

Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas
Informáticos y Automática



**Aportaciones a la instrumentación electrónica en la
optimización de sistemas basados en energía solar**

**Memoria para optar al grado de doctor
presentada por:**

Miguel Ángel Martínez Bohórquez

Fecha de lectura: 16 de diciembre de 2009

Bajo la dirección del doctor:

José Manuel Andújar Márquez

Huelva, 2010

ISBN: 978-84-92944-40-8

D.L.: H 125-2010



Universidad
de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas Informáticos y Automática
Escuela Politécnica Superior

**APORTACIONES A LA INSTRUMENTACIÓN
ELECTRÓNICA EN LA OPTIMIZACIÓN DE SISTEMAS
BASADOS EN ENERGÍA SOLAR**

Tesis Doctoral de
Miguel Ángel Martínez Bohórquez

Dirigida por
José Manuel Andújar Márquez

UNIVERSIDAD DE HUELVA
Noviembre de 2009

D. José Manuel Andújar Márquez, Catedrático de Escuela Universitaria de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Huelva,

CERTIFICA:

Que D. Miguel Ángel Martínez Bohórquez, Ingeniero en Electrónica, ha realizado bajo mi dirección y dentro del programa de doctorado **Ingeniería de Control, Informática y Electrónica**, el trabajo de investigación correspondiente a su Tesis Doctoral titulado:

**Aportaciones a la Instrumentación Electrónica en la Optimización de
Sistemas basados en Energía Solar**

Revisado el presente trabajo, estimo que puede ser presentado al Tribunal que ha de juzgarlo.

Y para que así conste a efectos de lo establecido en el artículo octavo del Real Decreto 778/1998 y por la normativa Reguladora del título de Doctor de la Universidad de Huelva, autorizo la presentación de este trabajo en la Universidad de Huelva.

Huelva, a 13 de Noviembre de 2009

Director: Dr. José Manuel Andújar Márquez

Doctorando: Miguel Ángel Martínez Bohórquez

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias, como no podría ser de otra forma, a mi compañero y algo más que amigo, el Dr. José Manuel Andujar Márquez, ya que sin su dedicación constante en la dirección de esta Tesis, sin su inagotable esfuerzo y apoyo infatigable, habría sido imposible su culminación.

También deseo agradecer a todos mis compañeros y amigos, el apoyo y el ánimo constante que he recibido a lo largo de esta larga etapa de mi vida, que ha sido la elaboración y sobre todo la culminación de este trabajo doctoral. En especial quiero dar las gracias a Jonathan y a Pacopepe, por su ayuda en la construcción y desarrollo de algunos de los dispositivos que compendian esta Tesis.

Agradecer igualmente la colaboración y apoyo prestado en el desarrollo de algunos de los capítulos de esta Tesis al personal investigador del laboratorio de calibración de instrumentos radiométricos en el INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) en la estación de El Arenosillo, en Mazagón, Huelva. Especialmente al Dr. José Manuel Vilaplana y al Dr. Benito de la Morena.

Y finalmente quiero dar las gracias a toda mi familia, a Macarena, a Isa, a mis padres Juan y Mari, a mi familia política, a todos, gracias por estar siempre ahí, por comprender lo que no se puede explicar.

*A Isa,
por tu comprensión,
por tu infinita paciencia,
por tu incalculable ayuda.
Gracias...*

*... “Sólo aquellos que se arriesgan a ir muy lejos,
pueden llegar a saber lo lejos que pueden ir” ...
(T.S. Eliot)*

Índice de Contenidos

| | |
|---|-----------|
| Capítulo 1. Planteamiento General de la Tesis | 1 |
| 1.1. Resumen de la Tesis..... | 5 |
| 1.2. Innovaciones que aporta la Tesis..... | 8 |
| 1.3. Rendimiento científico de la Tesis..... | 11 |
| Capítulo 2. Instrumentación Electrónica en los Sistemas de Energía Solar | |
| Fotovoltaica..... | 17 |
| 2.1. Breve reseña histórica y puesta al día de las células solares..... | 18 |
| 2.2. Definiciones | 23 |
| 2.2.1. Medida de la radiación solar..... | 24 |
| 2.2.2. Radiación Solar en la superficie de la Tierra..... | 27 |
| 2.3. Modelos eléctricos de células solares. Parámetros de interés..... | 28 |
| 2.3.1. Parámetros que definen el funcionamiento de una célula solar..... | 33 |
| 2.3.2. Métodos de identificación de parámetros..... | 34 |
| 2.3.2.1. Métodos basados en propiedades locales de las curvas..... | 35 |
| 2.3.3. Modelo basado en las aproximaciones de Green..... | 35 |
| 2.3.4. Modelo de 1 exponencial completo (5 parámetros)..... | 37 |
| 2.4. Módulo o Panel Fotovoltaico..... | 39 |
| 2.4.1. Curva Característica de un Módulo Fotovoltaico..... | 40 |
| 2.4.2. Factores que afectan a la característica I-V del Panel Fotovoltaico..... | 42 |
| 2.4.2.1. Efecto de la intensidad de iluminación (Irradiancia)..... | 42 |
| 2.4.2.2. Efecto de la temperatura..... | 43 |
| 2.4.3. Condiciones de referencia..... | 45 |
| 2.4.3.1. Condiciones Estándares de Medida..... | 45 |

| | |
|---|-----------|
| 2.4.3.2. Condiciones Nominales de Operación (CNO) | 46 |
| 2.4.4. Influencia de la temperatura de trabajo en el rendimiento de un panel FV. | 46 |
| 2.5. Producción y mercado de la energía solar fotovoltaica | 48 |
| 2.5.1. Evolución de la eficiencia en las nuevas tecnologías | 49 |
| 2.5.2. Reparto del mercado del sector Fotovoltaico | 51 |
| 2.6. Sistemas de Instrumentación Electrónica utilizados en las Instalaciones Fotovoltaicas. | 52 |
| 2.6.1. Parámetros a medir. | 53 |
| 2.6.2. Método de monitorización..... | 54 |
| 2.6.2.1. Medida de la Irradiancia..... | 55 |
| 2.6.2.2. Medida de la temperatura ambiente. | 55 |
| 2.6.2.3. Medida de la temperatura del módulo..... | 55 |
| 2.7. Situación actual de los Sistemas de adquisición de datos en Instalaciones Fotovoltaicas. | 56 |
| 2.7.1. Origen de los Buses de Campo..... | 59 |
| 2.7.2. Desarrollo de los buses de campo..... | 61 |
| 2.7.3 Ventajas de los buses de campo | 62 |
| Capítulo 3. Sistema de medición de temperatura superficial de bajo costo y elevada | |
| precisión. Aplicación a las instalaciones fotovoltaicas | 65 |
| 3.1. Introducción..... | 66 |
| 3.2. Descripción del sistema y consideraciones de diseño..... | 67 |
| 3.2.1. Consideraciones en cuanto al sensor a utilizar. | 67 |
| 3.2.1.1. Termopares. | 67 |
| 3.2.1.2. Termistores. | 72 |
| 3.2.1.3. Sensores monolíticos de temperatura o basados en uniones | |
| semiconductoras. | 73 |
| 3.2.1.4. Resistencia dependiente de la temperatura (RTD). Pt 100..... | 75 |
| 3.2.1.5. Sensores con salida digital..... | 79 |
| 3.2.1.6. Elección y adecuación del sensor para su uso en el sistema de medida. | 80 |
| 3.2.2 Sistemas de Adquisición de Datos (SAD)..... | 84 |
| 3.2.2.1. La capa física. Comunicación serie RS-485..... | 85 |
| 3.2.2.2. Controlador del sistema. PIC18F250..... | 86 |
| 3.3. Procedimiento Experimental..... | 88 |

| | |
|---|------------|
| 3.3.1. Software desarrollado..... | 91 |
| 3.4. Diseño de la experimentación y resultados experimentales..... | 95 |
| 3.5. Conclusiones..... | 101 |
| Capítulo 4. Sistema de medición de radiación solar en el espectro visible de bajo costo y elevada precisión. Aplicación a las instalaciones solares fotovoltaicas..... | 103 |
| 4.1. Introducción..... | 104 |
| 4.2. Descripción del sistema..... | 106 |
| 4.2.1. Difusor y cuerpo del piranómetro..... | 108 |
| 4.2.2. Sensor..... | 111 |
| 4.2.2.1. Características Eléctricas..... | 111 |
| 4.2.2.2. Características Ópticas..... | 112 |
| 4.2.2.3. Característica Corriente-Tensión ($I-V$)..... | 113 |
| 4.2.2.4. El ruido..... | 113 |
| 4.2.2.5. Efecto de la temperatura en los fotodiodos..... | 114 |
| 4.2.2.6. Elección del fotodiodo..... | 116 |
| 4.2.3. Sistema de acondicionamiento de la señal..... | 119 |
| 4.2.3.1. Circuitos de acondicionamiento..... | 120 |
| 4.2.4. Sistema de Control..... | 127 |
| 4.2.5. Sistema de Transmisión/Recepción..... | 129 |
| 4.2.6. Sistema de Termostatización..... | 130 |
| 4.2.7. Software desarrollado..... | 130 |
| 4.3. Procedimiento experimental. Resultados y discusión..... | 131 |
| 4.3.1. Calibración..... | 131 |
| 4.3.2. Determinación del RSR (<i>Relative Spectral Response</i>)..... | 137 |
| 4.3.3. Cálculo del error coseno..... | 138 |
| 4.4. Conclusiones..... | 140 |
| Capítulo 5. Sistema robótico para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos..... | 143 |
| 5.1. Introducción..... | 144 |
| 5.2. Metodología utilizada para la corrección coseno..... | 147 |
| 5.2.1. Factor de corrección angular de la radiación directa..... | 147 |
| 5.2.2. Factor de corrección angular de la radiación difusa..... | 148 |

| | |
|---|------------|
| 5.2.3. Relación entre la irradiancia global y la directa. | 148 |
| 5.3. Descripción del sistema desarrollado..... | 149 |
| 5.3.1. Módulo de comunicación del brazo robótico con el SAD..... | 151 |
| 5.3.2. Fuente de alimentación..... | 152 |
| 5.3.3. Módulo controlador de motores. | 152 |
| 5.3.4. Módulo del servomotor y transmisión..... | 153 |
| 5.3.4. Módulo de protección..... | 156 |
| 5.3.5. Pinza de soporte, sujeción, y movimiento del radiómetro bajo ensayo..... | 156 |
| 5.3.6. Módulo del sistema de nivelado. | 156 |
| 5.4. Procedimiento de calibración y testeo. | 157 |
| 5.5. Uso del sistema en campo. Experimentación..... | 158 |
| 5.5.1. Uso del sistema desarrollado en el laboratorio de ensayos y caracterización de instrumentos radiométricos..... | 161 |
| 5.6. Conclusiones. | 169 |
| Capítulo 6. Conclusiones y Desarrollos futuros..... | 171 |
| 6.1. Conclusiones..... | 172 |
| 6.2. Desarrollos futuros | 175 |
| 6.2.1. Módulo de adquisición de la temperatura ambiente, presión atmosférica y humedad relativa. | 175 |
| 6.2.2. Módulo de adquisición de la dirección y de la velocidad del viento..... | 177 |
| 6.2.3. Integración de los canales de instrumentación. | 178 |
| 6.2.4. El futuro próximo. | 180 |
| Apéndice A. Buses de campo y protocolos de uso industrial..... | 181 |
| A.1.- Clasificación de los buses de campo | 181 |
| (I) Buses de alta velocidad y baja funcionalidad..... | 181 |
| (II) Buses de alta velocidad y funcionalidad media..... | 183 |
| (III) Buses de altas prestaciones | 187 |
| (IV) Buses para áreas de seguridad intrínseca..... | 190 |
| (V) Otros buses de Campo y Protocolos. | 191 |
| Apéndice B. INDUSTRIAL ETHERNET | 195 |
| B.1. Protocolos on Top of TCP/IP..... | 197 |
| B.2. Protocolos on Top of Ethernet. | 198 |
| B.3. Protocolos realizados con <i>Modified Internet</i> | 199 |

| | |
|--|------------|
| Apéndice C. Comunicaciones Industriales Inalámbricas. | 201 |
| C.1. Tecnologías inalámbricas aplicadas en la automatización industrial..... | 203 |
| Referencias Bibliográficas | 207 |
| Índice Alfabético..... | 225 |

Índice de Figuras

| | |
|---|----|
| Fig. 2.1 Espectro de radiación electromagnética..... | 24 |
| Fig. 2.2. Espectro solar real (rosa) y de cuerpo negro (azul), suponiendo al Sol como un cuerpo negro a 5.777 K..... | 27 |
| Fig. 2.3. Radiación que alcanza la superficie de la Tierra bajo cielo con nubes | 28 |
| Fig. 2.4. Modelo de una célula fotovoltaica conectada a una carga..... | 29 |
| Fig. 2.5. Modelo eléctrico de dos exponenciales de una célula fotovoltaica | 31 |
| Fig. 2.6. Modelo eléctrico de una exponencial de una célula fotovoltaica | 32 |
| Fig. 2.7. Modelo eléctrico simplificado de una célula fotovoltaica | 32 |
| Fig. 2.8.- Característica $I-V$ de una célula solar | 33 |
| Fig. 2.8. Módulo o Panel Fotovoltaico, mod. I-94 | 40 |
| Fig.2.9. Esquema de conexionado eléctrico de un módulo fotovoltaico..... | 41 |
| Fig. 2.10.- (a) Característica $I-V$ de un panel comercial mod. BPSX60 para una temperatura y radiación dadas. (b) Característica $P-V$ para las mismas condiciones..... | 42 |
| Fig.2.11. Efecto de la irradiancia sobre la característica $I-V$ de un panel fotovoltaico. | 43 |
| Fig.2.12. Ejemplo de variación de la característica $I-V$ de un panel FV al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia (G) constante (1000 W/m^2)..... | 44 |
| Fig. 2.13. Mercado Fotovoltaico Mundial en 2008..... | 49 |
| Fig. 2.14. Evolución del consumo de silicio en la fabricación de células FV..... | 50 |

| | |
|---|----|
| Fig. 2.15. Patentes en energías renovables en el período 2003-2006..... | 50 |
| Fig. 2.16. Capacidad de producción de las tecnologías FV de capa delgada | 52 |
| Fig. 2.17. Parámetros a medir en tiempo real según la norma EN 61724:1998 | 54 |
| Fig. 2.18. Estructura jerárquica de las comunicaciones en la industria: modelo CIM. | 56 |
| Fig. 3.1. Efecto Seebeck en un termopar: aparece una corriente (a) o una diferencia de potencial (b) cuando hay dos uniones de metales diferentes a distintas temperaturas..... | 68 |
| Fig. 3.2.- Efecto Peltier | 69 |
| Fig.3.3.- Efecto Thompson..... | 70 |
| Fig. 3.4. RTD de hilo arrollado | 76 |
| Fig.3.5. Curva de calibración típica de una RTD (Ecuación <i>Callendar-Van Dusen</i>). | 77 |
| Fig.3.6. Margen de aplicación de las RTD de Pt y Ni..... | 77 |
| Fig.3.7. Sensor digital de temperatura DS18B20..... | 81 |
| Fig. 3.8.- Diagrama de bloques del DS18B20..... | 82 |
| Fig.3.9.- Mapa de memoria del <i>scratchpad</i> del DS18B20..... | 83 |
| Fig. 3.10. Sección transversal del sensor diseñado para su utilización en el exterior | 84 |
| Fig. 3.11. Sensor encapsulado para poder ser utilizado en el exterior. | 84 |
| Fig. 3.12. Diagrama de bloques del SAD desarrollado..... | 85 |
| Fig. 3.13. Conexión Full-dúplex RS-485 con el MAX 3080E..... | 86 |
| Fig. 3.14. Encapsulado del PIC 18F2520..... | 87 |
| Fig. 3.15. - PCB del prototipo. Cara de componentes..... | 87 |
| Fig. 3.16. Prototipo real en la instalación fotovoltaica..... | 88 |
| Fig.3.17. Pt100 de vaina de 250 mm de longitud..... | 88 |
| Fig.3.18. Pt100 adhesiva, para la colocación en paneles solares. | 89 |
| Fig. 3.19. Diagrama de Bloques del montaje realizado para efectuar la comparación del sistema desarrollado con el sistema patrón | 91 |
| Fig. 3.20. Fotografía del Field Point FP-1001..... | 91 |
| Fig. 3.21. Panel frontal del Instrumento Virtual desarrollado para el control del experimento. . | 92 |
| Fig. 3.22. Diagrama de bloques del Instrumento Virtual | 92 |
| Fig. 3.23. Diagrama de bloques del subVI de comunicaciones RS-485 del prototipo..... | 93 |
| Fig. 3.24. Diagrama de bloques del subVI de adquisición de datos de las Pt100 | 93 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 3.25. Diagrama de flujo de la aplicación programada en el PIC..... | 94 |
| Fig. 3.26. Experimento en baño térmico, con detalle de cubeta, controlador de temperatura y sensores. | 95 |
| Fig. 3.27. Comparativa del sistema comercial de medida con Pt 100 tipo A de precisión respecto del sistema desarrollado en base al DS18B20..... | 96 |
| Fig. 3.28. Desviación absoluta del sistema desarrollado en base al DS18B20 respecto del sistema comercial de medida con Pt 100 tipo A de precisión. | 96 |
| Fig.3.29. Detalles de la instalación de experimentación | 97 |
| Fig 3.30. Pt100 y DS18B20 adheridos a la parte trasera de un panel solar de la instalación experimental..... | 98 |
| Fig. 3.31. Comparativa del sistema comercial de medida con Pt100 tipo A de precisión respecto del sistema desarrollado en base al DS18B20 para días diferentes de 2007 en estaciones diferentes..... | 100 |
| Fig. 3.32. Desviación media y máxima mensual durante el año de experimentación (2007). .. | 100 |
| Fig.4.1. Diagrama de bloques del piranómetro | 107 |
| Fig.4.2. Diagrama de circuito del piranómetro | 108 |
| Fig.4.3. Detalle del difusor de teflón alojado en la tapa del piranómetro | 109 |
| Fig.4.4. Curvas de la respuesta coseno para diferentes ángulos en el mecanizado del difusor de teflón TM | 109 |
| Fig. 4.5. Piranómetro desarrollado | 110 |
| Fig. 4.6. Circuito equivalente de un fotodiodo de silicio. | 111 |
| Fig. 4.7. Característica <i>I-V</i> de un fotodiodo para diferentes niveles de iluminación..... | 113 |
| Fig. 4.8. Variación de la responsividad de un fotodiodo debido a su coeficiente de temperatura (Osram) | 115 |
| Fig. 4.9. Curvas de respuesta de los fotodiodos seleccionados..... | 117 |
| Fig. 4.10. Fotodiodo BPW21 | 119 |
| Fig. 4.11. Modos de operación del fotodiodo. a) Modo fotovoltaico. b) Modo fotoconductor | 120 |
| Fig. 4.12. Fotodiodo en cortocircuito. (a) Circuito. (b) Circuito equivalente. (c) Recta de carga. | 121 |
| Fig. 4.13. Amplificador de transimpedancia con salida negativa..... | 122 |
| Fig. 4.14. Amplificador de transimpedancia con salida positiva. | 123 |

| | |
|--|-----|
| Fig.4.15. Amplificador de transimpedancia con salida positiva práctico..... | 123 |
| Fig. 4.16. Circuito de acondicionamiento con el fotodiodo modelado como una fuente de corriente I_p con la capacidad C en paralelo. | 124 |
| Fig.4.17. Ganancia en bucle abierto del amplificador operacional $ A_{BA} $ del convertidor corriente-tensión y de la realimentación $1/\beta(s)$, considerando la capacidad del fotodiodo. | 125 |
| Fig. 4.18. Amplificador de transimpedancia compensado mediante R_c , C y C_f | 125 |
| Fig. 4.19. Ganancia en bucle abierto del A.O. $ A_{BA} $, y de la realimentación $1/\beta(s)$, en la situación correspondiente a un margen de fase de 45° | 126 |
| Fig. 4.20. Encapsulado y patillaje del PIC 16F88..... | 128 |
| Fig. 4.21. Encapsulado y patillaje del sensor de temperatura LM35 | 128 |
| Fig. 4.22. Instrumento virtual (IV) realizado para el control del piranómetro..... | 129 |
| Fig. 4.23. Ubicación de los piranómetros construidos para su calibración respecto del piranómetro patrón | 132 |
| Fig. 4.24. Diagrama de conexionado del convertidor I/V CT24 de Kipp&Zonen | 133 |
| Fig. 4.25. Medidas de irradiancia de los tres piranómetros (PP es el piranómetro patrón, UTP es el piranómetro sin regulación de la temperatura interna y RTP el piranómetro con regulación de la temperatura interna en cuatro días dispersos de 2008. | 135 |
| Fig. 4.26. Detalle de las medidas de irradiancia del día 3 de mayo de 2008. En ella se puede observar el peor comportamiento del UTP frente al RTP. | 136 |
| Fig. 4.27. Fotografía del ensayo realizado para la determinación del RSR (Relative Spectral Response) en el laboratorio de calibración del INTA en Huelva..... | 137 |
| Fig. 4.28. Curva de la respuesta espectral obtenida en el laboratorio de calibración del INTA para el piranómetro RTPdesarrollado..... | 138 |
| Fig. 4.29. Fotografía del test realizado en el laboratorio de calibración del INTA para calcular el error coseno del piranómetro..... | 139 |
| Fig. 4.30. Curvas de la irradiancia ideal y la irradiancia real medida del piranómetro RTP, ambas en función del ángulo de incidencia..... | 139 |
| Fig. 5.1. Diagrama de bloques general del sistema desarrollado. | 149 |
| Fig. 5.2. Diagrama de bloques general del sistema desarrollado. | 150 |
| Fig. 5.3. Vista frontal y de perfil del brazo robótico. | 151 |
| Fig. 5.4. Servomotor del brazo robótico y mecanismo de transmisión. | 153 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 5.5. Sensor de barrera óptica..... | 154 |
| Fig.5.6. Imagen 3D del módulo servomotor y la transmisión que mueven la pieza. | 155 |
| Fig.5.7. Detalle del sistema de sujeción del radiómetro bajo ensayo al brazo robótico..... | 156 |
| Fig. 5.8. Asignación de patillas del acelerómetro/inclinómetro ADXL 203 facilitado por el fabricante..... | 157 |
| Fig. 5.9. Fotografía del sistema de medición angular XL 80. | 158 |
| Fig. 5.10. Estación de sondeos atmosféricos del INTA, situada en el Arenosillo (Huelva) | 159 |
| Fig. 5.11. Detalle del proceso de enrasamiento de un radiómetro. | 162 |
| Fig. 5.12. Fotografía de un radiómetro bajo test en la Esat..... | 163 |
| Fig. 5.13. Curvas de respuesta ideal y medida para un radiómetro dado, en función del ángulo de la radiación incidente..... | 164 |
| Fig. 5.14. Radiómetros colocados en la terraza de la estación en el INTA..... | 164 |
| Fig. 5.15. Instrumentos de medición del Laboratorio de calibración del INTA..... | 165 |
| Fig. 5.16. Función de respuesta angular relativa de algunos radiómetros participantes en la campaña..... | 166 |
| Fig. 5.17. Gráficas de Respuesta Espectral Relativa, Función de Respuesta Angular, Error Coseno y Corrección Coseno del piranómetro YES UVB-1 #030520..... | 167 |
| Fig. 5.18. Gráficas de la función de conversión, niveles de ozono en función del ángulo solar, niveles de Irradiancia en función de la salida eléctrica y de comparación con el radiómetro de referencia Brewer, del radiómetro YES UVB-1 #030520 | 168 |
| Fig. 6.1. Fotografía del módulo de medición de temperatura ambiente, presión atmosférica y humedad relativa. | 176 |
| Fig. 6.2. Anemómetro (izda.) y veleta (derecha) utilizados. | 177 |
| Fig. 6.3. Módulo de adquisición y acondicionamiento de las señales del anemómetro y de la veleta. | 178 |
| Fig. 6.4. Disposición de los sistemas de medición desarrollados..... | 178 |
| Fig. 6.5. Módulo exterior de conexiones..... | 179 |
| Fig. 6.6. Panel Frontal del Instrumento Virtual que controla todo el funcionamiento de la Estación meteorológica de Bajo Coste..... | 180 |
| Fig.B.1. Posibles estructuras para Real Time Ethernet (RTE)..... | 197 |

Índice de Tablas

| | |
|---|-----|
| Tabla 2.1 Distribución espectral de la radiación global en % | 24 |
| Tabla 2.2. Espectro solar real según Frölich y Wehrli..... | 25 |
| Tabla 2.3. Características de las distintas tecnologías fotovoltaicas..... | 51 |
| Tabla 2.4. Parámetros a medir en tiempo real..... | 53 |
| Tabla 3.1. Termopares más utilizados | 72 |
| Tabla 3.2 Características de diversos sensores de temperatura con salida analógica | 75 |
| Tabla 3.3. Características de algunas RTD..... | 78 |
| Tabla 3.4.. Sensores con salida digital analizados | 80 |
| Tabla 3.5. Formato del registro de temperatura..... | 81 |
| Tabla 3.6.- Relación entre la salida digital y la temperatura..... | 81 |
| Tabla 3.7. Registro de configuración (byte 4) del <i>Scratchpad</i> del DS18B20..... | 83 |
| Tabla 3.8. Configuración de la resolución del DS18B20..... | 83 |
| Tabla 3.9. Relación Resistencia-Temperatura y Tolerancias para Pt 100 según norma IEC 751 | 90 |
| Tabla 3.10. Características Constructivas, Eléctricas y Físicas de los paneles I/94 | 97 |
| Tabla 4.1. Características de los fotodiodos seleccionados | 117 |
| Tabla 4.2. Circuitos de acondicionamiento para fotodiodos..... | 121 |
| Tabla 5.1. Relación de Radiómetros participantes en la campaña de intercomparación | 160 |

Capítulo 1

Capítulo 1. Planteamiento General de la Tesis

Esta Tesis no está concebida como un trabajo aislado, sino que dentro del Grupo de Investigación en el que se ha desarrollado, forma parte del conjunto de Tesis que se están realizando de forma simultánea y que persiguen implementar lo que pretende ser un *Sistema generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante*; nombre y objetivo del proyecto de I+D DPI 2007-62336 que financia¹ esta Tesis. Se trata de un sistema que mediante el vector hidrógeno, pueda funcionar las 24 horas de todos los días del año generando su propio combustible de forma no contaminante, y produciendo energía eléctrica para alimentar cargas AC y DC, también de forma no contaminante. La fuente de energía renovable es fotovoltaica, y se emplea tanto para producir electricidad de forma diurna como para producir hidrógeno mediante electrolisis del agua. Cuando no hay luz solar, la electricidad es producida mediante pilas de combustible, utilizando el hidrógeno producido y almacenado.

¹ El proyecto antecesor que permitió iniciar al Grupo de Investigación en el sector de las fuentes de energía renovable en general y en el de las pilas de combustible en particular, fue el DPI 2005-01065 *Diseño de un sistema de propulsión controlado por lógica borrosa para un vehículo de emisión cero*.

Dentro de las tareas del proyecto de investigación anterior, esta Tesis tiene por objeto el diseño, desarrollo y construcción, de sistemas de instrumentación que permitan la optimización en la generación de energía solar fotovoltaica, teniendo siempre en cuenta el coste de los sistemas desarrollados, el cual debe ser lo más bajo posible garantizando los requisitos de precisión necesarios. Como un efecto añadido a lo que son las líneas del proyecto de investigación que soporta esta Tesis y a la propia concepción de la misma, se persigue extender las posibilidades de monitorización de los sistemas fotovoltaicos incluso a nivel doméstico, para lo cual es fundamental el desarrollo de sistemas de instrumentación de muy bajo coste.

Esta Tesis estudia y atiende de forma práctica, mediante implementaciones reales, la construcción de canales de instrumentación completos (sensor + acondicionador de señal + procesamiento y tratamiento de datos) para las variables *temperatura superficial* de paneles e *irradiancia* solar en los mismos. Estas dos variables han sido elegidas porque son sin duda las más importantes a monitorizar y tener en cuenta en una instalación solar fotovoltaica, tanto es así, que como es sabido, las curvas *IV* y *PV* de un módulo solar y/o array de módulos dependen de estas dos variables. Además, puesto que estas variables hacen que la morfología de las curvas anteriores estén cambiando a lo largo del día, el seguimiento fiel del punto de máxima transferencia de potencia (MTP) se puede ver condicionado por la posibilidad de disponer de medidas instantáneas de radiación y temperatura.

Otro tema que ha sido abordado en esta Tesis, fruto de la relación continua que mantiene el grupo de investigación, en el cual trabaja este doctorando, con el instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA) en su sede de El Arenosillo (Mazagón, Huelva) ha sido el diseño, desarrollo, construcción y testeo de un sistema robotizado para realizar medidas y calibraciones de instrumentos radiométricos. El instituto citado tiene categoría de Centro de Referencia Mundial para la calibración y homologación de instrumentos radiométricos, con lo cual parecía un escenario ideal para llevar a cabo esta investigación. El prototipo desarrollado en esta Tesis fue probado con éxito en la campaña internacional de intercomparación de instrumentos radiométricos, celebrada en las instalaciones del INTA en agosto de 2007. Desde entonces, el sistema robotizado se encuentra funcionando y ubicado en el laboratorio de calibración de la estación de sondeos atmosféricos del instituto citado.

El **Capítulo 2** de esta Tesis comienza con una revisión del estado del arte de los sistemas de instrumentación de uso común en las instalaciones solares fotovoltaicas. El estudio se inicia con referencias históricas a todos los hitos considerados de interés en el desarrollo de la energía solar fotovoltaica. Este capítulo incluye también unas breves explicaciones de los principios físicos involucrados en todo el proceso que va desde la captación de energía procedente del sol hasta la transformación de la misma en forma de energía eléctrica. Puesto que el ámbito de la Tesis es la instrumentación electrónica, se hace especial hincapié en la última parte del capítulo en el análisis de la oferta actual de buses de campo. Así, después de una breve referencia

histórica se analiza su evolución, posibilidades actuales y previsiones en un futuro inmediato. Con objeto de aprovechar y dar curso a la gran cantidad de información técnica generada en esta investigación sobre los buses de campo, se han creado en la Tesis sendos apéndices (A, B y C) que recopilan toda esa información, la cual puede constituir una guía muy práctica para hacerse una idea clara de las posibilidades y disponibilidad del mercado en todo lo referente al apartado de comunicaciones mediante buses industriales, ya sean físicos o inalámbricos.

Una vez que se han sentado las bases de la situación actual en lo que se refiere a la instrumentación de aplicación en las instalaciones solares fotovoltaicas, se afrontan los capítulos que conforman las aportaciones fundamentales de esta Tesis. Así, el **Capítulo 3** está dedicado al diseño, desarrollo, construcción y pruebas de un canal completo de instrumentación para la medida de la temperatura superficial en paneles solares fotovoltaicos. Si bien el desarrollo del sistema se ha realizado pensando en una aplicación inmediata para las instalaciones solares fotovoltaicas, hay que tener en cuenta que la utilidad del sistema desarrollado es mucho más extensa. Tanto es así que se ha solicitado su patente, con el número de registro P200803364 y la denominación *Dispositivo para captar la temperatura superficial de un objeto*. El Capítulo 3 no sólo trata el diseño, desarrollo y construcción del sistema de temperatura mencionado, sino que puede ser considerado como una referencia de lo que son unas pruebas de testeo y calibración en laboratorio siguiendo las normas internacionalmente aceptadas que permiten la homologación de este tipo de dispositivos. Por supuesto, el nivel de ensayos realizados ha exigido desarrollar tecnología propia para la realización de todas las pruebas, lo cual se detalla en el capítulo. Esto evidentemente, puede ser considerado como una aportación más de este trabajo.

Una vez resuelta la problemática de la medida superficial de temperatura con una relación precisión/coste muy competitiva, se ha afrontado el diseño, desarrollo, construcción y testeo del canal de instrumentación para la medida de la otra variable de interés, esto es, la irradiancia. Este es el cometido del **Capítulo 4**. Siguiendo las pautas del capítulo anterior se aborda éste con la tarea del diseño y construcción de un sistema de instrumentación para la medida fiable y con alta resolución de la irradiancia solar, teniendo siempre presente que el prototipo final debe ser un sistema de bajo coste, ya que sistemas caros para el cumplimiento de este cometido existen en el mercado. Cuando se plantearon los requisitos del prototipo a construir, se barajaron diferentes opciones; la primera fue el espectro de radiación que debía cubrir el equipo. Ciertamente esta cuestión está fuertemente condicionada tanto por el elemento sensor que se elija como por el coste del equipo final, aunque por otro lado, no es menos cierto que el resultado final debe ser un sistema útil independientemente de las consideraciones anteriores. A tal fin se consideró el espectro de radiación solar en su división clásica, a saber, infrarrojo, visible y ultravioleta. La realización de un sistema que pudiera cubrir toda la gama del espectro quedaba fuera de las pretensiones y objetivos de este trabajo de investigación, ya que entre otras

cosas, su utilidad, debido al alto coste que llevaría, sería muy discutible para ser aplicado en instalaciones de energía solar fotovoltaica. En virtud de lo anterior, se decidió que puesto que la radiación de interés para estas aplicaciones se centra en el espectro visible, lo más lógico sería que el canal de instrumentación a desarrollar cubriera de la forma más fiable y exacta posible este rango. Así, se hizo un sondeo exhaustivo de la disponibilidad de sensores en el mercado sensibles a este rango del espectro de radiación y, como se muestra en el capítulo, se decidió utilizar un modelo concreto de fotodiodo comercial para a partir de él, diseñar todo el canal de acondicionamiento de la señal. Evidentemente un instrumento de las características pretendidas no podría circunscribirse al sensor y al circuito de acondicionamiento, ya que había que dotarlo de unas prestaciones que lo hicieran realmente competitivo, tanto que fuera susceptible de ser patentado. Así, se ha dotado al sistema de unas capacidades excelentes de estabilidad térmica, resolución, estanqueidad, durabilidad, comunicaciones y robustez. Todo ello ha permitido solicitar la patente denominada *Piranómetro* con la referencia P200703162, PCT/ES2008/000736 y nº de publicación internacional WO/20089/068710.

Finalizando con el Capítulo 4 merece ser señalado que, igual que ocurrió en el Capítulo 3, también en éste se ha hecho un gran esfuerzo técnico y científico por configurar unas condiciones de laboratorio y baterías de ensayos que permitan garantizar que las pruebas realizadas verifican las normas internacionales más exigentes al respecto.

Ciertamente a estas alturas de la Tesis, es justo reconocer que se había adquirido una gran experiencia en el diseño, experimentación y testeo de sistemas de instrumentación, la cual podría ser de aplicación para diseños del mismo o diferente ámbito a los realizados hasta ese momento. Precisamente, aprovechando la experiencia adquirida en el diseño del sistema de medida de la irradiancia solar que se describe en el Capítulo 4, se planteó la posibilidad de profundizar en las pruebas de medida y calibración necesarias para este tipo de instrumentos. Formalmente hablando, el sistema desarrollado en el Capítulo 4 es un piranómetro, el cual pertenece a la categoría de instrumentos denominados radiométricos, en algunos casos denominados espectroradiómetros. En definitiva, todas estas denominaciones hacen referencia a instrumentos diseñados para medir la energía procedente de la radiación solar, cubriendo cada uno una parte concreta del espectro, aunque bien es cierto que no existe un acuerdo de la comunidad científica que sea capaz de clasificar todas estas denominaciones de instrumentos de una forma clara.

En virtud de lo anterior se planteó la posibilidad de desarrollar para el INTA un sistema robótico automático que permitiera ensayar radiómetros comerciales, con objeto de analizar su medida y efectuar su calibración. De forma genérica, como se explica en los Capítulos 4 y 5, los radiómetros son instrumentos sometidos a un error de medida conocido como *error coseno*.

Por otro lado, este error, inherente a este tipo de instrumentos, ha de ser medido para poder ser corregido mediante técnicas matemáticas de ajuste, una vez conocido el error de cada instrumento, éste puede ser calibrado, de modo que las medidas reales sean corregidas para proporcionar valores correctos. El laboratorio de calibración de instrumentos radiométricos del INTA en su sede de El Arenosillo (Mazagón, Huelva) está reconocido a nivel internacional para medir, calibrar y homologar este tipo de instrumentos.

El **Capítulo 5** de esta Tesis está dedicado al diseño, desarrollo, construcción y pruebas de un sistema robótico automático para su instalación en el laboratorio citado del INTA. Desde su puesta en servicio en Septiembre de 2007, la medida y calibración de los instrumentos radiométricos bajo ensayo se realizan sin intervención humana, lo cual garantiza una rapidez, exactitud, precisión, de las condiciones de ensayo y aislamiento a fallos que hasta ahora no era posible conseguir.

Toda la labor de investigación desarrollada en este capítulo, culmina también en la solicitud de patente del instrumento realizado: *Sistema robótico para la caracterización de la respuesta angular de dispositivos radiométricos*, con referencia P200800223, PCT/ES2009/000042 y nº de publicación internacional WO/2009/095515.

1.1. Resumen de la Tesis.

Esta memoria está organizada en 6 capítulos de acuerdo a la siguiente distribución:

En el **Capítulo 1**, *Planteamiento General de la Tesis*, como su propio nombre indica, se realiza una descripción de la estructura de la Tesis, se comentan brevemente cada uno de los capítulos que la forman incidiendo en las aportaciones principales, y se efectúa un análisis del rendimiento científico que hasta la fecha ha producido el trabajo realizado en esta Tesis.

El **Capítulo 2**, *Instrumentación Electrónica en los sistemas de Energía Solar Fotovoltaica*, comienza haciendo una breve reseña histórica sobre las células solares, cubriendo el tramo histórico desde el descubrimiento del efecto fotoeléctrico en 1839 hasta nuestros días, pasando por todos los hitos de la física y la tecnología que han permitido que hoy en día se pueda hablar ya, al menos a nivel de laboratorio, de células solares con eficiencia del 42,8%. Esta primera parte del capítulo finaliza enmarcando lo que se ha dado en denominar *las cuatro generaciones de células solares*. Realmente, estas definiciones pueden ser opinables, fundamentalmente porque se habla de cuarta generación cuando las tres anteriores aún no están superadas, esto es, hoy en día se siguen vendiendo paneles cuyas células solares pertenecen a la primera generación.

El capítulo avanza repasando de forma somera algunas definiciones de la física cuyo uso es necesario para entender los conceptos que se tratan en este trabajo de investigación. A continuación, se afronta el modelado de las células solares con la pretensión de conseguir un modelo que sea lo suficientemente completo como para recoger todos los parámetros

influyentes en el rendimiento de una célula solar, a la vez que lo suficientemente simple como para que sea manejable. Así, se desarrollan desde los modelos más simples hasta los modelos denominados de 7 parámetros, además de los métodos para identificarlos.

El Capítulo 2 trata también con cierto detenimiento el concepto de módulo o panel fotovoltaico como agrupación de células con una ordenación concreta; así, se analizan sus curvas características, sus parámetros comerciales y la influencia que ejercen sobre los mismos las variables temperatura y radiación solar ambientes. También, de forma somera se hace una incursión en el mercado mundial de la producción de energía solar fotovoltaica y el reparto de cuota que cada una de las tecnologías de fabricación de paneles tiene en él. La última parte del capítulo está dedicada a estudiar las diferentes tecnologías y sistemas de instrumentación electrónica que son de uso e interés en las instalaciones solares fotovoltaicas. Con objeto de no hacer la lectura del capítulo tediosa y quizás presentar una estructura del mismo un tanto discontinua, se extraen a sendos apéndices las partes de este capítulo dedicadas a la exposición de características técnicas de los *Buses de Campo* y *Protocolos de Uso Industrial* (Apéndice A), *Ethernet Industrial* (Apéndice B) y *Comunicaciones Industriales Inalámbricas* (Apéndice C).

El **Capítulo 3** recoge todas las etapas del diseño, desarrollo, construcción y pruebas de uno de los resultados de esta Tesis: *Sistema de medición de temperatura superficial de bajo costo y elevada precisión*. El capítulo comienza resaltando la importancia que tiene la medida fiable de temperatura en una instalación fotovoltaica. En ese sentido se analizan las diferentes posibilidades que ofrece el mercado y las tecnologías disponibles para la medida superficial de temperatura. Después de un exhaustivo análisis de diferentes sensores tales como termopares, termistores, sensores monolíticos y detectores de temperatura resistivos, se llega a la conclusión que ninguno de ellos son apropiados para constituir el elemento sensor del prototipo que se persigue desarrollar. Por ello, se decide utilizar un sensor de temperatura digital, el cual, si bien no está específicamente diseñado para ello, puede cumplir, con un minucioso acondicionamiento mecánico externo, el cometido necesario en el sistema de medida. En el desarrollo del capítulo se explica el porqué del sensor elegido, el acondicionamiento mecánico externo que ha sido necesario realizarle y toda la circuitería de acondicionamiento de señal desarrollada para él, con objeto de que permita una conexión a un sólo hilo de forma directa al PC o controlador del sistema. El capítulo se completa con un riguroso procedimiento experimental, realizado tanto a nivel de laboratorio como a la intemperie, para garantizar mediante resultados experimentales, las excelentes características de resolución y precisión del sistema desarrollado, las cuales se han conseguido además a unos costes muy inferiores respecto de los dispositivos disponibles en el mercado.

El **Capítulo 4** tiene una estructura similar al 3, ya que compendia también todas las etapas del diseño, desarrollo, construcción y pruebas de otro de los resultados de esta Tesis: *Sistema de medición de irradiancia solar de bajo coste y elevada precisión*. Puesto que en

esencia, el sistema desarrollado es un piranómetro, el capítulo comienza resaltando la importancia y campo de aplicación que tiene la medida de la radiación solar en todo su espectro. A continuación se realiza una descripción y explicación pormenorizada de todos los bloques funcionales del sistema desarrollado: difusor previo al elemento sensor, elemento sensor (fotodiodo), cuerpo del piranómetro, sistema de acondicionamiento, sistema de control, sistema de transmisión/recepción y sistema de termostatación. Cuando se analizan cada uno de los bloques del sistema se hace un cuidadoso análisis de las posibilidades que ofrece el mercado, del porqué de las decisiones tomadas, así como también del diseño a nivel de componentes de todos los elementos del circuito.

Igual que se hizo en el Capítulo 3 se ha diseñado un procedimiento riguroso de ensayos que permitan valorar las capacidades del sistema desarrollado; para ello se han realizado multitud de pruebas tanto en laboratorio como a la intemperie, comparando los resultados con un dispositivo patrón, disponible comercialmente y de calidad contrastada.

De forma análoga a los capítulos anteriores, el **Capítulo 5** está dedicado también a un desarrollo experimental resultado de esta Tesis: *Sistema robótico para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos*.

A lo largo del desarrollo del tema se cubren todas las etapas que dan lugar al prototipo experimental construido: diseño, desarrollo, construcción y pruebas. El Capítulo 5 comienza sentando las bases de las definiciones y aplicaciones de los instrumentos usados para la medida de la radiación solar. Realmente no hay unificación al respecto, de modo que se habla de radiómetros, espectralradiómetros y piranómetros sin hacer una distinción clara del rango de medidas que abarca cada uno y muchas veces utilizándolos como sinónimos para una misma aplicación. El autor, por considerarlo más genérico y quizás porque puede englobar al resto de definiciones, utiliza el concepto de radiómetro e instrumento radiométrico como una definición capaz de abarcar la medida de todo el espectro de radiación solar. A continuación se expone la metodología formal utilizada para calcular el *error coseno*, utilizando para ello los factores de corrección angular de la radiación directa, difusa y de la relación entre la radiación global y la directa. En el siguiente apartado se realiza una descripción del sistema desarrollado, en primer lugar a nivel de bloques, para pasar posteriormente a un desarrollo pormenorizado de cada uno ellos, tanto a nivel de hardware como de software. Culmina este capítulo con la descripción de los procesos de calibración y puesta a punto del sistema desarrollado. En este apartado se incluye también el uso que desde Septiembre de 2007 se le está dando al sistema desarrollado. Concretamente en el laboratorio de calibración de instrumentos radiométricos del INTA, en El Arenosillo, Mazagón – Huelva.

En el último capítulo, **Capítulo 6**, *Conclusiones y Desarrollos Futuros*, se presentan las conclusiones más relevantes de esta Tesis, se esbozan las líneas de investigación que han sido abiertas por la misma y se proponen estrategias y actuaciones en este sentido.

Tras los tres apéndices mencionados con anterioridad: *Buses de Campo* y *Protocolos de Uso Industrial* (Apéndice A), *Ehernet Industrial* (Apéndice B) y *Comunicaciones Industriales Inalámbricas* (Apéndice C), las Referencias Bibliográficas consultadas cierran la memoria de esta Tesis.

1.2. Innovaciones que aporta la Tesis.

En esta sección se recorren cada uno de los capítulos que integran esta memoria, destacando las aportaciones novedosas que se hacen en cada uno respecto a la situación del estado del arte antes de abordar las diferentes tareas que conformaron cada capítulo.

El **Capítulo 2** tiene dos aportaciones fundamentales, las cuales están basadas en una ardua labor de estudio y recopilación para realizar una puesta al día de dos tecnologías esenciales en el contenido de esta Tesis. Una de ellas se refiere a las células, módulos y arrays fotovoltaicos; y la otra a la instrumentación electrónica necesaria para monitorizar, controlar y optimizar instalaciones solares fotovoltaicas.

Si bien la física y tecnología asociadas con las células y módulos solares es bien conocida, y puede ser estudiada en diferentes textos y trabajos de investigación, no es menos cierto que los contenidos suelen aparecer englobados en campos muy específicos, con lo cual sería necesario disponer de una gran cantidad de bibliografía para tener una panorámica rápida y clara de la evolución histórica y el estado actual del arte en el campo de las células y paneles fotovoltaicos. La primera parte del Capítulo 2 esta dedicada precisamente a esto, a compendiar de forma ordenada tanto la evolución histórica de este campo de la ciencia y la tecnología, como a presentar el estado actual del arte diferenciando los prototipos aún de laboratorio de los dispositivos que ya ofrece el mercado.

La segunda parte del capítulo está dedicada a los sistemas de instrumentación electrónica utilizados en las instalaciones fotovoltaicas. El análisis se realiza desde un punto de vista formal, esto es, a partir de las diferentes normativas que especifican las características constructivas y de señales que han de tener los diferentes dispositivos involucrados en los sistemas de instrumentación de las instalaciones solares fotovoltaicas. Otro parámetro que aporta formalidad a este estudio es que también se realiza desde el punto de vista de la estructura jerárquica de las comunicaciones en la industria (modelo CIM, *Computer Industry Manufacturing*). Así, se observa según este modelo que la parte baja de la pirámide está conformada por lo que se denomina *Red de Control*, la cual se implementa mediante buses de campo. Es en este ámbito donde también se ha realizado otra aportación en este capítulo.

Desde la aparición de los buses de campo en los años 70 ha habido una gran explosión de los mismos; al principio sin normativa alguna de aplicación, de modo que cada fabricante iba por su cuenta. Con el asentamiento en el mundo industrial de los buses de campo, comenzaron a aparecer asociaciones que planteaban diferentes estándares a cumplir; sin embargo, llegaron tarde, ya que aparecieron estándares de facto con mayor o menor implantación dependiendo del dominio del mercado que tuviera cada compañía.

Por los motivos mencionados anteriormente, una puesta al día tecnológica de los buses de campo requería una labor ardua de consulta, fundamentalmente en manuales técnicos de las propias empresas, así como en los múltiples comités técnicos que, a partir de los años 80 fundamentalmente, han comenzado a intentar poner un poco de orden en este campo. La segunda parte del Capítulo 2 junto con tres apéndices, pueden ser considerados una aportación al estado del arte en los buses de campo y, en general, en todo el ámbito de lo que se da en denominar *Comunicaciones Industriales*.

Si bien el Capítulo 2 puede ser considerado de aportación fundamentalmente bibliográfica, el **Capítulo 3** constituye ya la primera aportación que podría denominarse de ciencia e ingeniería, esto es, se parte de unos requerimientos, se realizan unos diseños en base a ellos y, a partir de simulaciones y diferentes desarrollos, se llega a un primer prototipo susceptible de ser probado y sometido a ensayo. Esta ha sido la evolución del *Sistema de Medición de Temperatura Superficial de Bajo Costo y Elevada Precisión* que se presenta en el Capítulo 3.

El Capítulo 3 tiene una primera parte en la que se aporta un estudio minucioso de las disponibilidades del mercado respecto de sensores para la medición de temperatura, con objeto de permitir tomar decisiones en la elección del elemento sensor que es pieza clave en el sistema que se ha desarrollado. Así, el estudio llega a la conclusión de que ninguno de los sensores disponibles en el mercado es válido para ser utilizado tal cual en función de los requisitos planteados. De ahí que una aportación fundamental de este capítulo sea la adecuación mecánica y electrónica del sensor digital DS18B20 para poder ser utilizado como sistema de medida de temperatura superficial de objetos, lo cual ha dado lugar a la solicitud de patente P200803364: *Dispositivo para captar la temperatura superficial de un objeto*.

No obstante lo anterior, las aportaciones del capítulo 3 no terminan aquí, ya que se ha diseñado un minucioso procedimiento de ensayo tanto en laboratorio como a la intemperie, con objeto de comparar y calibrar en tiempo real las características de medida del sistema desarrollado respecto de uno patrón, probablemente el más fiable y exacto que existe a nivel comercial: Una Pt 100 de precisión.

El **Capítulo 4** aporta otro desarrollo completo hasta la puesta en valor de un prototipo experimental de aspecto completamente comercial: *Sistema de Medición de Radiación Solar en*

el Espectro Visible de Bajo Costo y Elevada Precisión. Por tanto, este capítulo puede ser considerado todo él, como una aportación de esta Tesis al estado del arte en el campo de los sistemas de medida de la radiación solar. Al igual que ocurría en el Capítulo 3, la primera parte de éste está también dedicada al análisis y estudio de las posibilidades del mercado, para la elección del elemento sensor más adecuado según los requisitos del sistema a desarrollar.

El desarrollo del sistema ha exigido una gran interdisciplinariedad, ya que se ha estudiado la física de las radiaciones solares y de los elementos difusores, las posibilidades mecánicas y de mecanizado de diferentes materiales, con objeto de diseñar y construir carcasas y soportes que aseguren robustez, estanqueidad y durabilidad; y ha sido necesario también un estudio y esfuerzo exhaustivos en los campos de la electrónica y las comunicaciones.

El Capítulo 4 aporta un sistema nuevo que permite medir radiación solar en el espectro visible con muy alta resolución, gran exactitud y fiabilidad, y todo ello a un coste muy inferior de los dispositivos comparables disponibles en el mercado. Esta novedad, fruto de esta investigación, ha permitido realizar la solicitud de patente P200703162: *Piranómetro*, PCT/ES2008/000736 y nº de publicación internacional WO/2009/068710.

La última parte del capítulo, una vez construido ya el prototipo del sistema, constituye también una aportación al ámbito del ensayo para la medida y calibración de los sistemas de medida de radiación solar. Así, se establece un minucioso procedimiento de testeo, siguiendo siempre las normativas de aplicación, con objeto de analizar las prestaciones del sistema desarrollado respecto de lo que es internacionalmente aceptado por la comunidad científica. Estos ensayos han permitido contrastar la calidad del sistema cuya patente ha sido solicitada.

Los Capítulos 3 y 4 presentan las aportaciones con las que inicialmente se planteó esta Tesis, esto es, conseguir medir de forma muy exacta y fiable las dos variables atmosféricas que más influyen en el comportamiento de un panel solar fotovoltaico: temperatura y radiación solar. Sin embargo, en el transcurso del desarrollo de esta investigación y fruto de la experiencia que se iba adquiriendo en el prototipado de instrumentos, surgieron diferentes necesidades y propuestas para aprovechar esta experiencia. En concreto, fruto del trabajo realizado en el Capítulo 4 donde se adquirió gran conocimiento en la medida y calibración de instrumentos radiométricos, surgió la posibilidad de hacer un desarrollo *ad-hoc* para el INTA; en concreto, un sistema que fuera capaz sin intervención humana, de posicionar de forma automática en todo el campo de medidas del instrumento, un radiómetro sometido a ensayo para su medida y calibración. El hecho de ser la *estación de sondeos atmosféricos* (situada en las instalaciones de El Arenosillo, Mazagón - Huelva) un laboratorio homologado a nivel internacional para la calibración de instrumentos radiométricos hizo que se planteara formalmente esta investigación.

Partiendo de los requisitos iniciales establecidos en las reuniones previas con la estación, se realizó el diseño, desarrollo, construcción y testeo del sistema desarrollado en el **Capítulo 5: Sistema robótico para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos**. Cabe destacar como aportación científica de este capítulo que en el sector de los Centros Internacionales de homologación y calibración de instrumentos radiométricos, se desconocen los que cuentan con un instrumento de prestaciones similares al expuesto en este capítulo, ya que cuando se construyó, se hizo en base a todas las indicaciones y especificaciones que los técnicos del laboratorio de calibración habían recopilado a lo largo de sucesivas campañas internacionales de intercomparación en diferentes centros científicos del mundo. En la mayoría de los centros, el proceso era manual o bastante rudimentario.

El sistema desarrollado cuenta con un brazo robótico cuya pinza puede girar desde $+90^\circ$ hasta -90° (respecto de la vertical del plano del suelo), obteniéndose de forma automática todas las medidas de radiación incidentes en el radiómetro sometido a ensayo. Un software diseñado para esta aplicación controla todo el proceso, tanto de la adquisición de los datos obtenidos en los radiómetros sujetos a ensayo como de las salidas de las calibraciones realizadas. De esta forma y a partir de un procedimiento matemático se calcula automáticamente el *error coseno* del radiómetro.

Dado que el dispositivo desarrollado representa una novedad en el mundo científico, ha sido patentado con la denominación *Sistema robótico para la caracterización de la respuesta angular de dispositivos radiométricos*, con referencia P200800223, PCT/ES2009/000042 y nº de publicación internacional WO/2009/095515.

En el **Capítulo 6, Conclusiones y Desarrollos Futuros**, se abre la puerta a nuevas líneas de investigación en el desarrollo de nuevos sistemas de adquisición de variables atmosféricas, con el mismo objetivo central de toda la Tesis: Desarrollar sistemas fiables, precisos y de bajo costo, de aplicación en instalaciones solares fotovoltaicas. Bajo este prisma de actuación se proponen nuevos módulos integrados con los ya existentes, para medir temperatura ambiente, humedad relativa, presión atmosférica, dirección y velocidad del viento.

Todos los sistemas citados en el Capítulo 6 se encuentran ya en fase de prototipo, algunos de ellos funcionando, tomando datos y realizándoles los oportunos procesos de ajuste, calibración y modificación de arquitecturas. Estos nuevos desarrollos aportarán también material científico que se plasmará en próximas publicaciones científicas.

1.3. Rendimiento científico de la Tesis

Esta sección está dedicada a enmarcar el entorno científico en el que se ha desarrollado la Tesis y a destacar los resultados de la investigación realizada; para ello se detallarán las publicaciones con índice de impacto así como los congresos internacionales más importantes. También, por supuesto, dentro del entorno científico de la Tesis, se hará hincapié en los

Proyectos de Investigación que han permitido financiarla y en la patentes solicitadas. En definitiva, el objetivo principal de esta sección es mostrar que la memoria que se presenta constituye la recopilación ordenada e hilvanada de una producción científica realizada durante varios años.

- Proyectos de investigación que financian la Tesis

Diseño de un Sistema de propulsión controlado por lógica borrosa para un vehículo de emisión cero (DPI2005-01065)

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 15/10/2005 a 15/10/2006

Subvención: 11.900 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

Sistema híbrido generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante (DPI2007-62336)

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 01/10/2007 a 30/09/2010

Subvención: 121.000 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

- Producción científica por capítulos

Capítulo 3. *Sistema de medición de temperatura superficial de bajo costo y elevada precisión.*

Desde que el grupo de investigación al cual pertenece el doctorando detectó la necesidad de mercado de utilizar sensores de bajo coste y elevada precisión en las instalaciones solares fotovoltaicas, se evaluó la posibilidad de localizar un sensor de temperatura con salida digital, capaz de ser utilizado en la captación de la temperatura superficial de paneles fotovoltaicos, que como es lógico, se encuentran a la intemperie. Tras una exhaustiva búsqueda, se comprobó que no existía ningún sensor comercial con estas características constructivas, de ahí que la primera fase de esta investigación fuese la adecuación mecánica del sensor para su utilización en el exterior. Esto condujo a patentar este dispositivo en la oficina de Patentes y Marcas con el nº de solicitud P200803364 y con el título *Dispositivo para captar la temperatura superficial de un objeto.*

El diseño, desarrollo, construcción y testeo de todo el sistema de instrumentación necesario para la utilización de este sensor basado en la red de comunicaciones de 1 hilo, permitió la obtención de resultados de investigación que pudieron ser publicados de forma inmediata:

Martínez M. A., Enrique J. M., Andújar J.M. *A new and inexpensive temperature measuring system. Application to photovoltaic solar facilities*. Solar Energy, ISSN: 0038-092X, Vol. 83(6), pp. 883-890, 2009.

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), en la posición 24/67, en la categoría *energy & fuels*, con un índice de impacto en 2008 de 1,607.

Bohórquez M. A., Sidrach-de-Cardona M., Durán E., Enrique J. M., Carretero J. E., Andújar J. M. *A new low cost temperature sensor for use in photovoltaic monitoring systems*. European Photovoltaic Solar Energy Conference & Exhibition, ISBN: 3-936338-19-1, pp. 248-250, 2005.

Capítulo 4. *Sistema de medición de irradiancia solar de bajo coste y elevada precisión*

Al igual que en el capítulo anterior, en éste se aborda el diseño y construcción de un prototipo experimental para la medición de irradiancia, esto es, un piranómetro completo con su sensor basado en fotodiodo, un bloque de acondicionamiento y conversión de la señal así como del control de la termostatación y de las comunicaciones. El capítulo está planteado para cubrir todas las fases hasta llegar al producto acabado, es decir, además de la construcción del prototipo se incluye también el testeo de su funcionamiento con todas las pruebas experimentales precisas. Todo el desarrollo llevado a cabo y presentado a lo largo del capítulo ha permitido generar en primer lugar una patente con el título *Piranómetro* y con el n° de solicitud P200703162, PCT/ES2008/000736 y n° de publicación internacional WO/2009/068710.

En cuanto a publicaciones en revistas cabe destacar:

Martínez, M. A.; Andújar, J. M.; Enrique, J. M. *A new and inexpensive pyranometer for the visible spectral range*. Sensors – Besel, Vol. 9(6), pp. 4615-4634, 2009.

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), position 11/56 en la categoría *instruments & instrumentation*, con un índice de impacto en 2008 de 1,870.

Capítulo 5. *Sistema robótico para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos*.

En este capítulo se aborda la construcción de un sistema robótico de aplicación en la caracterización automática de dispositivos radiométricos. Este capítulo surge ante la necesidad que el INTA tenía para realizar las mediciones y correcciones de la respuesta coseno en dichos

instrumentos. Una vez que el dispositivo fue construido y testeado, se procedió a patentarlo en la Oficina Española de Patentes y Marcas con el nº de solicitud P200800223, PCT/ES2009/000042 y nº de publicación internacional WO/2009/095515. La denominación es *Sistema robótico para la caracterización de la respuesta angular en instrumentos radiométricos*.

En cuanto a publicaciones cabe destacar:

Andújar, J. M; **Martínez, M. A.**; Medina J.; Aguilar, F. J., *A new robotic system for angular measurement and calibration in radiometric instruments*, Sensors, ISSN: 1424-8220.

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), position 11/56 en la categoría *instruments & instrumentation*, con un índice de impacto en 2008 de 1,870. En revisión.

Otras publicaciones:

El desarrollo en esta Tesis de los sistemas de medición de bajo coste, tanto de temperatura como de radiación luminosa para su uso en instalaciones fotovoltaicas, han permitido su utilización en otras aplicaciones o sistemas donde también era necesario el conocimiento de estas dos variables. De esta forma, en trabajos relacionados que se han realizado en el seno del Grupo de investigación, este doctorando ha colaborado para dar a luz las publicaciones siguientes:

Enrique, J. M.; **Martínez, M. A.**; Andújar, J. M. *A reliable, fast and low cost maximum power point tracker for photovoltaic applications*. Solar Energy, ISSN: 0038-092X.

Índices de calidad: Revista incluida en Journal Citation Report (JCR), en la posición 24/67, en la categoría *energy & fuels*, con un índice de impacto en 2008 de 1,607. Doi: 10.1016/j.solener.2009.10.011.

Bohórquez, M. A., Enrique J. M., Durán E., Sidrach M., Carretero J. A., Andújar J. M. *Analysis and monitoring of failures in PV panels by means of I-V and P-V curves using DC/DC converters*. World Renewable Energy Congress, ISBN: 008-044671-X, pp. 477-483, 2005.

Durán E., Sidrach-de-Cardona M., Enrique J.M., **Bohórquez M.A.**, Carretero J.E, Andújar J.M. *A New I-V photovoltaic curves tracer by using dc-dc converters*. European Photovoltaic Solar Energy Conference & Exhibition, ISBN: 3-936338-19-1, pp. 2101-2104, 2005.

Durán E., Enrique J. M., **Bohórquez M. A.**, Sidrach-de-Cardona M., Carretero J. E., Andújar J.M. *Obtaining I-V and P-V Curves of PV Modules by using DC-DC Converters with Coupled Inductors*. International Congress of Energy and Environment Engineering and Management, ISBN:84-934089-9-9, 2005.

Enrique J. M., Durán E., Sidrach-de-Cardona M., Andújar J. M., **Bohórquez M. A.**, Carretero J. E. *Influence of Different DC/DC Converter Configurations in Photovoltaic Performance*. International Congress of Energy and Environment Engineering and Management, ISBN: 84-934089-9-9, 2005.

Enrique J. M., Durán E., **Bohórquez M. A.**, Andújar J. M. Sidrach-de-Cardona M., Carretero J. *An optimum Configuration of DC/DC converters to use in Photovoltaics Facilities*. 20th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, ISBN: 3-936338-19-1, pp. 2284-2287, 2005.

Durán E., Enrique J. M., **Bohórquez M. A.**, Sidrach M., Carretero J. E., Andújar J. M. *A new application of the coupled-inductors SEPIC converter to obtain I-V and P-V curves of PV panels*. European Conference on Power Electronics and Applications, ISBN: 90-75815-08-05, pp. 1-10, 2005.

J. M. Enrique, J. M. Andújar, M. Sidrach, E. Durán, **M. A. Martínez**, J. E. Carretero. *A new approach to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules by using DC/DC converters*. IEEE Photovoltaic Specialist Conference, ISBN: 0-7803-8708-2, pp. 1769-1772, 2005.

Capítulo 2

Capítulo 2. Instrumentación Electrónica en los Sistemas de Energía Solar Fotovoltaica.

En este capítulo se pretende realizar un análisis de los diferentes sistemas de instrumentación utilizados en las instalaciones solares fotovoltaicas. Como paso previo se hará una breve reseña histórica sobre la energía solar fotovoltaica, las células y los paneles fotovoltaicos, así como una actualización de las tecnologías. También, con objeto de hacer este texto autocontenido, se introducirán de forma breve los conceptos físicos fundamentales que serán tratados tanto en éste como en otros capítulos, con el fin de entender que la captación y medición de las variables temperatura y radiación solar son imprescindibles en el contexto de la obtención y explotación de la energía fotovoltaica. Se realizará una puesta al día del estado del arte, en cuanto a sistemas de medición e instrumentación se refiere, en el ámbito de las instalaciones solares fotovoltaicas (FV); haciendo especial hincapié en los sistemas de buses industriales.

2.1. Breve reseña histórica y puesta al día de las células solares.

Etimológicamente, la palabra Fotovoltaico (FV) proviene de photo (luz) y volta, en honor al científico italiano Alessandro Volta², y significa electricidad generada por la luz. La primera célula solar fue creada en 1883 por Charles Fritts, a partir de obleas de selenio recubiertas de una fina capa de oro. No obstante Fritts no fue el primero en experimentar con el efecto fotovoltaico, tal como se puede apreciar en la cronología que se presenta a continuación.

1839: Alexandre-Edmond Becquerel, físico francés, descubre el efecto FV. En una celda electrolítica compuesta de 2 electrodos metálicos sumergidos en una solución conductora, la generación de energía aumentaba al exponer la solución a la luz.

1873: Willoughby Smith descubre la fotoconductividad del selenio.

1877: W.G. Adams y R.E. Day observan el efecto fotovoltaico en el selenio y comienzan los primeros trabajos con este elemento.

1883: Charles Fritts, joven inventor americano, describe la primera célula solar fabricada con selenio.

1887: Heinrich Hertz descubre que la luz ultravioleta altera el nivel de tensión necesaria para que se produzca una chispa entre dos electrodos metálicos.

1904: Albert Einstein publica su trabajo sobre el efecto fotoeléctrico. Wilhelm Hallwachs, físico alemán, descubre que la combinación de cobre y óxido cuproso es fotosensible.

1916: Robert Andrews Millikan, premio Nobel de física, proporciona una prueba experimental del efecto fotoeléctrico.

1918: El científico polaco Jan Czochralski desarrolla un método de crecimiento del silicio cristalino.

1923: Albert Einstein recibe el premio Nobel por sus teorías explicativas del efecto fotoeléctrico.

1946: Russell Ohl patenta la moderna célula solar (US2402662), aunque Sven Ason Berglund había patentado, con anterioridad, un método que trataba de incrementar la capacidad de las células descritas por Fritts.

² Alessandro Giuseppe Antonio Anastasio Volta (18 de febrero de 1745 – 5 de marzo de 1827) fue un físico italiano, famoso principalmente por haber desarrollado la batería eléctrica.

1951: El desarrollo de los métodos de crecimiento de uniones p-n posibilita la producción de una célula de germanio monocristalino.

1954: Investigadores de los Laboratorios Bell en Murray Hill, New Jersey, (D.M. Chapin, C.S. Fuller, y G.L. Pearson) publican los resultados de su descubrimiento sobre células solares de silicio (Si) con una eficiencia del 4,5%. En este año nacen las primeras fotocélulas de silicio monocristalino de alta pureza por el procedimiento Czochralski, cuyo rendimiento era del 4%.

1955: Se comercializa el primer producto fotovoltaico por la compañía Hoffman Electronics's Semiconductor Division, con una eficiencia del 2%, al precio de 25 \$ cada célula de 14 mW, lo que representa un coste de 1800 \$/W.

1958: El 17 de marzo se lanza el Vanguard I, el primer satélite artificial alimentado parcialmente con energía fotovoltaica. Las células fueron diseñadas por Meter Iles, en un esfuerzo encabezado por la compañía Hoffman Electronics.

1963: Se instala en Japón un sistema fotovoltaico de 242 W en un faro.

1970: Zhore Alferov y su equipo de investigación desarrollan en la extinta URSS la primera célula solar con heteroestructura de arseniuro de galio (Ga As) y alta eficiencia.

1973: La Universidad de Delaware (EEUU) construye *Solar One*, una de las primeras viviendas con energía solar fotovoltaica (EFV). Las placas fotovoltaicas instaladas en el techo tenían un doble efecto: generar energía eléctrica y actuar de colector solar (calentando el aire bajo ellas). El aire era llevado a un intercambiador de calor para acumularlo.

1974-1977: Se fundan las primeras compañías de energía solar. El *Lewis Research Center* (LeRC) de la NASA coloca las primeras aplicaciones en lugares aislados. La potencia instalada de EFV supera los 500 kW.

1978: El LeRC de la NASA instala un sistema FV de 3,5 kW en la reserva india Papago (Arizona). Es utilizado hasta la llegada de las líneas eléctricas en 1983, y partir de entonces se dedica exclusivamente al bombeo de agua.

1980: La empresa ARCO Solar es la primera en producir más de 1 MW en módulos FV en un año.

1981: *Solar Challenger*, un avión abastecido por EFV, vuela. Se instala en Jeddah, Arabia Saudita, una planta desalinizadora por ósmosis inversa abastecida por un sistema FV de 8 kW.

1982: La producción mundial de EFV supera los 9,3 MW. Entra en funcionamiento la planta ARCO Solar Hisperia en California de 1 MW.

1983: La producción mundial de EFV supera los 21,3 MW, y las ventas superan los 250 millones de euros. El *Solar Trek*, un vehículo alimentado por EFV con 1 kW atraviesa Australia; 4.000 km en menos de 27 días. Su velocidad máxima es 72 km/h, y la media 24 km/h. ARCO Solar construye una planta de EFV de 6 MW en California, en una extensión de 60 hectáreas; conectada a la red eléctrica de distribución suministra energía para unas 2.500 casas.

1992: Se instala un sistema FV de 0,5 kW en Lago Hoare, Antártida, con baterías de 2,4 kWh. Se utiliza para abastecer al equipamiento de laboratorio, iluminación, ordenadores e impresoras, así como a un pequeño horno microondas.

1996: El *Ícaro*, un avión movido por EFV sobrevuela Alemania. Las alas y la zona de cola están recubiertas de 3.000 células muy eficientes, con una superficie de 21 m².

2004: Se obtienen módulos fotovoltaicos, con un rendimiento entre el 7 y 17%, una estimación media de vida que ronda los 30 años, ya alcanzada con éxito por los primeros, y un coste cercano a los 4,20 € por vatio-pico³ (Wp) en España, con precios de 0,20 a 0,40 € cada kWh de electricidad.

2007: First Solar produjo 200 MW de células de Teluro de Cadmio (TeCd), lo cual la situó en ese año como el quinto fabricante más grande en células solares. Würth Solar comercializó su tecnología de CIGS⁴ produciendo 15 MW. En este mismo año, Nanosolar comercializó también su tecnología de CIGS con una capacidad de producción de 430 MW en los EEUU y Alemania.

2008: Debido a los avances en la fabricación de células solares, se han conseguido eficiencias del orden del 42,8%.

En la actualidad se puede hablar ya de 3 generaciones de células solares y una hipotética cuarta generación.

Primera generación: El dispositivo consiste en una gran superficie de Si, formada por una única capa de uniones *p-n*, la cual es capaz de generar electricidad usando el espectro visible de la luz solar. De este tipo son la mayoría de las células que se producen en la actualidad. Su eficiencia es baja, el rendimiento práctico no suele ir más allá del 15% y su coste, debido al proceso de elaboración, es muy elevado.

³ El vatio pico (Wp) es la unidad de medida que expresa la potencia normalizada (potencia nominal) de una célula o un módulo fotovoltaico en condiciones estándar. El precio de los módulos se suele indicar en €/Wp.

⁴ CIGS es el acrónimo en inglés de Copper Indium Gallium Selenide (CuInGaSe₂). Es un material semiconductor de alta eficiencia fotovoltaica (un kilo de CIGS integrado en una célula solar produciría tanta electricidad como cinco kilos de uranio enriquecido) y, por tanto, puede ser utilizado para construir paneles solares. Además su coste de producción es inferior al del Si cristalino.

Segunda generación: La célula FV se construye en base a múltiples capas de uniones p-n. Cada capa está diseñada para absorber una longitud de onda mayor de la luz, incrementando la producción de electricidad y por tanto, la eficiencia. Entre los materiales con más éxito en esta segunda generación están los de película fina o delgada. Los módulos solares de esta generación se fabrican mediante los siguientes materiales:

a-Si: a-Si es la abreviatura del silicio amorfo. Los átomos de este tipo de Si tienen una estructura irregular y cuasi aleatoria

TeCd: Teluro de Cadmio, que es un material semiconductor utilizado para fabricar células de capa fina.

CIS: Compuesto de cobre, indio y selenio, utilizado para la fabricación de células fotovoltaicas de capa fina. CIS es el acrónimo de *diseleniuro de cobre e indio* (copper indium diselenide).

GaAs: Arseniuro de Galio. Material semiconductor utilizado, entre otras aplicaciones, para fabricar células de capa delgada.

La principal ventaja de los módulos de capa fina es que se requiere menos material semiconductor y procedimientos técnicos más sencillos para su fabricación. No obstante, el grado de efectividad de estos módulos es mucho menor que el de los módulos basados en células de silicio cristalino.

Para fabricar un módulo de capa fina, se aplica una película delgada a un sustrato de vidrio o cerámica, reduciendo la masa del material y por consiguiente los costos. Estas tecnologías permiten obtener eficiencias de conversión relativamente altas combinadas con costos de producción más baratos. Entre los fabricantes, existe una tendencia hacia las tecnologías de la segunda generación, sin embargo la comercialización de estas tecnologías ha sido difícil. En 2007, la producción de TeCd representó el 4.7% del mercado, la de silicio de película fina un 5.2%, y la tecnología CIGS el 0.5%.

Tercera generación: Esta generación es muy diferente a las otras dos, ya que sus células no presentan la tradicional unión *p-n*. De forma genérica, se denominan células solares de tercera generación a aquellas que permiten eficiencias de conversión eléctrica teóricas mucho mayores que las actuales a un precio de producción mucho menor. Actualmente se trabaja en diversas líneas de investigación, entre ellas: dispositivos de más de un ancho de banda prohibida para la conversión óptima de fotones a varias longitudes de onda diferentes, células que modifican el espectro de luz incidente para incluir el espectro de UV e infrarrojo durante la noche, y dispositivos que aprovechan el calor producido dentro de la célula.

Entre otras, se consideran tecnologías de célula solar de tercera generación las siguientes:

- Células multi-unión (de más de un ancho de banda prohibida). La mayor eficiencia eléctrica conseguida hasta la fecha (42,8 %) se ha obtenido con uno de estos dispositivos.
- Nanoestructuras de silicio.
- Alzaconvertidores (Upconverters) / bajaconvertidores (downconverters).
- Células de portadores calientes (hot-carrier cells).
- Células termoeléctricas.
- Células de banda intermedia.
- Células con pozos cuánticos.

Para aplicaciones espaciales, se están estudiando dispositivos de huecos cuánticos (puntos cuánticos, cuerdas cuánticas, etc.) y dispositivos que incorporan nanotubos de carbono, con un potencial teórico de más del 45% de eficiencia. Para aplicaciones terrestres, se encuentran en fase de investigación dispositivos que incluyen células fotoelectroquímicas, células solares de polímeros y células solares de nanocristales. En España se ha puesto en marcha el Proyecto Singular Estratégico Fotomol, para incrementar el conocimiento sobre la célula solar orgánica y la célula fotovoltaica Graetzel, también conocida como célula solar sensibilizada por tinte (denominadas DSSC). Estas células han alcanzado ya eficiencias del 12 %.

Las células solares sensibilizadas por tinte están basadas en un colorante orgánico especial que absorbe la luz del Sol (los fotones) para a continuación producir electrones que se inyectan en la parte inorgánica de la célula, que es el dióxido de titanio.

Cuarta generación: Una hipotética cuarta generación de células solares, que en realidad es una extensión de los avances que se están consiguiendo en la tercera generación, consistiría en una tecnología fotovoltaica compuesta en las que se mezclan, conjuntamente, nanopartículas con polímeros para fabricar una capa simple multiespectral. Posteriormente, varias capas delgadas multiespectrales se podrían apilar para fabricar las células solares multiespectrales definitivas.

Basadas en esta idea y en la tecnología multiunión, se han usado células multiespectrales en las últimas misiones de Marte que ha llevado a cabo la NASA. La primera capa de la célula es la que convierte los diferentes tipos de luz, la segunda es para la conversión de energía, y la última es una capa para la absorción del espectro infrarrojo, lo cual permite convertir algo del calor producido en energía aprovechable. El resultado es una excelente célula solar compuesta. La investigación de base para esta cuarta generación de células solares se está supervisando y dirigiendo por parte de la *DARPA* (Defense Advanced Research Projects Agency). En una primera fase se trata de determinar si esta tecnología es viable o no.

Entre las compañías que se encuentran trabajando en esta cuarta generación se encuentran Xsunx, Konarka Technologies Inc., Nanosolar, Dyesol y Nanosys.

En otras investigaciones, como las llevadas a cabo en el proyecto auspiciado por la CSIRO⁵ en Australia, se aspira a desarrollar células solares plásticas, imprimibles, flexibles y baratas, fabricadas en rollos. Estas células solares son una novedad en la tecnología de paneles solares, y ofrecen ventajas sobre la tecnología solar tradicional debido a la posibilidad de producirlas en masa de forma barata e instalarlas sobre grandes áreas, como por ejemplo los tejados de edificios. La tecnología utilizada para estas células todavía está en su infancia, pero en este proyecto se aspira a acelerar su desarrollo y llevarla de la fase de investigación a su uso práctico en tejados tan pronto como sea posible.

Además de investigadores de la CSIRO, en el proyecto trabajan la Universidad de Melbourne, la Universidad de Monash, y las empresas Securrency, BP Solar, Bluescope Steel y Merck. El proyecto está en una fase muy avanzada, y los progresos alcanzados parecen óptimos.

2.2. Definiciones

Los términos utilizados para denominar a la radiación solar que llega a la superficie de la Tierra son diversos, entre ellos se utilizan los siguientes:

Flujo radiante: es la energía emitida por unidad de tiempo. Se mide en $\text{J s}^{-1} = \text{W}$.

Densidad de flujo radiante: es el flujo radiante por unidad de superficie y es lo mismo que irradiancia.

Irradiancia, G: mide la proporción de energía solar que llega a una superficie por unidad de tiempo y por unidad de área. Se mide en W m^{-2} .

Irradiación e insolación: son intercambiables y ambas se refieren a la cantidad de energía solar que llega a una superficie durante un período de tiempo. Se mide en $\text{kJ m}^{-2} \text{h}^{-1}$ ó $\text{MJ m}^{-2} \text{h}^{-1}$.

Radiación: Se utiliza en sentido genérico.

Intensidad radiativa: es la irradiancia en una dirección particular contenida en un ángulo sólido. Se mide en $\text{W m}^{-2} \text{sr}^{-1}$.

Constante Solar: es la energía total, a todas las longitudes de onda, incidente sobre una superficie normal a los rayos del Sol a una distancia de una unidad astronómica⁶ (1 UA). Su

⁵ The Commonwealth Scientific and Industrial Research Organisation (CSIRO), es el organismo encargado de la investigación científica en Australia. Se fundó originalmente en 1926 como el Advisory Council of Science and Industry.

⁶ La distancia media de la Tierra al Sol, r_0 , define una unidad de longitud denominada unidad astronómica, UA, cuyo valor es: $r_0 = 1,495979 \cdot 10^8 \text{ km} = 1 \text{ UA}$.

valor es de 1.367 Wm^{-2} según la escala del WRC (World Radiation Center) y de 1.373 Wm^{-2} según la escala del WMO (World Meteorological Organization).

2.2.1. Medida de la radiación solar

La radiación emitida por el Sol se distribuye en un amplio espectro de longitudes de onda, como se puede observar en la figura 2.1, correspondiendo la mayor parte de la energía radiada a la porción comprendida entre $0,2$ y $3,0 \mu\text{m}$, con una distribución espectral muy similar a la producida por un radiador integral o cuerpo negro⁷ a 5.777 K .

Alrededor de la mitad de la radiación emitida por el Sol se concentra dentro de la banda visible ($0,39 \mu\text{m}$ - $0,77 \mu\text{m}$). El resto corresponde casi por completo a radiación infrarroja, con un pequeño porcentaje de radiación ultravioleta.

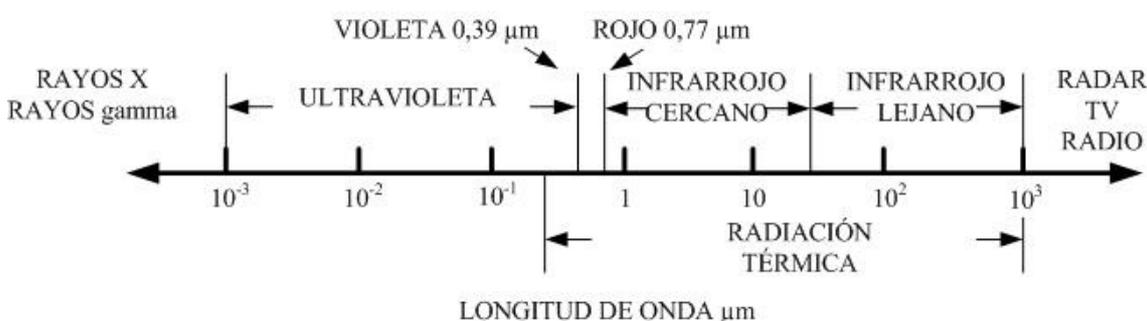


Fig. 2.1 Espectro de radiación electromagnética

En la tabla 2.1, proporcionada por el departamento de defensa americano [1] se muestra la distribución espectral de la irradiancia en función de la longitud de onda de la radiación global.

Tabla 2.1 Distribución espectral de la radiación global en %

| Región Espectral | Ancho de Banda (μm) | % Irradiancia |
|------------------|----------------------------------|---------------|
| Ultravioleta | 0,28 - 0,36 | 2,9 |
| | 0,36 - 0,40 | 3,2 |
| Visible | 0,40 - 0,44 | 5,0 |
| | 0,44 - 0,48 | 6,5 |
| | 0,48 - 0,52 | 6,3 |

⁷ Un cuerpo negro es un objeto ideal que absorbe toda la luz y energía radiante que incide sobre él. Nada de la radiación se refleja o pasa a través del cuerpo negro. No obstante su nombre, el cuerpo negro emite luz y constituye un modelo físico ideal para el estudio de la emisión de radiación electromagnética. El nombre de cuerpo negro fue introducido por Gustav Kirchoff en 1962. La luz emitida por un cuerpo negro se denomina radiación de cuerpo negro.

| | | |
|------------|-------------|------|
| | 0,52 – 0,56 | 5,8 |
| | 0,56 – 0,64 | 10,8 |
| | 0,64 – 0,68 | 4,9 |
| | 0,68 – 0,72 | 4,6 |
| | 0,72 – 0,78 | 6,0 |
| Infrarrojo | 0,78 – 1,0 | 15,7 |
| | 1,0 – 1,2 | 9,7 |
| | 1,2 – 1,4 | 5,8 |
| | 1,4 – 1,6 | 3,9 |
| | 1,6 – 1,8 | 2,6 |
| | 1,8 – 2,0 | 1,8 |
| | 2,0 – 2,5 | 3,1 |
| | 2,5 – 3,0 | 1,4 |
| | Total | 100% |

En la tabla anterior se puede comprobar como más del 50% de la radiación global solar recibida en la superficie de la Tierra está comprendida en el espectro visible.

La distribución espectral de la radiación solar ha sido estudiada por muchos investigadores, llegándose a propuestas diferentes, aunque próximas. Las más conocidas son las desarrolladas por científicos de la NASA [2], [3] y del WRC [4], [5], [6],[7], [8]. En la tabla 2.2 [4], se observan los valores de la irradiancia extraterrestre I_{0n} (en $W/m^2 \mu m^{-1}$), en función de la longitud de onda λ en μm .

Tabla 2.2. Espectro solar real según Frölich y Wehrli

| λ | I_{0n} | λ | I_{0n} | λ | I_{0n} |
|-----------|----------|-----------|----------|-----------|----------|
| 0,250 | 64,56 | 0,515 | 1835,01 | 0,85 | 994 |
| 0,255 | 91,25 | 0,52 | 1802,49 | 0,86 | 1002 |
| 0,260 | 122,50 | 0,525 | 1894,99 | 0,87 | 972 |
| 0,265 | 253,75 | 0,53 | 1947,49 | 0,88 | 966 |
| 0,270 | 275,75 | 0,535 | 1926,24 | 0,89 | 945 |
| 0,275 | 212,50 | 0,54 | 1857,5 | 0,9 | 913 |
| 0,33 | 997,5 | 0,545 | 1895,01 | 0,91 | 876 |
| 0,335 | 906,25 | 0,55 | 1902,5 | 0,92 | 841 |
| 0,34 | 960 | 0,555 | 1885 | 0,93 | 830 |
| 0,345 | 877,5 | 0,56 | 1840,02 | 0,94 | 801 |
| 0,35 | 955 | 0,565 | 1850 | 0,95 | 778 |
| 0,355 | 1049,99 | 0,57 | 1817,5 | 0,96 | 771 |
| 0,36 | 940 | 0,575 | 1848,76 | 0,97 | 764 |
| 0,365 | 1125,01 | 0,58 | 1840 | 0,98 | 769 |
| 0,37 | 1165 | 0,585 | 1817,5 | 0,99 | 762 |
| 0,375 | 1081,25 | 0,59 | 1742,49 | 1 | 743,99 |
| 0,38 | 1210 | 0,595 | 1785 | 1,05 | 665,98 |
| 0,385 | 931,25 | 0,6 | 1720 | 1,1 | 606,04 |
| 0,39 | 1200 | 0,605 | 1751,25 | 1,15 | 551,04 |
| 0,395 | 1033,74 | 0,61 | 1715 | 1,2 | 497,99 |

| | | | | | |
|-------|---------|------|---------|------|--------|
| 0,4 | 1702,49 | 0,62 | 1715 | 1,25 | 469,99 |
| 0,405 | 1643,75 | 0,63 | 1637,5 | 1,3 | 436,99 |
| 0,41 | 1710 | 0,64 | 1622,5 | 1,4 | 354,03 |
| 0,415 | 1747,5 | 0,65 | 1597,5 | 1,5 | 296,99 |
| 0,42 | 1747,5 | 0,66 | 1555 | 1,6 | 247,02 |
| 0,425 | 1692,51 | 0,67 | 1505 | 1,7 | 215 |
| 0,43 | 1492,5 | 0,68 | 1472,5 | 1,8 | 170 |
| 0,435 | 1761,25 | 0,69 | 1415,02 | 1,9 | 136,01 |
| 0,44 | 1755,02 | 0,7 | 1427,5 | 2 | 118,5 |
| 0,445 | 1922,49 | 0,71 | 1402,5 | 2,2 | 74,75 |
| 0,45 | 2099,99 | 0,72 | 1355 | 2,4 | 56,5 |
| 0,455 | 2017,51 | 0,73 | 1355 | 2,6 | 42 |
| 0,46 | 2032,49 | 0,74 | 1300 | 2,8 | 32 |
| 0,465 | 2000 | 0,75 | 1272,5 | 3 | 24,75 |
| 0,47 | 1979,99 | 0,76 | 1222,5 | 3,5 | 14 |
| 0,475 | 2016,25 | 0,77 | 1187,5 | 4 | 8,5 |
| 0,48 | 2055 | 0,78 | 1195 | 5 | 3,47 |
| 0,485 | 1901,26 | 0,79 | 1142,5 | 10 | 0,2 |
| 0,49 | 1920 | 0,8 | 1140,7 | 25 | 0,12 |
| 0,495 | 1965 | 0,81 | 1113 | | |
| 0,5 | 1862,52 | 0,82 | 1070 | | |
| 0,505 | 1943,75 | 0,83 | 1041 | | |
| 0,51 | 1952,5 | 0,84 | 1019,99 | | |

Para comparar la irradiancia real del sol, con la de un cuerpo negro (Ley de Planck), se puede suponer ésta como la de un radiador integral a 5777 K. Así, a partir de la ecuación (2.1) con la condición de irradiancia sobre una superficie normal y distancia del foco, la media Tierra-Sol, se tiene que:

$$I_{0n} 4\pi r_0^2 = e_{b\lambda} 4\pi r_s^2 \quad (2.1)$$

Donde r_s es el radio del Sol ($7 \cdot 10^5$ km), r_0 la distancia media Tierra-Sol, ($1,5 \cdot 10^8$ km) y $e_{b\lambda}$ es el poder emisivo del cuerpo negro (en $\text{W/m}^2 \mu\text{m}^{-1}$) que se calcula por la ecuación de Planck.

A partir de la ecuación (2.1) se obtiene el valor de I_{0n} que se representa en la Figura 2.2, junto a los valores reales obtenidos por Frölich y Wehrli. La figura muestra que la radiación solar real tiene un comportamiento similar a la de un cuerpo negro.

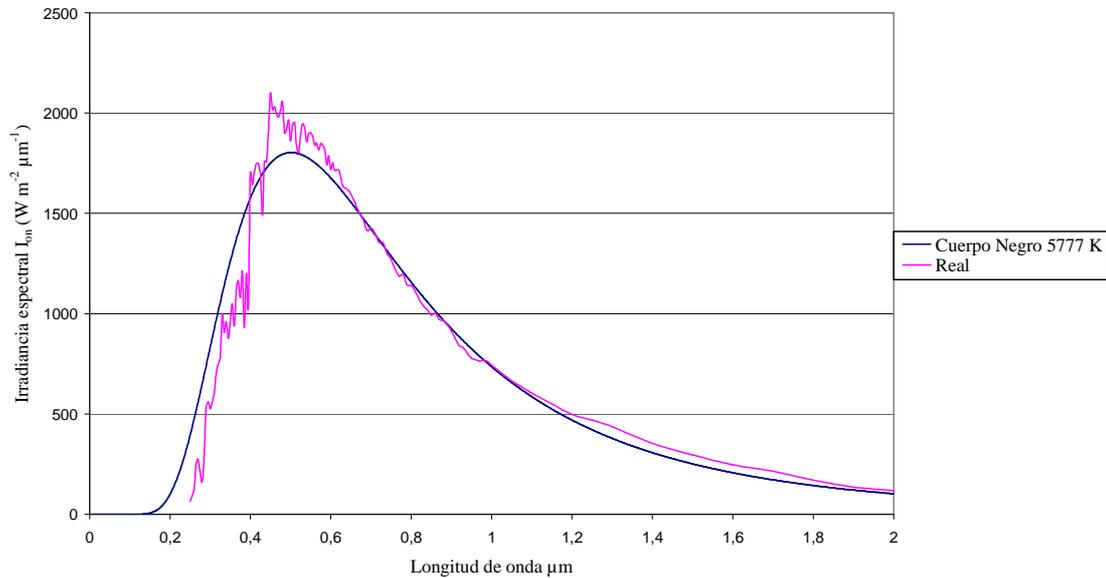


Fig. 2.2. Espectro solar real (rosa) y de cuerpo negro (azul), suponiendo al Sol como un cuerpo negro a 5.777 K

2.2.2. Radiación Solar en la superficie de la Tierra

La radiación solar que llega a la tierra está condicionada por diversos factores:

- *Factores astronómicos*: son aquellos que dependen de la geometría Tierra-Sol. Dichos factores son función de la posición relativa Tierra-Sol y de las coordenadas geográficas del lugar considerado: latitud y longitud. Estos factores condicionan el recorrido de la radiación a través de la atmósfera y el ángulo de incidencia de los rayos solares; son función de la altura solar en cada instante.
- *Factores climáticos*: para cada altura solar, la radiación máxima teórica que se espera en un lugar, no suele nunca tomar dicho valor. Existen factores llamados climáticos que atenúan la radiación que incide sobre la superficie terrestre. Las nubes, la cantidad de vapor de agua, ozono, aerosoles, etc., contenidos en la atmósfera son los responsables de dicha atenuación, que ocurre fundamentalmente por absorción, reflexión y difusión. En la Figura 2.3 se representa un esquema de los procesos principales que intervienen en el fenómeno de atenuación de la radiación solar.

Hay que tener en cuenta también que el espectro de la radiación solar, al atravesar la atmósfera, sufre modificaciones debido a la absorción desigual de las distintas longitudes de onda del mismo.

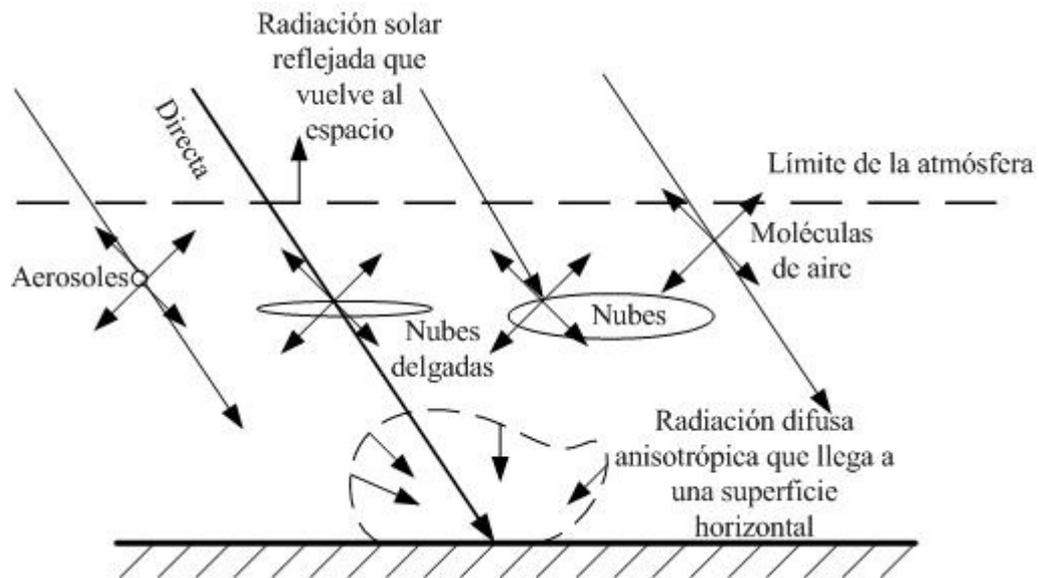


Fig. 2.3. Radiación que alcanza la superficie de la Tierra bajo cielo con nubes

La radiación total que procedente del sol incide sobre la superficie terrestre está formada por:

Radiación directa, B: la que llega a la Tierra directamente del Sol.

Radiación difusa, D: originada por los efectos de dispersión de los componentes de la atmósfera, incluidas las nubes.

Radiación reflejada, R: radiación incidente que vuelve a la superficie después de ser reflejada en el suelo. El cociente entre la radiación reflejada y la porción de ésta que vuelve a incidir se denomina albedo.

A partir de lo anterior la *radiación global G*, o total que llega a la superficie terrestre, puede ser expresada como la suma de estas tres componentes:

$$G = B + D + R \quad (2.2)$$

2.3. Modelos eléctricos de células solares. Parámetros de interés.

Como ya se ha visto a lo largo del capítulo, las células solares están fabricadas con material semiconductor, la mayoría de las veces silicio, y pueden ser de tipo monocristalinas, policristalinas o amorfas. Están basadas en una unión *pn* que hace posible la existencia de un campo eléctrico en la célula.

Este campo tiene la dirección del lado n al lado p , y su fuerza separa los pares electrón-hueco. Los huecos o ausencia de electrones, los dirige hacia el contacto del lado p , lo que provoca la extracción de electrones del metal que constituye el contacto.

Los electrones en la célula son dirigidos hacia el contacto del lado n inyectándolos en el metal. Esto, cuando hay una conexión eléctrica entre los extremos de la célula hace posible el mantenimiento de una corriente eléctrica por el circuito exterior y, en consecuencia, el funcionamiento de la célula como generador fotovoltaico.

Una única célula es capaz de proporcionar una tensión de apenas 0,5 V y una potencia de entre 1 y 2 W. Para elevar tanto la tensión como la potencia suministrada, las células se conectan en serie y en paralelo respectivamente, dando lugar a lo que se denomina panel o módulo fotovoltaico. Éstos a su vez se conectan también en serie formando arrays, los cuales a continuación se conectan en paralelo para conformar la tensión de salida y potencia necesarias de una instalación solar fotovoltaica.

En una primera aproximación, cuando una célula fotovoltaica funciona como generador de corriente conectada a una carga R_L (ver figura 2.3), puede ser modelada mediante una fuente de corriente I_L , debida a la generación de portadores por la iluminación, conectada en paralelo a un diodo, cuya corriente I_D es debida exclusivamente a la recombinación de portadores como consecuencia de la tensión entre sus extremos V . Esto es, la corriente de un diodo en oscuridad.

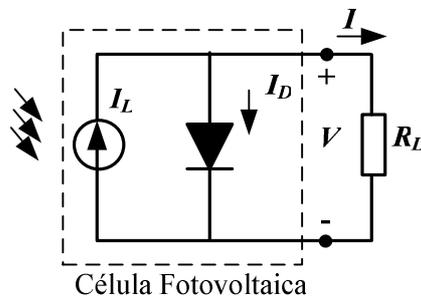


Fig. 2.4. Modelo de una célula fotovoltaica conectada a una carga

De la figura 2.4 se deduce que la corriente I suministrada a una carga externa vendrá dada por:

$$I = I_L - I_D \quad (2.3)$$

Desarrollando la expresión de la corriente de oscuridad según la teoría de Shockley [9], se obtiene la expresión:

$$I_D = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V}{mV_T} \right)} - 1 \right] \quad (2.4)$$

Donde I_0 es la corriente inversa de saturación del diodo, V_T es el potencial térmico ($V_T = kT/q$, siendo k la constante de Boltzman, T la temperatura en Kelvin y q la carga del electrón) y m el factor de idealidad del diodo. De acuerdo con la teoría de Shockley, que supone que la recombinación se produce principalmente por difusión de minoritarios, m debería tener un valor igual a 1. Sin embargo, se observó que muchos diodos de silicio tenían un valor de $m > 1$ [10]. Desarrollaron un análisis de las uniones que incluía los efectos de generación y recombinación a través de un único nivel en la zona de carga, lo que originaba un valor de $m = 2$. Sin embargo, en algunos tipos de diodos y células solares se observó que se obtenían valores de $m > 2$. La fundamentación física de este efecto, no era fácilmente explicable, aunque se sugirieron varias teorías como la disrupción por microplasma, el efecto túnel o fugas por la superficie (*surface chaneling*). El parámetro m , ajustable a cada caso particular, debe pues integrar, aún en un modelo simple, las desviaciones de cada diodo respecto al caso ideal.

Para el caso de la célula solar, Wolf y Rauschenbach [11] encontraron que la característica I - V se podía representar de una manera más precisa por un modelo de dos exponenciales, en el que el primer término exponencial corresponde a las componentes de corriente en las zonas neutras, con mayor influencia en las zonas de tensiones altas, y el segundo término correspondería a la componente de generación/recombinación en la zona de carga, con más influencia en las regiones de menor voltaje ($V < 0,4$ V). Si a esto se añaden las caídas de voltaje asociadas al movimiento de portadores desde el lugar en que se generan hasta los contactos (emisor, base, malla metálica, superficie de contacto, etc.), y las corrientes de fuga que pueden afectar a la característica, la ecuación que resulta es (ver modelo eléctrico, figura 2.5):

$$I = I_L - I_{01} \left[e^{\left(\frac{V+IR_S}{m_1V_T} \right)} - 1 \right] - I_{02} \left[e^{\left(\frac{V+IR_S}{m_2V_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_p} \quad (2.5)$$

I_{01} e I_{02} son las corrientes inversas de saturación de los diodos que representan a los fenómenos de difusión en las zonas neutras y de recombinación en la zona de carga respectivamente.

m_1 y m_2 son los factores de idealidad de ambos diodos, con valores teóricos de $m_1 = 1$ y $m_2 = 2$ [12], aunque se han observado otros valores [13].

R_S es el término de resistencia serie. Representa las caídas asociadas al movimiento de portadores desde el lugar en que se generan hasta los contactos (emisor, base, malla metálica, superficie de contacto, etc.). Teóricamente es variable con el voltaje (es una resistencia

distribuida), sin embargo, desde un punto de vista práctico y funcional, la suposición de que permanece constante es una solución muy adecuada en circunstancias normales.

R_p es la resistencia en paralelo asociada a caminos de circulación de la corriente entre los terminales sin atravesar la unión $p-n$, por ejemplo debido a fugas por la superficie de los bordes de la célula, picos de difusión a lo largo de dislocaciones o fronteras de grano, pequeños cortocircuitos metálicos a través de microdefectos, etc.

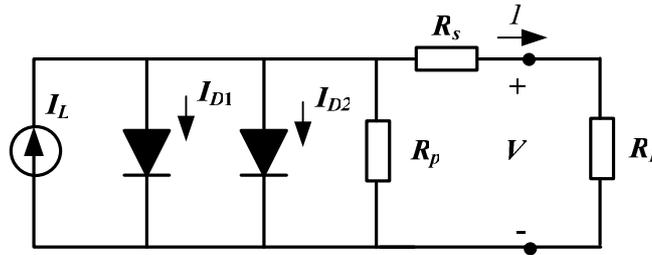


Fig. 2.5. Modelo eléctrico de dos exponenciales de una célula fotovoltaica

La ecuación (2.6) expresa la dependencia de la corriente inversa de saturación I_0 con la temperatura. I_0 es función de la corriente inversa de saturación en condiciones estándar (I_{0S}) de temperatura T_R (25°C), E_G es la diferencia de energía entre la banda de conducción y la de valencia ($E_C - E_V$) del semiconductor usado, T es la temperatura de la célula y K es la constante de Boltzman.

$$I_0 = I_{0S} \left(\frac{T}{T_R} \right)^{\frac{qE_G}{mK} \left(\frac{1}{T_R} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.6)$$

La ecuación (2.7) expresa la fotocorriente generada I_L por una conexión de células (array), en función de la irradiancia G (W/m^2). Donde I_{SC} es la corriente de cortocircuito en condiciones estándar ($T = 25^\circ\text{C}$ y $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$), $K_{T,I}$ ($\text{A}/^\circ\text{C}$) es el coeficiente de corriente del array, el cuál es normalmente muy pequeño.

$$I_L = \left(\frac{G}{1000} \right) \cdot [I_{SC} + K_{T,I} (T - T_R)] \quad (2.7)$$

Dado que las ecuaciones estudiadas en esta sección tienen su base en fenómenos físicos y están ampliamente validadas para dispositivos fotovoltaicos, el problema en el modelado de células y módulos consiste no tanto en la elaboración de un modelo adecuado, que ya existe, sino en el modo de determinar sus parámetros. Así, la ecuación (2.5) representa un modelo de dos exponenciales donde hay 7 parámetros a determinar. Sin embargo, en determinados casos se pueden asumir ciertas simplificaciones que reducen el número de parámetros, a saber:

1. Asignar a los factores de idealidad sus valores teóricos $m_1 = 1$ y $m_2 = 2$. Esto reduce a 5 el número de parámetros a determinar.
2. Asumir que la recombinación puede modelarse adecuadamente con un solo diodo, lo que equivaldría a hacer $I_{02} = 0$. Esta simplificación deja el modelo con una sola exponencial y 5 parámetros a determinar (ver figura 2.6): R_s , R_p , m , V_T e I_0 .

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V + IR_s}{mV_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.8)$$

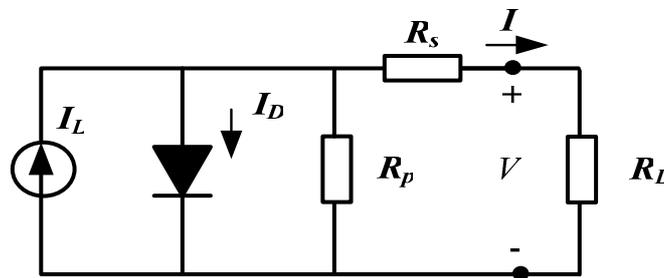


Fig. 2.6. Modelo eléctrico de una exponencial de una célula fotovoltaica

3. Asumir que el valor de $R_p \rightarrow \infty$, hipótesis aceptable en células de elevada calidad, con lo que se tendría un modelo de una exponencial y sólo cuatro parámetros a determinar:

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V + IR_s}{mV_T} \right)} - 1 \right] \quad (2.9)$$

El modelo de la ecuación 2.9 (figura 2.7) se utiliza con bastante frecuencia, sobre todo en condiciones de máxima potencia.

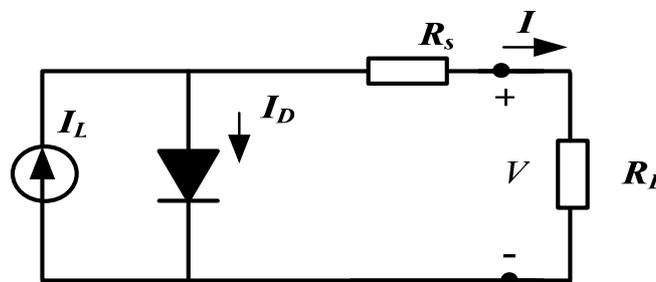


Fig. 2.7. Modelo eléctrico simplificado de una célula fotovoltaica

2.3.1. Parámetros que definen el funcionamiento de una célula solar.

La figura 2.8 muestra la característica I - V de una célula solar. En ella se definen los parámetros siguientes:

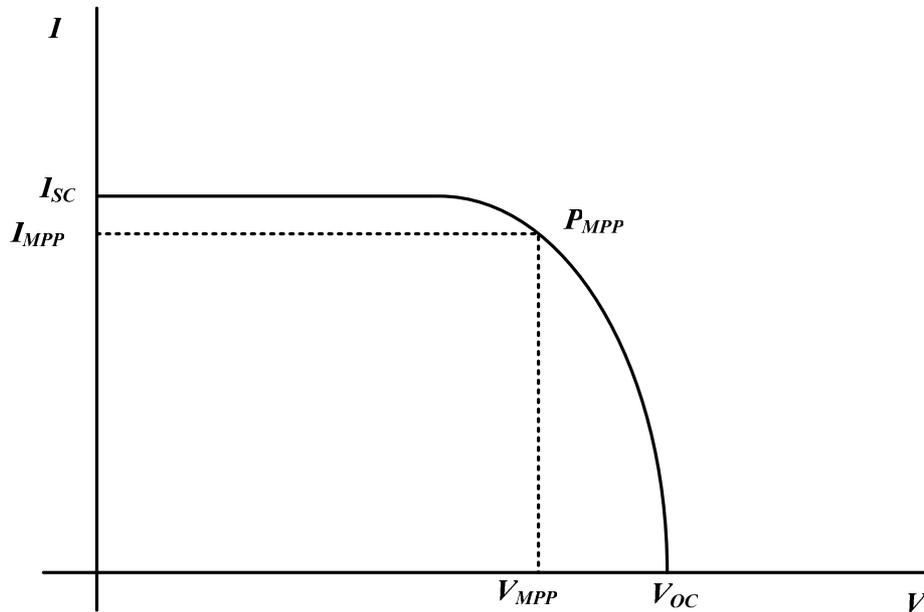


Fig. 2.8.- Característica I - V de una célula solar

- *Corriente de cortocircuito, I_{SC} .* Es la corriente que se obtiene de la célula cuando la tensión en sus terminales es de cero voltios. Constituye la máxima corriente que puede obtenerse de una célula solar. Sin el uso de sistemas de concentración, su valor típico es de decenas de miliamperios (10 - 35) por cada centímetro cuadrado de célula.

- *Tensión de circuito abierto, V_{OC} .* Es la tensión para la que los procesos de recombinación igualan a los de generación y por lo tanto, la corriente que se extrae de la célula es nula. Constituye la máxima tensión que puede extraerse de una célula solar. En células de silicio de tipo medio se sitúa en torno a 0,6 V, mientras que en las de GaAs en torno a 1V.

- *Potencia máxima, $P_{m\acute{a}x}$ o P_{MPP} .* Para cada punto de la curva I - V , el producto de la corriente y la tensión representa la potencia de salida de la célula para cada condición de operación. El punto de máxima potencia (MPP) o de potencia máxima de la célula, se alcanza en un punto de las características donde el producto $I \cdot V$ es máximo (I_{MPP} , V_{MPP}). Esto es,

$$P_{m\acute{a}x} = P_{MPP} = I_{MPP} V_{MPP} \quad (2.10)$$

- *Factor de forma, FF (o $Fill\ Factor$).* El FF es un término para definir la eficacia de una célula fotovoltaica. Lo ideal sería que una célula pudiera suministrar a potencia máxima ($P_{m\acute{a}x}$)

el producto de la máxima corriente (I_{sc}) por la máxima tensión (V_{oc}). Por ello, el FF se define como en (2.11). Cuanto más próximo sea el FF a la unidad, mejor será la eficacia de la célula.

$$FF = \frac{P_{m\acute{a}x}}{I_{sc}V_{oc}} \quad (2.11)$$

- Eficiencia, η . Expresada en %, es la relación entre la potencia que se obtiene de la célula respecto de la irradiancia (W/m^2) incidente sobre ella:

$$\eta = \frac{I_{sc} V_{oc} FF}{A P_{SOL}} 100\% \quad (2.12)$$

Donde P_{SOL} es la potencia luminosa por unidad de área que se recibe del Sol (en condiciones estándar, $1000 \text{ W}/\text{m}^2$) y A es el área de la célula.

2.3.2. Métodos de identificación de parámetros.

La determinación de los parámetros de la característica I - V de dispositivos fotovoltaicos ha sido abordada fundamentalmente desde dos enfoques. Uno de ellos se basa en la identificación de los parámetros del modelo a partir de la curva de oscuridad. Tiene la ventaja de que la curva de oscuridad puede medirse más fácilmente y en condiciones más controladas, sobre todo de temperatura, aunque supone asumir que los parámetros del modelo no varían con la iluminación, y que el comportamiento del dispositivo fotovoltaico iluminado puede describirse a partir de los parámetros obtenidos de la curva de oscuridad. Sin embargo, la iluminación no produce una traslación simple de la curva I - V (Fig. 2.8) hacia corrientes superiores [14], ya que los mecanismos de transporte de carga también se modifican. La otra alternativa consiste en utilizar curvas de iluminación que, si bien son más difíciles de medir con precisión, presentan la ventaja de que puede estudiarse la variación de los parámetros del modelo con la irradiancia y temperatura.

En cuanto a los procedimientos para la determinación de los parámetros del modelo de la célula a partir de su curva, éstos pueden dividirse en dos grandes grupos. El primero de ellos englobaría aquellos que hacen uso de propiedades locales de la curva, ya sea para obtener un número de ecuaciones igual al número de parámetros a determinar y resolver así el sistema por métodos numéricos, o para llegar, mediante aproximaciones, a soluciones analíticas de los parámetros. El segundo de ellos comprendería a los métodos matemáticos de ajuste, que minimizan un criterio de error con el fin de obtener el juego de parámetros que mejor ajusta la ecuación al conjunto de puntos experimentales.

2.3.2.1. Métodos basados en propiedades locales de las curvas.

Prácticamente todos los métodos existentes en la bibliografía, basados en propiedades locales de las curvas, hacen uso de los valores de V_{OC} , I_{SC} , el par V_{MPP} , I_{MPP} y las derivadas de la función en estos puntos, denominándose *resistencia dinámica* a la derivada de la función en un punto concreto de la curva. Así R_{S0} y R_{P0} representan las derivadas de la función en torno a V_{OC} e I_{SC} respectivamente, esto es,

$$R_{S0} = -\left(\frac{\partial V}{\partial I}\right)_{V=V_{OC}} \quad (2.13)$$

$$R_{P0} = -\left(\frac{\partial V}{\partial I}\right)_{I=I_{SC}} \quad (2.14)$$

Supuestos conocidos estos valores es posible obtener un conjunto de ecuaciones a resolver por métodos numéricos, siendo el método de Newton-Raphson el más utilizado. Las primeras aproximaciones se basaron en el modelo de una exponencial con 5 parámetros a determinar (2.8), utilizando el método de Newton-Raphson para resolver el sistema de 5 ecuaciones con 5 incógnitas [15], [16], o reduciendo el número de ecuaciones prefijando algún parámetro para resolver un sistema algo más simple [17]. No obstante, del análisis de los parámetros típicos de las curvas y el peso de cada uno de los términos que intervienen en la ecuación (2.8) se observó que es posible extraer expresiones analíticas que permiten el cálculo directo de cada uno de los parámetros sin necesidad de emplear métodos iterativos, obteniéndose resultados con una precisión semejante [18], [19].

Estos métodos han sido utilizados también para calcular los parámetros del modelo de dos exponenciales presentado en la ecuación (2.5) [20], [21].

2.3.3 Modelo basado en las aproximaciones de Green.

A partir de la ecuación (2.8), M.A. Green [22] realizó las suposiciones expuestas en esta sección hasta llegar a la ecuación (2.9). A partir de ésta obtuvo unas relaciones empíricas que permiten calcular la curva I - V de un dispositivo fotovoltaico a partir de los datos suministrados por el fabricante, que típicamente son I_{SC} y V_{OC} .

Si en la ecuación (2.9) se considera que $e^{\left(\frac{V+IR_s}{mV_T}\right)} \gg 1$, y que en cortocircuito $I_{SC} \approx I_L$ ya que $I_{SC} \gg I_D$ (ver figura 2.7), la ecuación (2.9), para la condición de cortocircuito, puede ser aproximada como:

$$I = I_{SC} - I_0 e^{\left(\frac{V+IR_S}{mV_T}\right)} \quad (2.15)$$

En la condición de circuito abierto $I = 0$ y $V = V_{OC}$. Sustituyendo en (2.15) se obtiene una expresión aproximada para I_0 :

$$I_0 = I_{SC} e^{\left(\frac{-V_{OC}}{mV_T}\right)} \quad (2.16)$$

sustituyendo ahora este valor en (2.15):

$$I = I_{SC} \left[1 - e^{\left(\frac{V-V_{OC}+IR_S}{mV_T}\right)} \right] \quad (2.17)$$

En esta ecuación los únicos parámetros que no suelen incluir los fabricantes en sus hojas técnicas son R_S y m . El valor de m se puede fijar como 1 para dispositivos de silicio monocristalino, con lo que solo quedaría conocer R_S . M.A. Green [22], basándose en estudios de lo que debería ser el comportamiento de un dispositivo ideal, establece una relación empírica entre V_{OC} y el FF para obtener posteriormente R_S . Así, definiendo un voltaje de circuito abierto normalizado $v_{OC} = V_{OC}/(mV_T)$, Green llega a una expresión empírica para un factor de forma ideal (FF_0) con una precisión de hasta 4 dígitos significativos para $v_{OC} > 10$:

$$FF_0 = \frac{v_{OC} - \text{Ln}(v_{OC} + 0.72)}{v_{OC} + 1} \quad (2.18)$$

FF_0 representa el valor máximo de FF para el dispositivo ideal, es decir, cuando $R_S = 0$. Teniendo en cuenta únicamente los efectos de la resistencia serie, la expresión de FF (ahora denominado FF_S) es, según Green:

$$FF_S = FF_0 (1 - r_s) \quad \text{con} \quad r_s = \frac{R_S}{V_{OC}/I_{SC}} \quad (2.19)$$

A partir de esta expresión se puede obtener el valor de R_S :

$$R_S = \left(1 - \frac{FF_S}{FF_0} \right) \cdot \left(\frac{V_{OC}}{I_{SC}} \right) \quad (2.20)$$

La expresión anterior es válida, hasta dos cifras significativas, para $v_{OC} > 10$ y $r_s < 0,4$.

Si se tienen en cuenta sólo los efectos de la resistencia paralelo, la expresión equivalente es:

$$FF_p = FF_0 \left(1 - \frac{(v_{OC} + 0.7)}{v_{OC}} \cdot \frac{FF_0}{r_p} \right) \quad \text{con} \quad r_p = \frac{R_p}{V_{OC}/I_{SC}} \quad (2.21)$$

Por tanto:

$$R_p = \frac{FF_0}{\left(1 + \frac{FF_p}{FF_0} \right)} \cdot \frac{(v_{OC} + 0.7)}{v_{OC}} \cdot \left(\frac{V_{OC}}{I_{SC}} \right) \quad (2.22)$$

La expresión anterior es válida, hasta tres cifras significativas, para $v_{OC} > 10$ y $r_p > 2,5$. Si tanto la resistencia serie como paralelo son importantes, la expresión a utilizar sería la misma que en (2.21) pero sustituyendo FF_0 por FF_s de (2.19).

2.3.4. Modelo de 1 exponencial completo (5 parámetros).

Se han propuesto otros métodos que tratan de resolver la ecuación (2.8) partiendo de una serie de valores conocidos, y realizando simplificaciones para obtener expresiones para cada uno de los parámetros. Un ejemplo es el método que se describe a continuación, propuesto inicialmente por Chan et al. [19].

Se suponen conocidos los valores de I_{SC} , V_{OC} , V_{MPP} e I_{MPP} , así como, las pendientes en torno a I_{SC} y V_{OC} , R_{S0} y R_{P0} respectivamente. Teniendo en cuenta las condiciones de circuito abierto $V = V_{OC}$, cortocircuito $I = I_{SC}$, punto de máxima potencia y las derivadas de la función en estos puntos se obtienen las expresiones siguientes:

$$I_0 \left(e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} - e^{\frac{I_{SC} \cdot R_S}{mV_T}} \right) - I_{SC} \left(1 + \frac{R_S}{R_P} \right) + \frac{V_{OC}}{R_P} = 0 \quad (2.23)$$

$$(R_{S0} - R_S) \cdot \left(\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} + \frac{1}{R_P} \right) - 1 = 0 \quad (2.24)$$

$$\frac{1}{R_P} - \frac{1}{R_{P0} - R_S} + \frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{I_{SC} R_S}{mV_T}} = 0 \quad (2.25)$$

$$I_0 e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} + \frac{V_{OC} - V_{mpp}}{R_p} - I_{mpp} \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) - I_0 e^{\left(\frac{V_{mpp} + R_s \cdot I_{mpp}}{mV_T} \right)} = 0 \quad (2.26)$$

Las ecuaciones (2.23) a (2.26) pueden ser resueltas por métodos iterativos, como el de Newton-Raphson por ejemplo, sin embargo, dados los valores típicos de los parámetros para una célula solar, se pueden asumir ciertas simplificaciones:

En (2.23):
$$e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} \gg e^{\frac{I_{SC} \cdot R_s}{mV_T}}$$

También, como $R_p \gg R_s$,
$$1 + \frac{R_s}{R_p} \approx 1$$

En (2.24):
$$\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} \gg \frac{1}{R_p}$$

En (2.25):
$$\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{I_{SC} \cdot R_s}{mV_T}} \ll \text{resto de factores}$$

A partir de las ecuaciones (2.23) a (2.26) y de las simplificaciones anteriores, se puede obtener una expresión analítica de m en función de datos conocidos, y a continuación del resto de los parámetros en función de m :

$$m = \frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_{S0} - V_{OC}}{V_T \left[\ln \left(I_{SC} - \frac{V_{mpp}}{R_{P0}} - I_{mpp} \right) - \ln \left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_p} \right) + \frac{I_{mpp}}{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{P0}}} \right]} \quad (2.27)$$

$$I_0 = \left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_p} \right) \cdot e^{\frac{-V_{OC}}{mV_T}} \quad (2.28)$$

$$R_s = R_{s0} - \frac{mV_T}{I_0} \cdot e^{\frac{-V_{OC}}{mV_T}} \quad (2.29)$$

$$I_L = I_{SC} \left[1 + \frac{R_s}{R_p} \right] + I_0 \left[e^{\frac{I_{SC}R_s}{mV_T}} - 1 \right] \quad (2.30)$$

$$R_p = R_{p0} \quad (2.31)$$

Las ecuaciones (2.27) a (2.31) permiten obtener los parámetros de la célula directamente. Los resultados que se obtienen son altamente satisfactorios, produciéndose errores en I_{SC} , V_{OC} y P_{MPP} inferiores al 1% para dispositivos de elevada calidad (Si monocristalino, Si policristalino). Para dispositivos con peores características I - V , como Si amorfo, los errores en I_{SC} , V_{OC} se mantienen en el mismo rango, pero aumentan ligeramente en P_{MPP} , hasta un 2% dependiendo del nivel de irradiancia que se considere. No obstante se puede decir que el método es válido para calcular los parámetros de una célula fotovoltaica, incluyendo las de Si amorfo, describiendo su curva I - V con gran precisión. La única restricción a considerar es que es necesario tener bien determinados los puntos de partida (I_{SC} , V_{OC} , I_{MPP} , V_{MPP} y las pendientes en I_{SC} y V_{OC}), ya que pequeñas variaciones de estos valores generan parámetros muy distintos que cambian el grado de precisión en el ajuste.

2.4. Módulo o Panel Fotovoltaico.

Un módulo fotovoltaico consiste en la conexión eléctrica de células FV en serie-paralelo hasta obtener los valores de voltaje y corrientes deseados. El conjunto así definido es encapsulado de forma que quede protegido de los agentes atmosféricos que le puedan afectar cuando esté funcionando en la intemperie, dándole a la vez rigidez mecánica y aislándole eléctricamente del exterior.

Tradicionalmente los módulos fotovoltaicos más utilizados en aplicaciones autónomas de pequeña potencia estaban constituidos por 33 o 36 células de silicio monocristalino o policristalino asociadas en serie. En la actualidad, con la amplia gama de aplicaciones fotovoltaicas existentes y el incremento de nuevas aplicaciones, como la integración de sistemas fotovoltaicos en edificios, el tamaño y características de los módulos presenta una gran

variación. Entre los muchos módulos disponible hoy en día, pueden ser citados el módulo convencional con cubierta frontal transparente, encapsulado en Tedlar y con 36 células conectadas en serie, módulos semitransparentes coloreados, especialmente diseñados para su integración en edificios, o los denominados *AC-modules*, que incorporan un pequeño inversor en la caja de conexiones para generar directamente corriente alterna. En la figura 2.8 se muestra el módulo fotovoltaico I-94/12 de Isofotón [23], empleado en las tareas de investigación de esta tesis.



Fig. 2.8. Módulo o Panel Fotovoltaico, mod. I-94

El tiempo de vida útil de los módulos debe ser superior a los 20 años, y el sistema ha de ser fiable incluso en las condiciones climatológicas más adversas. Para poder predecir esta fiabilidad a tan largo plazo, los módulos son sometidos a ensayos de cualificación de sus características eléctricas y físicas en centros homologados para tal fin.

2.4.1. Curva Característica de un Módulo Fotovoltaico.

La expresión exponencial simplificada (2.32) propuesta por Gow y Manning [24], describe la relación entre la tensión (V) y la corriente (I) proporcionada por un módulo fotovoltaico. Sus características eléctricas dependen fundamentalmente del tipo y número de células en serie y paralelo que lo constituyan.

Si se considera que todas las células constituyentes de un módulo son iguales, la corriente generada por el módulo es igual a la corriente de la célula multiplicada por el número de células

en paralelo, y el voltaje es igual al voltaje de la célula multiplicado por el número de células en serie. A partir de esta consideración se deduce la ecuación $V-I$ de un módulo fotovoltaico:

$$I = N_p \left[I_L - I_s \left[e^{\frac{q \left(\frac{V}{N_s} + \frac{I R_p}{N_p} \right)}{AKT}} - 1 \right] - \frac{V/N_s + I R_p/N_p}{R_p} \right] \quad (2.32)$$

Donde N_p y N_s indican respectivamente el número de células conectadas en paralelo y en serie que contiene el módulo (ver figura 2.9); R_p y R_s las resistencias intrínsecas paralelo y serie asociadas a la célula, K es la constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{23}$ J/K) y q es la carga del electrón.

El factor A determina la desviación de las características de una unión $p-n$ ideal, e I_s es la corriente inversa de saturación, que presenta una dependencia con la temperatura del panel. I_L representa la corriente (foto corriente) generada por la radiación solar (G). Dicha corriente exhibe una relación sensiblemente lineal respecto de la radiación y la temperatura.

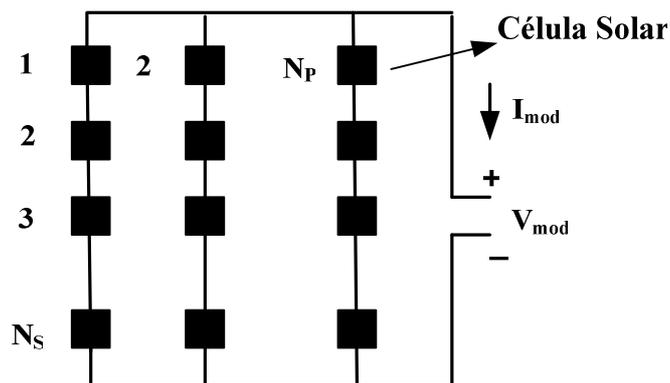


Fig.2.9. Esquema de conexionado eléctrico de un módulo fotovoltaico

La expresión (2.32), considerando la dependencia de sus parámetros con T y G , proporciona las denominadas curvas $I-V$ teóricas de un panel fotovoltaico. El producto de ambas magnitudes es la potencia suministrada. En la Figura 2.10 se muestran las curvas $I-V$ y $P-V$ de un panel comercial modelo BP SX60.

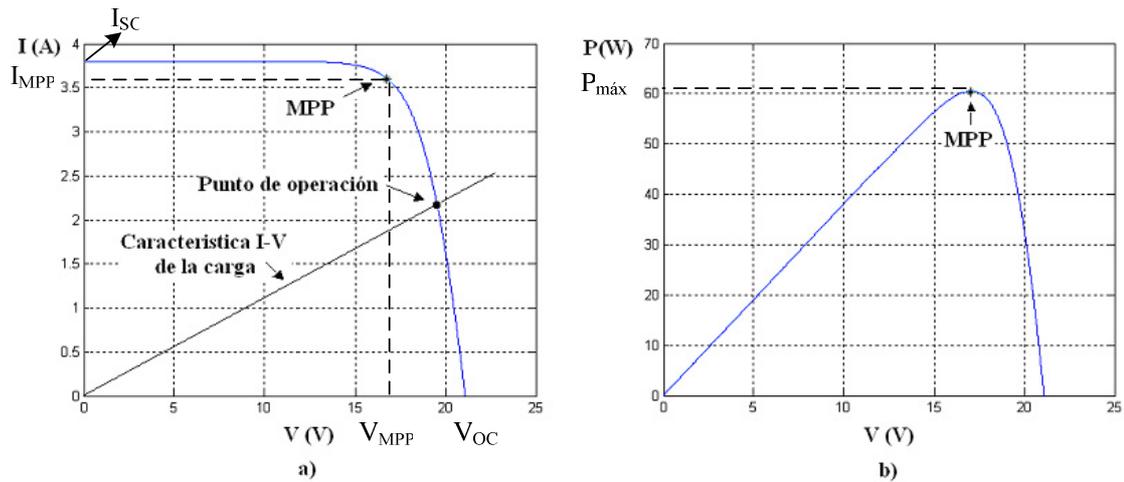


Fig. 2.10.- (a) Característica I - V de un panel comercial mod. BPSX60 para una temperatura y radiación dadas. (b) Característica P - V para las mismas condiciones.

La ecuación (2.32) del módulo FV muestra el mismo comportamiento que la característica I - V de una célula; de hecho en la práctica, cuando se habla de la ecuación característica y de los parámetros fundamentales de un módulo fotovoltaico, no se suele hacer referencia a su relación con la célula solar si no que se utiliza la ecuación (2.32) con todos los parámetros característicos ($I_L, I_S, A, N_S, N_P, R_S$ y R_P) del módulo. Los parámetros significativos de la curva I - V son los mismos que se emplean para el caso de células (ver figura 2.10), es decir, I_{SC} es la corriente de cortocircuito, V_{OC} el voltaje de circuito abierto, V_{MPP} e I_{MPP} son los valores de voltaje y corriente correspondientes al punto de máxima potencia $P_{m\acute{a}x}$, y FF es el *Factor de Forma*, que da una idea de la calidad de la curva proporcionada por el módulo.

2.4.2. Factores que afectan a la característica I - V del Panel Fotovoltaico.

La curva característica I - V del panel fotovoltaico se ve afectada por factores ambientales tales como la intensidad de iluminación o Irradiancia (G), la temperatura (T) y la distribución espectral de la luz solar.

2.4.2.1. Efecto de la intensidad de iluminación (Irradiancia).

En general la irradiancia afecta principalmente a la corriente, de forma que se puede considerar que la corriente de cortocircuito del generador fotovoltaico es proporcional a la irradiancia:

$$I_{SC}(G_2) = I_{SC}(G_1) \frac{G_2}{G_1} \quad (2.33)$$

En esta expresión, $I_{SC}(G_2)$ es la corriente de cortocircuito para un nivel de irradiancia G_2 e $I_{SC}(G_1)$ es la corriente de cortocircuito para un nivel de irradiancia G_1 .

La ecuación (2.33) es válida para variaciones de irradiancia a temperatura constante, y resulta una aproximación cuando ésta varía, ya que supone despreciar los efectos que la temperatura tiene sobre la corriente de cortocircuito. Sin embargo puede considerarse una expresión adecuada para un cálculo aproximado de los valores de I_{SC} a diferentes irradiancias, ya que el error que se comete es inferior al 0,5%.

La figura 2.11. muestra un ejemplo de la influencia de la intensidad de iluminación sobre una curva I - V para el módulo BP SX-60 a distintos niveles de irradiancia y temperatura constante (50° C).

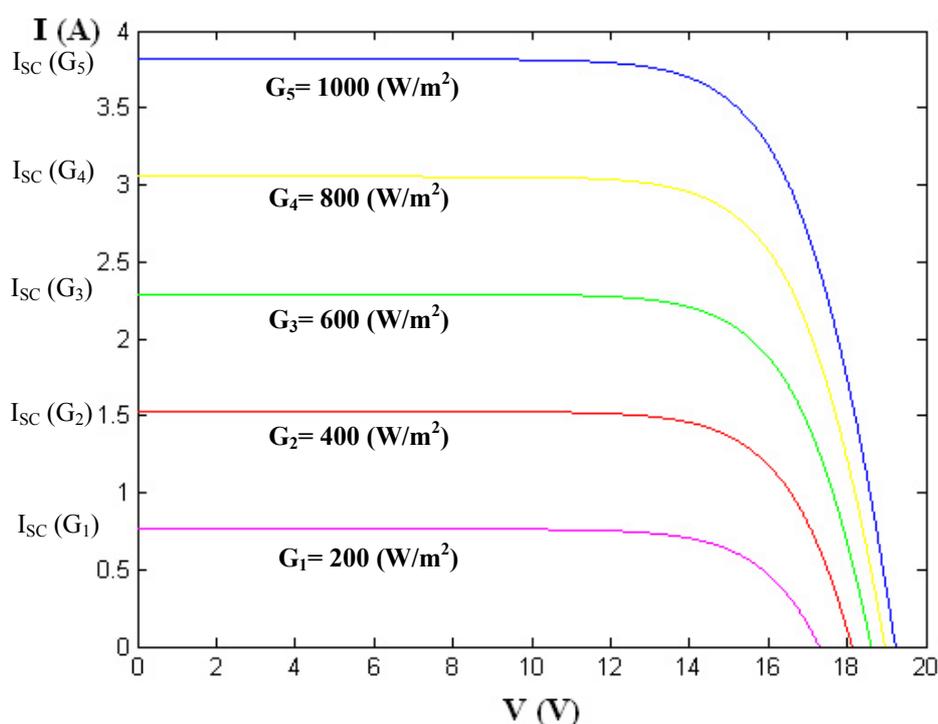


Fig.2.11. Efecto de la irradiancia sobre la característica I - V de un panel fotovoltaico.

2.4.2.2. Efecto de la temperatura.

La temperatura afecta principalmente a los valores de voltaje de la característica I - V y tiene su mayor influencia en el voltaje de circuito abierto (V_{OC}), aunque también modifica los valores del punto de máxima potencia y el valor de I_{SC} (éste muy ligeramente). En la figura 2.12 puede observarse un ejemplo de la variación de la curva característica I - V de un panel o generador fotovoltaico al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia constante.

Existen tres coeficientes α , β y γ que representan la variación de los parámetros fundamentales de la característica I - V del generador fotovoltaico con la temperatura. Así, α

expresa la variación de la corriente de cortocircuito con la temperatura, β la variación del voltaje de circuito abierto y γ la variación del punto de máxima potencia P_{MPP} .

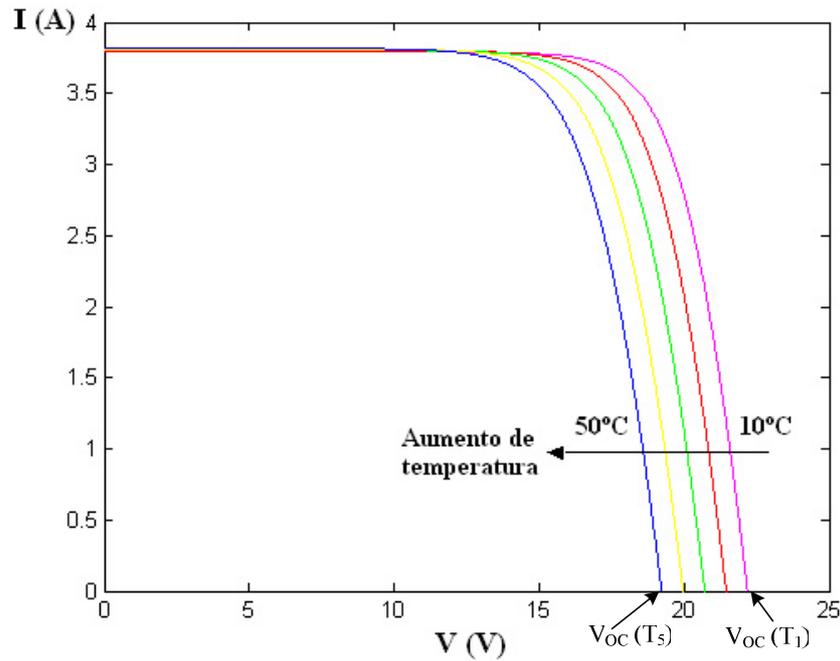


Fig.2.12. Ejemplo de variación de la característica I - V de un panel FV al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia (G) constante (1000 W/m^2).

En general los fabricantes de módulos o paneles FV incluyen en sus hojas de características técnicas los valores de estos tres coeficientes, cuyos valores más comunes pueden ser:

$$\alpha = \frac{\partial I_{SC}}{\partial T} \approx -0,04\% \quad (2.34)$$

$$\beta = \frac{\partial V_{OC}}{\partial T} \approx -0,37\% \quad (2.35)$$

$$\gamma = \frac{\partial P_{MPP}}{\partial T} \approx -0,44\% \quad (2.36)$$

Los valores presentados en las ecuaciones (2.34), (2.35) y (2.36) son valores típicos para dispositivos de silicio monocristalino expresados en porcentaje, sin embargo es más común encontrarse estos valores como referencia a los de una célula constituyente del módulo fotovoltaico con valores típicos. Para el caso de una célula de aproximadamente 100 cm^2 :

$$\alpha \approx -1,5 \text{ mA } / ^\circ \text{C} \quad (2.37)$$

$$\beta \approx -2,3 \text{ mV } / ^\circ \text{C} \quad (2.38)$$

$$\left[\frac{1}{P_{MPP}} \gamma \approx -0,00441 / ^\circ \text{C} \right] \quad (2.39)$$

2.4.3. Condiciones de referencia.

Dado que la curva característica del módulo fotovoltaico cambia con las condiciones ambientales, es necesario definir una serie de condiciones de operación de referencia para poder contrastar y comparar los valores de distintos fabricantes. Estas condiciones de referencia puede ser extrapoladas a otras diferentes. Las condiciones de referencia más empleadas son:

2.4.3.1. Condiciones Estándares de Medida.

Son las de uso más generalizado y universal, y están definidas por:

- Irradiancia 1000 W/m²
- Distribución espectral AM⁸ 1.5G
- Incidencia normal
- Temperatura de la célula 25°C

Normalmente los parámetros característicos de los módulos o células incluidos en las hojas de especificaciones técnicas de los fabricantes vienen definidos en estas condiciones. Sin embargo la experiencia muestra que pocas veces los módulos fotovoltaicos trabajan en estas condiciones, ya que con un nivel de irradiancia de 1000 W/m² que puede alcanzarse al mediodía, los módulos adquieren temperaturas de más de 25°C, a no ser que sea un día claro de invierno. Por esta razón se definen además de las anteriores, las condiciones nominales de operación (CNO), las cuales pretenden representar el comportamiento del módulo de manera más realista.

⁸ La posición relativa del sol respecto a la horizontal del lugar determina el valor de la masa de aire (AM). Cuando los rayos solares caen formando un ángulo de 90° respecto a la horizontal se dice que el sol ha alcanzado su cenit. Para esta posición la radiación directa del sol atraviesa una distancia mínima a través de la atmósfera. Cuando el sol está más cercano al horizonte, esta distancia se incrementa, es decir la masa de aire es mayor. A la posición del cenit se le asigna una masa de aire igual a 1 (AM1). Cualquier otra distancia tendrá una masa de aire que puede calcularse usando la expresión: $AM = 1 / \cos \theta$, donde θ es el ángulo cenital formado entre la posición del cenit y la posición del sol en ese momento.

$\theta = 0^\circ$; $\cos \theta = 1$; $AM = 1$

$\theta = 60^\circ$; $\cos \theta = 0,5$; $AM = 2$

2.4.3.2. Condiciones Nominales de Operación (CNO)

- Irradiancia 800 W/m^2
- Temperatura T^a de operación nominal de la Célula (*TONC*)
- Velocidad del viento 1 m/s
- Temperatura Ambiente 20° C

TONC se define como la temperatura nominal de operación de la célula, y representa la temperatura que alcanzarían las células solares para un nivel de irradiancia de 800 W/m^2 , temperatura ambiente de 20°C , velocidad del viento de 1 m/s e incidencia normal. El valor de *TONC* también viene incluido en las hojas de características técnicas de los módulos, y para un modulo de silicio monocristalino suele estar en torno a los 47°C . Dado que las condiciones normales de operación hacen referencia a la temperatura ambiente, y no a la temperatura del módulo, es necesario una expresión que relacione ambas. Se puede considerar una buena aproximación la siguiente [25], [26]:

$$T_c = T_a + \frac{TONC - 20}{800} G \quad (2.40)$$

Donde: T_c es la temperatura de la célula o módulo

T_a es la temperatura ambiente

TONC es la Temperatura de Operación Nominal de la Célula

G es la irradiancia (W/m^2)

2.4.4. Influencia de la temperatura de trabajo en el rendimiento de un panel FV.

La temperatura de trabajo que alcanza un panel FV obedece a una relación lineal dada por la expresión:

$$T_t = T_a + k G \quad (2.41)$$

Donde T_t es la temperatura de trabajo del panel, T_a es la máxima temperatura ambiente, G es el valor de la irradiancia expresado en mW/cm^2 , y k es un coeficiente que varía entre 0,2 y $0,4 \text{ }^\circ\text{C cm}^2 / \text{mW}$, dependiendo de la velocidad media del viento. Cuando ésta es muy baja, o inexistente, el enfriamiento del panel es pobre o nulo, y k toma valores cercanos o iguales al máximo (0,4).

Si la velocidad media del viento produce un enfriamiento efectivo del panel, el valor de k será el mínimo (0,2). El valor de G varía entre 80 y 100 mW/cm^2 . Para lugares con alto valor de

irradiancia diaria se usa el valor máximo. Si existen nubes pasajeras que reducen el valor de irradiación, el valor de G se reduce a 80 mW/cm^2 . El producto kG representa el incremento de temperatura que sufre el panel sobre la máxima temperatura ambiente.

El primer paso en el cálculo de la potencia de salida de un panel FV trabajando a una temperatura mayor de la estándar a 25°C , es determinar los valores de radiación solar y temperatura ambiental para la zona en que éste vaya a ser usado. Si se asumen como ejemplo las condiciones siguientes:

- Radiación solar: 80 mW/cm^2 .
- Máxima temperatura de verano: 30°C .
- Baja velocidad media del viento durante esa estación: $k = 0,3$.

Reemplazando estos valores en la expresión 2.41 se obtiene:

$$T_t = 30 + (0,3 \cdot 80) = 30 + 24 = 54^\circ\text{C} \quad (2.42)$$

Una vez conocido este valor, se determina el incremento en la temperatura de trabajo respecto a la de prueba estándar (25°C). En el ejemplo este valor es de 29°C .

La expresión (2.42) proporciona el valor de la potencia de salida de un panel trabajando a una temperatura T_t

$$P_t = P_p - (P_p \cdot d \cdot D_T) \quad (2.43)$$

Donde P_t es la potencia de salida a la temperatura de trabajo T_t , P_p es la potencia pico estándar del panel (a 25°C), d es el coeficiente de degradación ($0,6\%/^\circ\text{C}$) y D_T es el incremento de temperatura sobre la referencia de 25°C .

Asumiendo que $P_p = 60 \text{ W}$ y reemplazando los valores dados para cada una de las variables se obtiene:

$$P_t = 60 - (60 \cdot 0,006 \cdot 29) = 60 - 10,44 = 49,56 \text{ W} \quad (2.44)$$

Nótese la enorme influencia que tiene la temperatura de trabajo del panel en la potencia generada. Para este ejemplo se produce una pérdida de casi un 20%. Para temperaturas de trabajo aún más elevadas, como es común en las zonas desérticas, donde la radiación es alta y los vientos son inexistentes durante el verano, la pérdida de potencia es más acusada.

En este ejemplo se pone de manifiesto la necesidad de monitorizar las variables temperatura, radiación y velocidad del viento, ya que influyen de forma muy notable en la potencia generada por un módulo fotovoltaico.

2.5. Producción y mercado de la energía solar fotovoltaica

De acuerdo con el análisis de la Asociación de la Industria Fotovoltaica Europea (EPIA), durante el año 2008 se instalaron unos 5.600 MW de potencia FV en todo el mundo, lo que supuso un crecimiento del 130% en relación a la potencia instalada en 2007 (año en que ya hubo un crecimiento del 50%). Esto se produjo gracias a un tremendo e inesperado incremento de la capacidad global de fabricación y a los exitosos mecanismos de fomento de algunos países, fundamentalmente Alemania y España, aunque hay otros factores coyunturales que también deben tenerse en cuenta. Entre ellos destacan los elevados precios que alcanzó el petróleo (rozó los 150 dólares durante el verano de 2008), y la facilidad para conseguir financiación.

En un entorno ya afectado por la crisis de las hipotecas subprime de EE UU, los capitales buscaban inversiones atractivas y seguras a largo plazo, como en energía fotovoltaica. El año tuvo un punto de inflexión claro, marcado por el cambio de regulación en España durante el mes de septiembre. Hasta ese momento, España fue el destino principal de toda la producción mundial de sistemas fotovoltaicos y se alzó con el primer puesto en el reparto mundial por cuota de mercado. En los primeros puestos del ranking global de 2008, tal como se observa en figura 2.13, se encuentran España (2.600 MW) y Alemania (1.500 MW), que abarcaron los dos tercios de la potencia mundial total instalada, acentuando con ello la tónica dominante del mercado solar durante los últimos años, muy concentrado en muy pocos países. No obstante, esta concentración no debe empañar el hecho de que otros países, como Corea del Sur (274 MW), Italia (258 MW) o Francia (105 MW), incrementaron notablemente su parque de generación fotovoltaico, y que otros actores tradicionalmente relevantes, como EE UU (342 MW) o Japón (230 MW), se mantuvieron en la misa línea conservadora de ejercicios anteriores. Más lejos de este pelotón de cabeza, países como la República Checa (51 MW), Portugal (50 MW) o Bélgica (48 MW) comienzan a adquirir cierta notoriedad.

MERCADO FV MUNDIAL EN 2008 Total: 5.559 MW

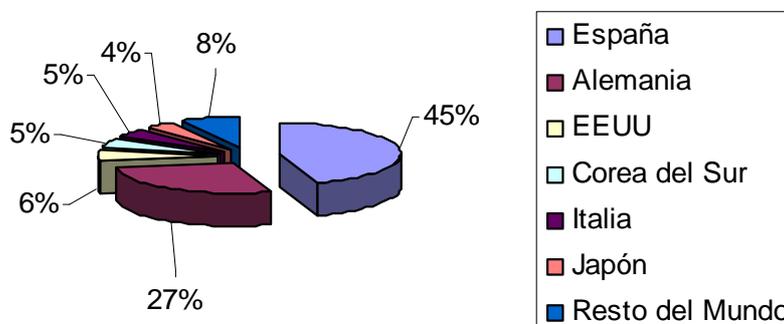


Fig. 2.13. Mercado Fotovoltaico Mundial en 2008

En cuanto a la potencia total acumulada, España (3.300 MW) se sitúa en el segundo puesto mundial, sólo por detrás de Alemania (5.308 MW) y por delante de Japón (2.149 MW) y EE UU (1.137 MW). Ya muy por detrás se sitúan Corea del Sur (352 MW), Italia (350 MW), Francia (146 MW), China (145 MW), Australia (100 MW) e India (90 MW).

Como se ha podido apreciar en el análisis efectuado, los países europeos están al frente del desarrollo fotovoltaico mundial, tanto en potencia instalada durante el año 2008 como en el mercado total acumulado, ya que de los 14.730 MW instalados en el mercado mundial, unos 9.500 MW corresponden a países europeos.

2.5.1. Evolución de la eficiencia en las nuevas tecnologías

A modo de conclusión de esta sección cabe decir que cada poco tiempo se bate un nuevo récord de eficiencia de células fotovoltaicas, y no cesan de realizarse mejoras en los procesos productivos, haciéndolos más económicos y menos intensivos en materiales para alcanzar los niveles de potencia deseados. En la actualidad, el récord de eficiencia en laboratorio está en una célula de triple unión, basada en germanio, que ha alcanzado el 42,8%. En el ámbito de las tecnologías ya en fase comercial, el rendimiento que alcanzan las células no es tan elevado, pero sigue una senda ascendente clara. Además, mientras se incrementa la eficiencia, la cantidad de silicio necesaria para producir un Wp se reduce a un ritmo del orden del 5% anual, consiguiéndose con ello importantes ahorros, tal como se observa en la figura 2.14.

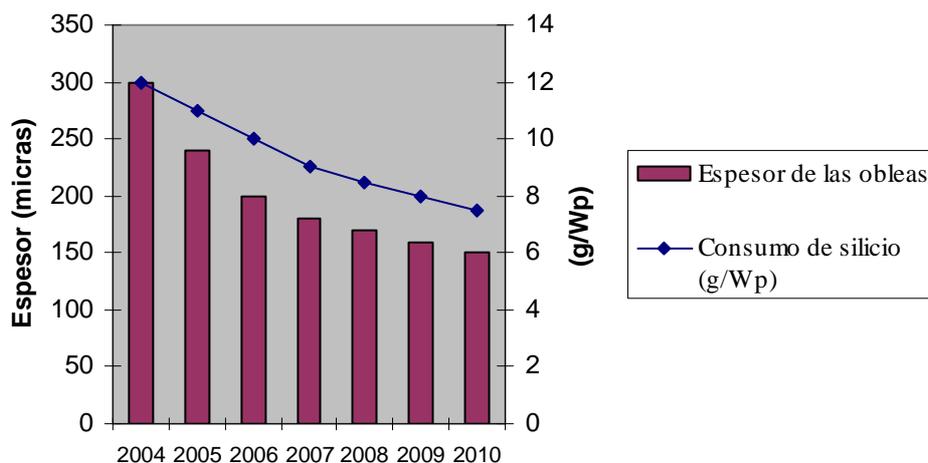


Fig. 2.14. Evolución del consumo de silicio en la fabricación de células FV

Esta mejora constante, y la gran variedad existente de tipos de células o de materiales capaces de producir el efecto fotovoltaico, es fruto de la cantidad y la calidad de la innovación del sector, uno de los más activos del mundo. Un análisis de las patentes registradas en los últimos años desvela la importancia que tiene la I+D+i como motor de desarrollo: la fotovoltaica lidera el ranking de todas las energías renovables, de por sí intensivas en investigación, tal como se muestra en la figura 2.15.

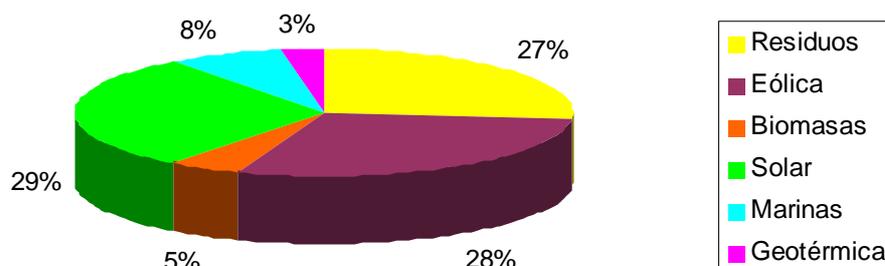


Fig. 2.15. Patentes en energías renovables en el período 2003-2006

Como resultado de todo ello, en los últimos años han eclosionado las llamadas tecnologías fotovoltaicas de capa fina o capa delgada, que vienen a sumarse a la oferta comercial de los tradicionales sistemas basados en silicio mono o policristalino. Cada una de ellas tiene unas características propias y bien diferenciadas, como se observa en la tabla 2.3.

Tabla 2.3. Características de las distintas tecnologías fotovoltaicas

| | TECNOLOGÍA CRISTALINA ESTÁNDAR | SILICIO AMORFO | | | |
|----------------------------------|--|----------------------------|--|--|--|
| | | Silicio Amorfo | Silicio Amorfo y micromorfo | Te Cd | CIGS |
| Eficiencia actual de los módulos | 13% - 19% | 5,5% - 6,5% | 9% - 11% | 10% - 11% | 8% - 11% |
| Precio de los módulos (€/Wp) | 2,2 - 2,6 | 1,8 - 2 | 1,9 - 2,1 | 1,5 - 2 | 1,9 - 2,1 |
| Cuota de mercado actual | 90% | 3,9% | | 2,7% | 0,2% |
| Principales ventajas | Tecnología madura Cadena de suministro establecida Alta eficiencia | Tecnología con experiencia | Similar a procesos probados de producción de dispositivos TFT y LCD | Buen comportamiento frente a la temperatura | Eficiencia relativamente alta Bajos costes de producción Fácilmente implementables en sustratos flexibles Eficiencia relativamente alta |
| Principales inconvenientes | Alta dependencia de los precios de las materias primas | Baja eficiencia | Menores expectativas de mejora de eficiencia a largo plazo Experiencia limitada | Potencial toxicidad del Cd Déficit potencial del Teluro Experiencia limitada | Alto coeficiente de pérdidas por temperatura Déficit potenciales y elevado coste del Indio Experiencia limitada |

2.5.2. Reparto del mercado del sector Fotovoltaico

Las tecnologías fotovoltaicas de capa delgada siguen ganando relevancia y cuota global, a pesar de que las tecnologías clásicas de polisilicio dominan el mercado con claridad. Otras tecnologías novedosas, como la fotovoltaica de concentración, tienen una presencia aún muy marginal, a pesar de sus tremendas posibilidades. A grandes rasgos, el auge de las tecnologías de capa fina se debe a que consiguen unos costes y unos precios sensiblemente más bajos que los de las tecnologías clásicas. Juega en su contra que tienen una menor eficiencia, y requieren la ocupación de una mayor superficie para alcanzar la potencia deseada.

Haciendo un análisis detallado del segmento de las tecnologías de capa fina (figura 2.16), se aprecia que las células solares basadas en silicio, sobre todo amorfo, ya se han destacado sobre las demás, marcando una tendencia que, según varios análisis, aumentará en los próximos años.

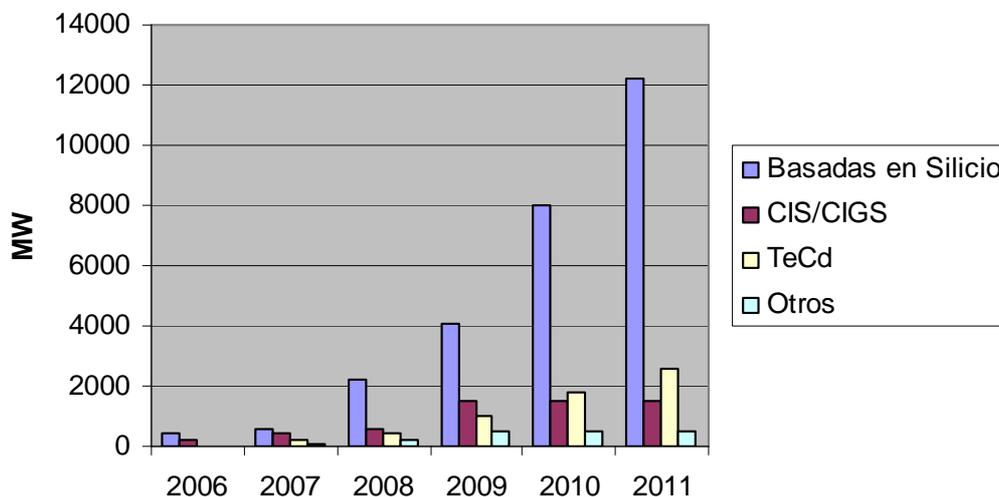


Fig. 2.16. Capacidad de producción de las tecnologías FV de capa delgada

2.6. Sistemas de Instrumentación Electrónica utilizados en las Instalaciones Fotovoltaicas.

Como primera tarea de esta tesis, se ha realizado un estudio del estado del arte en cuanto a los diferentes sistemas de instrumentación utilizados en las instalaciones fotovoltaicas. Con objeto de enmarcar el estudio en un ámbito industrial y técnico, es necesario conocer las normativas de aplicación a este tipo de instalaciones.

La norma EN 61724:1998 describe las recomendaciones generales para la monitorización y el análisis del comportamiento eléctrico de los sistemas FV.

El objetivo del análisis de los datos monitorizados es proporcionar un conjunto de parámetros y valores que permitan comparar las instalaciones FV de diferentes tamaños, operando en distintos climas y que suministren energía para distintas aplicaciones, de tal manera que los méritos relativos de los distintos diseños y procedimientos de operación se hagan evidentes. Métodos más simples podrían ser válidos para sistemas pequeños y sistemas autónomos domésticos.

2.6.1. Parámetros a medir.

Los parámetros que han de medirse se muestran en la tabla 2.4 y la figura 2.17, aunque pueden calcularse otros parámetros (ver norma CEI 61194 [27]) a partir de los datos medidos en tiempo real por el sistema de instrumentación.

Tabla 2.4. Parámetros a medir en tiempo real

| Parámetro | Símbolo | Unidad |
|---|----------|--------------------|
| Meteorología | | |
| Irradiancia total en el plano del campo FV ¹ | G | W m^{-2} |
| Temperatura ambiente a la sombra | T_{am} | $^{\circ}\text{C}$ |
| Velocidad del viento ² | S_W | m s^{-1} |
| Campo Fotovoltaico | | |
| Tensión de salida | V_A | V |
| Intensidad de salida | I_A | A |
| Potencia de salida | P_A | kW |
| Temperatura del módulo | T_m | $^{\circ}\text{C}$ |
| Ángulo de inclinación del seguidor ⁵ | Φ_r | Grados |
| Ángulo acimutal del seguidor ⁵ | Φ_A | Grados |
| Almacenamiento de energía | | |
| Tensión de operación | V_S | V |
| Intensidad hacia el almacenamiento | I_{TS} | A |
| Intensidad desde el almacenamiento | I_{FS} | A |
| Potencia hacia el almacenamiento | P_{TS} | kW |
| Potencia desde el almacenamiento | P_{FS} | kW |
| Carga | | |
| Tensión de la carga | V_L | V |
| Intensidad de la carga | I_L | A |
| Potencia de la carga | P_L | kW |
| Red eléctrica | | |
| Tensión de la red | V_u | V |
| Intensidad hacia la red ⁴ | I_{TU} | A |
| Intensidad desde la red ⁴ | I_{FU} | A |
| Potencia hacia la red ^{4,6} | P_{TU} | kW |
| Potencia desde la red ^{4,6} | P_{FU} | kW |
| Fuentes de reserva ³ | | |
| Tensión de salida | V_{BU} | V |
| Intensidad de salida | I_{BU} | A |

| Potencia de salida | P_{BU} | kW |
|---|----------|----|
| 1) Irradiancia total, conocida también como irradiancia en el plano del campo FV, definida como potencia radiante (directa más difusa) incidente sobre la unidad de área de una superficie inclinada. | | |
| 2) Los parámetros tales como la velocidad del viento son opcionales, pero pueden exigirse por contrato o si el campo FV está sometido a operaciones extremas. | | |
| 3) La cantidades c.a. y c.c pueden distinguirse añadiendo subíndices. En el caso de sistemas polifásicos, los parámetros V_L , I_L y P_L se especificarán para cada fase. | | |
| 4) Normalmente puede utilizarse un único sensor de intensidad o de potencia para la medida de intensidad o potencia en ambas direcciones de entrada y salida. Un signo positivo en la señal de salida de los sensores indica entrada hacia el dispositivo de almacenamiento de energía o hacia la red eléctrica, y un signo negativo indica la salida desde el dispositivo de almacenamiento o desde la red eléctrica. La entrada y salida usando un solo sensor debe acumularse separadamente en el programa del sistema de instrumentación. | | |
| 5) La monitorización de los ángulos del seguidor es opcional para sistemas con seguimiento solar. Para seguidores de un solo eje Φ_T se usa para describir la posición del campo sobre su eje de seguimiento. Por ejemplo, para un seguidor de un solo eje horizontal, este parámetro daría el ángulo desde la horizontal: hacia el este es negativo y hacia el oeste es positivo. | | |
| 6) Puede realizarse una medida directa de la potencia de salida por la parte del inversor correspondiente al acondicionador de potencia si ello aumenta la precisión de la medida. | | |

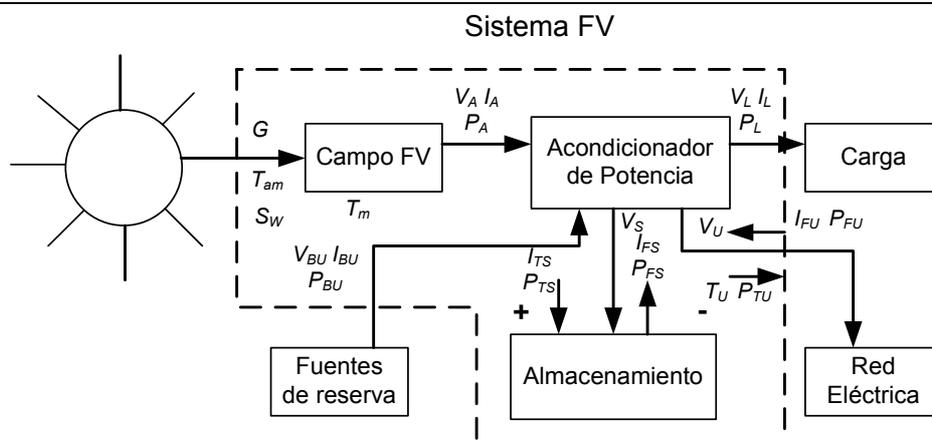


Fig. 2.17. Parámetros a medir en tiempo real según la norma EN 61724:1998

2.6.2. Método de monitorización

De la tabla 2.4 y la figura 2.17, se observa que en cuanto a la monitorización se refiere, los parámetros a medir se pueden dividir en dos grandes grupos, atmosféricos y eléctricos.

La mayoría de los parámetros eléctricos son accesibles a través del inversor de la instalación FV, ya que dispone de salida de datos serie para su lectura.

Sin embargo, las medidas de la irradiancia (tanto horizontal como en el plano de inclinación del campo FV), temperatura (ambiente o la de los módulos) hay que adquirirlas a través de sensores independientes del inversor. Ya se ha demostrado con anterioridad que los parámetros irradiancia y temperatura del módulo son fundamentales en el funcionamiento de una instalación FV, de ahí el interés en utilizar sensores precisos y si es posible de bajo coste que informen de forma exacta de sus valores en cada momento.

El desarrollo de estos sensores y su instrumentación asociada son los objetivos principales de esta tesis. A continuación se expone qué es lo que marca la normativa EN 61724:1998 respecto de la monitorización de estos parámetros meteorológicos.

2.6.2.1. Medida de la Irradiancia.

Los datos de irradiancia se miden en el plano del campo FV y se usan en el análisis del comportamiento del sistema FV. La irradiancia en el plano horizontal también puede registrarse para realizar comparaciones con datos meteorológicos estándares de otros lugares.

La irradiancia superficial se medirá en el mismo plano que el campo FV usando dispositivos de referencia calibrados o piranómetros. Si se usan módulos o células de referencia, éstos deberán ser calibrados y mantenidos conforme a CEI 60904-2 [28] o CEI 60904-6 [29]. La localización de estos sensores será representativa de las condiciones de irradiancia del campo FV. La precisión de los sensores de irradiancia, incluyendo el sistema de acondicionamiento de señal, será mejor que el 5% del valor medido.

2.6.2.2. Medida de la temperatura ambiente.

La temperatura ambiente se medirá en un lugar que sea representativo de las condiciones del campo FV, por medio de sensores colocados a la sombra. La precisión de los sensores de temperatura, incluyendo el acondicionamiento de la señal será superior a 1K.

2.6.2.3. Medida de la temperatura del módulo.

La temperatura del módulo FV se medirá en aquellos módulos que sean representativos de las condiciones del campo de módulos FV, por medio de sensores de temperatura colocados en la parte posterior de uno o más módulos. La selección de estos módulos se especifica en el método A de la norma CEI 61829 [30]. Se tomará la precaución de que la temperatura de la célula no se vea alterada por el propio sensor. La precisión de estos sensores, incluyendo el acondicionamiento de señal, será mejor que 1K.

2.7. Situación actual de los Sistemas de adquisición de datos en Instalaciones Fotovoltaicas.

La mayoría de los productos analizados comercializados por empresas del sector de la instrumentación y automatización (Yokogawa, Honeywell, Siemens, Robotiker, etc), son dispositivos cerrados del tipo *llave en mano*. Todos tienen un denominador común, utilizan un bus de campo en sus comunicaciones con la planta y los sensores empleados.

Un bus de campo es un término genérico que describe un conjunto de redes de comunicación para uso industrial, cuyo objetivo es sustituir las conexiones punto a punto entre los elementos de campo y el equipo de control a través del tradicional bucle de corriente de 4-20 mA. Típicamente son redes digitales, bidireccionales, multipunto, montadas sobre un bus serie, que conectan dispositivos de campo como PLCs, transductores, actuadores y sensores. Cada dispositivo de campo incorpora cierta capacidad de proceso, que lo convierte en un dispositivo inteligente, manteniendo siempre un coste bajo. Cada uno de estos elementos será capaz de ejecutar funciones simples de autodiagnóstico, control o mantenimiento, así como de comunicarse bidireccionalmente a través del bus.

Se corresponde con la parte más baja de la pirámide mostrada en la figura 2.18 que es la parte más ligada al proceso, es decir, el nivel más bajo dentro de la escala de automatización.

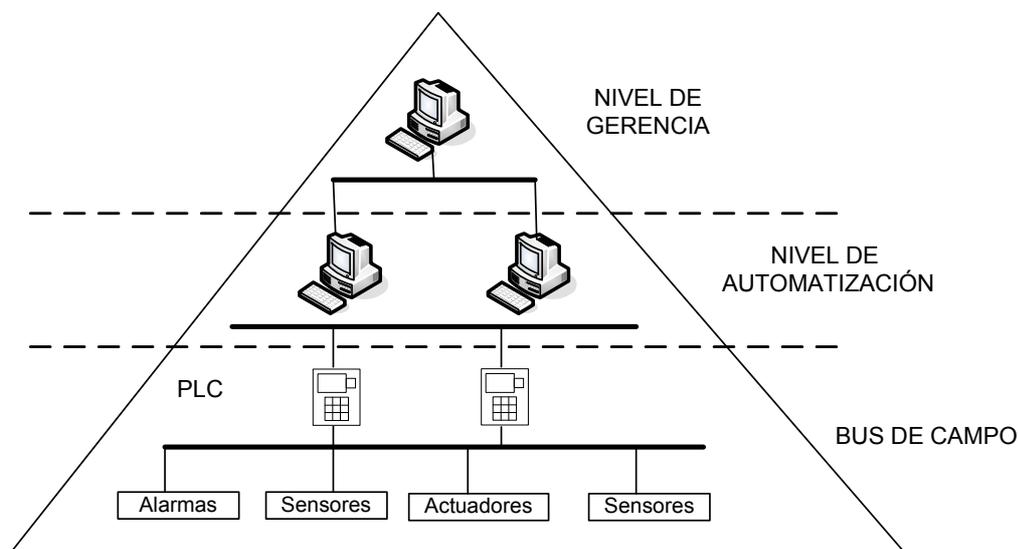


Fig. 2.18. Estructura jerárquica de las comunicaciones en la industria: modelo CIM.

La implementación de esta estructura define el denominado modelo CIM (*Computer Industry Manufacturing*) o fabricación industrial por computador.

Las redes de la parte alta de la pirámide se denominan redes de datos y las de la parte baja se denominan redes de control. Las redes de datos se utilizan en el ámbito de la gestión y resuelven las necesidades de comunicación entre computadores locales o remotos cuya misión

es la administración de la empresa. Las redes que se utilizan en la parte más baja, son redes ligadas al proceso o redes de control y presentan otras características [31] como son la inmunidad al ruido, velocidad, seguridad e interoperabilidad, diferentes a las redes de datos.

Por lo que se refiere al tipo de topología que deben adoptar las redes de control, cabe destacar que cualquiera de las topologías clásicas de las redes de datos es válida. Cada una de ellas con sus propias ventajas y limitaciones. Cualquiera puede satisfacer las necesidades de cableado, prestaciones y coste de algún tipo de aplicación. La elección está determinada fundamentalmente por el control de acceso al medio (MAC) y el tipo de medio que se emplea. El conjunto formado por el medio, el control de acceso y la topología, afecta prácticamente a cualquier otro aspecto de la red de control: coste, facilidad de instalación, fiabilidad, prestaciones, facilidad de mantenimiento y expansión.

La selección de la topología suele hacerse basándose en los requisitos específicos de cada sistema en cuanto a coste de instalación y tolerancia a fallos. Muchas redes de control permiten el uso de distintas topologías.

El control de acceso al medio es vital. Elegida una topología, hay que definir como accederá cada nodo a la red. El objetivo es reducir las colisiones (idealmente eliminarlas) entre los paquetes de datos y reducir el tiempo que tarda un nodo en ganar el acceso al medio y comenzar a transmitir el paquete. En otras palabras, maximizar la eficiencia de la red y reducir el retardo de acceso al medio. Este último parámetro es el factor principal a la hora de determinar si una red sirve para aplicaciones en tiempo real o no.

El direccionamiento de los nodos es otro de los aspectos claves. En una red de control, la información puede ser originada y/o recibida por cualquier nodo. La forma en que se direccionen los paquetes de información afectará de forma importante a la eficiencia y la fiabilidad global de la red. Se pueden distinguir tres tipos de direccionamiento:

- a) *Unicast* : El paquete es enviado a un único nodo de destino.
- b) *Multicast* : El paquete es enviado a un grupo de nodos simultáneamente.
- c) *Broadcast* : El paquete es enviado a todos los nodos de la red simultáneamente.

El direccionamiento *broadcast* presenta la ventaja de su sencillez. Es adecuado para redes basadas en información de estado. Cada nodo informa a todos los demás de cuál es el estado actual. El principal inconveniente es que los nodos pueden tener que procesar paquetes que no les afecten directamente. Los esquemas de direccionamiento *unicast* y *multicast* son más eficientes, y facilitan operaciones como el acuse de recibo y el reenvío, características que aumentan la fiabilidad del sistema. En redes de control, es muy habitual encontrar esquemas de direccionamiento del tipo maestro-esclavo. Este tipo de esquemas permite plasmar ciertos aspectos jerárquicos del control de forma sencilla, a la vez que simplifica el funcionamiento de la red y por tanto abarata los costes de la interfaz física.

La elección del medio físico afecta a aspectos tales como la velocidad de transmisión, distancia entre nodos y fiabilidad. En muchas redes de control se recurre a una mezcla de distintos medios físicos para cumplir con los requisitos de diferentes secciones al menor coste posible. Se incorporarán los encaminadores, puentes o repetidores necesarios para asegurar el objetivo de una comunicación extremo a extremo transparente, al menor coste posible, y sin que la integración conlleve una disminución de las prestaciones.

El control en tiempo real demanda de las redes de control buenos tiempos de respuesta. Por ejemplo, el retardo entre la detección de un objeto en una línea de montaje de alta velocidad y el arranque de una máquina de pintado puede ser del orden de decenas de milisegundos. En general, las redes de datos no necesitan una respuesta en tiempo real cuando envían grandes conjuntos de datos a través de la red. El control de acceso al medio y el número de capas implementadas en la arquitectura de red resultan determinantes a la hora de fijar la velocidad de respuesta de la red. La implementación de las siete capas del modelo OSI implica una mayor potencia de proceso por la sobrecarga que conlleva con respecto a un sistema más sencillo que por ejemplo sólo implementase las dos primeras capas. En ocasiones, los beneficios que aportan las capas adicionales compensan la sobrecarga adicional (que implica un mayor coste), sobre todo a medida que aumenta la funcionalidad demandada de la red y mejora la tecnología disponible. Cuando la velocidad es el factor esencial, como ocurre con muchos buses de campo, el modelo puede aligerarse ya que en la mayor parte de este tipo de aplicaciones las capas de red, transporte, sesión y presentación no son necesarias.

El objetivo de los buses de campo es reemplazar los sistemas de control centralizados por redes para control distribuido con las que mejorar la calidad del producto, reducir costes y mejorar la eficiencia. Para ello se basan en que la información que envían y/o reciben los dispositivos de campo es digital, lo que resulta mucho más preciso que si se recurre a métodos analógicos. Además, cada dispositivo de campo es un dispositivo inteligente y puede llevar a cabo funciones propias de control, mantenimiento y diagnóstico. De esta forma, cada nodo de la red puede informar en caso de fallo del dispositivo asociado, y en general sobre cualquier anomalía asociada al dispositivo. Esta monitorización permite aumentar la eficiencia del sistema y reducir la cantidad de horas de mantenimiento necesarias.

La topología de red más utilizada en los buses de campo es, como su propio nombre indica, de tipo bus, y suele configurarse como redes maestro/esclavo. Los elementos que componen un bus de campo son básicamente:

- *Maestros*: esta tarea la desempeña un controlador que generalmente es un computador o PLC. Normalmente existe un solo maestro por bus, aunque pueden existir varios según la aplicación.
- *Esclavos*: elementos pasivos o sin iniciativa propia de comunicación, que suelen ser generalmente elementos actuadores o sensores.

- *Medio de conexión*: cable o fibra óptica generalmente.
- *Supervisor*: generalmente un computador que sólo toma información del bus.
- *Otros accesorios*: utilizados para extender la capacidad del bus, como repetidores, transceptores, etc.

En cuanto a las formas de enlace físico más utilizadas en las comunicaciones industriales se distinguen: RS 232C (norma EIA-RS232, V.24 CCITT, punto a punto, uno a uno), RS 422 (norma EIA-RS222, V.11 y X.27 CCITT, multipunto, uno a n) y RS 485 (norma EIA-RS485, multipunto n a n).

2.7.1. Origen de los Buses de Campo.

Los buses de campo (fieldbus) nacen como consecuencia de las necesidades demandadas por los usuarios y gracias a las capacidades tecnológicas del momento. De forma más precisa:

Necesidades demandadas por los usuarios.

a) Necesidad de estandarización. Para comprender esta necesidad es necesario hacer un poco de memoria en cuanto a los ancestros de los buses de campo. El primer antepasado del bus de campo en la industria es Modbus [32], [33] y la familia de dispositivos de procesamiento distribuido de Whestinghouse (WDPF) [34], [35]. Existían ya otras redes, pero su implantación y desarrollos era mucho más reducidos, ya que lejos de ser concebidos como estándares industriales, sus ámbitos de aplicación eran muy específicos. Un ejemplo es *Alliance Research Centre Network* (ARCNET), que comenzó en 1977 para cubrir necesidades de oficina [36] antes que cubrir aplicaciones de adquisición de datos [37]. Otra red que se utilizaba bastante en la industria aeroespacial desde hacía algunos años era *Military Standard 1553* [38], [39]. En la instrumentación nuclear predominaba la red CAMAC [40], creada en 1970 para conectar PLC's (*Allen Bradley Data High Way* y *Tiway-Texas Instrument Way*) [41] con los diferentes procesos industriales [42], [43].

b) La coincidencia en la elaboración de dos proyectos de protocolos, uno denominado Protocolo de Fabricación Automatizada, *Manufacturing Automation Protocol* (MAP) y el otro, Protocolo Técnico y de Oficina, *Technical and Office Protocol* (TOP). La integración de sistemas heterogéneos era difícil, debido a la falta de estándares y al elevado coste que resultaba de la utilización de adaptadores, convertidores de protocolos, pasarelas, etc. En este preciso momento, dos empresas americanas comenzaron dos proyectos con el ánimo de unificar un estándar de comunicación industrial. La compañía Boeing lanzó el proyecto TOP [44], [45] y General Motors el proyecto MAP [46], [47], [48], [49]. El objetivo fundamental del proyecto MAP era crear un perfil de un estándar de comunicaciones entre las oficinas técnicas o de diseño y las fábricas, entre los grupos de trabajo y las máquinas herramienta y/o robots.

c) Necesidad de simplificación del cableado.

Al nivel más bajo de la comunicación, antes de la era del bus de campo, gran cantidad de estándares analógicos coexistían en las industrias, tales como el 4-20 mA, 0-24 V para entradas digitales, etc. Una de las principales características de los buses de campo es una significativa reducción en el cableado necesario para el control de una instalación. Cada célula de proceso sólo requiere un cable para la conexión de los diversos nodos. Se estima que puede ofrecer una reducción de 5 a 1 en los costes de cableado. En comparación con otros tipos de redes, dispone de herramientas de administración del bus que permiten la reducción del número de horas necesarias para la instalación y puesta en marcha. Esta necesidad de disminuir el cableado ya se hizo patente en 1971 [50].

Capacidades Tecnológicas. Hay una serie de hitos tecnológicos que influyeron en la aparición de los buses de campo, entre ellos cabe destacar:

a) Modelo OSI-ISO.

En 1978, la *International Organization for Standardization* (ISO) dio a conocer el modelo de interconexión de sistema abierto (OSI), tal como se conoce hoy en día [51], [52]. Este modelo estaba concebido inicialmente para la interconexión entre ordenadores pero aportaba una base para la estandarización de nuevos protocolos.

b) Protocolos LANs y MAC.

En las redes LANs (redes de área local) todos los dispositivos compartían el mismo medio de transmisión, pero sin ningún tipo de intervención todos podían transmitir simultáneamente. Para que se hiciese de forma ordenada, uno cada vez, se desarrolló un sistema de control de acceso al medio (MAC), que podía ser determinista o no en función de si tenía un tiempo de retardo limitado o no. El proyecto MAC eligió un mecanismo de paso de testigo (*token*) que era determinista [53]. Sin embargo, el proyecto TOP se decantó por un sistema no determinista, *Ethernet*, basado en un sistema de acceso al medio denominado CSMA-CD (*Carrier Sense Multiple Access-Collision Detection*) [54].

c) Desde otro punto de vista, la tecnología desarrollada para LANs brindaba a muchos usuarios el poder ir familiarizándose con aplicaciones industriales de control distribuido [55], [56].

d) Grandes avances en la microelectrónica y la fabricación de circuitos integrados.

En los años 70 y 80 se produjo un enorme avance en el desarrollo de circuitos integrados (CI) a medida (*IC Custom*), microcontroladores y procesadores digitales de señal (DSP). Este nuevo estado del arte en estas tecnologías emergentes posibilita el desarrollo de numerosos dispositivos para comunicaciones. En 1982, Philips crea el primer CI de comunicaciones I2C para la interoperabilidad entre dispositivos en sus televisores [57].

Como conclusión se puede decir que estos y otros factores posibilitaron el desarrollo de los buses de campo.

La primera experiencia industrial de la que se tiene referencia, respecto de la aplicación de un bus digital para la instrumentación de una planta solar, es la red KSU que instalaron Brown Boveri y Electricité de France en Thémis, sur de Francia en 1981 [58].

2.7.2. Desarrollo de los buses de campo.

A principios de los 80, diferentes proyectos comenzaron en Europa tras el proyecto MAP iniciado en USA. En Francia, el bus de campo FIP vio la luz bajo la tutela del ministerio francés de investigación e industria. Un proyecto similar vio la luz en Alemania en 1984, el *Process Field Bus* o Profibus [59], [60]. Coetáneo de Profibus es P-Net [61] en Dinamarca. Ya en 1983, la compañía Bosch desarrolló las especificaciones del bus CAN [62] (*Controller Area Network*) para los vehículos fabricados en Alemania [63], [64]. También en esa época aparece el bus FIP [65] (*Factory Instrumentation Protocol*), conocido hoy en día como WorldFIP.

El proceso de estandarización comienza a la vez en varios países, y a nivel internacional con IEC TC 65/SC65C/WG6 [66] e ISA (*Instrumentation Society of America*) en EEUU dando lugar a ISA SP50.

Ya en los comienzos se vislumbraba que el proceso de estandarización iba a ser difícil, debido a la gran cantidad de buses existentes y las diferentes empresas implicadas en el mercado.

Al principio se hicieron dos grupos [67], el primero incluía soluciones basadas en protocolos ya existentes en los mercados [68], [69], mientras que el segundo albergaba todas aquellas ideas que aún no se habían experimentado [70], [71]. Dos tipos de buses de campo fueron considerados, el H1, con una baja velocidad de transferencia de datos, para la conexión entre sensores y control de procesos, y el H2, de alta velocidad de transferencia de datos, para fabricación y/o la interconexión de redes de tipo H1.

En el primer grupo se incluyeron las compañías y propuestas siguientes:

a) La compañía inglesa ERA Technology, que proponía un bus de campo basado en el existente Mild Std 1553B.

b) IEEE P118. Un grupo americano proponía un bus de campo basado en el proyecto P118, basado en Bitbus [72] de Intel, dedicado al intercambio de información entre microcontroladores para cualquier tipo de aplicación. Estas especificaciones cubrían las capas físicas, de datos y de aplicaciones.

c) La compañía Foxboro presentaba a la vez soluciones para redes tipo H1 (HDLC, con codificación Manchester) y H2 (RS-485).

d) Rosemount presentaba también propuestas para H1 y H2. Rosemount comenzó el desarrollo del bus HART en 1985.

El segundo grupo estaba formado por dos propuestas europeas, FIP y Profibus, las cuales estaban aún por desarrollar.

Además de las actuaciones de las compañías, de forma más o menos consensuada, diferentes organizaciones internacionales tuvieron un gran protagonismo en los procesos de definición de especificaciones técnicas y estandarización de los buses de campo. Caben destacar las siguientes:

a) IEC TC65C/WG6. Este comité técnico del IEC fue el encargado de llevar a cabo la estandarización de los buses de campo tras una reunión celebrada en Montreal en mayo de 1985.

b) ISA SP50. ANSI confió en ISA la posición americana para la estandarización de los buses de campo. Su posición era la de no desarrollar un estándar específico americano y colaborar con el comité de IEC para elaborar un único estándar internacional. El grupo SP50 de ISA intentó buscar una solución común entre las propuestas de Rosemount, Profibus, FIP, ERA y Foxboro.

c) NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*), creada en EEUU, trabajó con ISA SP50 para delimitar el estándar americano.

Como conclusión de este apartado cabe decir que las diferentes propuestas esgrimidas por los diferentes grupos eran muy dispares en términos de requerimientos y soluciones. Se definieron muchos aspectos relativos a la capa física, la conectividad y la topología, sin entrar en profundidades de aspectos funcionales.

En definitiva, este problema de estandarización aún no resuelto de forma satisfactoria se ha arrastrado en los últimos 30 años [73]. Palabras como guerra, batalla, ganador, etc, [74] han aparecido en multitud de artículos relacionados con los buses de campo [75], tal como se puede leer en [76], [77]. Artículos cargados de escepticismo e interrogantes se pueden ver en [78], [79].

2.7.3 Ventajas de los buses de campo

La principal ventaja que ofrecen los buses de campo, y la que los hace más atractivos a los usuarios finales, es la reducción de costes. El ahorro proviene fundamentalmente de tres fuentes: ahorro en coste de instalación, ahorro costes de mantenimiento y ahorros derivados de la mejora del funcionamiento del sistema.

El hecho de que los buses de campo sean más sencillos que otras redes de uso industrial como por ejemplo MAP, hace que las necesidades de mantenimiento de la red sean menores, de modo que la fiabilidad del sistema a largo plazo aumenta. Además, los buses de campo permiten a los operadores monitorizar todos los dispositivos que integran el sistema e interpretar fácilmente las interacciones entre ellos. De esta forma, la detección de las fuentes de problemas

en la planta y su corrección resulta mucho más sencilla, reduciendo los costes de mantenimiento y el tiempo de parada de la misma.

Los buses de campo ofrecen mayor flexibilidad al ingeniero en el diseño del sistema. Algunos algoritmos y procedimientos de control que con sistemas de comunicación tradicionales debían incluirse en los propios programas, son parte ahora de los dispositivos del bus de campo, simplificando el sistema de monitorización y control y sus posibles ampliaciones.

También hay que tener en cuenta que las prestaciones de los sistemas mejoran con el uso de la tecnología de los buses de campo, debido a la simplificación en la forma de obtener información de la planta desde los distintos sensores. Las mediciones de los distintos elementos de la red están disponibles para todos los demás dispositivos. La simplificación en la obtención de datos permite el diseño de sistemas de control más eficientes.

Con la tecnología de los buses de campo, se permite la comunicación bidireccional entre sus dispositivos y los sistemas de control, pero también entre los propios dispositivos de campo.

Otra ventaja de los buses de campo es que sólo incluyen 4 capas del modelo de comunicaciones OSI (física, enlace, aplicación y usuario), y un conjunto de servicios de administración. El usuario no tiene que preocuparse de las capas de enlace o de aplicación. Sólo necesita saber cual es la funcionalidad. Al usuario sólo se le exige tener un conocimiento mínimo de los servicios de administración de la red, ya que parte de la información generada por dichos servicios puede ser necesaria para la reparación de averías en el sistema. De hecho, prácticamente, el usuario sólo debe preocuparse de la capa física y la capa de usuario.

Si bien en esta Tesis el enlace físico de todos los sistemas desarrollados se realiza en base a un bus con comunicación serie RS 485, esta decisión se ha tomado después de realizar un análisis exhaustivo de las posibilidades que ofrece el mercado, cuyo análisis se detalla en los apéndices A, B y C, denominados respectivamente *Buses de campo* y *protocolos de uso industrial, Ethernet Industrial y Comunicaciones Industriales Inalámbricas*.

Capítulo 3

Capítulo 3. Sistema de medición de temperatura superficial de bajo costo y elevada precisión. Aplicación a las instalaciones fotovoltaicas

En este capítulo se explica el desarrollo, construcción y prueba de un sistema de instrumentación preciso y económico aplicado a la medida fiable de la temperatura superficial en objetos. Como aplicación se analiza su uso en instalaciones fotovoltaicas. El sistema está configurado en base al sensor digital DS18B20 de Dallas SemiconductorTM. Como sensor patrón para la calibración y comparación, se utiliza una Pt100 de precisión. Se demuestra en este capítulo que la desviación alcanzada por el sistema desarrollado respecto del sistema patrón es menor de $\pm 0,4$ °C.

Para realizar la experimentación se ha diseñado y construido un sistema prototipo compuesto por un PIC (tipo de microcontrolador fabricado por Microchip TechnologyTM), un driver de red RS-485 y sensores DS18B20. Los datos del experimento se adquieren a través del puerto RS-485 de un PC. Respecto del sistema patrón para efectuar comparativas de

funcionamiento, se ha utilizado una Pt100 de precisión conectada a un sistema de adquisición de datos. La señal obtenida es enviada a otro puerto RS-485 del mismo PC.

Para el control de la experimentación, se ha diseñado y programado un instrumento virtual en LabVIEW™ que permite monitorizar y analizar las medidas de temperatura del sistema desarrollado y del sistema patrón, lo cual facilita conocer en tiempo real las desviaciones entre ambas.

La organización del capítulo se hace en base a cuatro secciones principales. En la primera se realiza una descripción profunda y detallada de los dispositivos utilizados para desarrollar el sistema de adquisición de datos empleado, empezando por realizar un análisis exhaustivo de los diferentes tipos de sensores de temperatura que se encuentran en la actualidad y la posibilidad de uso en esta aplicación específica. En la siguiente sección se lleva a cabo la descripción del procedimiento experimental realizado. En la tercera sección se muestran los resultados obtenidos en la experimentación, puesta a punto y calibración del prototipo. A lo largo del año 2007, se procedió a la toma de datos por parte de este dispositivo y es en esta sección donde se muestra el análisis de estos resultados.

La cuarta y última sección recoge las principales conclusiones del capítulo.

3.1. Introducción.

En la mayoría de las aplicaciones relacionadas con el campo de la energía solar y más concretamente en las aplicaciones fotovoltaicas, es esencial conocer con precisión adecuada dos variables: la temperatura [133], [134], [135] en la superficie de los paneles fotovoltaicos [136], [137], [138] y la radiación solar incidente sobre ellos [139], [140], [141]. Esto se debe a que la curva $I-V$ de un panel depende de ambas variables [142], [143], [144]. Por tanto, la curva $I-V$ de un panel fotovoltaico está cambiando continuamente y, como consecuencia, su punto de máxima potencia (MPP), el cual representa el punto óptimo de operación para el uso más eficiente del panel [145], [146], [147].

En la actualidad, la medida precisa de la temperatura en instalaciones fotovoltaicas se suele realizar mediante sensores analógicos (fundamentalmente Pt100). El coste del sistema de instrumentación para la medida de la temperatura (Pt100 de calidad + sistema de acondicionamiento y transmisión de la señal + cableado + tarjeta de adquisición de datos) es de cientos de euros y es un factor muy a tener en cuenta si:

1) la instalación es doméstica y/o 2) se necesitan colocar muchos sensores de temperatura. Respecto de esto último, ha de tenerse en cuenta que en una instalación solar, la colocación de medidores de temperatura a escala de panel permitiría monitorizar el funcionamiento del mismo y, por tanto, detectar un mal funcionamiento.

Esto facilitaría mucho las labores de mantenimiento de la instalación, ya que lo normal es que los campos fotovoltaicos estén situados en sitios aislados. Por tanto, si fuera económicamente factible colocar multitud de sensores de temperatura en una instalación fotovoltaica, ésta se podría monitorizar a nivel de detalle de panel de forma remota. A modo de ejemplo, una central fotovoltaica de 1 MWp (Megavatio Pico) configurada con paneles de 200 Wp requiere 5.000 paneles, con lo cual, hacer medidas de temperatura a nivel de panel, resulta hoy en día económicamente inviable. Son pues muchas las ocasiones en las que debido al elevado coste, se opta por la utilización de modelos matemáticos que intentan solucionar mediante aproximaciones la falta de medidas reales de temperatura [148], [149], [150]. De lo anterior se deduce que es de interés conseguir un sistema de instrumentación que permita la medida fiable de temperatura en instalaciones fotovoltaicas a un coste reducido. Es más, la combinación de medidas fiables de radiación y temperatura permite la monitorización y medida del rendimiento de los paneles fotovoltaicos, comparar curvas $I-V$ y $P-V$ reales, realizar análisis de fallos, etc. [147], [151], [152], [153].

3.2. Descripción del sistema y consideraciones de diseño.

3.2.1. Consideraciones en cuanto al sensor a utilizar.

Para la elección del sensor de temperatura se ha realizado un profundo análisis de toda la literatura al respecto y de los dispositivos comerciales disponibles, ya que una adecuada elección del mismo es fundamental para el diseño, implementación y funcionamiento del sistema de instrumentación. Tradicionalmente, los sensores de temperatura utilizados en instalaciones fotovoltaicas tienen salida analógica, fundamentalmente debido a su precisión y escala: termopares [136], [137], [138], termistores [154], sensores de temperatura monolíticos o basados en uniones semiconductoras [155] y RTDs [156]. A continuación se realiza un breve análisis y revisión del estado del arte tanto de sensores con salida analógica como de otros con salida digital.

3.2.1.1. Termopares.

Un termopar está constituido fundamentalmente por dos metales o aleaciones diferentes unidos en uno de sus extremos [158]. Su funcionamiento se basa en el efecto descubierto por Thomas J. Seebeck⁹ en 1822, que consiste en la circulación de una corriente en un circuito

⁹ Thomas Johann Seebeck (9 de abril de 1770 – 10 de diciembre de 1831). Médico e investigador físico natural de Estonia. Descubrió el efecto termoeléctrico en 1821. En 1806 descubrió los efectos del calor y productos químicos en diversos colores del espectro solar. En 1808 obtuvo la primera combinación química de amoníaco con óxido

formado por dos metales diferentes homogéneos A y B, cuyas uniones se mantienen a distinta temperatura, fig. 3.1.

El coeficiente Seebeck, también llamado *poder termoeléctrico* se mide en VK^{-1} (o más frecuentemente en μVK^{-1}), dado los valores de este coeficiente en los materiales más usuales.

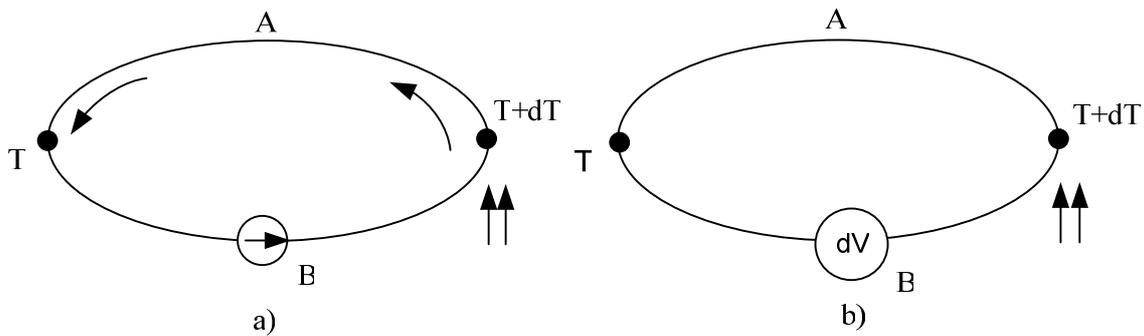


Fig. 3.1. Efecto Seebeck en un termopar: aparece una corriente (a) o una diferencia de potencial (b) cuando hay dos uniones de metales diferentes a distintas temperaturas.

El coeficiente Seebeck está dado por la razón entre la diferencia de potencial eléctrico dV y la diferencia de temperatura entre dos uniones de materiales distintos A y B que lo causa:

$$S_{AB} = \frac{dV}{dT} = S_A - S_B \quad (3.1)$$

Donde S_A y S_B son, respectivamente, los coeficientes Seebeck de ambos materiales por separado. En general, S_{AB} no es constante sino que depende de T , y suele crecer al aumentar T . Es importante notar que mientras la corriente que circula por el circuito depende de la resistencia de los conductores, en cambio la diferencia de potencial no depende ni de la resistividad, ni de la sección, ni de la distribución o gradiente de temperatura. Depende sólo de la diferencia de temperatura entre las uniones y de la naturaleza de los metales.

El efecto Seebeck está relacionado (la relación la encontró Lord Kelvin, o William Thomson como era su nombre de pila) con los efectos descubiertos por Jean C.A. Peltier¹⁰ y W.

mercúrico. A principios de 1820, Seebeck realizó experimentos diversos en la búsqueda de una relación entre la electricidad y el calor.

¹⁰ Jean Charles Peltier (1785, Ham, Francia - 1845, París). Fue un físico francés, relojero de profesión. Abandonó su oficio cuando tenía treinta años para dedicarse plenamente a la investigación científica en el campo de la electricidad. En 1834 descubrió que cuando circula una corriente eléctrica por un conductor formado por dos metales distintos, unidos por una soldadura, ésta se calienta o enfría según el sentido de la corriente (efecto Peltier). Dicho efecto ha revestido gran importancia en el desarrollo reciente de mecanismos de refrigeración no contaminantes.

Thomson¹¹. El efecto Peltier (descubierto en 1834) consiste en que al hacer circular una corriente por un circuito de termopares, una unión se calienta y otra se enfría (Fig. 3.2).

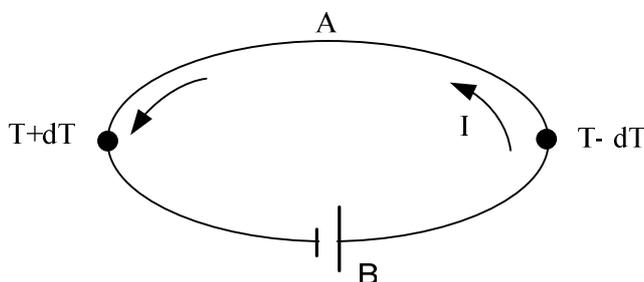


Fig. 3.2.- Efecto Peltier

Al invertir el sentido de la corriente, se invierte también el sentido del flujo de calor. Es decir, si una unión antes se calentaba, al cambiar el sentido de la corriente se enfría, y si primero se enfriaba, ahora se calienta. Éste efecto es reversible e independiente del contacto, es decir, de la forma y dimensiones de los conductores. Depende sólo de su composición y de la temperatura de la unión. Esta dependencia resulta ser lineal y está descrita por el coeficiente de Peltier:

$$\Pi_{AB} = \frac{Q}{I} \quad (3.2)$$

Siendo I la corriente que recorre el circuito formado por los dos materiales, lo cual provoca una liberación de calor Q en uno de los materiales y la absorción en el otro.

El efecto Thomson, descubierto por William Thomson (Lord Kelvin) entre los años 1847 y 1854, consiste en la absorción o liberación de calor por parte de un conductor homogéneo con temperatura no homogénea por el que circule una corriente. El calor liberado es proporcional a la corriente y cambia de signo al hacerlo ésta (Fig. 3.3). Se absorbe calor al fluir corriente del punto más frío al más caliente, y se libera cuando fluye del más caliente al más frío. En otras palabras, se absorbe calor si la corriente y el calor fluyen en direcciones opuestas, y se libera calor si fluyen en la misma dirección. El gradiente de flujo térmico en el seno del material viene dado por:

¹¹ William Thomson (1824, Belfast-Largs, Ayrshire, Escocia, 17 de diciembre, 1907) fue un físico y matemático británico. Destacó por sus importantes trabajos en el campo de la termodinámica y la electrónica gracias a sus profundos conocimientos de análisis matemático. Es uno de los científicos que más hizo por llevar a la física a su forma moderna. Es especialmente famoso por haber desarrollado la escala de temperatura Kelvin. Recibió el título de barón Kelvin en honor a los logros alcanzados a lo largo de su carrera. A partir de entonces se le conoce como Lord Kelvin.

$$\frac{dQ}{dx} = I \frac{dT}{dx} \tau \quad (3.3)$$

Donde x es la coordenada espacial y τ es el coeficiente Thomson del material. Lord Kelvin demostró que los tres coeficientes, Seebeck, Peltier y Thomson no eran independientes entre sí, estando relacionados por las ecuaciones (3.4) y (3.5):

$$\Pi_{AB} = S_{AB} T \quad (3.4)$$

$$\tau_a - \tau_b = T \frac{dS_{AB}}{dT} \quad (3.5)$$

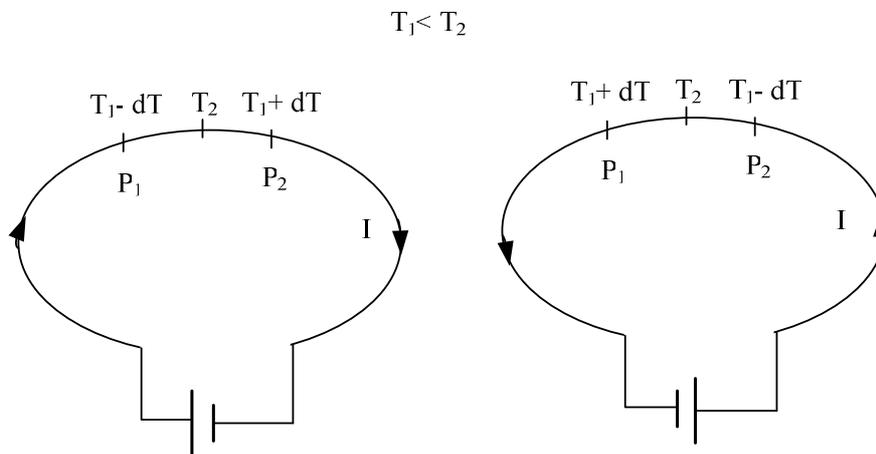


Fig.3.3.- Efecto Thompson

Los termopares son transductores de uso muy frecuente para la medida de temperaturas. Entre sus ventajas cabe señalar [159]:

- Rango de medida muy amplio. En conjunto va de -270 hasta 3.000 grados centígrados.
- Estabilidad a largo plazo.
- Fiabilidad elevada.
- Mayor exactitud que las RTD para temperaturas altas.
- Velocidad de respuesta rápida.
- Robustez.
- Modelos de bajo precio.

En las uniones de termopar interesa tener una resistencia elevada sin requerir mucha masa, ya que ésta implicaría una respuesta lenta. También es deseable un coeficiente temperatura débil en la resistividad, alta linealidad y resistencia a la oxidación a

temperaturas altas. Para lograr estas propiedades se emplean aleaciones especiales como el cromel (Níquel 90% y cromo 10%), alumel (Níquel 95%, manganeso 2%, aluminio 2% y silicio 1%), etc.

Si en un circuito se mantiene una unión del termopar a temperatura constante (unión de referencia), la tensión generada será función de la temperatura a que esté sometida la otra unión, que se denomina unión de medida. Los valores correspondientes a la tensión obtenida con determinados termopares, en función de la temperatura de esta unión cuando la otra se mantiene a 0 °C, están tabulados [157].

El circuito equivalente de un termopar es una fuente de tensión con una resistencia de salida distinta en cada rama (la de cada metal). Para cobre y constantan, por ejemplo, puede ser 300 Ω y 10 Ω respectivamente.

La aplicación de los termopares a la medida de temperatura está sujeta a una serie de limitaciones que conviene conocer de cara a su utilización correcta y valoración de uso, debido a la instrumentación que necesitan. En primer lugar, es obvio que la temperatura máxima que alcanza el termopar debe ser inferior a su temperatura de fusión. Por lo tanto, hay que elegir un modelo adecuado a los valores de temperatura media. También debe garantizarse que el medio donde se va a medir no ataca a ninguno de los dos metales de la unión. Por otro lado, y esto es más difícil de ser percibido, hay que asegurar que la corriente que circule por el circuito de termopares sea mínima. De no ser así, dado el carácter reversible de los efectos Peltier y Thomson, la temperatura de los conductores, y en particular la de las uniones, sería distinta a la del entorno, debido al flujo de calor desde y hacia el circuito. Según la intensidad de la corriente, incluso el efecto Joule podría ser apreciable. La conjunción de estos efectos podría provocar que la unión de medida alcanzara una temperatura distinta a la que se desea medir, y la unión de referencia una temperatura diferente a la supuesta, con los consiguientes errores.

Otra cuestión muy importante a tener en cuenta en la conexión de termopares es que los conductores deben ser homogéneos, por lo que conviene extremar las precauciones para que no sufran tensiones mecánicas (por ejemplo, al instalarlos), ni térmicas (por ejemplo, debidas al envejecimiento si hay gradientes de temperatura importantes a lo largo de su tendido). Otra limitación es la necesidad de mantener una de las dos uniones a una temperatura de referencia fija si se desea medir la de la otra unión, pues todo cambio en dicha unión de referencia será una fuente de error.

En la tabla 3.1 se representan, según las normas ANSI, las características de algunos de los termopares más comunes.

Tabla 3.1.- Termopares más utilizados

| Designación ANSI | Composición | Margen Habitual | mv/margen |
|------------------|---|-------------------|-----------|
| B | Platino / 6% Rodio-Platino/ 30% Rodio | 38 a 1.800 °C | 13,6 |
| C | Wolframio/ 5% Renio- Wolframio/ 26% Renio | 0 a 2.300 °C | 37,0 |
| E | Cromel- Constantán | 0 a 982 °C | 75,0 |
| J | Hierro- Constantán | -184 a 760 °C | 50,0 |
| K | Cromel- Alumel | -184°C a 1.260 °C | 56,0 |
| R | Platino/ 13% Rodio-Platino | 0 a 1.593 °C | 18,7 |
| S | Platino / 10% Rodio-Platino | 0 a 1.538 °C | 16,0 |
| T | Cobre- Constantán | -184 a 400 °C | 26,0 |

Las tensiones de salida de los termopares se encuentran tabuladas, de forma que proporcionan tensiones correspondientes a distintas temperaturas cuando la unión de referencia se encuentra a cero grados centígrados [157].

Los termopares ofrecen ciertas ventajas en su uso, ya que no son excesivamente caros, tienen un amplio rango de medida de temperaturas y son dispositivos estándares en la industria. Sin embargo, cuentan con ciertas desventajas, sobre todo en su utilización en aplicaciones de captación de temperaturas en paneles solares, como son su poca precisión, problemas de conexión eléctrica, instrumentación requerida y problemas de sujeción física, ya que si el termopar no es completamente solidario con la superficie del panel se originan errores en la medida de temperatura.

3.2.1.2. Termistores.

El término termistor es una castellanización del inglés *thermistor*, formado a partir de los vocablos *thermally sensitive resistor* [160]. Estos sensores de temperatura consisten básicamente en un dispositivo semiconductor que varía el valor de su resistencia eléctrica en función de la temperatura. El signo de variación de la resistencia puede ser de dos tipos:

- Negativo, dando lugar al tipo CTN (coeficiente de temperatura negativo, NTC en sus siglas en inglés).
- Positivo, dando lugar al tipo CTP (coeficiente de temperatura positivo, PTC en sus siglas en inglés).

Los termistores se fabrican en un amplio margen de resistencias, que van desde algunos ohmios hasta varios megaohmios a 25 °C [161].

El coeficiente de temperatura de un termistor se define como el cociente entre la variación diferencial relativa de resistencia (dR/R) y la variación correspondiente de la temperatura (dT). El coeficiente de temperatura se representa por α :

$$\alpha = \frac{\frac{dR}{R}}{dT} = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \quad (3.6)$$

Los CTN son muy sensibles, cubren un amplio rango de temperaturas y, debido a que el valor de su resistencia disminuye con la temperatura, se calientan extremadamente. Para su fabricación se emplean mezclas sinterizadas (mezclas de metales en polvo sin alcanzar la temperatura de fusión) de óxidos metálicos (Fe, Ti, Ni, Co, Cr). Se presentan en distintas configuraciones: discos, barras, película delgada, etc. [162].

La ecuación que relaciona resistencia y temperatura en el CTN es de la forma:

$$R = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (3.7)$$

Donde:

R es la resistencia a la temperatura T .

R_0 es la resistencia a la temperatura T_0 .

B es la denominada temperatura característica del material, y tiene valores que rondan los 4.000 K, aunque varía con la temperatura (aumenta al aumentar ésta).

Los termistores son utilizados en algunas aplicaciones fotovoltaicas, en las que la exactitud en la medida de la temperatura no sea un parámetro crítico en el funcionamiento del sistema. Su falta de linealidad provoca que han de utilizarse junto con otros dispositivos para linealizar su respuesta. Presentan mala intercambiabilidad, lo que obliga a algún tipo de calibración del sistema cuando han de ser sustituidos.

3.2.1.3. Sensores monolíticos de temperatura o basados en uniones semiconductoras.

Estos sensores están basados normalmente en la sensibilidad a la temperatura de uniones de silicio. Son muy económicos, suelen tener gran precisión, aunque tienen el inconveniente de su rango reducido de temperatura de funcionamiento. Los tipos más comunes son los resistores másicos, los diodos y los circuitos integrados.

La característica directa de un diodo depende de la temperatura, y si bien esto se considera un inconveniente en muchos casos, es posible utilizar dicha dependencia para medir la

temperatura u otras magnitudes que se puedan asociar a un cambio de temperatura. Sin embargo, dicha dependencia ni es lineal ni es suficientemente repetitiva de acuerdo con las exigencias de los sistemas de medida. Se prefiere por ello emplear la dependencia térmica de la tensión base-emisor de un transistor cuya corriente de colector sea constante. De acuerdo con el modelo de *Ebers-Moll* [163], la corriente de colector de un transistor npn ideal es:

$$I_c = \alpha_F I_{ES} (e^{\frac{qV_{BE}}{KT}} - 1) - I_{CS} (e^{\frac{-qV_{CB}}{KT}} - 1) \quad (3.8)$$

Donde:

α_F es la relación de transferencia directa de la corriente.

I_{ES} es la corriente de saturación inversa del diodo emisor-base.

q es la carga del electrón.

V_{BE} es la tensión base-emisor.

T es la temperatura absoluta.

I_{CS} es la corriente de saturación del diodo colector-base.

V_{CB} es la tensión colector-base.

El producto $\alpha_F I_{ES}$ se designa como I_s , o corriente inversa de saturación. En la zona activa, con polarización directa del diodo base-emisor y polarización inversa del colector-base ($V_{CB} \leq 0$), se deduce de (3.8) que:

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} \quad (3.9)$$

Esta ecuación muestra ya la dependencia de V_{BE} con la temperatura, pero I_s es también función de T .

$$I_s = BT^3 e^{\frac{-qV_g}{kT}} \quad (3.10)$$

Donde B es una constante que depende del nivel de dopado y de la geometría, y es independiente de la temperatura y V_g es la tensión de salto de banda (1,12 V a 300 K para el silicio). Se comercializan sensores basados en el efecto explicado cuya salida es de diferentes tipos:

- Salida en intensidad. El sensor proporciona una intensidad proporcional a la temperatura a la que es sometido.

- Salida en tensión. El sensor proporciona un voltaje que va en función de la temperatura a la que se somete.

Estos sensores tienen un margen de temperatura de funcionamiento que oscila entre -55 °C y 150 °C. La tabla 3.2 resume las características de algunos de los sensores de temperatura semiconductores con salida analógica que existen actualmente en el mercado.

Tabla 3.2 Características de diversos sensores de temperatura con salida analógica

| Modelo | Sensibilidad | Margen [°C] | Exactitud |
|-----------|--------------|-------------|----------------------------|
| AD592CN | 1 μ A/K | -25 a + 105 | $\pm 0,3^{\circ}\text{C}$ |
| LM35 | 10 mV/°C | -55 a + 150 | $\pm 0,25^{\circ}\text{C}$ |
| LM335A | 10 mV/K | -40 a + 100 | $\pm 1^{\circ}\text{C}$ |
| MMBTS 102 | -2,225mV/K | -40 a + 150 | $\pm 2^{\circ}\text{C}$ |
| REF -02 A | 2,1 mV/K | -55 a + 125 | $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ |
| TMP- 01 | 5mV/K | -55 a + 125 | $\pm 0,6^{\circ}\text{C}$ |

Los sensores de la tabla 3.2 operan como un diodo zéner de dos terminales, proporcionando un voltaje de ruptura proporcional a la temperatura. Su salida es lineal.

Los sensores de silicio son una buena alternativa para el uso en las instalaciones fotovoltaicas. Entre sus ventajas destacan su bajo precio y elevada exactitud. Entre sus inconvenientes, quizás el más importante es que al ser analógica su señal de salida, provoca costes adicionales en el acondicionamiento y transmisión de la señal. El coste de escalabilidad del sistema con estos dispositivos es elevado, ya que cada sensor ocupa un canal de entrada con un sistema de acondicionamiento dedicado en el sistema de instrumentación.

3.2.1.4. Resistencia dependiente de la temperatura (RTD). Pt 100.

Las RTDs (*Resistance Temperature Detector*) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de los metales con la temperatura [159]. Una RTD típica está formada por un devanado de hilo encapsulado como el de la figura 3.4.

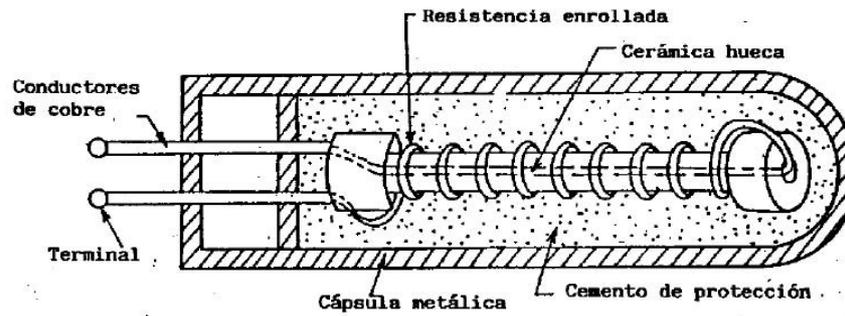


Fig. 3.4. RTD de hilo arrollado

La ecuación que relaciona su resistencia con la temperatura viene dada por:

$$R = R_0(1 + \alpha_1\Delta T + \alpha_2\Delta T^2 + \dots) \quad (3.11)$$

Donde:

R_0 = Resistencia a la temperatura de referencia (habitualmente 0°C).

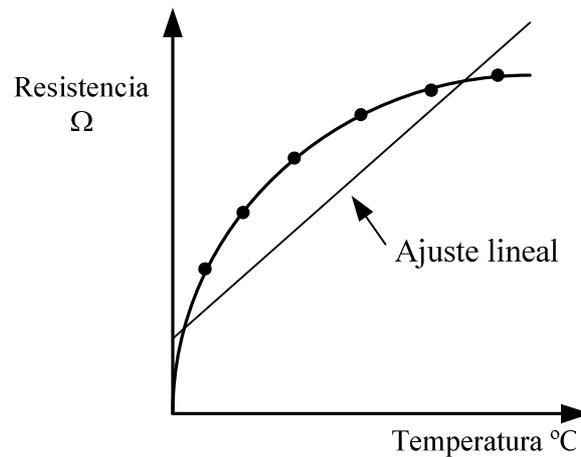
$\Delta T = T - T_0$, siendo T la temperatura ambiente y T_0 la de referencia, en °C.

$\alpha_1, \alpha_2, \dots$ = coeficientes de temperatura. (También suelen expresarse como A, B, C , etc.).

Una aproximación bastante utilizada es la dada por la ecuación *Callendar-Van Dusen*:

$$R = R_0[1 + AT + BT^2 + C(T - 100)^3] \quad (3.12)$$

Los coeficientes A, B y C se encuentran estandarizados por normas como la DIN 43760, IEC 60751 [171]. En la figura 3.5, se puede observar la relación no lineal de la resistencia con la temperatura.



$$RTD = R_0 [1 + AT + BT^2 + C(T-100)^3]$$

Fig.3.5. Curva de calibración típica de una RTD (Ecuación *Callendar-Van Dusen*).

Un tipo de RTD, quizás el más conocido, son las Pt 100. Estos sensores deben su nombre al hecho de estar fabricados de platino y presentar una resistencia de 100 Ω a 0 $^{\circ}\text{C}$. Son dispositivos muy lineales en un gran rango de temperaturas, por lo que la relación R - T puede expresarse como:

$$R \approx R_0 [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (3.13)$$

Donde T_0 es una temperatura de referencia y R_0 es la resistencia a esa temperatura. Aunque el material más utilizado en las RTD es el platino, también puede utilizarse el níquel. La figura 3.6 representa el margen de temperatura de trabajo de las RTD de Ni y Pt.

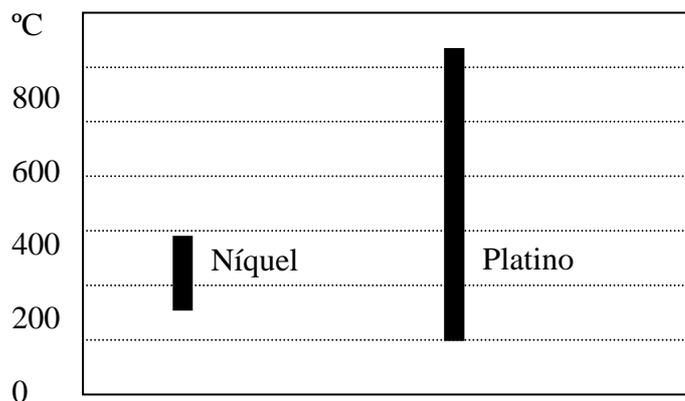


Fig.3.6. Margen de aplicación de las RTD de Pt y Ni

El platino es el material más adecuado para fabricar RTDs, debido a su precisión y estabilidad, pero presenta el inconveniente de su elevado coste. El empleo del platino con la

finalidad de medir temperaturas fue propuesto por W. Siemens¹² en 1871. Su exactitud hace que se tome como patrón en la medida de temperaturas desde -182,96 hasta 630,74 grados centígrados. Al ser un metal noble, no es propenso a la contaminación. Para la medida de temperaturas muy altas se emplea el wolframio (también denominado tungsteno en el mundo anglosajón).

El níquel es más barato y presenta una resistencia más elevada pero tiene como desventaja fundamental su falta de linealidad. Además, su coeficiente de temperatura puede variar de un lote de fabricación a otro. La tabla 3.3 representa las características más importantes de las RTDs comerciales [164].

Tabla 3.3. Características de algunas RTD

| Material | Resistividad ($\mu\Omega/\text{cm}$) | Resisten. Ω (0°C) | Coef. Temp. ($\Omega/\Omega/\text{K}$) | T ^a . Func. (°C) |
|----------|--|--------------------------|--|-----------------------------|
| Platino | 10,6 | 25,50,100,.. | 0,00385 | -200 a +850 |
| Níquel | 6,844 | 50,100,120,... | 0,00681 | -80 a +320 |
| Cobre | 1,673 | 10 | 0,0043 | -200 a +260 |

Ventajas de las RTDs

- Gran estabilidad y precisión. Hay que tener en cuenta que las RTDs de níquel o aleaciones son más baratas, pero no son tan estables ni precisas como las de platino.
- Mayor linealidad que los termopares.
- Sensibilidad en torno a 10 veces mayor que los termopares.

Inconvenientes:

- Tiempo de respuesta. Típicamente se encuentra entre 0,5 y 5 segundos. Evidentemente depende de la masa del hilo y del encapsulado.
- Autocalentamiento. El paso de la corriente a través de la RTD provoca una disipación de potencia que se traduce en un calentamiento de la misma. Los fabricantes especifican este fenómeno mediante un coeficiente de disipación δ (mW/K). Evidentemente, este fenómeno depende del medio en que se encuentre la RTD: aire quieto o en movimiento, líquido quieto o en movimiento, gas, etc. Una RTD puede autocalentarse 100 veces más en aire estancado que sumergida en agua en movimiento.

¹² Carl Wilhelm Siemens (4 de abril 1823 - 19 de noviembre 1883). Conocido como Sir William Siemens. Nació en Alemania aunque la mayor parte de su vida trabajó en Gran Bretaña, donde llegó a convertirse en un súbdito británico.

- Resistencia de los hilos. Dada la baja resistencia de las RTDs, la propia resistencia de los hilos de conexión puede dar lugar a errores importantes. Este problema puede paliarse realizando medidas a 3 y 4 hilos para eliminar este efecto.
- Otros inconvenientes: Requieren fuente de corriente. Son dispositivos caros y lentos, pero muy precisos.

De todos los sensores analógicos que se emplean en instalaciones fotovoltaicas para la medida de temperatura, el más utilizado y preciso es la Pt100. Sin embargo, debido al elevado coste del sistema de medida (Pt 100 + sistema de acondicionamiento y transmisión de la señal + cableado + tarjeta de adquisición de datos), en las instalaciones fotovoltaicas comerciales no es rentable efectuar medidas en muchos puntos de la instalación.

3.2.1.5. Sensores con salida digital.

En virtud de los sensores de temperatura analizados hasta ahora en el capítulo, queda claro que ninguno de ellos son aptos para configurar un sistema de medida que sea a la vez barato (y como consecuencia se puedan instalar múltiples puntos de medida), preciso y fácilmente escalable.

Con objeto de poder poner a punto un sistema que permita efectuar a precios razonables múltiples medidas en una instalación fotovoltaica, nuestro grupo de investigación lleva tiempo trabajando en incorporar los sensores digitales a la gama de sensores de interés en este campo. Los sensores digitales ofrecen una serie de ventajas como son: precio, facilidad de cableado, inmunidad al ruido y ahorro en la instrumentación (el acondicionamiento de las señales es mucho más sencillo y la capacidad de expansión del sistema es enorme sin necesidad de electrónica auxiliar, ya que cada sensor no necesita un canal de instrumentación dedicado). Por supuesto, los sensores digitales de temperatura disponibles en el mercado no pueden ser utilizados en instalaciones solares fotovoltaicas tal cual los suministra el fabricante, sino que necesitan de un acondicionamiento previo para mejorar sus prestaciones.

Para elegir el mejor sensor de temperatura digital candidato se han analizado diferentes dispositivos comerciales, los cuales se listan en la tabla 3.4.

Para realizar el análisis desde un punto de vista experimental, además del accesible a través de las hojas de características de cada sensor, se solicitaron muestras a los fabricantes.

Tabla 3.4.. Sensores con salida digital analizados

| Dispositivo | Fabricante | Precisión °C | Resolución bits | Tipo de Salida | Rango de Funcionto. (°C) | Precio (\$) |
|-------------|---------------------------|-----------------|--------------------|----------------|--------------------------------|----------------|
| TMP03 | Analog Devices | ±3 | 16 | PWM | -40 a 100 | 2,94 |
| TMP04 | Analog Devices | ±3 | 16 | PWM | -40 a 100 | 2,94 |
| AD7814 | Analog Devices | ±2 | 10 | SPI | -55 a 100 | 0,90 |
| AD7414 | Analog Devices | ±2 | 10 | I2C | -40 a 125 | 0,94 |
| AD7415 | Analog Devices | ±2 | 10 | I2C | -40 a 125 | 0,94 |
| AD7416 | Analog Devices | ±2 | 10 | I2C | -40 a 85 | 0,90 |
| AD7816 | Analog Devices | ±1 | 10 | SPI | -40 a 125 | 1,14 |
| AD7314 | Analog Devices | ±1 | 10 | SPI | -45 a 85 | 0,59 |
| TMP06 | Analog Devices | ±0,5 | 12 | PWM | -40 a 150 | 0,95 |
| TMP05 | Analog Devices | ±0,5 | 12 | PWM | -40 a 150 | 0,95 |
| LM75 | National Semiconductor | ±2 | 9 | SPI | -55-125 | 0,85 |
| LM76 | National Semiconductor | ±1 | 13 | SPI | -55-150 | 1,10 |
| LM77 | National Semiconductor | ±1,5 | 10 | SPI | -55-125 | 0,85 |
| DS18S20 | Maxim | ±0,5 | 9 | 1 Wire | -55-125 | 1,85 |
| DS18B20 | Maxim | ±0,5 | 9 a 12 | 1 Wire | -55-125 | 2,35 |
| DS1617 | Maxim | ±2 | 9 | I2C | -55-110 | 1,55 |
| DS1631 | Maxim | ±0,5 | 9 a 12 | I2C | -55 a 125 | 1,75 |
| DS1822 | Maxim | ±2 | 9 a 12 | 1 Wire | -55-125 | 1,82 |

3.2.1.6. Elección y adecuación del sensor para su uso en el sistema de medida.

Para la elección del sensor digital, de entre todos los dispositivos analizados se optó por el DS18B20 (ver Fig. 3.7) de MaximTM [166], debido a su precisión, resolución, facilidad de integración en el sistema a desarrollar y costo. Actualmente, este tipo de sensor no es muy utilizado en la industria y menos en las instalaciones fotovoltaicas, ya que es un producto nuevo y no está adecuado por el fabricante para la utilización que se le va a dar en esta investigación. El sensor DS18B20 presenta las características siguientes:

- Utiliza la tecnología de comunicación a 1 hilo (*1 wire network*) [167].
- La salida es programable por el usuario a 9 o 12 bits de resolución.
- Cada dispositivo lleva grabado en ROM un identificador de 64 bits.
- Tiene una precisión de $\pm 0,5$ °C, opera en un rango desde entre -55 a 125°C.

- Tiempo de conversión a 12 bits de 750 ms.
- Alimentación entre 3 y 5 voltios.

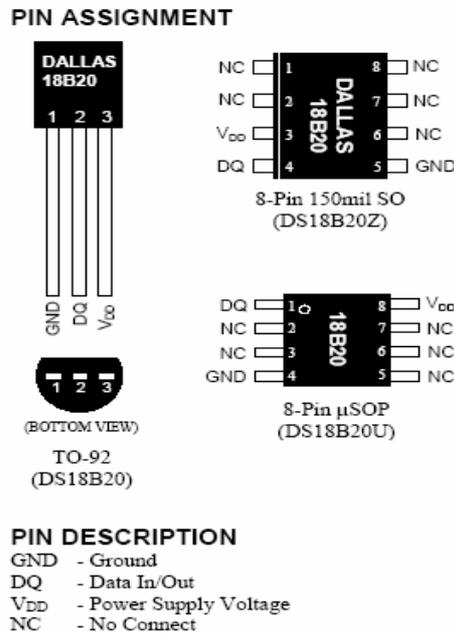


Fig.3.7. Sensor digital de temperatura DS18B20.

La resolución de la temperatura del sensor es configurable por el usuario a 9, 10, 11 o 12 bits, correspondientes a incrementos de 0,5°C, 0,25°C, 0,125°C, 0,0625°C. Por defecto, la resolución está establecida a 12 bits. Para iniciar la medida de la temperatura y la conversión A/D, se debe recibir un comando de conversión. Una vez que se obtiene el dato es almacenado en un registro de 2 bytes (tabla 3.5) en la memoria del DS18B20. En la tabla 3.6 se muestran los datos de salida y la correspondiente lectura de las temperaturas seleccionadas en el rango de medida, para una conversión de 12 bits.

Tabla 3.5. Formato del registro de temperatura

| | bit 7 | bit 6 | bit 5 | bit 4 | bit 3 | bit 2 | bit 1 | bit 0 |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| LS Byte | 2 ³ | 2 ² | 2 ¹ | 2 ⁰ | 2 ⁻¹ | 2 ⁻² | 2 ⁻³ | 2 ⁻⁴ |
| | bit 15 | bit 14 | bit 13 | bit 12 | bit 11 | bit 10 | bit 9 | bit 8 |
| MS Byte | S | S | S | S | S | 2 ⁶ | 2 ⁵ | 2 ⁴ |

Tabla 3.6.- Relación entre la salida digital y la temperatura

| TEMPERATURA | SALIDA DIGITAL BINARIO | SALIDA DIGITAL HEXADECIMAL |
|-------------|------------------------|----------------------------|
| +125°C | 0000 0111 1101 0000 | 07D0h |

| | | |
|------------|---------------------|-------|
| +85°C | 0000 0101 0101 0000 | 0550h |
| +25.0625°C | 0000 0001 1001 0001 | 0191h |
| +10.125°C | 0000 0000 1010 0010 | 00A2h |
| +0.5°C | 0000 0000 0000 1000 | 0008h |
| 0°C | 0000 0000 0000 0000 | 0000h |
| -0.5°C | 1111 1111 1111 1000 | FFF8h |
| -10.125°C | 1111 1111 0101 1110 | FF5Eh |
| -25.0625°C | 1111 1110 0110 1111 | FE6Fh |
| -55°C | 1111 1100 1001 0000 | FC90h |

Si se observa el diagrama de bloques del DS18B20 que se muestra en la figura 3.8, se puede apreciar que junto a la memoria ROM donde están almacenados los 64 bits que identifican a cada uno de los posibles dispositivos que se pueden encontrar en un mismo bus de *1-Wire*, hay una memoria denominada *Scratch pad* (bloc de notas), cuyo mapa de memoria se muestra en la figura 3.9. Esta memoria consiste en una EEPROM en la que se almacenan diferentes registros, como son los de temperatura alta y baja (para usar este dispositivo como controlador de temperaturas entre dos niveles especificados por el usuario, un nivel mínimo T_L y uno máximo T_H).

En el byte 0 y 1 se encuentra el registro de temperatura mostrado en la tabla 3.5.

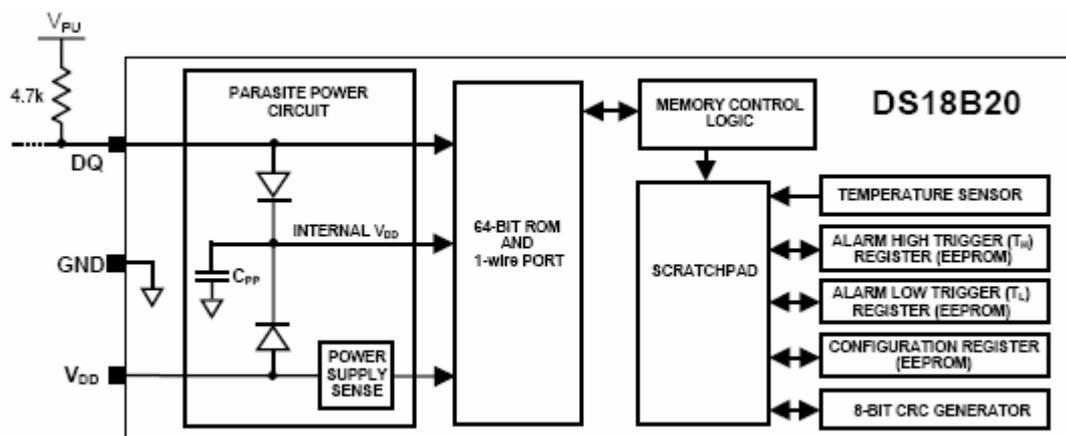


Fig. 3.8.- Diagrama de bloques del DS18B20.

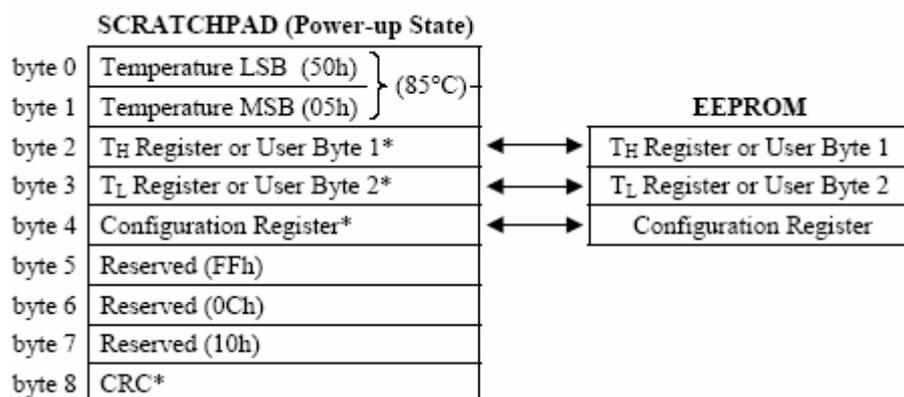


Fig.3.9.- Mapa de memoria del *scratchpad* del DS18B20.

El byte 4 contiene el registro de configuración, el cual se organiza según se muestra en la tabla 3.7. Usando R0 = 1 y R1 = 1, se configura el dispositivo para una resolución de 12 bits, tal como se aprecia en la tabla 3.8

Tabla 3.7. Registro de configuración (byte 4) del *Scratchpad* del DS18B20

| | | | | | | | |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| bit 7 | bit 6 | bit 5 | bit 4 | bit 3 | bit 2 | bit 1 | bit 0 |
| 0 | R1 | R0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tabla 3.8. Configuración de la resolución del DS18B20

| R1 | R0 | Resolución | Tiempo de Conversión Máximo | |
|----|----|------------|-----------------------------|------------------|
| 0 | 0 | 9-bits | 93.75 ms | ($t_{conv}/8$) |
| 0 | 1 | 10.bits | 187,5 ms | ($t_{conv}/4$) |
| 1 | 0 | 11-bits | 375 ms | ($t_{conv}/2$) |
| 1 | 1 | 12-bits | 750 ms | (t_{conv}) |

El sensor DS18B20 consta de tres pines en encapsulado TO-92 (ver Fig. 3.7). No está diseñado específicamente para funcionar a la intemperie, de ahí que se haya tenido que diseñar y construir un encapsulado específico (ver Fig. 3.10) para 1) albergar al sensor protegiéndolo de los agentes atmosféricos externos y 2) permitir su perfecta adherencia a la superficie de un panel fotovoltaico.

Por supuesto, este encapsulado adicional, aunque debe proteger al sensor de la intemperie, debe permitir a la vez una excelente transmisión térmica, de modo que las medidas de temperatura no queden falseadas por el encapsulado.

En la Fig. 3.10 se observa el diseño y montaje embutido del sensor en una cápsula rectangular de varias capas. La capa superior es de material aislante para proteger las conexiones eléctricas de los agentes meteorológicos externos. La capa inferior que está en contacto con la superficie del panel fotovoltaico es metálica, de aluminio, lo cual evita la

corrosión y facilita una excelente transmisión térmica desde la superficie del panel fotovoltaico al interior del encapsulado del sensor. A continuación de esta capa metálica hay otra de grasa de silicona térmica que por un lado hace estanco el encapsulado y, por otro, conecta térmicamente el sensor con la superficie del panel fotovoltaico.

Por último, para terminar de conformar el encapsulado y darle la rigidez y tamaño adecuados, se utiliza una capa de relleno de fibra de vidrio. En la Fig.3.11 se muestra el dispositivo real construido.

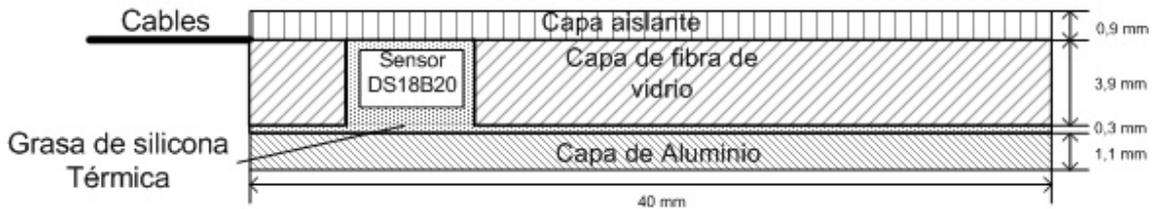


Fig. 3.10. Sección transversal del sensor diseñado para su utilización en el exterior



Fig. 3.11. Sensor encapsulado para poder ser utilizado en el exterior.

3.2.2 Sistemas de Adquisición de Datos (SAD).

Para la adquisición de datos del DS18B20 se ha diseñado y construido el Sistema de Adquisición de Datos (SAD) de la Fig. 3.12. Se ha elegido la comunicación serie RS-485 (bajo la norma TIA/EIA-485-A [169]) entre el SAD y el PC, ya que presenta las ventajas siguientes: inmunidad al ruido, capacidad de transmitir información digital entre múltiples localizaciones, capacidad para transmitir información sobre una gran longitud de cable (superior a 1.000 metros) y velocidades de transmisión del orden de 10 Mbps.

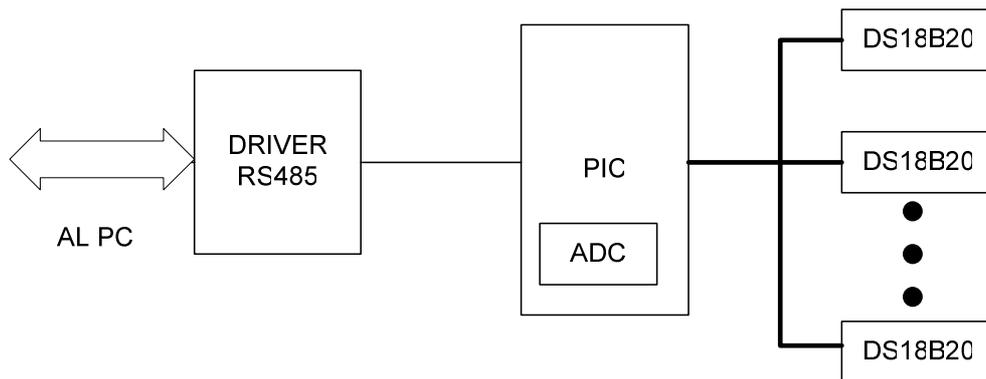


Fig. 3.12. Diagrama de bloques del SAD desarrollado.

El SAD diseñado y construido consta de un PIC (18F2520 de Microchip™) que se ha programado de forma específica para la realización del experimento y un driver de red RS-485 full dúplex (MAX3080E de Maxim™).

3.2.2.1. La capa física. Comunicación serie RS-485.

La norma RS-485 permite una transmisión de datos de forma diferencial y proporciona conexiones multipunto con topología de bus. Una de las ventajas principales de la transmisión diferencial es que es muy robusta frente al ruido¹³.

Las principales características del estándar RS-485 son:

- Las tensiones de trabajo son de +12V y -7V, con lo que se expande el rechazo de la tensión en modo común respecto a otros estándares de comunicaciones como el RS-422.
- El driver de comunicaciones utilizado en RS-485, dispone de una patilla que habilita o no su funcionamiento. Esto permite que dichos elementos puedan permanecer en el bus en estado de alta impedancia cuando no están recibiendo ni enviando.
- Los dispositivos RS-485 no se dañan si se cortocircuitan sus terminales de comunicación o si se les somete a una tensión externa comprendida en el rango de -7V a +12V. La intensidad máxima que circula por la red en uno de estos casos no debe superar los 250 mA. Este aspecto es fundamental para las redes multipunto, ya que se pueden presentar colisiones de datos entre distintos equipos emisores, y por lo tanto, cortocircuitos.
- La impedancia mínima para los equipos debe estar por encima de los 10,56 KΩ.

El software a desarrollar para implementar una red bajo la topología RS-485 puede ser idéntico en todos los nodos, y debe tener en cuenta que sólo se debe habilitar la sección de transmisión cuando se desea enviar datos a la red. La sección de recepción debe permanecer

¹³ El valor de la tensión parásita que se puede inducir en uno de los conductores del par trenzado será muy similar a la que se induzca en el otro cable, por tanto, al realizar la diferencia entre ambos valores (rechazo del modo común) se cancela prácticamente la totalidad del ruido captado.

permanentemente habilitada. El protocolo de transmisión que se ha implementado en el prototipo desarrollado es de tipo maestro-esclavo. La unidad central ejerce de maestro e interroga a los distintos sensores (esclavos) para que procedan al envío de los datos.

El driver elegido en función de las prestaciones necesarias es el MAX3080E de MaximTM. La comunicación RS-485 es Full dúplex, tal como se muestra en la figura 3.13, lo cual implica que se necesiten 4 hilos en la comunicación: dos de emisión (TX+ y TX-) y dos de recepción (RX+ y RX-). Con la comunicación Full dúplex se agilizan los procesos de intercambio de datos, ya que el canal siempre está libre en un sentido, pudiéndose trabajar si fuera preciso en tiempo real. En los extremos de los dispositivos hay que colocar las resistencias de empiezo y terminación del bus, de aproximadamente 120 Ω tal como recomienda las especificaciones *TSB 89 Application Guidelines for TIA/EIA-485-A* [169]. En el sistema experimental desarrollado se han conectado dos redes RS-485, una red la utiliza el prototipo y la otra para el sistema de referencia o sistema patrón, que también se comunica con el PC a través de RS-85.

En cuanto al cableado se han seguido las especificaciones TIA/EIA-485-A [168], ya que la normativa TIA/EIA-485-A no especifica de forma determinante las características del cable que ha de utilizarse en las redes RS-485, ni cómo ha de realizarse el cableado. Se ha utilizado un cable de dos pares trenzados para evitar interferencias electromagnéticas, tanto emitidas como recibidas, de tipo categoría 5, y con sus resistencias de terminación para adaptar la impedancia del cable a los 120 Ω necesarios.

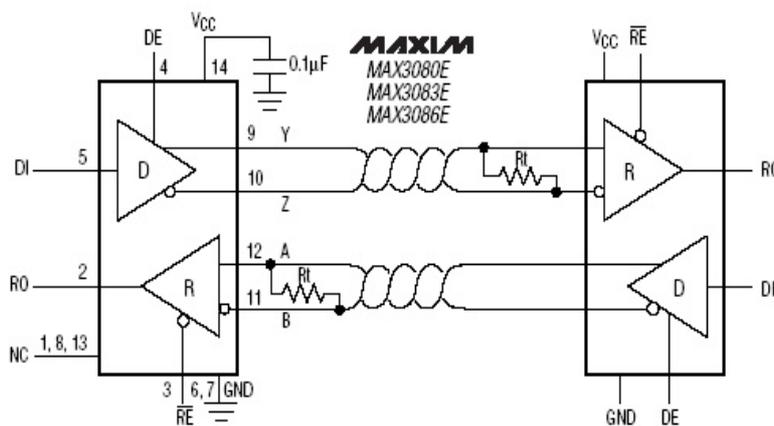


Fig. 3.13. Conexión Full-dúplex RS-485 con el MAX 3080E

3.2.2.2. Controlador del sistema. PIC18F250.

El PIC 18F2520 ha sido elegido, entre otras razones, porque proporciona comunicación directa serie RS-485, además de otras características tales como: 10 MIPS (100 nanosegundos en ejecutar una instrucción), facilidad de programación (sólo 77 instrucciones *single word*),

memoria de programa de 32768 bytes tipo flash, 256 bytes de memoria RAM, juego de instrucciones de 16 bits y arquitectura RISC. También lleva incorporado un convertidor A/D de 8 canales y 10 bits de resolución, con lo que permite además de manejar los sensores con salida digital de forma directa, poder operar también con sensores cuya salida sea analógica. En la figura 3.14 se muestra el encapsulado DIP de 40 pines del PIC.

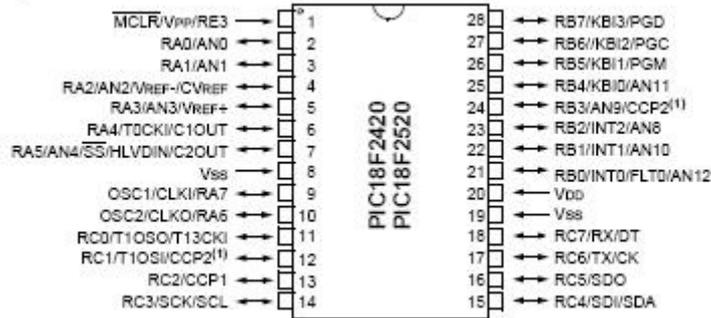


Fig. 3.14. Encapsulado del PIC 18F2520

La comunicación entre el PIC y el DS18B20 (ver Fig. 3.14) se realiza en formato digital *1-Wire Net* [170]. La red *1-Wire Net* es un bus de bajo costo basado en la comunicación digital sobre un par de cables con componentes *1-Wire* y controlados por un PIC, microcontrolador, PC o similar. Puesto que el DS18B20 posee un código único de 64 bits, es posible conectar de forma rápida, sencilla y muy barata, múltiples sensores, distribuidos por una extensa área, al mismo bus *1-Wire*. Desde el PC y a través del PIC, utilizando el código de cada DS18B20, se puede acceder a la temperatura de cada uno de los múltiples puntos de medida posibles. El esquema del PCB del prototipo desarrollado por su cara de componentes se muestra en la figura 3.15.

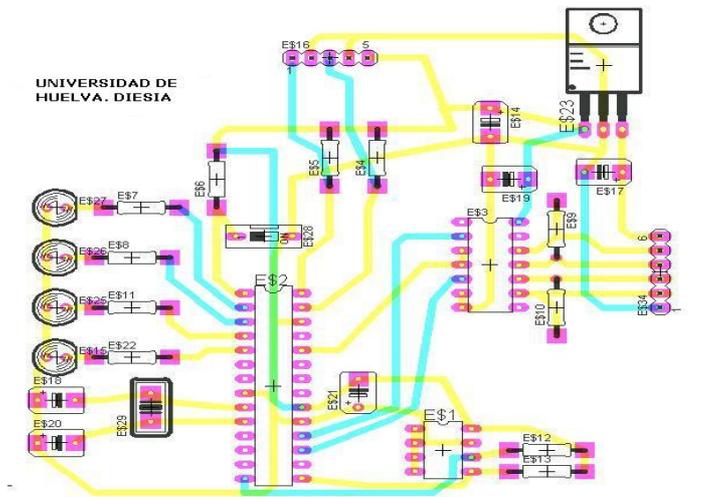


Fig. 3.15. PCB del prototipo. Cara de componentes.

Una imagen del prototipo real conectado junto a la instalación fotovoltaica, se puede apreciar en la figura 3.16.



Fig. 3.16. Prototipo real en la instalación fotovoltaica

3.3. Procedimiento Experimental.

Para evaluar el comportamiento del sensor digital se ha sometido a un proceso de calibración comparándolo con dos sensores estándares de precisión. Para ello se han utilizado dos sensores RTD [159], [164] tipo Pt 100, uno de vaina alargada tipo A, con precisión de $\pm 0,1$ ° C de 250 mm de longitud (Fig. 3.17), y otro adhesivo [165], tipo B de $\pm 0,3$ ° C de precisión (Fig. 3.18).



Fig.3.17. Pt100 de vaina de 250 mm de longitud.



Fig.3.18. Pt100 adhesiva, para la colocación en paneles solares.

Estas dos Pt100 son de la firma comercial *Labfacility*, y cumplen todas las especificaciones de normativas aplicables [171].

Se han utilizado dos Pt100 de diferente clase porque sus campos de aplicación son diferentes. Esto es, el de vaina alargada es apto para medidas de temperatura ambiente y el adhesivo para medidas de temperatura en superficie. Además, se ha realizado experimentación a la intemperie sobre superficie de paneles fotovoltaicos. Precisamente, la Pt 100 adhesiva es el elemento sensor de temperatura más común en instalaciones fotovoltaicas, por tanto, para esta aplicación concreta, interesaba poder comparar el funcionamiento del sistema desarrollado respecto del sistema estándar configurado en base a la Pt 100 adhesiva. Ambas Pt 100 son *NIST* (con calibración certificada por el *National Institute of Science and Technology*) *traceable Platinum RTD* y cumplen las especificaciones: BS1904/1984, DIN 43760, así como IEC 751:1983 [171]. La normativa IEC 751 especifica los valores de resistencia, así como la tolerancia que ha de tener una Pt 100 a diferentes temperaturas, tal como se observa en la tabla 3.9.

Cualquier Pt 100 comercial necesita cumplir estas especificaciones de resistencia y temperatura, para que los sistemas estándares de acondicionamiento de señales, que están calibrados a estos valores, funcionen de forma correcta.

El tipo A o B va a influir de forma decisiva en la tolerancia del dispositivo, y por tanto en su precio. En este trabajo se van a manejar los dos tipos de Pt 100 para poder comparar de forma fehaciente los valores obtenidos con el prototipo diseñado, siendo mejor la de tipo A, con una exactitud de aproximadamente de 0,1 °C.

Tabla 3.9. Relación Resistencia-Temperatura y Tolerancias para Pt 100 según norma IEC 751

| Temperatura °C | Resistencia Ω | Tolerancia | | | |
|-------------------|------------------|------------|------|---------|------|
| | | Clase A | | Clase B | |
| | | ±°C | ±Ω | ±°C | ±Ω |
| -200 | 18,52 | 0,55 | 0,24 | 1,3 | 0,56 |
| -100 | 60,26 | 0,35 | 0,14 | 0,8 | 0,32 |
| 0 | 100,00 | 0,15 | 0,06 | 0,3 | 0,12 |
| 100 | 138,51 | 0,35 | 0,13 | 0,8 | 0,30 |
| 200 | 175,86 | 0,55 | 0,20 | 1,3 | 0,48 |
| 300 | 212,05 | 0,75 | 0,27 | 1,8 | 0,64 |
| 400 | 247,09 | 0,95 | 0,33 | 2,3 | 0,79 |
| 500 | 280,98 | 1,15 | 0,38 | 2,8 | 0,93 |
| 600 | 313,71 | 1,35 | 0,43 | 3,3 | 1,06 |
| 650 | 329,74 | 1,45 | 0,46 | 3,6 | 1,13 |
| 700 | 345,28 | --- | --- | 3,8 | 1,17 |
| 800 | 375,70 | --- | --- | 4,3 | 1,28 |
| 850 | 390,48 | --- | --- | 4,6 | 1,34 |

Para comparar el funcionamiento del sistema de medida de bajo costo desarrollado (configurado en base al DS18B20) con el sistema patrón de precisión (configurado en base a la Pt 100), se ha seguido el procedimiento marcado en la norma IEC61724:1998 [174].

En la Fig. 3.19 se muestra un diagrama de bloques del montaje realizado para efectuar la comparación. El sensor Pt 100 es de tipo vaina para un caso y de tipo adhesivo para otro. Tanto la Pt 100 como el DS18B20 se muestran conectados a un PC a través de sus correspondientes Sistemas de Adquisición de Datos. La adquisición de datos procedente del sensor Pt 100 se realiza mediante un SAD NIST Traceable, concretamente el Field Point FP-1001 de National Instruments™ [175] (Fig. 3.20).

El FP-1001 funciona directamente en bus RS-485, y su hardware es configurable por el usuario, de modo que se le pueden añadir todas las entradas y salidas tanto analógicas como digitales que se desee, acondicionadores para Pt 100, termopares, galgas, etc.

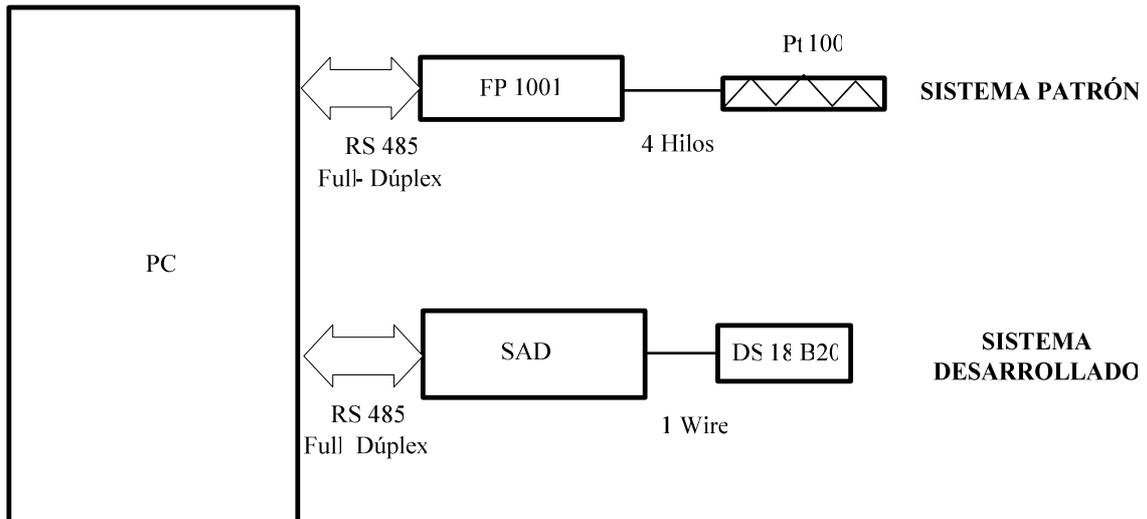


Fig. 3.19. Diagrama de Bloques del montaje realizado para efectuar la comparación del sistema desarrollado con el sistema patrón



Fig. 3.20. Fotografía del Field Point FP-1001

3.3.1. Software desarrollado.

Para la implementación del software de instrumentación y control se ha optado por diseñar un instrumento virtual en LabVIEW®. Éste realiza el control del sistema patrón y del prototipo, aunque éste último también ha de llevar programado el PIC, lo cual se ha hecho en ANSI C. LabVIEW está desarrollado por National Instruments, el mismo fabricante que el del SAD del sistema patrón, lo cual facilita la compatibilidad e integración hardware/software.

El Panel Frontal y el Diagrama de Bloques del instrumento virtual (VI), se muestran en las figuras 3.21 y 3.22.

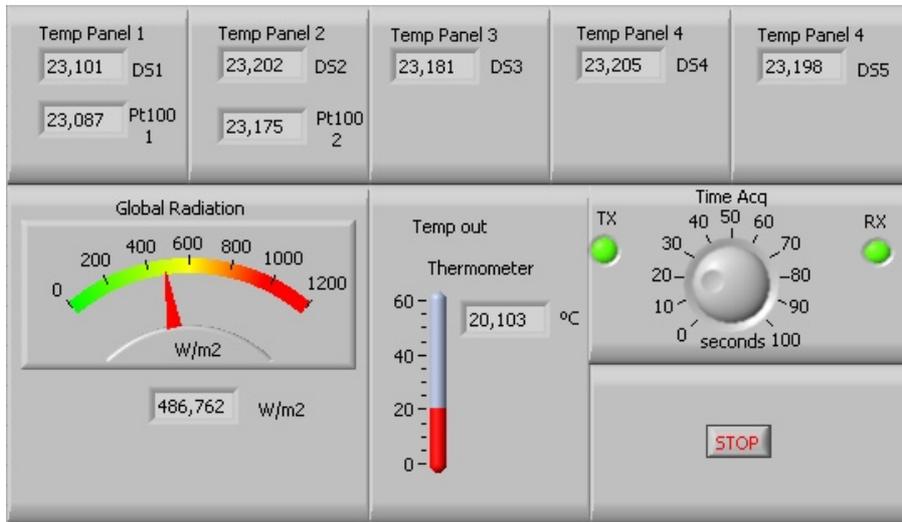


Fig. 3.21. Panel frontal del Instrumento Virtual desarrollado para el control del experimento.

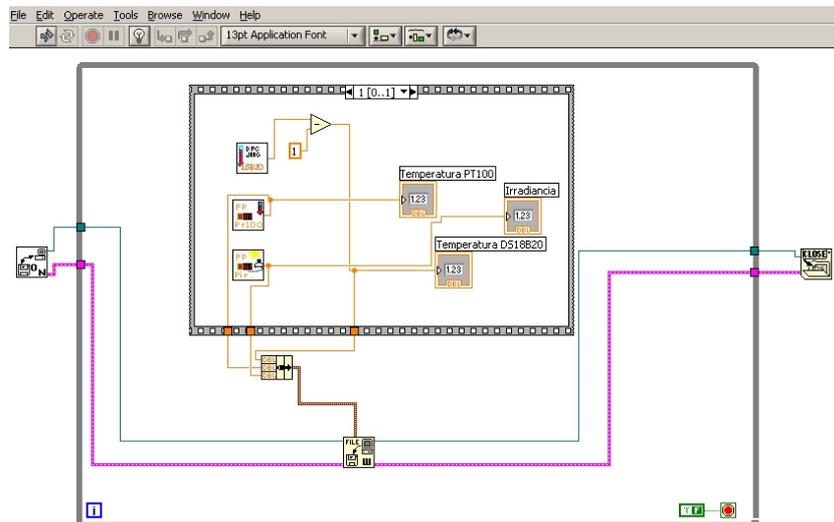


Fig. 3.22. Diagrama de bloques del Instrumento Virtual

Este VI controla tanto los experimentos de calibración de los sensores que se realizaron en el laboratorio, como la adquisición de datos de los DS 18B20 y las Pt 100 que se encuentran adosados a los paneles solares en el exterior, así como otras variables tales como la radiación solar global y la temperatura ambiente.

La aplicación principal se muestra en la figura 3.22, pero engloba algunos subVIs, que son los de adquisición de datos a través de RS-485 del prototipo y la que lee los datos de las Pt 100 (ver figuras 3.23 y 3.24).

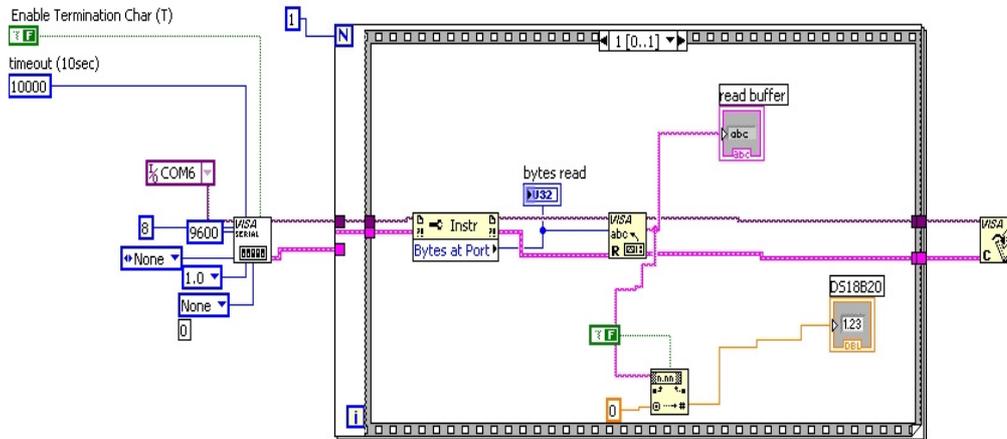


Fig. 3.23. Diagrama de bloques del subVI de comunicaciones RS-485 del prototipo.

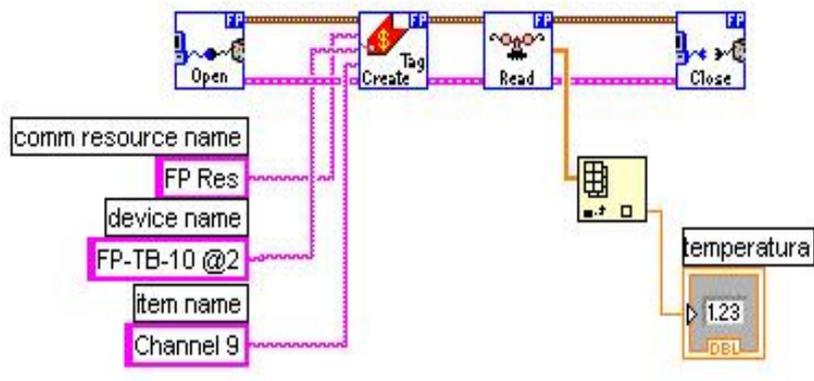


Fig. 3.24. Diagrama de bloques del subVI de adquisición de datos de las Pt100

Para realizar la programación de los microcontroladores PIC se ha utilizado el compilador PCW de la marca comercial CCS Inc. Este compilador genera directamente ficheros Intelhexadecimal para programar el PIC. El compilador es parte de un entorno de desarrollo integrado (IDE) que permite desarrollar todas y cada una de las fases de las que se compone un proyecto de software, desde la edición hasta la compilación pasando por la depuración de errores. El diagrama de flujo de la aplicación integrada en el PIC, se muestra en la figura 3.25.

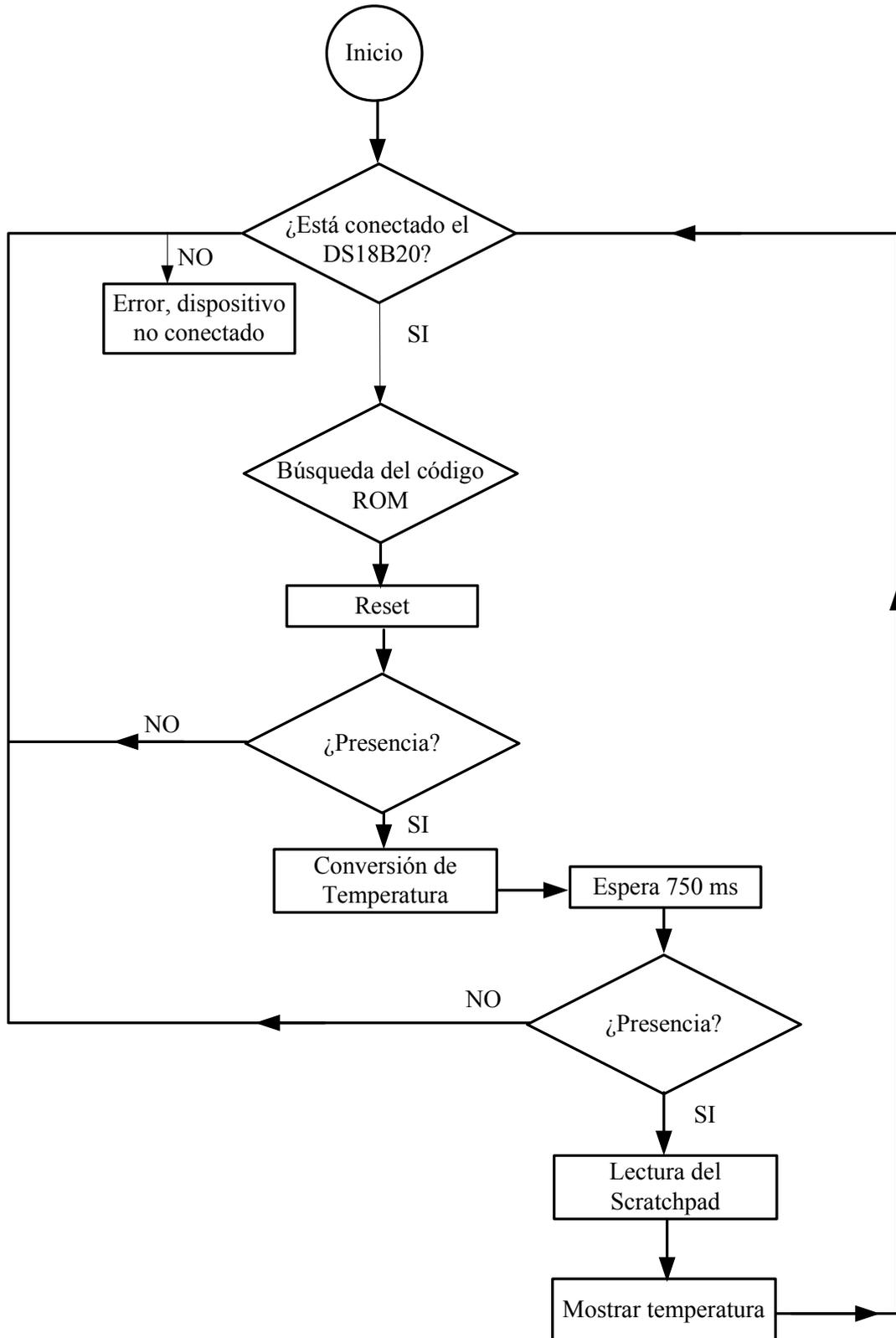


Fig. 3.25. Diagrama de flujo de la aplicación programada en el PIC.

3.4. Diseño de la experimentación y resultados experimentales.

Para comparar y calibrar el sistema desarrollado con el sistema patrón, se han realizado ensayos en dos escenarios diferentes: laboratorio e intemperie. Para los ensayos de laboratorio se ha procedido a comparar y validar el sistema desarrollado utilizando una cubeta termostática [176] con control de temperatura (Fig. 3.26). El control de temperatura se realiza mediante una cabeza caliente y un dedo frío (modelo Digiterm 200 de JP Selecta™), que controla la temperatura por microprocesador, muestra los datos en pantalla LCD, tiene programación de los niveles máximo y mínimo de temperatura de consigna, indicador de nivel de líquido, estabilidad garantizada a $200^{\circ}\text{C} \pm 0,1^{\circ}\text{C}$, y cuenta con una bomba para mejorar la circulación del fluido y favorecer el intercambio de temperatura.

La función del dedo frío en el experimento es enfriar el fluido por debajo de los 0°C (-8°C aproximadamente). El experimento consiste pues en calentar y enfriar un fluido en el que se encuentran sumergidos los sensores del sistema desarrollado, DS18B20 y el sistema patrón, Pt 100 de vaina alargada (precisión $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$).

Mediante el dedo frío y la cabeza caliente se han realizado barridos térmicos desde -5°C hasta 85°C . Se han tomado medidas cada segundo, calculándose la media cada 10 s y salvando los datos en un archivo.

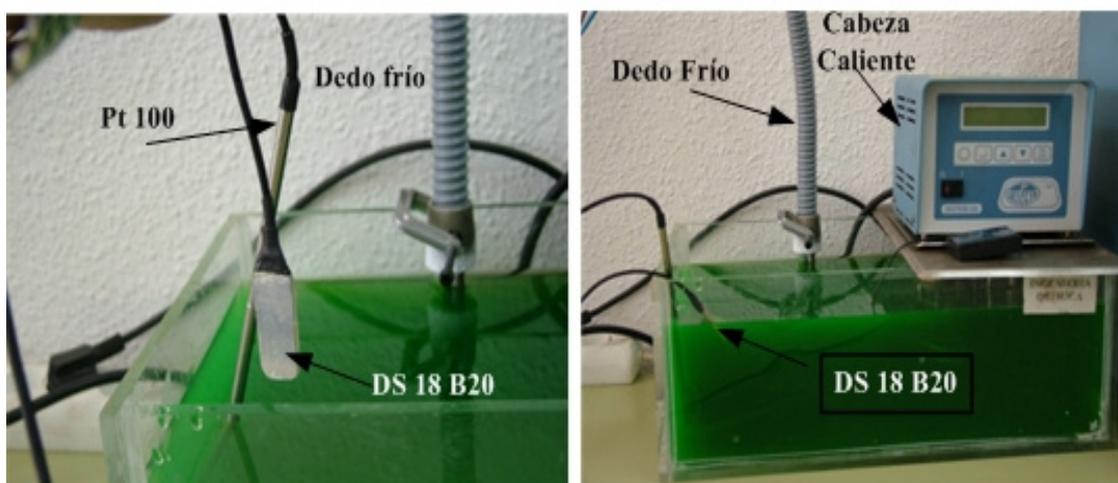


Fig. 3.26. Experimento en baño térmico, con detalle de cubeta, controlador de temperatura y sensores.

La variación controlada de temperatura se ha realizado de forma lenta, con una cadencia de menos de 1 grado por cada 2 minutos, de modo que los sensores tuvieran tiempo de estabilizar sus medidas (el tiempo de respuesta de la Pt100 es de segundos y el del DS18B20 es menor que un segundo). El tiempo total en efectuar cada barrido de temperaturas (desde -5°C hasta 85°C) fue del orden de 3 horas.

En la gráfica de la Fig. 3.27 se muestra la comparativa de los datos obtenidos con el sistema comercial de medida (Pt 100 tipo A de precisión) respecto del sistema desarrollado en base al DS18B20. Nótese que el resultado es prácticamente una línea recta de pendiente unidad.

En la Fig. 3.28 se muestra con detalle, en todo el rango de temperaturas, la desviación máxima de la medida del sistema desarrollado respecto del utilizado como patrón.

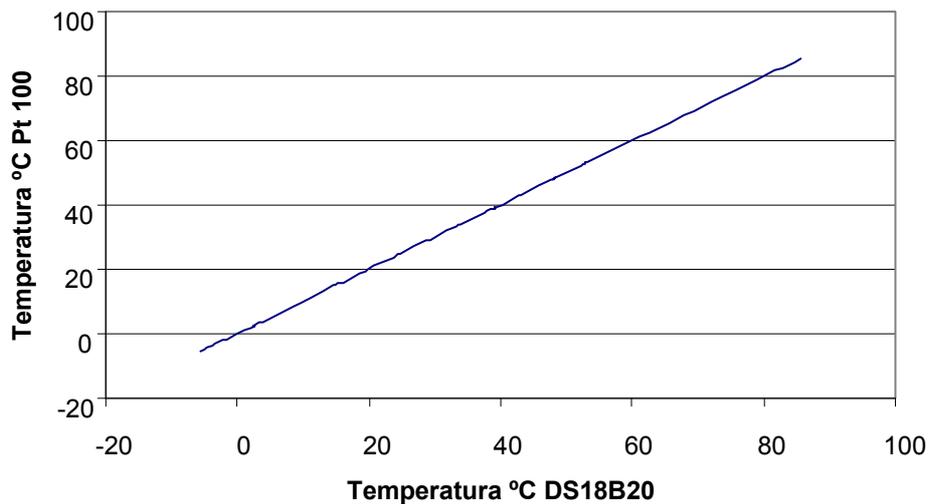


Fig. 3.27. Comparativa del sistema comercial de medida con Pt 100 tipo A de precisión respecto del sistema desarrollado en base al DS18B20.

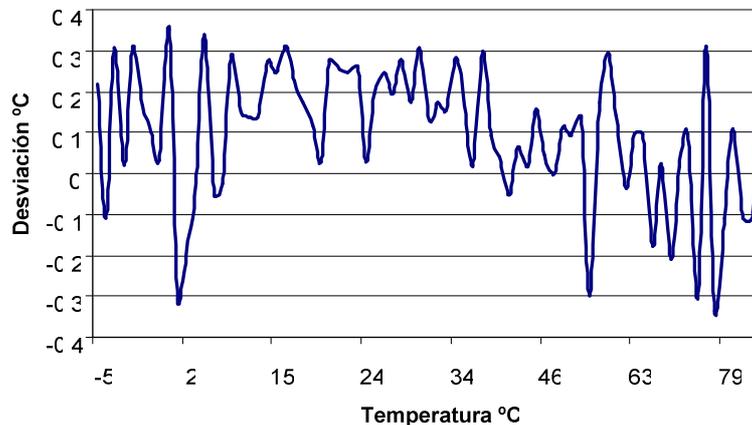


Fig. 3.28. Desviación absoluta del sistema desarrollado en base al DS18B20 respecto del sistema comercial de medida con Pt 100 tipo A de precisión.

Tal como se observa en la figura 3.28, la desviación máxima en la medida entre el dispositivo de instrumentación desarrollado y el estándar con la Pt 100 de precisión es de $\pm 0,35^\circ\text{C}$. Esta desviación es similar a la que se obtiene con sensores Pt 100 adhesivos tipo B, que son los comúnmente utilizados en las instalaciones fotovoltaicas. Nótese también que la

desviación media es muy baja, tan sólo de $0,0588^\circ$ C, lo cual da idea de las excelentes prestaciones del sistema desarrollado.

Tras la experimentación en el laboratorio, se procedió a la experimentación en el exterior, sobre la superficie de paneles fotovoltaicos. La Fig. 3.29 muestra la instalación donde se ha realizado la experimentación ($37^\circ 12' 02,70''$ N; $6^\circ 55' 10,19''$ W, elev. 19 m). La instalación consta de 6 paneles Isofoton™ modelo I-94/12 [23], de 94 Wp cada uno, es decir de 574 W en total, orientados hacia el sur con un ángulo de inclinación de 35° y cuyas características aparecen en la tabla 3.10.



Fig.3.29. Detalles de la instalación de experimentación

Tabla 3.10. Características Constructivas, Eléctricas y Físicas de los paneles I/94

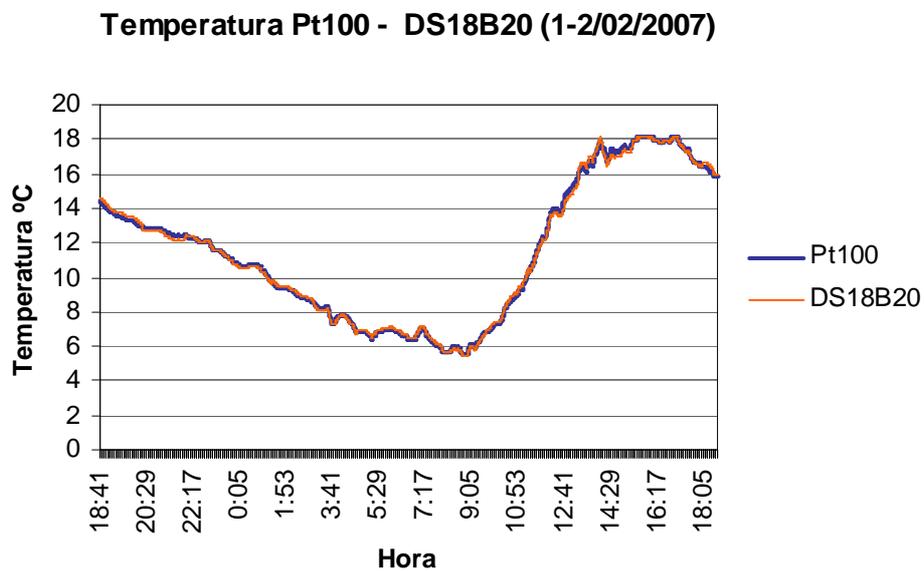
| Características Constructivas | | | Características Eléctricas | | |
|-------------------------------|--|---------|---|---------------------|---------|
| Características | I-94/12 | I-94/24 | Características | I-94/12 | I-94/24 |
| Células | Si monocristalino, texturadas y con capa antirreflectiva | | Tensión Nominal | 12 V | 24 V |
| Contactos | Redundantes, múltiples en cada célula | | Potencia Máxima | 94 Wp \pm 10% | |
| Laminado | EVA (Etilen-vinil-acetato) | | Corriente de cortocircuito | 6,54 A | 3,27 A |
| Cara Frontal | Vidrio templado de alta transmisividad | | Tensión de circuito abierto | 19,8 V | 39,6 V |
| Cara Posterior | Protegida con Tedlar de varias capas | | Corriente de máxima Pot. | 5,88 A | 2,94 A |
| Marco | Aluminio anodizado | | Tensión de máxima Pot. | 16 V | 32 V |
| Cajas de conexión | 2 x IP 65 con diodos de bypass | | Características Físicas | | |
| Toma de Tierra | Sí | | Características | I-94/12 | I-94/24 |
| Especificaciones | IEC 61215 y Clase II, TÜV. | | Dimensiones | 1208x 654 x 39,5 mm | |
| | | | Peso | 10 kg | |
| | | | Nº de células en serie | 33 | 66 |
| | | | Nº de células en paralelo | 2 | 1 |
| | | | TONC (800 W/m ² , 20 °C, 1,5AM). | 47 °C | |

Para realizar la experimentación en el exterior se adhirieron tanto el sensor prototipo como la sonda Pt 100 adhesiva a la parte trasera de uno de los paneles (Fig. 3.30).

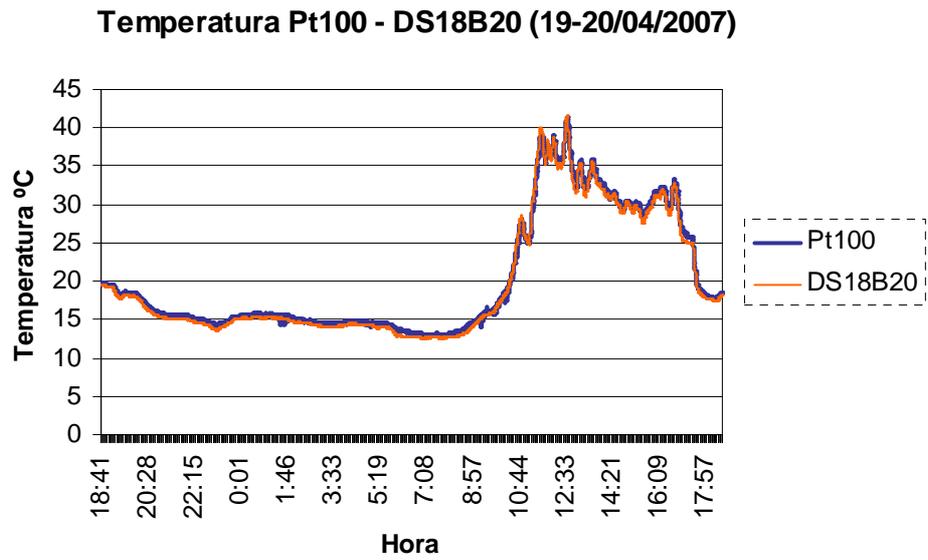


Fig 3.30. Pt100 y DS18B20 adheridos a la parte trasera de un panel solar de la instalación experimental.

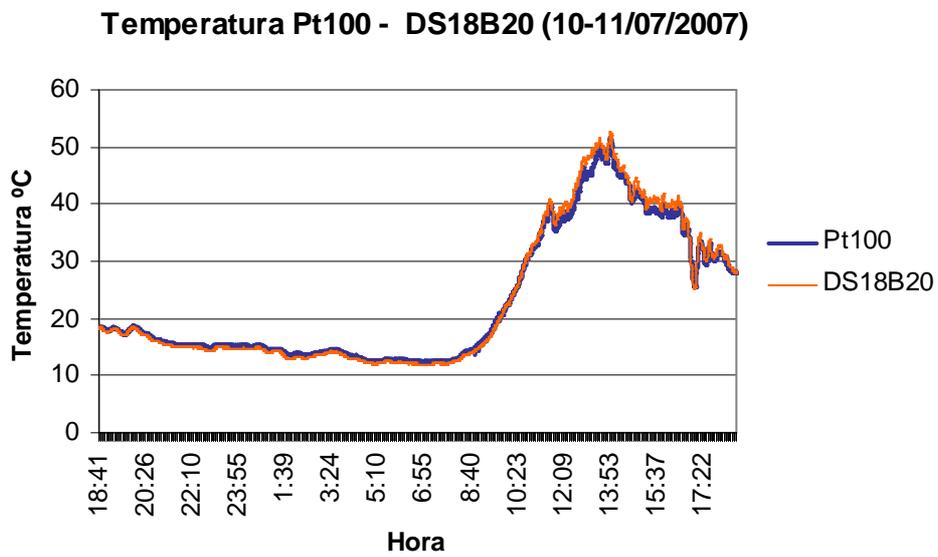
Ambos sensores fueron conectados a sus correspondientes sistemas de instrumentación respectivos (Fig. 3.19) y se realizaron medidas durante todo el año 2007. En las figuras 3.31 (a) a 3.31 (d) se muestran con detalle las medidas de cuatro días del año en diferentes estaciones.



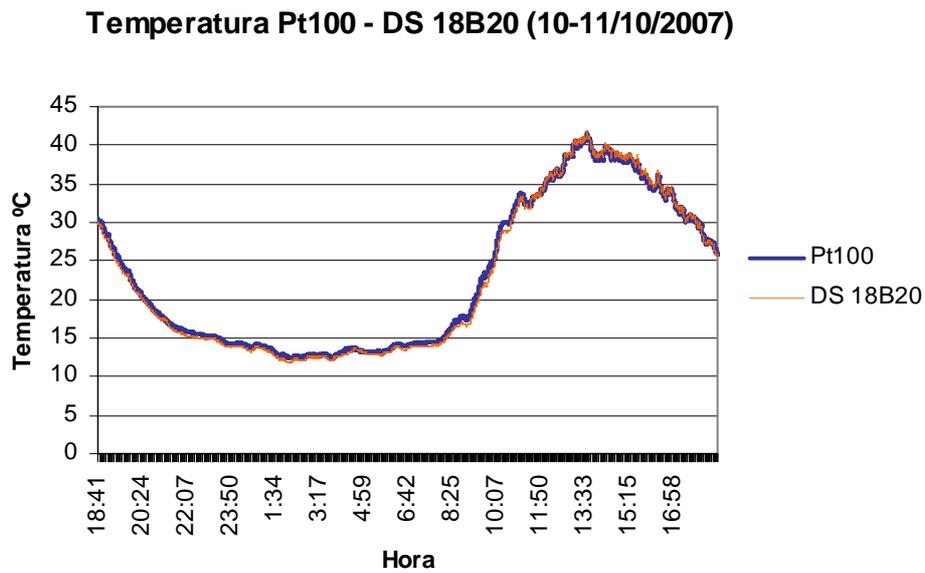
3.31. (a)



3.31. (b)



3.31. (c)



3.31. (d)

Fig. 3.31. Comparativa del sistema comercial de medida con Pt100 tipo A de precisión respecto del sistema desarrollado en base al DS18B20 para días diferentes de 2007 en estaciones diferentes.

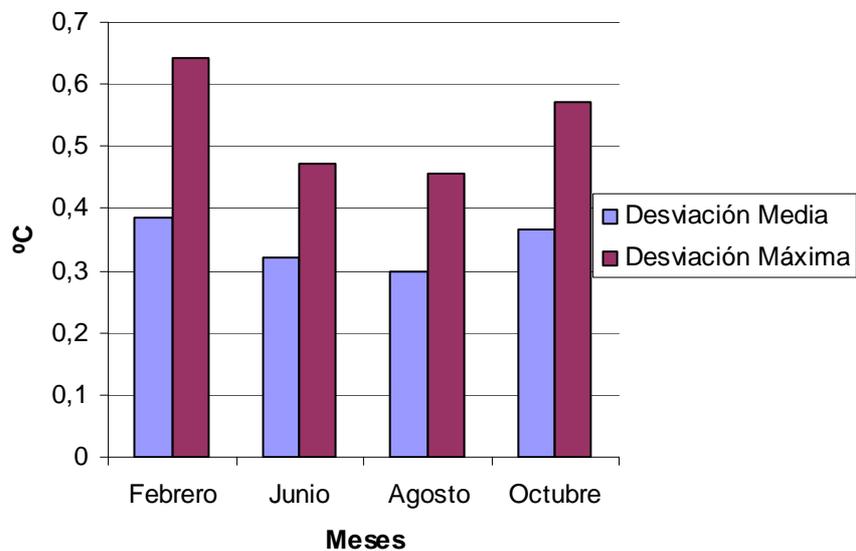


Fig. 3.32. Desviación media y máxima mensual durante el año de experimentación (2007).

Como se puede comprobar en la figura 3.32, la desviación media siempre ha sido menor de 0,4° C.

Respecto de las medidas de esta figura hay que tener en cuenta que los valores capturados son instantáneos (algo que no ocurría con la experimentación de laboratorio, ya que siempre se cuidaba que los transitorios de los sensores, bastante diferentes, no falsearan la medida), por tanto, no queda garantizado que en el instante de medida ambos sensores tengan estabilizadas sus respectivas medidas (el tiempo de respuesta de ambos sensores es muy diferente). Este efecto es aún más acusado en el análisis de las desviaciones máximas. De ahí las pequeñas diferencias observadas entre las pruebas de laboratorio y las realizadas a la intemperie.

3.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño, construcción y testeo de un sistema de instrumentación preciso y económico para la medida fiable de temperatura en instalaciones fotovoltaicas. El sistema desarrollado incorpora además características adicionales notables de conectividad y medida remotas.

El sistema de instrumentación desarrollado se ha configurado en base al sensor digital, en DS18B20 de Dallas SemiconductorTM. Como sensor patrón para la calibración y comparación se ha utilizado una Pt 100 de precisión.

Para realizar la experimentación se ha diseñado y construido un sistema prototipo compuesto por un PIC (microcontrolador de Microchip TechnologyTM), un driver de red RS-485 y el sensor DS18B20. Los datos del experimento se han adquirido a través del puerto RS-485 de un PC. La adquisición de datos procedente del sensor Pt 100 se realiza mediante un Sistema de Adquisición de Datos NIST Traceable, concretamente el Field Point FP-1001 de National InstrumentsTM.

Para el control de la experimentación, se ha diseñado y programado un Instrumento Virtual en LabVIEWTM que permite monitorizar y analizar las medidas de temperatura del sistema desarrollado y del sistema patrón, lo cual permite conocer en tiempo real las desviaciones entre ambas.

Se ha demostrado mediante experimentación de laboratorio en un escenario real, que la desviación alcanzada por el sistema desarrollado respecto del sistema patrón basado en la Pt100 de precisión es menor de $\pm 0,4$ °C. Si bien el desarrollo y pruebas se han realizado con el objetivo de su aplicación en instalaciones solares fotovoltaicas, el sistema presentado es de aplicación a cualquier tipo de instalación que precise la medida de temperatura con precisión y costes razonables. El coste del prototipo del sistema de instrumentación realizado es inferior a 60 euros, frente a los 600 euros aproximadamente de un sistema de instrumentación basado en Pt100. Unido a lo anterior, el sistema que se propone en este capítulo tiene una ventaja adicional que lo hace aún más competitivo, su escalabilidad, de modo que el aumento de puntos de

medida se puede realizar con un coste algo inferior a 5 euros por punto. En un sistema tradicional basado en Pt 100, el coste de cada punto de medida adicional es superior a 120 euros (Pt 100 + transmisor).

La utilización de dispositivos de bajo coste como el que aquí se presenta, basado en sensores de temperatura con salida digital, abre una puerta a su utilización no sólo en instalaciones solares domésticas y de mayor tamaño, sino también, por sus buenas prestaciones, en el campo de la investigación.

Son muchas las aplicaciones en las que se necesitan un elevado número de medidas de temperatura a la vez (por ejemplo, para la detección de puntos calientes en paneles fotovoltaicos), sin embargo, la imposibilidad de que esto se pueda hacer a unos costes razonables hace que se recurra a aproximaciones, modelos matemáticos o simulaciones. El sistema que se ha presentado, por sus buenas prestaciones, bajo costo y fácil y barato escalado, permite plantear una monitorización de detalle de la temperatura con múltiples sensores

Capítulo 4

Capítulo 4. Sistema de medición de radiación solar en el espectro visible de bajo costo y elevada precisión. Aplicación a las instalaciones solares fotovoltaicas

En este capítulo se presenta el diseño, construcción y testeo de un nuevo piranómetro para medir la irradiancia solar global (W/m^2) o la densidad de flujo de radiación solar global en el rango del espectro visible (400 a 700 nm aprox.). Aunque su elemento sensor es un fotodiodo de silicio, el piranómetro desarrollado presenta unas características y prestaciones similares a los basados en termopila a un precio decenas de veces inferior. Este nuevo piranómetro incorpora además características notables adicionales de conectividad, medida, programación y manejo remotos.

El piranómetro desarrollado puede ser usado en cualquier instalación donde sea precisa la medida fiable de la irradiancia solar, más aún en aquellas donde el coste sea un factor decisivo en la elección del medidor.

Este capítulo está organizado en cuatro secciones; la primera es una puesta al día sobre la tecnología de piranómetros, haciendo especial hincapié en los dos tipos principales de

piranómetros que existen en el mercado, el basado en termopila y el basado en fotodiodo, así como en sus diferencias principales. A partir de este análisis previo se explican las características del sistema desarrollado, las cuales lo hacen novedoso e idóneo. En la segunda sección se realiza una pormenorizada descripción del sistema de medición objeto del capítulo. Se analizan cada uno de los bloques que forman el piranómetro, con todas sus características, ventajas y circuitos utilizados, tanto de forma teórica como práctica.

En la tercera sección se describe el procedimiento experimental llevado a cabo con el sistema desarrollado, el cual ha tenido como objetivo su prueba, calibración e intercomparación con un sistema patrón basado en un piranómetro comercial de precisión. En esta parte se analizan los resultados y se proponen respuestas a comportamientos especiales de los dispositivos construidos.

Termina este capítulo con las conclusiones a modo de resumen de todo el estudio y procedimiento científico llevado a cabo, su análisis y puesta en valor.

4.1. Introducción.

De forma genérica, un piranómetro es un dispositivo para medir la radiación solar sobre una superficie, normalmente plana, en un campo de 180 grados. La medida de la radiación solar por unidad de superficie (W/m^2) se denomina irradiancia. La medida de la irradiancia requiere, por definición, que la respuesta del sensor del piranómetro a la radiación varíe con el coseno del ángulo de incidencia respecto de la vertical a la superficie del sensor. Esto es, respuesta máxima cuando la radiación alcanza al sensor perpendicularmente (sol en el cenit), respuesta nula cuando el sol está en el horizonte (ángulo de incidencia de 90°) y respuesta mitad de la máxima cuando la radiación incidente es de 60° . Por tanto, se deduce de la definición que un piranómetro debe tener una respuesta direccional o, como se suele denominar, *respuesta coseno*, para enfatizar el hecho de que la respuesta debe ser idealmente análoga a la función coseno. La diferencia entre la respuesta real del piranómetro y la respuesta coseno ideal se denomina *error coseno* [178],[179], [180].

Los piranómetros son muy usados en meteorología, climatología, agricultura [181], estudios de energía solar [182] y estudios de la física de la construcción. En las instalaciones solares fotovoltaicas es fácil verlos montados con la superficie del sensor en el mismo ángulo de inclinación que el del panel. A pesar del interés que tiene la medida de la radiación solar, el uso de los piranómetros no está aún muy extendido fuera del ámbito de la investigación, debido probablemente a su elevado coste.

El elemento que caracteriza a un piranómetro es el sensor que utiliza, el cual puede ser de tipo térmico (termopila) o fotovoltaico. Los sensores fotovoltaicos son una alternativa barata, aunque en principio, además del precio, la única ventaja que presentan sobre las termopilas para la medida de la radiación es la velocidad de respuesta [183]. Así, mientras los piranómetros basados en fotodiodo tienen un tiempo de respuesta en torno a 10 μ s [184], en los basados en termopilas este tiempo sube al intervalo de 1 a 10 s, lo cual los hace menos apropiados para la medición de cambios muy rápidos de radiación. Es bien sabida la influencia que tiene la temperatura en la medida de un piranómetro. Esta influencia, aunque existe, es menor en los piranómetros de termopila, [177], [185], [186], [187], [188] que en los de fotodiodo [189], [148], [190], [191].

Respecto de la integración de un piranómetro en un sistema de instrumentación (y en general en cualquier dispositivo de medida), hay una serie de factores muy importantes a tener en cuenta, a saber: facilidad de conexión, degradación de la señal debido al proceso de transmisión [158] e inmunidad al ruido.

Para conseguir el objetivo propuesto en este trabajo, *diseñar y construir un piranómetro basado en fotodiodo* [192] *de características similares a las de uno basado en termopila, incorporando además utilidades notables de conexión, medida y programación* [193], se han analizado y corregido tanto los defectos nombrados en la literatura para los piranómetros de fotodiodo, como los observados durante las pruebas de diferentes equipos comerciales. Esto es, el piranómetro desarrollado posee las cualidades novedosas siguientes:

1) Excelente respuesta coseno, la cual queda garantizada tanto por el medidor de nivel (para garantizar la horizontalidad) que lleva incorporado como por el difusor de radiación solar específicamente diseñado.

2) Insensibilidad de la medida a las variaciones de temperatura ambiente. Un circuito de control mantiene constante la temperatura en el interior del dispositivo.

3) Incorpora en su interior toda la electrónica necesaria, tanto la de acondicionamiento como la de control y comunicaciones, lo cual minimiza el ruido y la necesidad de electrónica auxiliar.

4) Puede ser conectado directamente a un sistema de instrumentación estándar (PC, estación meteorológica, etc.). Para ello, el piranómetro desarrollado lleva incorporado un puerto digital serie RS 485 full-duplex, esto es, las señales transmitidas y recibidas son directamente digitales.

5) Está dotado de un instrumento virtual (VI) específicamente diseñado que permite, desde un PC, adquirir y almacenar las medidas en diferentes formatos, configurar los parámetros

del piranómetro (temperatura interna, comunicaciones, etc.), efectuar reprogramaciones, controlar el piranómetro desde INTERNET, etc.

6) Las características de conexión que posee el piranómetro desarrollado son notables, tanto por la calidad de la misma (facilidad, robustez, inmunidad al ruido, etc.) como por el ahorro de costes que supone el no tener que transmitir y acondicionar señales analógicas fuera del dispositivo.

7) Para evitar condensaciones internas debidas a la temperatura y estanqueidad del dispositivo, las cuales podrían degradar su circuitería electrónica y empañar la lente del fotodiodo sensor, el piranómetro desarrollado está dotado de un depósito de sales higroscópicas.

8) El coste es decenas de veces más barato que un piranómetro de calidad similar (incluyendo toda la circuitería de acondicionamiento y transmisión de señal) basado en termopila.

4.2. Descripción del sistema

El piranómetro desarrollado se muestra esquematizado en su carcasa en la Fig. 4.1. El elemento sensor es un fotodiodo de silicio, montado sobre una base plástica, tapado con un difusor de teflón[®]. Todo el conjunto está posicionado sobre una base con control de nivel para asegurar la horizontalidad. Para disminuir los efectos indeseables de la dependencia de la medida con la temperatura ambiente, se ha dotado al dispositivo de un sistema de control de temperatura, de forma que siempre que está funcionando (por el día, ya que de noche no se realizan mediciones de irradiancia solar), la temperatura interior es constante, con una consigna proporcionada por el software de control y que por defecto se establece en 40° C (obviamente esta temperatura puede depender de la zona geográfica donde se instale el piranómetro, por ello, es ajustable por software a través del VI). Como es bien sabido [194], todas las características de los fotodiodos (que se analizan en profundidad en los apartados 4.2.2.1, 4.2.2.2 y 4.2.2.3): resistencia paralelo, corriente de oscuridad, tensión de ruptura, responsividad [195] y, en menor medida, la capacidad de transición, se ven afectadas por los cambios de temperatura.

El piranómetro desarrollado genera una señal eléctrica proporcional a la irradiancia recibida en W/m^2 , la cual es posteriormente convertida en el mismo dispositivo a formato digital

Cada uno de los bloques mostrados en la Fig.4.1, se desarrolla a nivel de componentes en la Fig.4.2, en la que se muestra su diagrama de conexionado.

Como se explica más adelante, todo el sistema va a estar controlado por un PIC o microcontrolador de la firma comercial MicrochipTM, en concreto el 16F88.

A continuación se describirán cada uno de los sistemas y elementos de los que está dotado el piranómetro, los cuales se muestran en las Figuras 4.1 y 4.2.

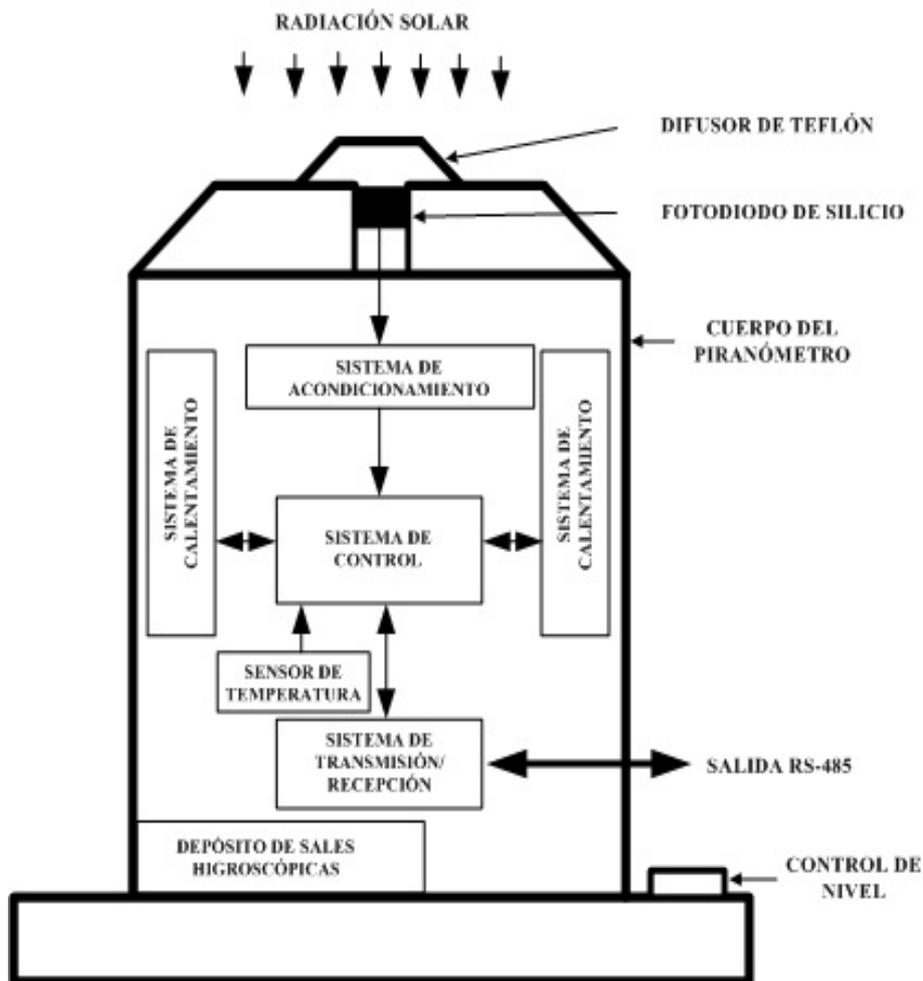


Fig.4.1. Diagrama de bloques del piranómetro

resistente a la intemperie y a las radiaciones Ultra Violeta (UV) [198], [199]. La Figura 4.3 muestra una fotografía del difusor desarrollado montado sobre la tapa del piranómetro.



Fig.4.3. Detalle del difusor de teflón alojado en la tapa del piranómetro

Inicialmente se diseñó y fabricó un difusor totalmente plano, sin embargo, tras una primera calibración del piranómetro en el laboratorio homologado a nivel internacional del INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial de España) en El Arenosillo, Mazagón - Huelva, fue cambiado por otros mecanizados a diferentes ángulos. Después de numerosas pruebas, se decidió que la mejor opción era el mecanizado a 45° , tal como se observa en la figura 4.4, ya que para este ángulo se obtenía el menor error coseno.

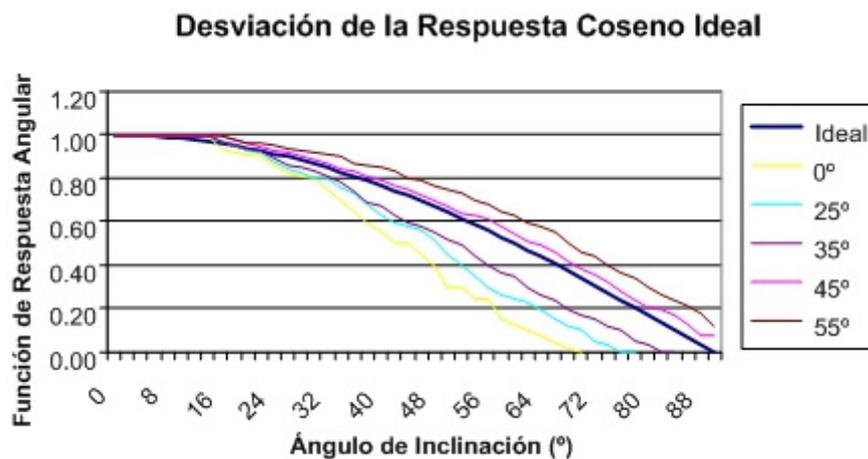


Fig.4.4. Curvas de la respuesta coseno para diferentes ángulos en el mecanizado del difusor de teflónTM.

La mayoría de piranómetros comerciales utilizan un *domo*, el cual, además de ser más caro que el difusor de teflón usado en este piranómetro, resulta afectado por la radiación solar

continuada y atrapa más la suciedad [200], [201]; como consecuencia, ha de ser cambiado cada cierto tiempo para asegurar la precisión del dispositivo. El difusor de teflón está alojado junto con el fotodiodo en la tapa del piranómetro, y se une al resto del cuerpo del mismo con 6 tornillos y una junta tórica de 50 mm, lo cual permite conseguir la total estanqueidad del conjunto (Fig. 4.3).

La carcasa del piranómetro aloja el fotodiodo y toda la electrónica de acondicionamiento y distribución de señales. Está fabricado en una sola pieza de 10 mm de espesor de polietileno negro, ya que es un material que resiste muy bien la intemperie y además posee unas características excelentes como aislante térmico. La Fig. 4.5 muestra el cuerpo del piranómetro desarrollado. En él se destacan las ubicaciones de la conexión estanca para la entrada/salida de datos, del medidor de nivel (para conseguir la total horizontalidad del dispositivo) y del depósito de sales higroscópicas (para evitar condensaciones en el interior del piranómetro que pueda empañar la lente del fotodiodo o interferir en la electrónica del dispositivo), el cual es accesible desde el exterior.



Fig. 4.5. Piranómetro desarrollado

4.2.2. Sensor.

La elección del elemento sensor del piranómetro ha requerido un minucioso estudio de las características eléctricas y ópticas de los fotodiodos, así como un amplio análisis de los dispositivos comerciales disponibles, ya que constituye uno de los elementos clave para poder obtener las mejores prestaciones del piranómetro desarrollado. Se requería un fotodiodo que tuviera una respuesta dentro del espectro visible [202], de alto valor y lo más lineal posible.

4.2.2.1. Características Eléctricas.

El fotodiodo puede operar aplicándole o no una tensión inversa, en función de las características que se desee. Así se denomina modo fotoconductor cuando se la aplica una tensión inversa y modo fotovoltaico cuando no se le aplica [205].

Un fotodiodo de silicio se puede representar como una fuente de corriente en paralelo con un diodo ideal (Fig. 4.6). La fuente de corriente representa la corriente generada por la radiación incidente y el diodo representa la unión $p-n$. Junto a estos elementos principales y, dependiendo del grado de precisión requerido para el modelo, hay que considerar también la capacidad de transición C_j , la resistencia R_p y la resistencia serie R_s .

La resistencia paralelo R_p es la pendiente de la curva $I-V$ del fotodiodo en el origen. Aunque un fotodiodo ideal debería tener una resistencia paralelo infinita, los valores normales varían desde 10 a 1.000 $M\Omega$. Se puede obtener experimentalmente aplicando un pequeño incremento de tensión (del orden de mV), midiendo la corriente y calculando la resistencia. Esta resistencia se usa para determinar la corriente de ruido en el fotodiodo sin polarización (modo fotovoltaico), siendo mejor el funcionamiento del fotodiodo cuanto mayor sea R_p .

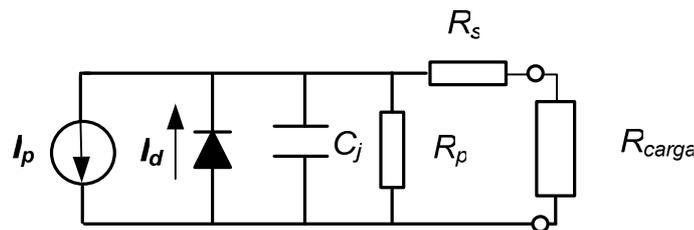


Fig. 4.6. Circuito equivalente de un fotodiodo de silicio.

La resistencia serie proviene de la resistencia de los contactos y del propio material semiconductor que forma la unión pn . Permite determinar la linealidad del fotodiodo en modo fotovoltaico y está dada por la siguiente ecuación [194], [206]:

$$R_s = \frac{(W_s - W_d)\rho}{A} + R_c \quad (4.1)$$

Donde W_s es el espesor del sustrato, W_d es el ancho de la región de depleción, A es el área de difusión de la unión, ρ es la resistividad del sustrato y R_c es la resistencia del contacto. Aunque en un diodo ideal R_s debería ser prácticamente 0, tiene valores típicos comprendidos entre 10 y 1.000 Ω .

La capacidad de transición C_j es proporcional a la polarización inversa del fotodiodo, en modo fotoconductor, y determina la velocidad de respuesta del fotodiodo. C_j viene determinada por la ecuación siguiente [194] :

$$C_j = \frac{\epsilon_{Si} \epsilon_0 A}{\sqrt{2\mu\rho(V_A + V_{bi})}} \quad (4.2)$$

Donde $\epsilon_{Si} = 11,9$ es la constante dieléctrica del silicio, $\epsilon_0 = 8.8854 \cdot 10^{-14}$ F/cm, es la permitividad del vacío, $\mu = 1.400 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ es la movilidad del electrón a 300 K, ρ es la resistividad del silicio, que varía fuertemente con la temperatura, V_A es la tensión de polarización aplicada y V_{bi} es el voltaje de conducción (*built-in*) del silicio, en torno a los 0,7 V.

4.2.2.2. Características Ópticas.

A. Responsividad, R_λ .

Da idea de la corriente que circula por el dispositivo en función de la potencia óptica incidente. Es la medida de la sensibilidad a la luz, y se define como la relación entre la fotocorriente I_p generada y la energía de la luz incidente P a una longitud de onda determinada λ . Sus unidades son A/W [194].

$$R_\lambda = \frac{I_p}{P} \quad (4.3)$$

La responsividad es pues la medida de la efectividad de la conversión de la potencia luminosa en corriente eléctrica. Varía con la longitud de onda de la luz incidente, así como con la polarización inversa, la temperatura y el ángulo de incidencia de la radiación sobre el fotodiodo. También puede recibir otros nombres en las hojas de características de los dispositivos, como fotosensibilidad, sensibilidad espectral, etc.

B. Eficiencia Cuántica, $Q.E.$

Se define como la fracción de los fotones incidentes que contribuyen a la fotocorriente. Se relaciona con la responsividad por [194]:

$$Q.E. = \frac{R_{\lambda\text{observada}}}{R_{\lambda\text{ideal}}} = R_\lambda \frac{h_c}{\lambda q} = 1240 \frac{R_\lambda}{\lambda} \quad (4.4)$$

Donde $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ J·s es la constante de Planck, $c = 3 \cdot 10^8$, es la velocidad de la luz y $q = 1,6021 \cdot 10^{-19}$ C es la carga del electrón. R_λ es la responsividad en A/W y λ la longitud de onda en nanómetros.

C. No linealidad.

La salida de un fotodiodo de silicio se considera lineal cuando la fotocorriente generada aumenta de forma lineal con la energía de la luz incidente. El límite más bajo de la linealidad de la fotocorriente se determina por la corriente de ruido y el superior por la resistencia serie R_s y la resistencia de carga.

4.2.2.3. Característica Corriente-Tensión (I - V).

La característica corriente-tensión de un fotodiodo sin que incida luz sobre él es parecida a la de un diodo rectificador. Si el fotodiodo es polarizado de forma directa, se produce un aumento exponencial de la corriente. Cuando se polariza de forma inversa, circula una pequeña corriente inversa de saturación. Esta corriente denominada *corriente de oscuridad*, ya que no hay iluminación, es análoga a la de un diodo rectificador:

$$I_D = I_{SAT} \left(e^{\frac{qV_A}{K_B T}} - 1 \right) \quad (4.5)$$

Donde I_D es la corriente de oscuridad, I_{SAT} es la corriente inversa de saturación, q la carga del electrón, K_B la constante de Boltzman y T la temperatura absoluta en kelvins.

Cuando se ilumina el fotodiodo, la curva I - V se desplaza proporcional a la fotocorriente I_p , como se observa en la figura 4.7 a diferentes niveles de iluminación (P_0 - P_3).

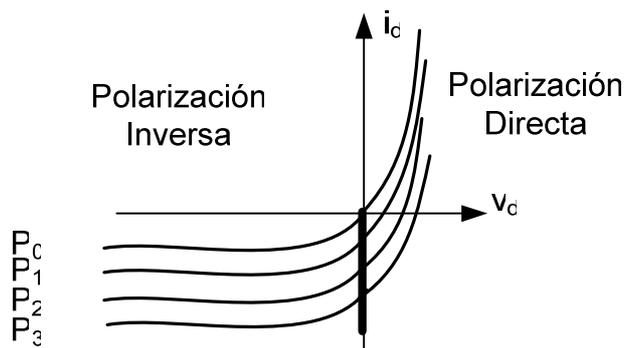


Fig. 4.7. Característica I - V de un fotodiodo para diferentes niveles de iluminación

4.2.2.4. El ruido.

Hay dos fuentes de ruido en los fotodiodos, el ruido de disparo (*shot noise*) y el ruido *Johnson* [158], [159].

A. El ruido de disparo.

Está relacionado con la fluctuación estática de la fotocorriente I_p y la corriente de oscuridad I_D . Se expresa como:

$$I_{sn} = \sqrt{2q(I_p + I_D)\Delta f} \quad (4.6)$$

Donde q es la carga del electrón, I_p es la fotocorriente generada, I_D es la corriente de oscuridad y Δf es el ancho de banda del ruido medido.

B. Ruido Johnson.

La resistencia paralelo R_p (ver Fig. 4.6), tiene un ruido asociado debido a la generación térmica de portadores, que vale:

$$I_{jn} = \sqrt{\frac{4K_B T \Delta f}{R_p}} \quad (4.7)$$

C. Ruido Total.

La corriente de ruido total generada viene determinada por:

$$I_m = \sqrt{I_{sn}^2 + I_{jn}^2} \quad (4.8)$$

D. Potencia de ruido equivalente (NEP).

Es la cantidad de luz incidente en un fotodiodo que genera una fotocorriente igual a la corriente de ruido. Viene expresada como:

$$NEP = \frac{I_m}{R_\lambda} \quad (4.9)$$

Donde R_λ es la responsividad expresada en A/W e I_m es el ruido total del fotodiodo. Los valores de NEP oscilan entre 10^{-11} W/Hz^{1/2} para fotodiodos de una gran área activa y 10^{-15} W/Hz^{1/2} para fotodiodos de poca área activa.

4.2.2.5. Efecto de la temperatura en los fotodiodos.

Todas las características de los fotodiodos como son la resistencia paralelo R_p , la corriente de oscuridad I_D , la tensión de ruptura, la responsividad R_λ , y en menor medida la capacidad de transición C_j , se ven afectadas por los cambios en la temperatura [160].

A. Resistencia paralelo y corriente de oscuridad.

Son dos las corrientes que determinan los valores de R_p e I_D , la corriente de difusión (*diffusion current*) y la corriente de deriva (*drift current*). En el modo de operación fotovoltaico,

la corriente de difusión es el factor dominante e influye en el valor de R_p , variando con el cuadrado de la temperatura.

En el modo de operación fotoconductor es la corriente de deriva el factor predominante en la corriente de oscuridad y varía directamente con la temperatura. De esta forma, los cambios en la temperatura afectan más al fotodiodo en modo de operación fotovoltaico que fotoconductor.

En modo fotoconductor, la corriente de oscuridad, I_D , puede doblarse aproximadamente cada 10 °C de incremento de temperatura. Los valores exactos van a depender del valor de la tensión inversa aplicada, la resistividad y del espesor del sustrato. En modo fotovoltaico, la R_p puede valer aproximadamente el doble cada 6 °C de aumento de la temperatura.

B. Tensión de ruptura.

En fotodiodos con un área activa pequeña, el voltaje de ruptura es por definición aquél en el que la corriente de oscuridad alcanza 10 μA . Como la corriente de oscuridad crece con la temperatura, el voltaje de ruptura disminuye de forma similar con la temperatura.

C. Responsividad.

Los cambios en la temperatura de funcionamiento de un fotodiodo afectan directamente a su responsividad, ya que provocan aumentos o disminuciones en la tensión de banda prohibida, cuyo coeficiente de temperatura se ve modificado [194], [207]. En la Fig. 4.8 (de la hoja de características de un fotodiodo del fabricante Osram), se muestra la variación del coeficiente de temperatura con la longitud de onda y por tanto, la variación de la responsividad con la temperatura, ya que la responsividad varía en función de la longitud de onda (λ) de la luz incidente.

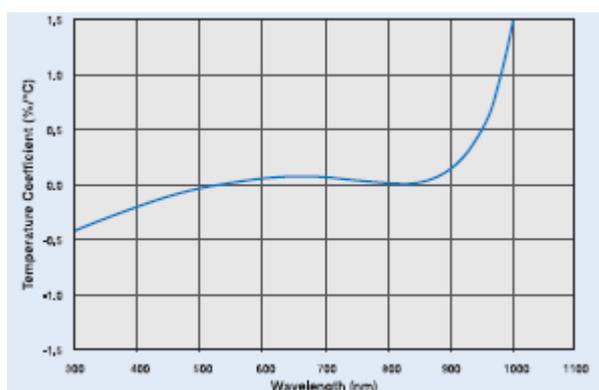


Fig. 4.8. Variación de la responsividad de un fotodiodo debido a su coeficiente de temperatura (Osram)

4.2.2.6. Elección del fotodiodo.

En la búsqueda del mejor sensor para el sistema de medida se trabajó en dos direcciones, por un lado utilizando las hojas de características suministradas por los fabricantes, y por otro realizando pruebas reales en laboratorio con los fotodiodos seleccionados.

A partir de las hojas de características se realizó una primera selección de fotodiodos. Así, se decidió pasar a la etapa de ensayos reales con dos tipos de elementos diferentes, a saber: fotodiodos con el acondicionador de señal integrado en el propio chip (DAL 1530 y DAH de IPL, y OPT 301 de Burr-Brown), y fotodiodos tal cual, sin electrónica adicional (BPW 21 de Osram, OSD5-5T y OSD15-5T de Centronics, S921901 de Hamamatsu y VTB101 de Perkin Elmer)

Uno de los criterios a seguir en las pruebas de laboratorio era analizar que la respuesta del dispositivo dentro del espectro visible fuera lo más lineal y mayor posible. Para efectuar este análisis se realizó un ensayo consistente en medir la salida en cortocircuito de los fotodiodos, iluminándolos con una fuente de luz halógena. La lámpara utilizada en el laboratorio de calibración es una lámpara estándar de irradiancia espectral (200 A-H) de cuarzo de tungsteno de 1000 W con filamento horizontal¹⁴ [203] en espiral, suministrada por los laboratorios Optronic, con designación S-1066 y certificada por NIST. Esta lámpara se colocó a 50 cm del fotodiodo.

Este primer ensayo permitió desechar los fotodiodos que incorporaban el circuito acondicionador en el propio chip, ya que sus salidas se saturaban de forma inmediata a alta luminosidad.

De los pertenecientes al grupo de fotodiodos sin acondicionador de señal, las curvas de respuesta obtenidas se observan en la figura 4.9.

Las curvas de respuesta tienen un perfil muy parecido. La que menor respuesta presenta es el OSD5-5T. El VTB 101 se desechó porque a baja iluminación presentaba un comportamiento extraño y también porque su salida era fuertemente dependiente de la temperatura, ya que al ir aumentando la luminosidad y por tanto la temperatura del fotodiodo, se comportaba de forma irregular.

¹⁴ Como los instrumentos han de ser calibrados en la posición en la que normalmente están operativos, es necesario utilizar una lámpara cuyo filamento sea horizontal.

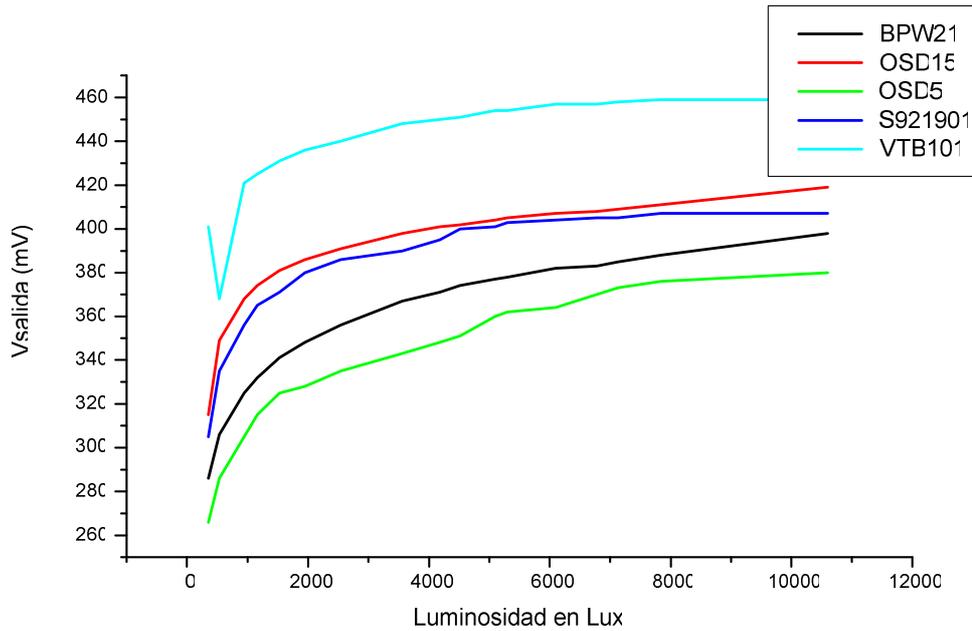


Fig. 4.9. Curvas de respuesta de los fotodiodos seleccionados.

Con los cuatro fotodiodos restantes se continuó haciendo un análisis más detallado, basado ahora en sus hojas características, lo cual permitió elaborar la tabla comparativa siguiente:

Tabla 4.1. Características de los fotodiodos seleccionados

| Fotodiodo | Área sensitiva (mm ²) | Responsividad espectral(R _λ) (A/W) | Pot. Equivalente de Ruido NEP (W/Hz ^{1/2}) | Precio (euros) |
|---------------|-----------------------------------|---|--|----------------|
| (1) BPW21 | 7,34 | 0,34 | 7,2 · 10 ⁻¹⁴ | 7,30 |
| (2) OSD 5-5T | 5 | 0,15 | 2,4 · 10 ⁻¹³ | 16,50 |
| (3) OSD 15-5T | 15 | 0,21 | 3 · 10 ⁻¹³ | 17,53 |
| (4) S921901 | 12,96 | 0,22 | ----- | ----- |

La señal que proporciona cada fotodiodo es el producto de la irradiancia por la superficie activa y por la sensibilidad espectral, por tanto, si se considera como referencia una irradiancia de 1000 W/m², se obtiene:

$$I_{p1} = 1.000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2} 7,34 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 0,34 \frac{\text{A}}{\text{W}} = 2,49 \cdot 10^{-3} \text{A} \quad (4.10)$$

$$I_{p2} = 1.000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2} 5 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 0,15 \frac{\text{A}}{\text{W}} = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{A} \quad (4.11)$$

$$I_{p3} = 1.000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2} 15 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 0,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} = 3,15 \cdot 10^{-3} \text{A} \quad (4.12)$$

$$I_{p4} = 1.000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2} 12,96 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 0,22 \frac{\text{A}}{\text{W}} = 2,85 \cdot 10^{-3} \text{A} \quad (4.13)$$

Como cabría esperar, a mayor superficie activa mayor señal generada, sin embargo, el ruido aumenta también con la superficie. El mejor fotodiodo, atendiendo a criterios de calidad de la señal, es aquél que proporcione la mejor relación señal-ruido (SNR). Suponiendo que los circuitos de medida que se empleen tienen el mismo ancho de banda, el ruido para cada fotodiodo equivale a una señal de:

$$I_{n1} = 0,34 \frac{\text{A}}{\text{W}} 7,2 \cdot 10^{-14} \frac{\text{W}}{\text{Hz}^{1/2}} = 2,44 \cdot 10^{-14} \frac{\text{A}}{\text{Hz}^{1/2}} \quad (4.14)$$

$$I_{n2} = 0,15 \frac{\text{A}}{\text{W}} 2,4 \cdot 10^{-13} \frac{\text{W}}{\text{Hz}^{1/2}} = 3,6 \cdot 10^{-14} \frac{\text{A}}{\text{Hz}^{1/2}} \quad (4.15)$$

$$I_{n3} = 0,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} 3 \cdot 10^{-13} \frac{\text{W}}{\text{Hz}^{1/2}} = 6,3 \cdot 10^{-14} \frac{\text{A}}{\text{Hz}^{1/2}} \quad (4.16)$$

No se muestra el ruido que produce el fotodiodo S921901, lo cual se debe a que el fabricante no proporciona su *NEP* (*Noise Equivalent Power*). De lo anterior se deduce que la relación señal-ruido (*SNR*) para cada fotodiodo es:

$$SNR(ph_1) = \frac{I_{p1}}{I_{n1}} = \frac{2,49 \cdot 10^{-3} \text{A}}{2,44 \cdot 10^{-14} \text{A} / \text{Hz}^{1/2}} = 1,02 \cdot 10^{11} \quad (4.17)$$

$$SNR(ph_2) = \frac{I_{p2}}{I_{n2}} = \frac{7,5 \cdot 10^{-4} \text{A}}{3,6 \cdot 10^{-14} \text{A} / \text{Hz}^{1/2}} = 2,08 \cdot 10^{10} \quad (4.18)$$

$$SNR(ph_3) = \frac{I_{p3}}{I_{n3}} = \frac{3,15 \cdot 10^{-3} \text{A}}{6,3 \cdot 10^{-14} \text{A} / \text{Hz}^{1/2}} = 5 \cdot 10^{10} \quad (4.19)$$

Atendiendo al parámetro de mayor fotocorriente generada se elegiría al OSD 15 o S921901, pero atendiendo a la *SNR* habría que elegir el BPW21. Teniendo en cuenta la linealidad, el coste, el área activa del detector así como la relación señal ruido, se decidió utilizar el BPW21 (Fig. 4.10).



Fig. 4.10. Fotodiodo BPW21 (OSRAM).

4.2.3. Sistema de acondicionamiento de la señal.

La señal de salida de un fotodiodo se puede medir en forma de tensión o de corriente, siendo ésta última la que presenta mejores características de linealidad, offset y ancho de banda. La fotocorriente generada ha de ser convertida a tensión usando una configuración de amplificador de transimpedancia [205], [207]. El fotodiodo puede operar aplicándole o no una tensión inversa, en función de las características que se deseen. Como ya se ha expuesto con anterioridad, se denomina modo fotoconductor cuando se le aplica una tensión inversa y modo fotovoltaico cuando no se le aplica (figura 4.11).

A. Modo fotovoltaico.

Es el modo preferido cuando se usan fotodiodos en aplicaciones de baja frecuencia. En este modo, la fotocorriente generada tiene menos variaciones de la responsividad con las variaciones de temperatura y una alta sensibilidad.

B. Modo Fotoconductor.

Se produce cuando se polariza inversamente al fotodiodo. Este modo de funcionamiento mejora la velocidad de respuesta del dispositivo, ya que se aumenta el ancho de la región de deplexión y por tanto disminuye la capacidad de transición C_j . Como contrapartida aumentan las corrientes de oscuridad y de ruido.

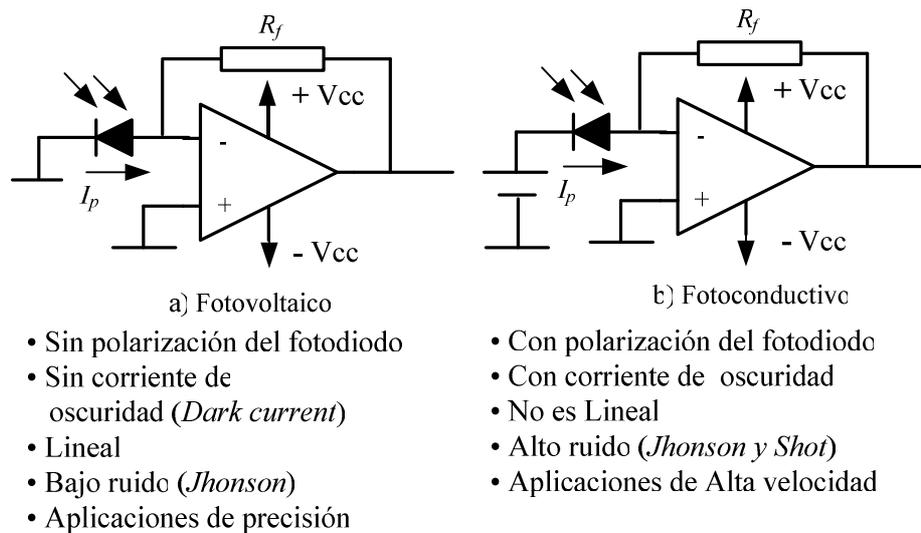


Fig. 4.11. Modos de operación del fotodiodo. a) Modo fotovoltaico. b) Modo fotoconductor

4.2.3.1. Circuitos de acondicionamiento.

La medida de la luz incidente con un fotodiodo se puede realizar de múltiples formas [204]. En la tabla 4.2 se recogen diferentes sistemas de acondicionamiento de la señal de los fotodiodos y se comparan entre sí.

A la vista de la tabla 4.2, se puede concluir que los circuitos de acondicionamiento más interesantes se basan en la medida de la corriente a tensión cero o bien la corriente cuando el diodo soporta una determinada tensión inversa. La medida en la zona directa del diodo es desaconsejable debido a la falta de linealidad y a que la capacidad es elevada, sin embargo el ruido es muy reducido y se aconseja este tipo de montaje cuando los niveles de luz a medir son muy bajos, caso que no nos ocupa.

Cada uno de los circuitos mostrados en la tabla 4.2, se han montado físicamente en el laboratorio, siendo el que ha presentado una mejor respuesta lineal el montaje (a), ya que el (b) y (c) presentaban una respuesta excelente pero con alto nivel de ruido.

Tabla 4.2. Circuitos de acondicionamiento para fotodiodos

| Circuito | Zona de trabajo | | | | |
|--------------------------------|---|---|---|--|--|
| | Inversa | | | Directa | |
| | (a) | (b) | (c) | (d) | (e) |
| Objetivo | Medida de la corriente en cortocircuito | Medida de la corriente con una tensión inversa fija | Medida de la corriente en zona inversa sobre una resistencia de carga | Medida de la tensión en circuito abierto | Medida en zona directa sobre una resistencia de carga |
| Recta de carga | | | | | |
| Linealidad | Excelente | Buena | Aceptable | No es lineal | Media-baja |
| Dependencia con la temperatura | Muy baja | Baja | Baja | Muy elevada | elevada |
| Corriente de oscuridad | Baja | Elevada | Media | Muy baja | Muy baja |
| Tiempo de respuesta | Medio | Muy pequeño | Medio | Alto | Alto |
| Ruido | Medio | Alto | Alto | Bajo | Bajo |
| Comentarios | Excelentes características generales | Adecuado cuando se requiere un ancho de banda elevado | Muy simple. Aplicaciones con pocas exigencias | No es lineal. Poco recomendable | Comportamiento intermedio entre los circuitos (a) y (d). |

En la figura 4.12 (a) se muestra el circuito utilizado, en la 4.12 (b) el circuito equivalente, y la recta de carga correspondiente se muestra en la figura 4.12 (c).

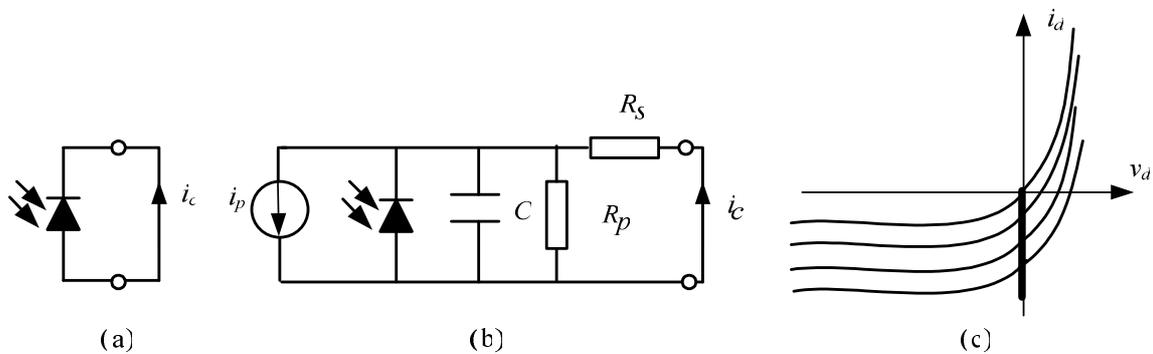


Fig. 4.12. Fotodiodo en cortocircuito. (a) Circuito. (b) Circuito equivalente. (c) Recta de carga.

Teniendo en cuenta el modelo del fotodiodo (Fig. 4.12), la corriente de cortocircuito I_c es:

$$i_c = i_p - I_s \left(e^{\frac{q_i R_s}{KT}} - 1 \right) - \frac{i_c R_s}{R_p} \quad (4.20)$$

En esta ecuación, el segundo término es aproximadamente cero y el tercero también (debido a los valores habituales de la resistencia serie R_s , prácticamente 0, y de la resistencia paralelo R_p , que es muy elevado). Por tanto, la corriente medida es aproximadamente igual a la fotocorriente.

$$I_c \simeq I_p \quad (4.21)$$

Por otra parte, la fotocorriente es sensiblemente lineal con la luz incidente, lo cual quiere decir que la ecuación (4.21) es muy aproximada, tanto que el error que se comete al utilizarla es menor del 1% en un margen de ocho o diez órdenes de magnitud entre 1pW y 10 mW [202].

Como ventajas adicionales en cuanto a la utilización del fotodiodo sin polarizar o modo fotovoltaico, también habría que resaltar los siguientes aspectos:

- La dependencia con la temperatura es más reducida.
- La corriente de oscuridad es pequeña puesto que no se aplica tensión inversa y por tanto el ruido también es pequeño por este mismo motivo.
- Aunque el mayor inconveniente del circuito utilizado reside en que la capacidad de transición C_j es relativamente elevada, lo que limita el tiempo de respuesta, se puede reducir esta capacidad aplicando tensión inversa al fotodiodo, aunque aparecen otros inconvenientes ligados a una mayor corriente de oscuridad, ruido, etc.

Es por todo lo anterior, lo que nos ha motivado el utilizar un circuito de acondicionamiento de la señal del fotodiodo, basado en un amplificador de transimpedancia [205], [206], [207], tal como se muestra en la figura 4.13.

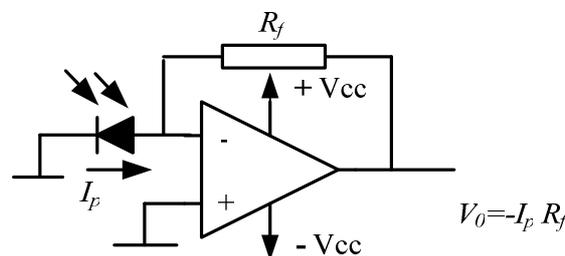


Fig. 4.13. Amplificador de transimpedancia con salida negativa.

Como amplificador operacional se ha elegido el LM358N [208], que por sus características lo hacen bastante idóneo para este tipo de montajes, ya que está compensado en

frecuencia internamente para ganancia unidad y posee bajo offset de entrada (así se suprime la necesidad de compensar las tensiones offset).

En la figura 4.13 se puede observar que basta con cambiar los terminales del fotodiodo para invertir la tensión de salida. Por conveniencia en el montaje final se utiliza esta configuración para obtener tensiones positivas en la salida.

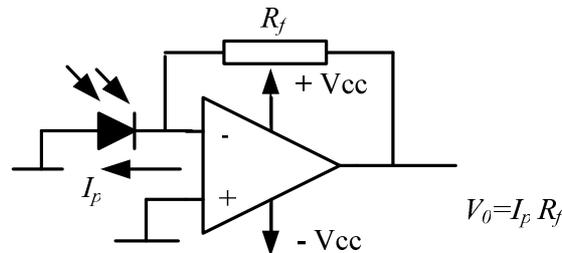


Fig. 4.14. Amplificador de transimpedancia con salida positiva.

Para calcular el valor de R_f , se utilizan las características del fotodiodo BPW21. Así se sabe de la ecuación (4.10) que para una irradiancia de 1000 W/m^2 , la fotocorriente generada es de $2,49 \cdot 10^{-3} \text{ A}$. Entonces, como la tensión máxima que se quiere a la salida del amplificador es de 2,5 voltios (entrada del convertidor A/D) el valor de R_f es de 1.000Ω . Con objeto de realizar un ajuste preciso del fondo de escala, R_f se implementa mediante un potenciómetro multivuelta de $2 \text{ K}\Omega$.

Para corregir el error de continua debido a las corrientes de polarización se conecta una resistencia (R_c) en la entrada no inversora del operacional del mismo valor que R_f . No obstante, esta resistencia produce un efecto pernicioso, ya que el ruido en la entrada no inversora del operacional resulta amplificado. Para evitarlo (limitando el ancho de banda del ruido) se conecta un condensador en paralelo (C_c) con la resistencia de compensación (R_c) de valor 100 pF . En la figura 4.15 se muestra el circuito.

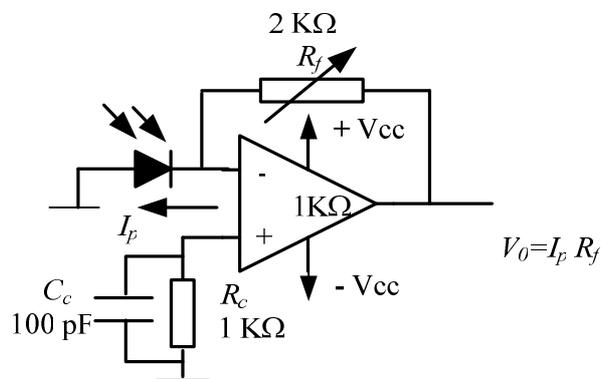


Fig.4.15. Amplificador de transimpedancia con salida positiva práctico.

Aunque puede parecer que el fotodiodo podría ser considerado como una fuente de corriente ideal, hay que tener en cuenta que tiene una capacidad parásita que, según el fabricante, para el BPW21 es de 580 pF. Esta capacidad introduce un polo en el circuito realimentado que tiende a disminuir la estabilidad relativa (disminuyendo el margen de fase) del circuito. Por ello, siguiendo el procedimiento establecido en la bibliografía [206], se calcula y conecta un condensador C en paralelo con el fotodiodo, según se muestra en la figura 4.16.

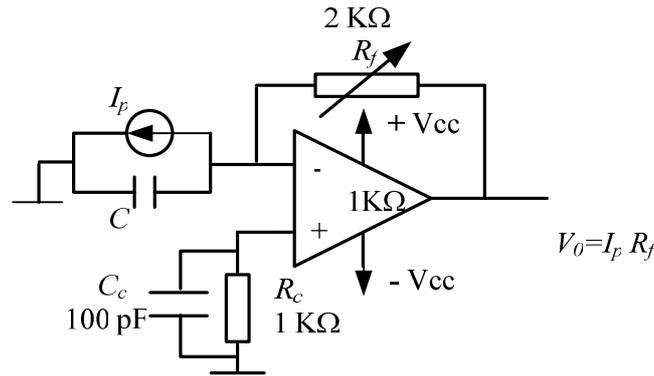


Fig. 4.16. Circuito de acondicionamiento con el fotodiodo modelado como una fuente de corriente I_p con la capacidad C en paralelo.

Considerando el fotodiodo como una fuente de corriente ideal, la realimentación $\beta(s)$ del circuito está dada por:

$$\beta(s) = \frac{X_c(s)}{X_c(s) + R_f} \quad (4.22)$$

Donde $X_c(s)$ es la impedancia del condensador. Para determinar la respuesta en frecuencia del operacional interesa conocer la relación $1/\beta(s)$, que es igual a:

$$\frac{1}{\beta(s)} = \frac{\frac{1}{sC} + R_f}{\frac{1}{sC}} = 1 + sCR_f \quad (4.23)$$

y que presenta un cero a la frecuencia f_1 , dada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_f C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 580 \cdot 10^{-12}} = 274,54 \text{ kHz} \quad (4.24)$$

Si se representa la magnitud $1/\beta(s)$ sobre la curva de ganancia en lazo abierto de un operacional típico $|A_{BA}|$ (Fig. 4.17), se observa que ambas curvas se cortan con una pendiente de 40 dB/década, lo que supone un margen de fase menor de 45°, por lo que la estabilidad

relativa del circuito queda muy mermada y éste puede entrar en inestabilidad provocada por cualquier señal no deseable, como un ruido por ejemplo [159].

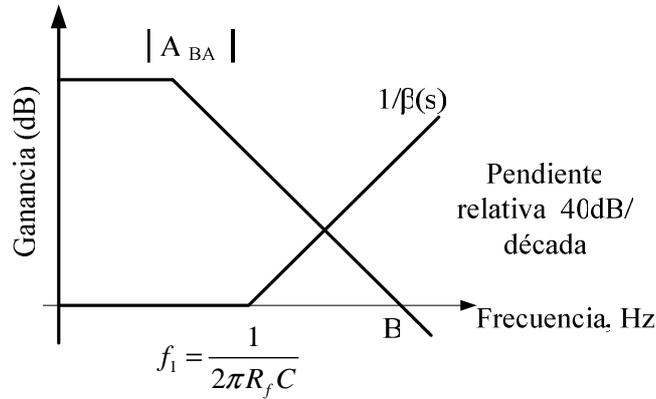


Fig.4.17. Ganancia en bucle abierto del amplificador operacional $|A_{BA}|$ del convertidor corriente-tensión y de la realimentación $1/\beta(s)$, considerando la capacidad del fotodiodo.

Para estabilizar el sistema se le añade un polo a la curva $1/\beta(s)$ antes de su corte con la curva de ganancia en bucle abierto del operacional, para lo cual se le añade un condensador C_f en paralelo con la resistencia de realimentación, R_f [202], [206], [207], (Fig. 4.18).

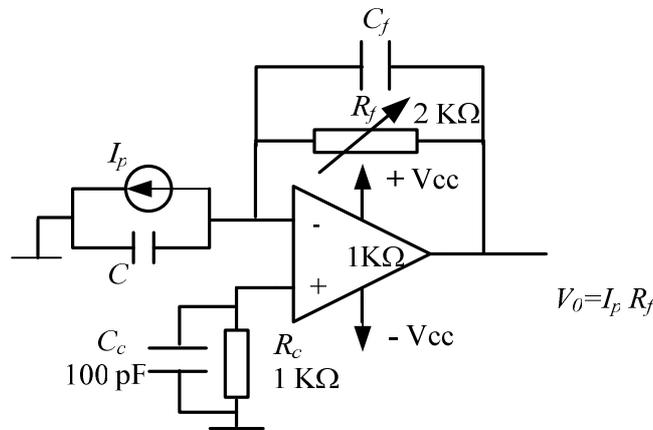


Fig. 4.18. Amplificador de transimpedancia compensado mediante R_c , C y C_f .

El cálculo del condensador C_f de compensación se calcula del modo siguiente. La realimentación $\beta(s)$ del circuito estará dada por:

$$\beta(s) = \frac{X_c(s)}{X_c(s) + X_f(s)} \tag{4.25}$$

Siendo

$$X_f(s) = \left(\frac{1}{s C_f} \right) \parallel R_f = \frac{R_f}{s C_f R_f + 1} \tag{4.26}$$

Con lo cual,

$$\frac{1}{\beta(s)} = \frac{1 + R_f(C + C_f)s}{1 + R_f C_f s} \quad (4.27)$$

Esta función de transferencia tiene un cero en:

$$s = \frac{1}{R_f(C + C_f)} \quad (4.28)$$

Esto es, a la frecuencia:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_f(C + C_f)} \quad (4.29)$$

Del mismo modo $1/\beta(s)$ tiene un polo en:

$$s = \frac{1}{R_f C_f} \quad (4.30)$$

O lo que es lo mismo, a la frecuencia:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (4.31)$$

Puesto que el polo está a la derecha del cero ($f_2 > f_1$), se puede realizar la compensación deseada. Para calcular el valor de C_f , de forma que el polo introducido en la curva $1/\beta(s)$ esté situado antes del corte de esta curva con la de la ganancia en lazo abierto del operacional, hay que tener en cuenta que el límite de estabilidad (para margen de fase de 45°) corresponde a la situación que se muestra en la figura 4.19, en la que la curva $1/\beta(s)$ corta a la curva de ganancia en lazo abierto del operacional justo a la frecuencia del polo f_2 .

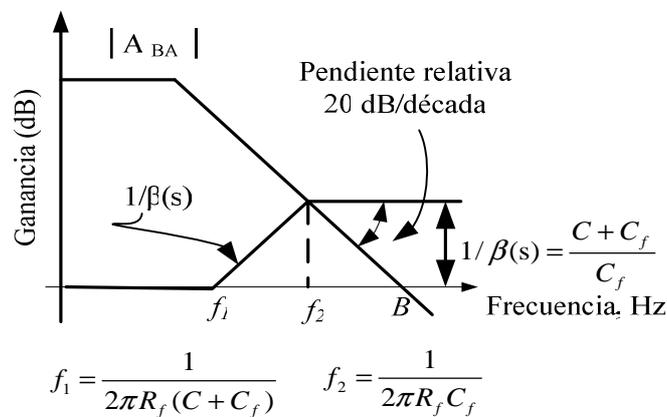


Fig. 4.19. Ganancia en bucle abierto del A.O. $|A_{BA}|$, y de la realimentación $1/\beta(s)$, en la situación correspondiente a un margen de fase de 45° .

La frecuencia de corte entre la realimentación y la curva de ganancia de un amplificador operacional viene dada por:

$$f_2 = B\beta_{f_2} \quad (4.32)$$

Donde B es el ancho de banda de ganancia unidad del A.O. (ver Fig. 4.19) y β_{f_2} es el valor de la realimentación a la frecuencia f_2 que, teniendo en cuenta la ecuación (4.27), es aproximadamente igual a $C_f/(C+C_f)$. Por tanto:

$$f_2 = B \frac{C_f}{C + C_f} \quad (4.33)$$

Igualando las ecuaciones 4.31 y 4.33, se obtiene que el condensador C_f , que corresponde al límite de estabilidad es:

$$\begin{aligned} C_f &= \frac{1}{4\pi R_f B} \left(1 + \sqrt{1 + 8\pi R_f C B}\right) = \\ &= \frac{1}{4\pi 1.000 10^6} \left(1 + \sqrt{1 + 8\pi 1000 580 10^{-12} 10^6}\right) = 80,7 10^{-12} \text{F} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Cualquier condensador de un valor mayor al calculado en la expresión (4.34) logrará la compensación de fase pretendida, por tanto se elige uno normalizado de 100 pF.

La figura 4.18 muestra pues el diseño final del amplificador de transimpedancia [206], [207]. La elección del A.O. es cualquiera que cumpla las consideraciones de diseño (Fig. 4.17). En nuestro caso se ha elegido el A.O. LM358N [208].

4.2.4. Sistema de Control.

Para realizar el control de todo el piranómetro se utiliza un microcontrolador tipo PIC fabricado por Microchip Technology Inc. (Fig. 4.2), concretamente el 16F88. Este PIC pertenece a la gama media de dispositivos de Microchip, pero es más que suficiente para esta aplicación. Su encapsulado y patillaje se muestra en la Fig. 4.20, y entre sus características destacan el tener un consumo bajo, dos comparadores analógicos, una USART y un convertidor analógico-digital (ADC) de 7 canales y 10 bits.

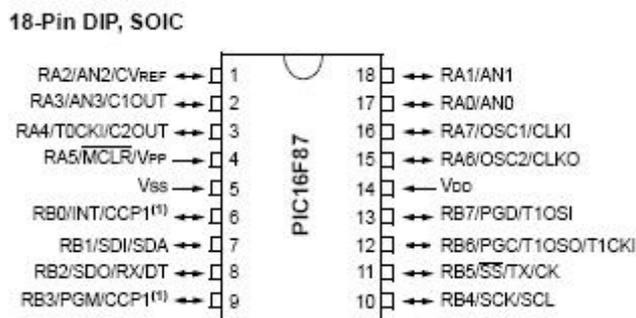


Fig. 4.20. Encapsulado y patillaje del PIC 16F88

El ADC del PIC adquiere la señal analógica acondicionada del fotodiodo y la convierte a formato digital (ver Fig. 4.2). La señal digital generada es enviada al sistema de transmisión, formado por un convertidor a bus serie RS 485 full dúplex, [168], [169], [209] el MAX3080. El PIC controla también el mantenimiento del interior del piranómetro a temperatura constante. Para ello recibe la señal de un sensor de temperatura analógico, el LM35 [210], elegido por su estabilidad y precisión, que es alojado en el interior de la carcasa del piranómetro y cuyo encapsulado y patillaje se muestra en la Fig. 4.21.

Este sensor proporciona a su salida una tensión positiva de 10 mV por grado Celsius medido (0 mV, 0 °C). Nótese en la Fig. 4.2 que a la entrada de alimentación de todos los circuitos integrados se conecta un condensador de desacoplo de 100 nF cuya misión es filtrar el ruido en la línea de alimentación.



Fig. 4.21. Encapsulado y patillaje del sensor de temperatura LM35

En función de la temperatura medida, el PIC ejecutará la orden de activar los calentadores o no. Esta temperatura puede ser ajustada por el propio usuario desde un PC conectado al piranómetro. Para ello, el sistema dispone de un Instrumento Virtual (IV) (Fig. 4.22) para su monitorización y control. La temperatura interna ha de ser ajustada en función de las condiciones climáticas de la zona donde vaya a ser usado el piranómetro. En concreto, en la zona donde se han realizado las pruebas, la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Huelva (37° 12' 02.70"N, 6° 55' 10.19"W, elev. 19 m), la temperatura ha sido ajustada a 40° C. De esta forma para mantener la temperatura constante en el interior del piranómetro, sólo hay que calentar,

nunca enfriar, para lo cual no está preparado. Por último, el PIC controla también la desconexión, de forma automática, de los calefactores cuando no hay luz, con objeto de evitar un consumo innecesario, ya que el piranómetro está fuera de uso por debajo de un nivel de radiación luminosa mínimo, el cual puede ser fijado por el usuario mediante el IV.

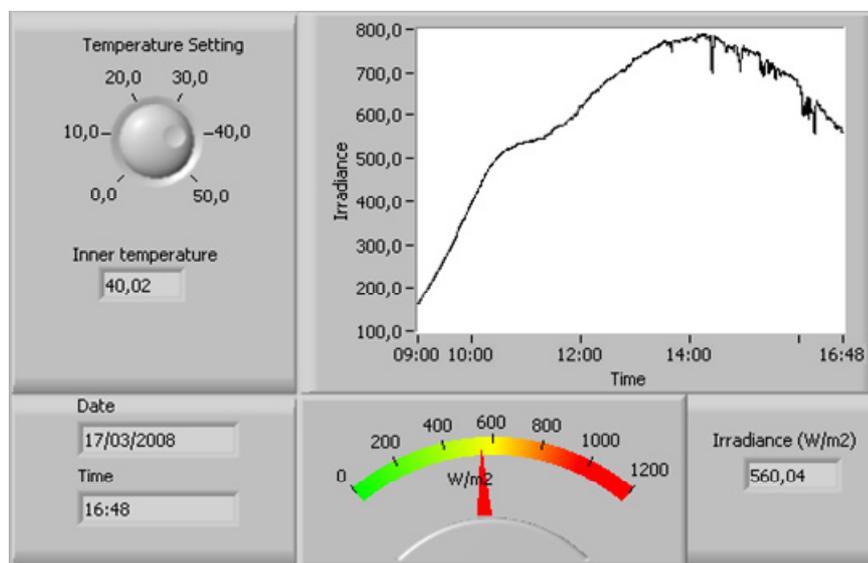


Fig. 4.22. Instrumento virtual (IV) realizado para el control del piranómetro

4.2.5. Sistema de Transmisión/Recepción.

La transmisión de información bidireccional entre el piranómetro y el sistema de instrumentación conectado a él que se utilice (por lo general un PC, estación meteorológica o similar), se realiza en formato digital estándar serie RS-485 full-dúplex [209]. Se utiliza este formato serie frente a otros, porque permite conexiones entre los dispositivos de bastante extensión (hasta 1Km sin uso de repetidores de señal), es robusto y muy inmune al ruido [168]. El control de las comunicaciones se realiza mediante el CI MAX3080. Se ha elegido este CI porque es totalmente programable y permite configurar por software todos los parámetros de la comunicación: velocidad de transmisión, paridad, número de bits, *full o half dúplex*, etc.

En cuanto al cableado se han seguido las especificaciones TIA/EIA-485-A [169], ya que la normativa TIA/EIA-485-A no especifica de forma determinante las características del cable que ha de utilizarse en las redes RS-485, ni cómo ha de realizarse el cableado.

El número total de hilos para la conexión del piranómetro desarrollado es 8. Esto es, 4 para la transmisión de datos y señales de control, 3 para la alimentación y 1 para la masa del sistema. El cable utilizado es apantallado, tipo Categoría 5, con las correspondientes resistencias de terminación para adaptar su impedancia cable a los 120Ω necesarios.

4.2.6. Sistema de Termostatización.

Su misión es la de mantener constante en todo momento la temperatura en el interior del piranómetro. En función de la temperatura de consigna fijada por el usuario, el sistema de control envía una señal al sistema de termostatización para activar los calentadores hasta que se alcance dicha temperatura. Los calentadores son esterillas de calentamiento (resistencias en forma circular) que funcionan a 12 V con un consumo de corriente aproximado de 400 mA. Lógicamente, la señal de control del PIC no se aplica directamente a los calentadores, sino a una etapa electrónica de potencia, formada por los transistores BD137 y TIP 111 (Fig. 4.2). El consumo total de potencia del dispositivo es función de la temperatura exterior. No obstante, el sistema está muy optimizado, ya que el cuerpo del piranómetro, realizado en polietileno de 10 mm de espesor, funciona como un excelente aislante térmico. Desde el software de control del piranómetro el usuario puede seleccionar el nivel de irradiancia mínimo para que el sistema funcione. Esto permite que por ejemplo el piranómetro deje de funcionar de forma automática por la noche y comience a funcionar, de forma automática también, por el día. Esta utilidad permite una optimización del consumo energético.

4.2.7. Software desarrollado.

El software de instrumentación y control se he implementado mediante LabVIEW™, desarrollando un IV (ver Fig. 4.22) mediante este lenguaje gráfico, propietario de National Instruments. Se ha elegido LabVIEW™ porque su uso está muy extendido en instrumentación y control, es un software muy potente y, además, reduce mucho los tiempos de desarrollo de aplicaciones. La programación del microcontrolador PIC se ha realizado en lenguaje C, para lo cual ha sido preciso utilizar un compilador, en concreto el PCW de la firma comercial CCS Inc. El compilador viene integrado en un entorno de desarrollo integrado (IDE) que permite desarrollar todas y cada una de las fases que compone un proyecto de software, desde la edición hasta la compilación, pasando por la depuración de errores. Para la programación del PIC, este compilador, igual que otros, traduce el código C del archivo fuente (.C) a lenguaje máquina para los microcontroladores PIC, generando así un archivo en formato hexadecimal (.HEX).

4.3. Procedimiento experimental. Resultados y discusión.

4.3.1. Calibración.

Después de la construcción del piranómetro según las especificaciones y metodología descritas, el paso siguiente fue su calibración [189], [197], [211], [212], [213]. Con objeto de realizar comparaciones reales del efecto que producía los cambios de la temperatura ambiente en la respuesta del piranómetro, se construyeron dos piranómetros idénticos (igual geometría, sensor, difusor y electrónica) con una única diferencia: uno tenía su temperatura interior regulada y el otro no.

El proceso de calibración a la intemperie de los dos piranómetros construidos se realizó siguiendo la norma ISO 9847 [214], por comparación con un piranómetro patrón (PP), concretamente el CM21 de kipp&Zonen, que pertenece a la *secondary standard class*. La mejor de los piranómetros según el estándar ISO 9060 [215], que es el adoptado por la *World Meteorological Organisation* (WMO). Este estándar distingue tres grupos o clases en los piranómetros. El mejor es el que confusamente se denomina *secondary standard class*, el segundo en calidad es el denominado *first class* y el último, el de peor calidad es *second class*.

La Fig. 4.23 muestra los dos piranómetros construidos junto al PP durante el proceso de calibración en el exterior de nuestros laboratorios (37° 12' 02.70"N, 6° 55' 10.19"W, elev. 19 m). Los tres piranómetros estuvieron tomando medidas de irradiancia durante los años 2007 y 2008, con objeto de probar todos los ángulos e intensidad de la radiación solar. Las medidas se realizaban cada 10 s y eran promediadas cada minuto.

Para la toma de datos del piranómetro patrón CM21, se ha utilizado, al igual que para los sensores de temperatura (Pt 100) del capítulo 3, un sistema de adquisición de datos (SAD) NIST Traceable de National InstrumentsTM, concretamente el FP-1001. El FP-1001 funciona directamente en bus RS-485 y su hardware es configurable por el usuario. Es un producto *custom*, al cual se le pueden añadir todas las entradas y salidas tanto analógicas como digitales que se deseen, acondicionadores para Pt100, termopares, entradas 4-20 mA, galgas, etc.

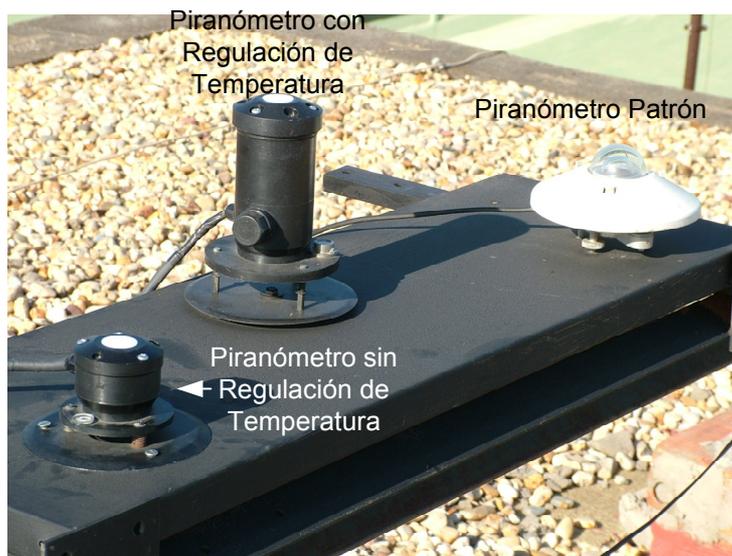


Fig. 4.23. Ubicación de los piranómetros construidos para su calibración respecto del piranómetro patrón

La señal que proviene del piranómetro CM21 llega hasta el SAD en forma de corriente, ya que por la longitud del cable entre el piranómetro y el SAD (más de 35 m), se optó por adquirir a la misma empresa que comercializa el PP un convertidor de precisión 4-20 mA calibrado específicamente para este piranómetro.

El convertidor I/V utilizado es el CT 24 [216], también de Kipp&ZonenTM. Es un convertidor de precisión de 4-20 mA protegido contra polaridades inversas y apto para ser usado en exteriores, con un grado de protección IP65.

La salida puede ajustarse en corriente (4-20 mA) o en tensión (2-10V). Para realizar el experimento de calibración con la mejor garantía y fiabilidad para la adquisición del CT 24, se envió al fabricante la hoja de calibración del CM 21, así como su número de serie, de forma que el dispositivo nos fue entregado calibrado desde fábrica para trabajar conectado con el piranómetro.

En la Fig. 4.24 se muestra el esquema de conexionado del piranómetro patrón CM21 y su circuito de acondicionamiento CT 24.

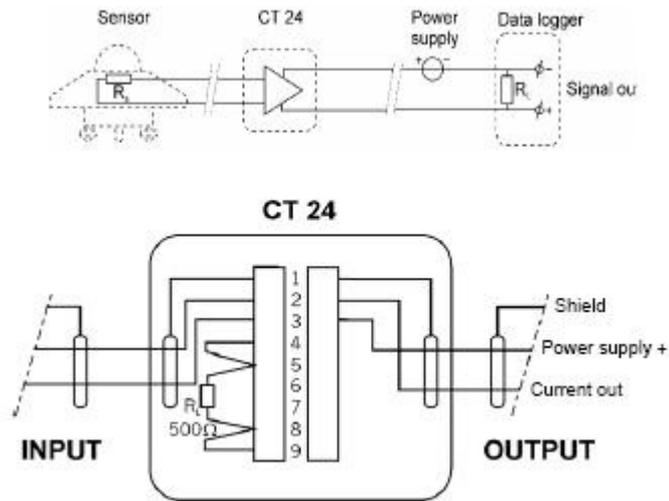
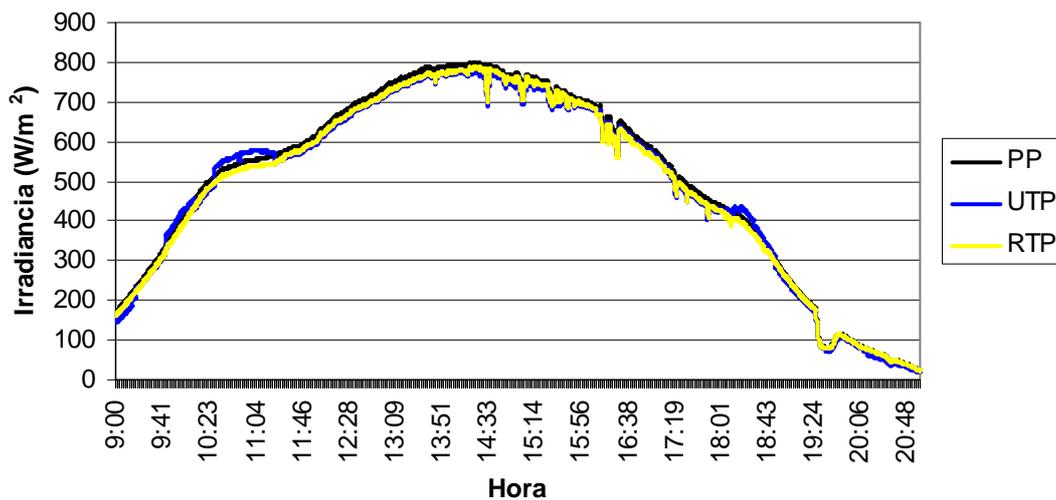


Fig. 4.24. Diagrama de conexonado del convertidor I/V CT24 de Kipp&Zonen

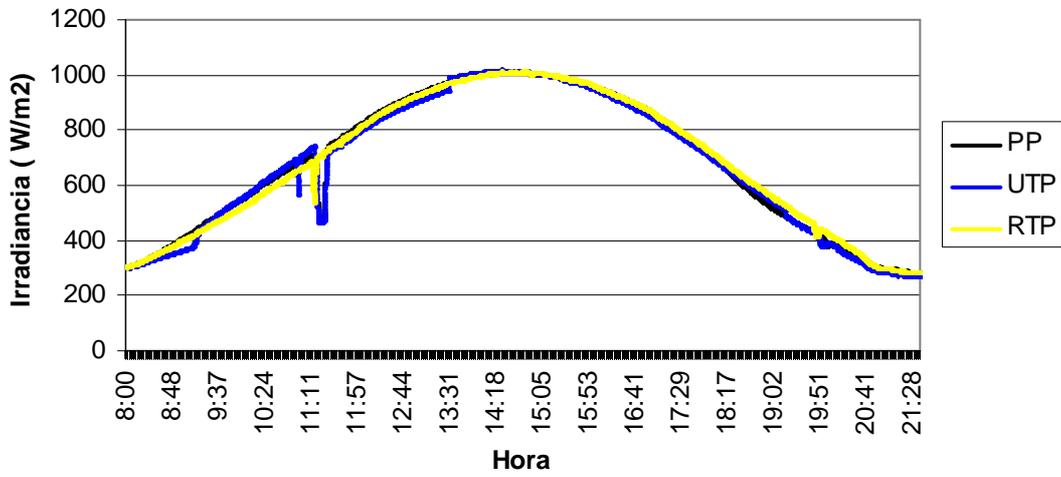
Con objeto de controlar la experimentación, hacer la recogida de datos y elaborar comparativas, se desarrolló un instrumento virtual en LabVIEW para monitorizar el piranómetro patrón y los dos piranómetros sometidos a ensayo. A continuación se muestran, a modo de ejemplo (Figs. 4.25.a-d), las medidas obtenidas en cuatro días dispersos a lo largo de 2008. PP es el Piranómetro Patrón, UTP es el piranómetro sin regulación interna de temperatura y RTP el piranómetro con regulación interna de temperatura.

3 de mayo de 2008



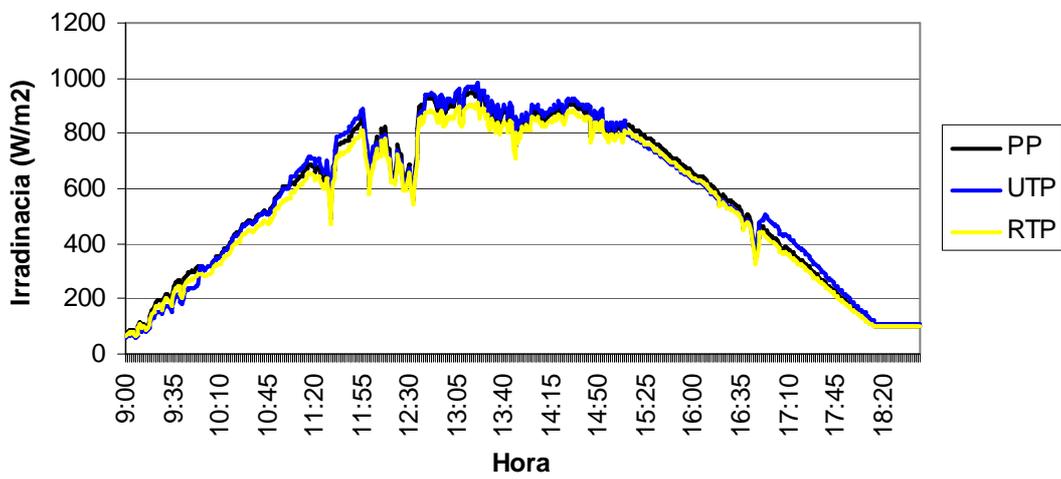
4.25.a

6 de agosto de 2008

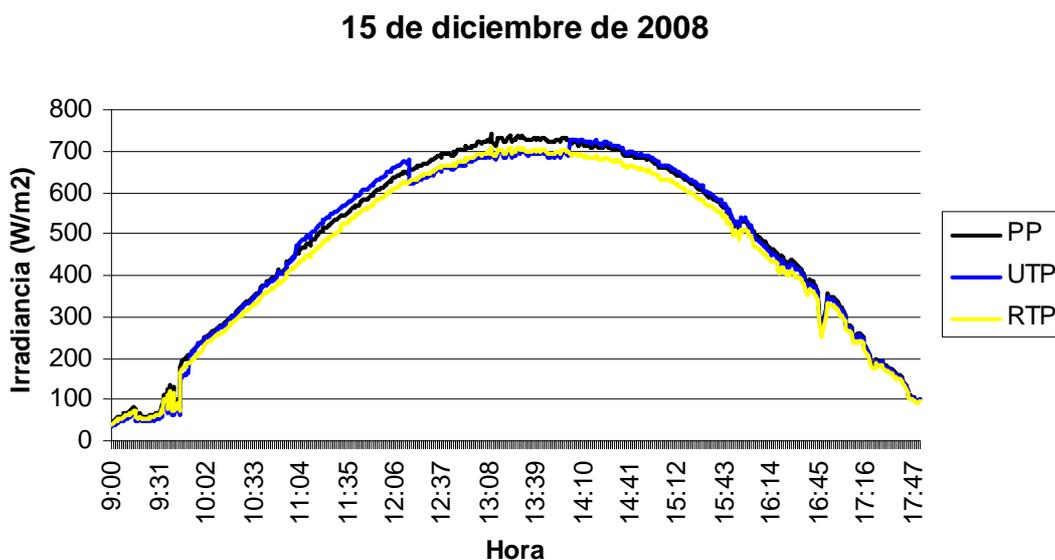


4.25.b

20 de octubre de 2008



4.25.c

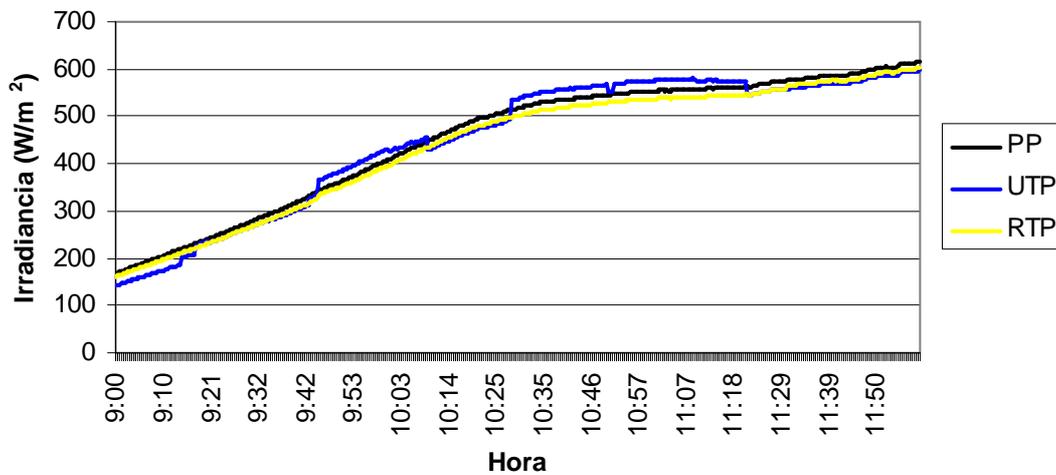


4.25.d

Fig. 4.25. Medidas de irradiancia de los tres piranómetros (PP es el piranómetro patrón, UTP es el piranómetro sin regulación de la temperatura interna y RTP el piranómetro con regulación de la temperatura interna en cuatro días dispersos de 2008.

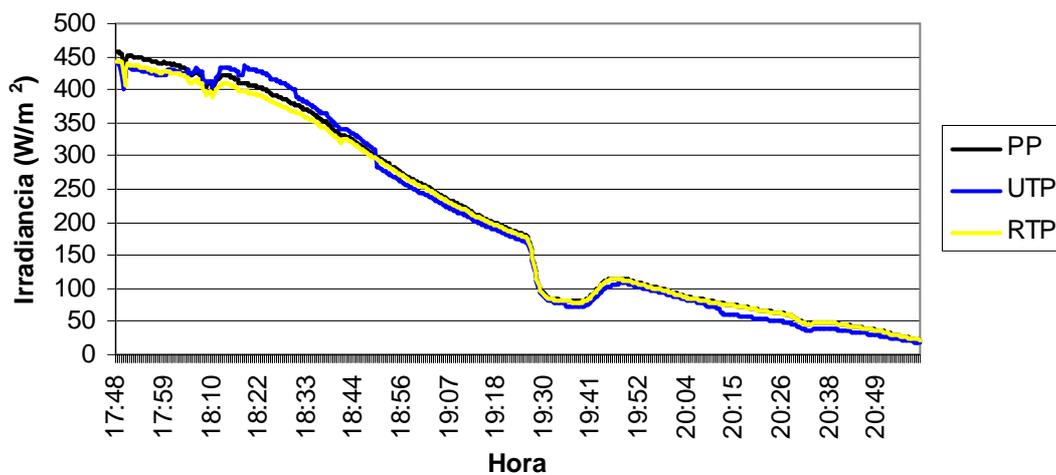
Observando las figuras 4.25.a-d se aprecia como el RTP sigue a cualquier hora del día de forma fiel la curva del PP. Nótese como en horas centrales del día, cuando la temperatura ambiente es sensiblemente constante, los RTP y UTP muestran un comportamiento bastante parejo, sin embargo, a primeras y últimas horas del día, el UTP es mucho más sensible a los cambios de la temperatura ambiente. Esto se puede apreciar con más detalle en las Fig. 4.26.a, b, donde se ha realizado una ampliación, para las primeras y últimas horas del día respectivamente, de la Fig. 4.25.a, correspondiente a la curva del día 3 de mayo de 2008. Nótese en la figura 4.26 (a) cómo en las primeras horas del día el UTP no es capaz de seguir la curva del PP. En las últimas horas del día (Fig. 4.26.b), el UTP, aunque tiene un comportamiento peor que el RTP, la desviación de su medida no es tan acusada como en las primeras horas del día. Esto se debe a que la carcasa del piranómetro acumula el calor del día y, por tanto, al ir declinando el sol, lo hace más insensible a los cambios de temperatura ambiente.

3 de mayo de 2008



4.26.a

3 de mayo de 2008



4.26.b

Fig. 4.26. Detalle de las medidas de irradiancia del día 3 de mayo de 2008. En ella se puede observar el peor comportamiento del UTP frente al RTP.

Promediado a lo largo del año, el error absoluto, respecto del piranómetro patrón, es del 2,31% para el UTP y del 1,54% para el RTP. No obstante lo anterior, el UTP tiene una respuesta bastante aceptable, y al menos en ubicaciones geográficas similares a las de esta investigación, es una opción seria y aún más económica, para aplicaciones no excesivamente exigentes.

4.3.2. Determinación del RSR (*Relative Spectral Response*).

Para medir la respuesta espectral del piranómetro desarrollado (el modelo RTP), fue sometido a ensayo en el laboratorio de calibración que posee el INTA en sus instalaciones de El Arenosillo (Mazagón, Huelva) (Fig. 4.27). El equipo de calibración consiste en un doble monocromador, modelo Geminis 180 de Jobin YvonTM, el cual lleva acoplada una fuente de luz mediante lámpara xenón de 450 W. Este dispositivo cuenta con tres rendijas cuya apertura se coloca de forma que a su salida haya luz monocromática de 2 nm Fwhm (*Full width at half maximum*). A la salida del doble monocromador se coloca una esfera integrante con dos salidas. En una se coloca un fotodiodo calibrado por el WRC (*World Radiation Center*) y en la otra se coloca el piranómetro a caracterizar. Se efectúa un barrido en todo el rango comprendido entre 300 y 750 nm en pasos de 2 nm. De esta forma se determinó la RSR del piranómetro desarrollado, utilizando como patrón el fotodiodo calibrado por el WRC, tal como se observa en la Fig. 4.25.

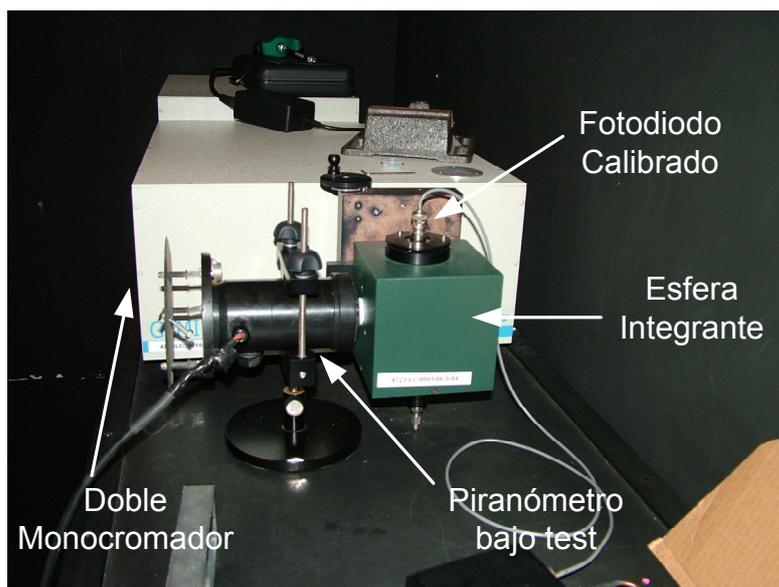


Fig. 4.27. Fotografía del ensayo realizado para la determinación del RSR (*Relative Spectral Response*) en el laboratorio de calibración del INTA en Huelva.

En la Fig. 4.28 se muestran los resultados obtenidos. Nótese que la respuesta espectral del piranómetro está entre 300 y 750 nm aproximadamente. Aunque la respuesta máxima se obtiene alrededor de los 500 nm, la curva de respuesta del piranómetro es sensiblemente plana ($\pm 0,15$ mV sobre 0,01105 V, esto es, $\pm 1,36\%$) en todo el rango de luz visible (400 a 700 nm aprox.).

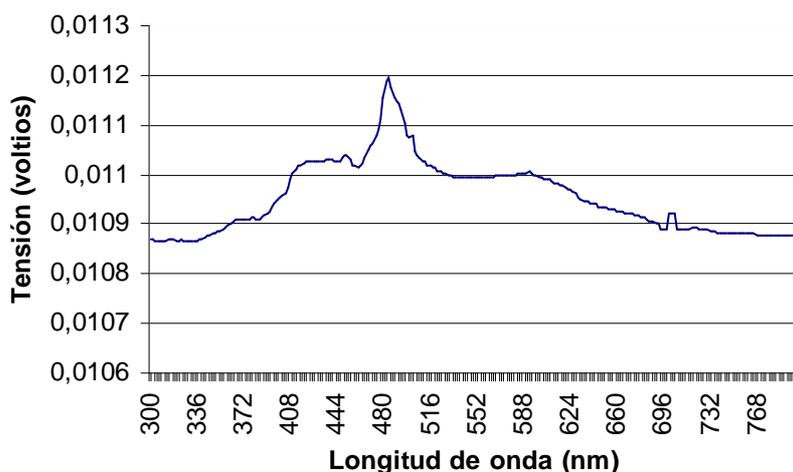


Fig. 4.28. Curva de la respuesta espectral obtenida en el laboratorio de calibración del INTA para el piranómetro RTPdesarrollado.

4.3.3. Cálculo del error coseno.

Para calcular el error coseno del piranómetro [178], [180], se sometió el dispositivo nuevamente a ensayos en el laboratorio de calibración ya citado del INTA. El procedimiento de medición en el laboratorio consiste en rotar el piranómetro a una distancia constante de una lámpara calibrada, de forma que la distancia entre la lámpara y el fotodiodo sea tal que el filamento pueda considerarse como una fuente puntual, de modo que no se introduzca error en la calibración. El montaje utilizado es el fotografiado en la Fig. 4.29. En ella se puede observar la lámpara en la parte superior y el piranómetro sometido a calibración, montado sobre un brazo robótico articulado que permite girarlo con una elevada exactitud, entre $\pm 90^\circ$ (este sistema automatizado también es fruto de esta tesis y se explica con más detalle en el capítulo 5). Es importante garantizar que la lámpara esté perpendicular al sensor del piranómetro cuando el ángulo de incidencia es cero sobre el sistema de rotación, ya que de no ser así se pueden provocar falsos resultados a ángulos mayores. Para realizar esta alineación se utiliza un láser. El sistema automático realiza una primera medición a 0° y comienza a girar de grado en grado tomando mediciones desde -90° hasta $+90^\circ$. Los resultados de la respuesta coseno medida se muestran en la Fig.4.30. La figura muestra la respuesta coseno medida del RTP. La obtenida para el UTP es análoga si se aísla el efecto de variación de la temperatura, esto es, si se mantiene la temperatura del UTP constante durante el experimento.

La curva de la Fig. 4.30 representa las curvas de la irradiancia ideal y la irradiancia real medida del piranómetro RTP, ambas en función del ángulo de incidencia de la radiación sobre la vertical.

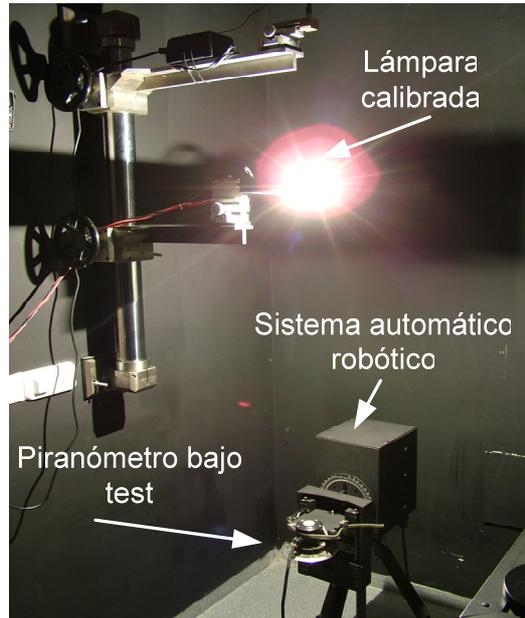


Fig. 4.29. Fotografía del test realizado en el laboratorio de calibración del INTA para calcular el error coseno del piranómetro.

Puesto que la respuesta ideal del piranómetro ha de ser análoga al coseno del ángulo de incidencia de la radiación, cuando ésta es perpendicular a la superficie del sensor (sol en el cenit), la respuesta ha de ser máxima (100%). La respuesta ha de ser del 50% cuando el ángulo de incidencia sea de 60° y nula cuando el sol esté en el horizonte (ángulo de incidencia de 90°).

Curva de la Respuesta Coseno del RTP

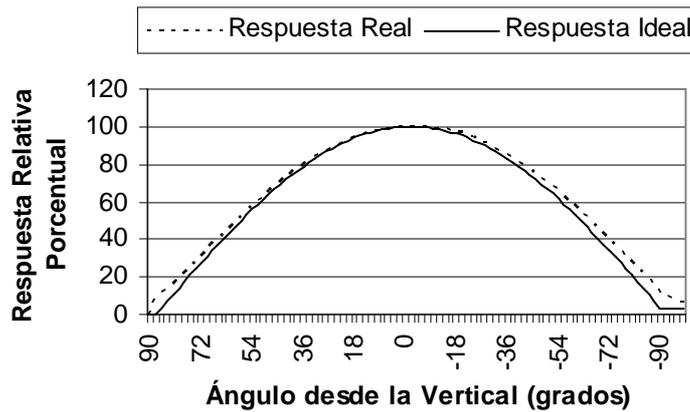


Fig. 4.30. Curvas de la irradiancia ideal y la irradiancia real medida del piranómetro RTP, ambas en función del ángulo de incidencia

A partir de los datos obtenidos del test de calibración, el error coseno [177], δ_{cos} , se calcula mediante la ecuación (4.35).

$$\delta_{\cos} = \frac{\frac{(U(z)+U(-z)) - zero(z)}{2}}{\left[\frac{U(0^\circ)+U(0^\circ)}{2} - zero(z) \right] \cos(z)} - 100 \quad (4.35)$$

Siendo $U(0^\circ)$ la tensión de salida del piranómetro para un ángulo de incidencia normal al plano, $U(z)$ la tensión de salida del piranómetro para un ángulo (z), y $zero(z)$ la señal de oscuridad para un ángulo (z).

Los datos obtenidos muestran que la desviación de la respuesta ideal es menor del 2% entre 0 y $\pm 75^\circ$ y menor del 3% entre ± 75 y $\pm 85^\circ$. Si se tiene en cuenta que el fabricante [177] proporciona para el PP (CM21) una desviación sobre la respuesta ideal del +/- 2 % a 60° y del +/- 6 % a 80° , se puede calificar la respuesta coseno del piranómetro desarrollado como excelente.

4.4. Conclusiones.

En este capítulo se ha presentado el diseño, construcción, calibración y testeo de un piranómetro para el espectro visible basado en fotodiodo. Las pruebas realizadas con el dispositivo desarrollado muestran que puede competir con éxito con los piranómetros disponibles comercialmente de la gama más alta, y todo ello a un precio mucho menor y con unas prestaciones adicionales de conectividad, medida, programación y manejo remotos. El nuevo piranómetro desarrollado puede ser usado en cualquier instalación donde sea precisa la medida fiable de la irradiancia solar, más aún en aquellas donde el coste sea un factor decisivo en la elección del piranómetro. El nuevo piranómetro que se presenta en este capítulo reúne unas cualidades que en conjunto le hacen ser una alternativa muy competitiva a lo que actualmente ofrece el mercado. Estas cualidades son: 1) Excelente respuesta coseno. 2) Insensibilidad de la medida a las variaciones de temperatura ambiente. 3) Incorporación en el mismo dispositivo de toda la electrónica necesaria, tanto la de acondicionamiento como la de control y comunicaciones, lo cual minimiza el ruido y la necesidad de electrónica auxiliar. 4) Permite conexión directa a un sistema de instrumentación estándar. 5) Está dotado de un instrumento virtual (VI) específicamente diseñado que permite, desde un PC, adquirir y almacenar las medidas en diferentes formatos, configurar los parámetros del piranómetro (temperatura interna, comunicaciones, etc.), efectuar reprogramaciones, controlar el piranómetro desde INTERNET, etc.

6) Las características de conexión que posee el piranómetro desarrollado son notables, tanto por la calidad de la misma (facilidad, robustez, inmunidad al ruido, etc.) como por el ahorro de costes que supone el no tener que transmitir y acondicionar señales analógicas fuera del dispositivo. 7) Incorpora un depósito de sales higroscópicas que evita las condensaciones internas debidas a la temperatura y estanqueidad del dispositivo, las cuales podrían degradar su circuitería electrónica y empañar la lente del fotodiodo sensor. 8) El coste es decenas de veces más barato que un piranómetro de calidad similar (incluyendo toda la circuitería de acondicionamiento y transmisión de señal) basado en termopila. Como se ha mostrado en el trabajo, se ha desarrollado, fabricado y probado una versión no regulada térmicamente, la cual es aún más barata a la vez que idónea para aplicaciones no excesivamente exigentes de muy bajo coste. El coste del RTP, teniendo en cuenta los materiales, mano de obra y beneficio industrial, ronda aprox. los 70 euros, y el del UTP los 55.

Capítulo 5

Capítulo 5. Sistema robótico para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos.

En este capítulo se presenta el diseño, construcción y testeo de un sistema automático para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos.

El sistema está constituido por un brazo robótico¹⁵ que sujeta el radiómetro bajo ensayo, que es iluminado por una lámpara calibrada. El sistema se completa con un sistema de adquisición de datos (SAD) de precisión y un PC que actúa de controlador.

El brazo robótico puede girar desde +90° hasta -90° (respecto de la vertical al plano del suelo), obteniéndose de forma automática todas las medidas de radiación incidente del radiómetro sometido a ensayo. El instrumento virtual (IV) diseñado controla todo el proceso de funcionamiento del sistema, tanto de adquisición de las medidas de los radiómetros ensayados,

¹⁵ Se denomina así porque posee una pinza que sujeta y es capaz de mover con gran precisión al radiómetro bajo ensayo, aunque ciertamente no guarda ningún símil con la forma de un brazo humano

como de las obtenidas en función del error coseno del radiómetro, el cual se calcula a partir de las medidas mediante el procedimiento desarrollado en la sección 5.2. En el PC se ejecuta un IV desarrollado específicamente para este sistema. Mediante el posicionador angular digital diseñado se obtiene una resolución de 1/60 grados, lo que garantiza una precisión muy superior a la utilizada hasta ahora en este tipo de aplicaciones. La precisión se mantiene para cualquier ángulo en el recorrido de $\pm 90^\circ$.

El sistema que se describe en este capítulo ha sido diseñado y construido bajo petición del laboratorio de medición y calibración de instrumentos radiométricos del INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) en su sede de El Arenosillo en Mazagón, Huelva. Hasta la puesta en servicio en Septiembre de 2007 del equipo desarrollado, el proceso de medida y calibración de instrumentos radiométricos se hacía de forma manual, con la consiguiente introducción de errores debido a la manipulación humana.

Los resultados obtenidos con el sistema desarrollado han mejorado de forma notable el procedimiento y resultados de ensayo: mayor fiabilidad, resolución y precisión, rapidez para determinar la respuesta angular del instrumento y capacidad de inmunizar el ruido electromagnético y lumínico de los experimentos, ya que al ser automático, se realiza en una sala oscura sin presencia humana.

La organización del capítulo se lleva a cabo del modo siguiente. En la primera parte se realiza un recorrido del estado del arte en este tipo de ensayos. Además, se abordan los conceptos fundamentales empleados a lo largo del capítulo. En el apartado 2 se expone la metodología formal utilizada para calcular el error coseno, argumentando las expresiones manejadas para llevar a cabo dichos cálculos. En el apartado 3 se realiza una descripción detallada de todo el sistema, desde un nivel global de bloques hasta cada uno de los elementos que conforman todo el sistema, tanto hardware como software. En la sección 4 se describe el procedimiento operativo para medir y calibrar radiómetros con el sistema desarrollado. En el apartado 5 se detallan los resultados experimentales y el capítulo termina con las conclusiones que se aportan en la sección 6.

5.1. Introducción.

La medida de la radiación solar se realiza fundamentalmente mediante radiómetros denominados piranómetros¹⁶ [217], los cuales miden la irradiancia solar (potencia incidente por unidad de superficie, W/m^2). Los más utilizados son aquellos que realizan mediciones dentro del

¹⁶ En general, para la medida de irradiancia solar un radiómetro y un piranómetro de banda ancha pueden considerarse sinónimos. Sin embargo, el concepto de radiómetro es más utilizado cuando se pretende medir intensidad de energía incidente en la banda del infrarrojo.

espectro de radiación visible [218] y del ultravioleta¹⁷ (UV). Para la medida de la irradiancia solar, la óptica de entrada del radiómetro debe tener una buena respuesta angular, también denominada respuesta coseno [178], [180], o respuesta según la Ley de Lambert¹⁸.

La irradiancia (G) medida por un radiómetro ideal, para un ángulo cenital solar θ , es el producto de la irradiancia medida en la vertical G_0 por el coseno de dicho ángulo.

$$G = G_0 \cos \theta \quad (5.1)$$

La respuesta angular de los instrumentos reales se desvía de la relación anterior, tendiendo la mayoría a subestimar la irradiancia solar verdadera. Este hecho es lo que se denomina error coseno¹⁹ [183], [197]. El error coseno de un instrumento se define como la desviación entre la respuesta angular real del equipo y la respuesta angular ideal [221] dada en la Ecuación (5.1).

El error coseno representa una de las principales causas de incertidumbre en las medidas de un instrumento radiométrico [179]. La magnitud de este error varía desde las unidades hasta varias decenas porcentuales dependiendo del ángulo de incidencia [222], lo que genera dificultades en la comparación de datos proporcionados por instrumentos localizados en distintos emplazamientos [223]. De ahí la importancia que tiene la realización de campañas de intercomparación de instrumentos radiométricos en laboratorios homologados a nivel internacional.

La irradiancia global que mide un radiómetro es la suma de la irradiancia directa más la difusa²⁰ y ambas, cuando son medidas, presentan error coseno. Hay varios métodos para el análisis del error coseno de la medida de un radiómetro, como por ejemplo la medida de la irradiancia directa y global, o bien difusa y global, a la vez o inmediatamente después, siempre

¹⁷ Si bien el espectro de radiación solar se extiende entre 300 y 2.800nm, es desde el ultravioleta hasta el final del espectro visible (300 - 800 nm) donde se concentra la mayor parte de la energía luminosa proveniente del Sol.

¹⁸ Johann Heinrich Lambert (26/08/1728 – 25/09/1777), fue un matemático, físico, astrónomo y filósofo alemán de origen francés. Nació en Mülhausen (ahora Mulhouse, Alsacia, Francia) y murió en Berlín. La ley de Lambert establece que la iluminación producida sobre una superficie por una fuente luminosa puntual, es proporcional al coseno del ángulo de incidencia. Esta ley también se conoce como ley del coseno. Según ella, la respuesta máxima del radiómetro ha de obtenerse cuando la radiación solar es perpendicular a la superficie sensora del radiómetro (sol en el zenit), y la mínima cuando el Sol esté en el horizonte (ángulo de incidencia de la radiación solar igual a 90°). Para otro ángulo la respuesta del instrumento ha de seguir la función coseno; así por ejemplo, para una radiación incidente de 60°, la respuesta ha de ser la mitad de la máxima.

¹⁹ En general, el error coseno afecta a cualquier instrumento que deba medir radiación solar incidente: radiómetro, piranómetro, espectroradiómetro (medida de radiancia espectral), ciertos tipos de espectrofotómetros, etc. Para englobarlos todos bajo una misma denominación, se hablará de instrumentos radiométricos.

²⁰ Originada por los efectos de dispersión de los componentes de la atmósfera, incluidas las nubes.

y cuando las condiciones atmosféricas se hayan mantenido estables a lo largo de ambas medidas. Por lo general, sólo se dispone de medidas de irradiancia global del equipo que se desea calibrar. La metodología que se va a utilizar en este trabajo es la presentada en [179] y en [224], la cual se detalla en la sección 5.2.

Otro método de medir el error coseno de un instrumento radiométrico es el presentado en [225], en el que para estudiar la respuesta angular de un espectroradiómetro Brewer²¹, se utilizan las medidas de dos instrumentos de medida de banda ancha, uno para medir irradiancia global y otro difusa. También destacan los trabajos presentados en [226] y [227].

La respuesta angular del instrumento de medida afecta principalmente a la componente directa de la radiación global. La radiación difusa es menos afectada debido principalmente a dos factores: (1) la radiación difusa generada en ángulos cercanos al horizonte es una pequeña porción de la radiación difusa total medida, (2) en la zona UV esta radiación es aún más pequeña como consecuencia del aumento de la absorción por parte del ozono debido al mayor camino óptico. En la mayoría de los piranómetros de banda ancha y espectroradiómetros, el error coseno empieza a ser importante conforme el ángulo cenital es elevado [188], [189].

El error coseno puede ser reducido mediante diferentes procedimientos físicos y/o mecánicos. Para ello se necesita conocer con exactitud la respuesta angular del instrumento, lo cual permite caracterizarlo analíticamente [228]. Para determinar la respuesta angular de un instrumento radiométrico, se deben realizar diferentes ensayos, tanto en el laboratorio como en campo [229], [230].

Actualmente, el proceso de caracterización de la respuesta angular en instrumentos radiométricos se suele realizar de forma manual. El sistema que se presenta en este trabajo es un instrumento robótico automático que permite realizar la medida y calibración de instrumentos radiométricos sin manipulación humana. El sistema desarrollado está funcionando desde septiembre de 2007 en el laboratorio de ensayos y caracterización de instrumentos radiométricos del INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial de España) en su sede de El Arenosillo (Mazagón - Huelva, Spain). El sistema desarrollado fue probado por primera vez con éxito en una campaña internacional de intercomparación en 2007 para la medida y calibración de 22 instrumentos radiométricos de distintos países [20]. Los resultados obtenidos con el sistema desarrollado han sido muy superiores a los que se obtenían hasta ahora en el INTA, donde los ensayos se realizaban de forma manual. El equipo desarrollado ha producido mejoras tanto en fiabilidad, resolución y precisión de la medida, como en rapidez para determinar la respuesta angular del radiómetro bajo ensayo.

²¹ Realiza la medida del contenido total de ozono y la irradiancia solar ultravioleta.

También ha habido una mejora notable en la capacidad para inmunizar el ruido electromagnético y lumínico de los experimentos, ya que al ser el sistema desarrollado automático, el test al radiómetro bajo ensayo se realiza en una cámara oscura sin presencia ni manipulación humana. El sistema desarrollado en este trabajo ha sido registrado en la Oficina Española de Patentes y Marcas con el número P200800223, PCT/ES2009/000042 y nº de publicación internacional WO/2009/095515.

5.2. Metodología utilizada para la corrección coseno

Son varios los métodos que se utilizan para calcular el valor del error coseno en los dispositivos radiométricos. Algunos fabricantes utilizan expresiones como las encontradas en [177]. No obstante, en los centros de investigación y calibración, se suele utilizar el procedimiento (o variantes de él) que se explica a continuación.

La medida de la irradiancia obtenida por un radiómetro debería seguir la respuesta esperada según la *Ley del coseno*. La irradiancia global es la suma de la irradiancia directa más la difusa [232]. Ambas presentan un error coseno que afecta al total en mayor o menor medida, dependiendo fundamentalmente del ángulo cenital. Estas desviaciones provocan errores que no son sólo debidos a la posición del sol, sino a la cantidad de radiación directa y difusa que llega hasta la superficie de la tierra. La función de corrección coseno que se usa para corregir esas desviaciones se calcula mediante la siguiente expresión:

$$COSCOR(\theta) = \frac{1}{f_b(\theta) \cdot r(\theta) + f_d \cdot (1 - r(\theta))} \quad (5.2)$$

Donde $f_b(\theta)$ y f_d son los factores de corrección de la radiación solar directa [233] y difusa [188] respectivamente, y $r(\theta)$ es la relación entre la radiación directa y la irradiancia global efectiva. De esta forma, $r(\theta)$ y $1-r(\theta)$ representan, respectivamente, las proporciones de las componentes directa y difusa que componen la irradiancia global.

5.2.1. Factor de corrección angular de la radiación directa.

El factor de corrección angular de la componente de radiación directa $f_b(\theta)$ se obtiene mediante un procedimiento de calibración en el laboratorio [234], [235]. Dicho procedimiento consiste en rotar una lámpara a una distancia constante del centro del sensor del radiómetro. La distancia entre la lámpara y el sensor debe de ser tal que el filamento pueda considerarse como una fuente puntual, de modo que no se introduzca error en la calibración.

Este procedimiento de corrección angular es el que se ha automatizado totalmente y se describe en este capítulo, pero en lugar de hacer rotar una lámpara alrededor del instrumento a calibrar, se hace rotar el instrumento alrededor de la lámpara, que permanece inmóvil.

El factor de corrección angular de la radiación directa se obtiene aplicando la relación siguiente:

$$f_b(\theta) = \frac{U}{U(\theta=0) \cdot \cos \theta} \quad (5.3)$$

Donde U es la señal medida para el ángulo de 0° (sol en el cenit) y θ es el ángulo cenital o comprendido entre el cenit y la superficie terrestre.

5.2.2. Factor de corrección angular de la radiación difusa.

El factor de corrección de la radiación difusa se puede calcular a través del factor de corrección de la radiación directa, calculado previamente en el laboratorio. Para ello se utiliza la siguiente expresión [238]:

$$f_d = 2 \int_0^{\pi/2} f_b(\theta) \sin \theta \cos \theta d\theta \quad (5.4)$$

Para poder aplicar esta corrección es necesario asumir que la distribución de radiación difusa en el cielo celeste es isótropa, es decir, homogénea en todas las direcciones.

5.2.3. Relación entre la irradiancia global y la directa.

El último término que falta para completar la ecuación (5.2) es $r(\theta)$, la relación entre la radiación directa y la irradiancia global efectiva, que se calcula mediante la expresión:

$$r(\theta) = \frac{\int_{280nm}^{400nm} SRF(\lambda) E_b(\theta, 300DU, \lambda) d\lambda}{\int_{280nm}^{400nm} SRF(\lambda) E_g(\theta, 300DU, \lambda) d\lambda} \quad (5.5)$$

Donde $SRF(\lambda)$ es la función espectral relativa del radiómetro, $E_b(\theta, 300DU, \lambda)$ y $E_g(\theta, 300DU, \lambda)$ son la irradiancia directa y global respectivamente, calculadas por un modelo de transferencia de radiación, considerando una columna de ozono de 300 DU (Unidades Dobson). La relación $r(\theta)$ tiene que ser calculada para cada radiómetro.

Una vez que se calculan los factores de corrección para la radiación directa y difusa, así como la relación entre la directa y la global, se calcula la función de corrección del error coseno. Nótese que disponer de esta función de error para cada instrumento permite que la medida de éste sea corregida de forma automática y continua para evitarlo.

5.3. Descripción del sistema desarrollado

El diagrama de bloques del sistema desarrollado para medir y calibrar la respuesta angular de instrumentos radiométricos se muestra en la Figura 5.1. Esta figura sólo pretende ilustrar sobre los componentes principales del sistema, ya que para entender el funcionamiento mecánico y la capacidad de movimiento se aconseja consultar figuras posteriores.

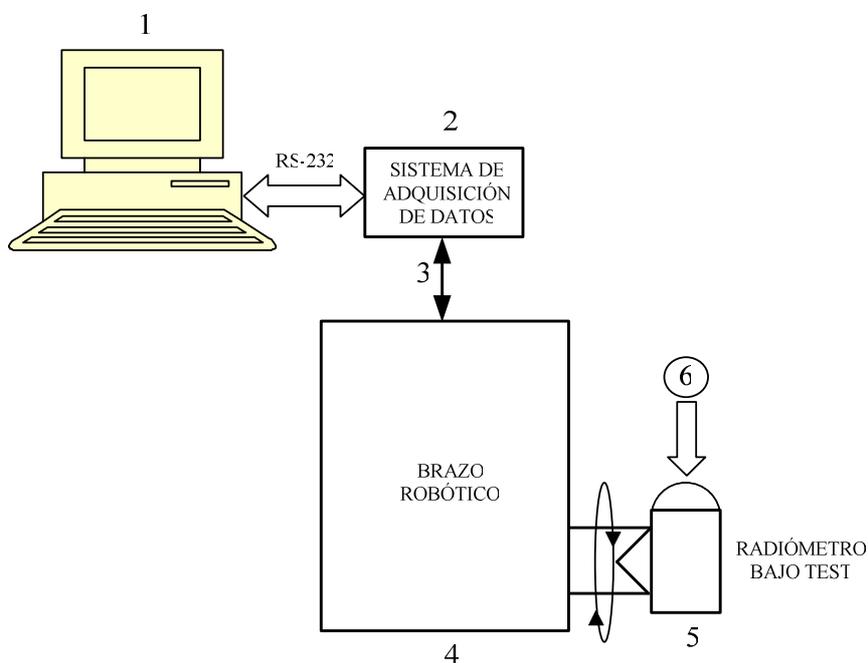


Fig. 5.1. Diagrama de bloques general del sistema desarrollado.

El sistema está constituido por un brazo robótico, (Fig. 5.1 (4)) que, mediante un soporte en forma de pinza, sujeta y mueve el radiómetro (Fig. 1 (5)) a medir y calibrar. Durante el test, el radiómetro es iluminado por una lámpara calibrada (Fig. 5.1 (6)) cuyo espectro de radiación abarca el de medida del radiómetro [203]. Con objeto de poder someter el radiómetro bajo ensayo a todo el rango de ángulos de incidencia de la lámpara calibrada, el brazo robótico puede girar desde $+90^\circ$ hasta -90° (respecto de la vertical al plano del suelo), obteniéndose de forma automática, para cada ángulo deseado, todas las medidas del radiómetro, que son recogidas y procesadas por un Sistema de Adquisición de Datos (SAD) (Fig. 5.1 (2)) de altas prestaciones, el cual hace de interface con el PC. Para esta aplicación se ha utilizado como SAD el multímetro

digital (DMM) Agilent™ modelo 34970A²² [236]. Este DMM tiene una precisión de 6½ dígitos e incorpora una tarjeta de adquisición de datos con entradas y salidas tanto analógicas como digitales. Tiene una capacidad de 600 lecturas por segundo por cada canal y una velocidad de exploración de hasta 250 canales por segundo. Las señales obtenidas son enviadas a un PC (Fig.5.1 (1)) vía comunicación serie RS-232. Las señales se almacenan y procesan en el PC para obtener los parámetros necesarios que permitan la medida del error angular y la calibración del radiómetro bajo ensayo. El PC controla también el funcionamiento de todo el sistema. Para ello se ha diseñado un instrumento virtual (IV) programado en LabVIEW™, el cual controla además el proceso de toma de medidas y procesamiento de las mismas. Las conexiones entre el DMM y el brazo robótico (Fig. 5.1 (3)) se realizan con cables blindados para evitar el acoplamiento de señales no deseadas (ruidos), ya que los niveles de tensión a la salida de los radiómetros son del orden de mV. Sin duda, el subsistema más importante del sistema desarrollado es el brazo robótico, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 5.2. A continuación se describen cada uno de sus bloques.

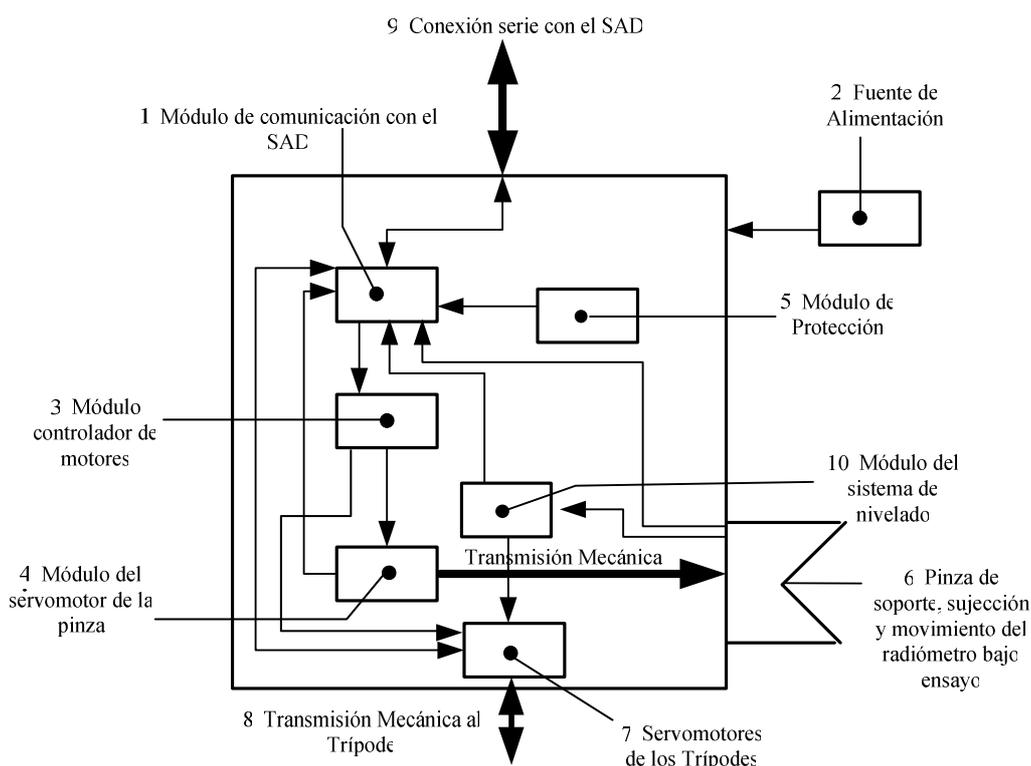


Fig. 5.2. Diagrama de bloques general del sistema desarrollado.

²² Puede parecer exagerado utilizar como SAD un DMM de estas características. Se ha hecho así por su elevada precisión, facilidad de manejo y, fundamentalmente, porque ya se disponía de él.

5.3.1. Módulo de comunicación del brazo robótico con el SAD

El módulo de comunicación con el SAD (Fig. 5.2(1)) es una tarjeta donde se agrupan todas las señales que llegan y salen del brazo robótico, las cuales proceden del SAD. A través del IV el PC envía al SAD los comandos necesarios para: (1) el posicionamiento de los motores del brazo y del nivelador del trípode (Fig. 5.3(d)). Las tensiones de consigna para el gobierno de los motores son señales analógicas de 0 V, 2,5 V y 5 V, las cuales llegan al módulo controlador de los motores del brazo (Fig. 5.2(3)). Este módulo se encarga de generar la señal PWM de control de todos los motores. (2) Encender, a través de una salida digital, el indicador luminoso (un diodo led) de engrasamiento (Fig. 5.3(e)). Este indicador informa de que el centro de giro de la pinza de sujeción del brazo robótico y el elemento sensor del radiómetro sometido a ensayo coinciden. (3) Capturar a través de una entrada analógica de tensión la señal analógica de voltaje de salida de cada radiómetro. Esta señal, que es la medida de irradiancia del radiómetro sometido a ensayo, es convertida a digital y enviada al PC para su procesamiento. (4) Recibir a través de entradas digitales posibles anomalías y señales de monitorización del funcionamiento del brazo robótico. Por su parte, el SAD envía al PC señales de: (1) Tensión de salida de cada radiómetro sometido a ensayo junto con la posición angular en la que se encuentra. (2) Todas las señales de control del estado del brazo robótico. Todas estas señales de comunicación entre el PC y el brazo robótico son transmitidas mediante un cable multipolar blindado de 6 conductores (Figura 5.2(9)).

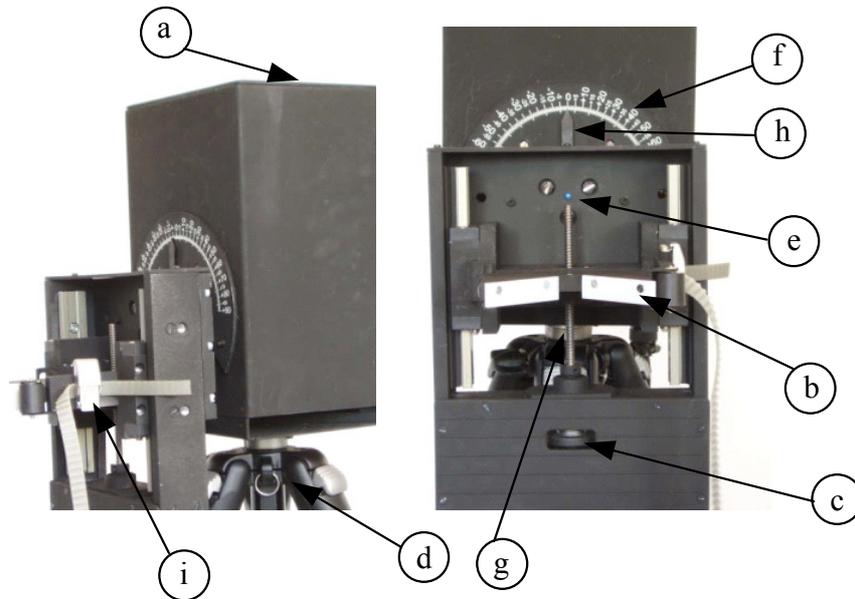


Fig. 5.3. Vista frontal y de perfil del brazo robótico.

- a.- Cuerpo principal del brazo robótico.
- b.- Pinza de sujeción del radiómetro sometido a ensayo.
- c.- Rueda para ajuste fino del engrase.
- d.- Trípode electrónico con motores para la nivelación.
- e.- Indicador luminoso de engrasamiento.
- f.- Escala graduada en pasos de $1^\circ (\pm 90^\circ)$. Sólo para información visual.
- g.- Tornillo sin fin para efectuar el engrase.
- h.- Aguja indicadora.
- i.- Anclajes para brida de sujeción del radiómetro bajo ensayo.

5.3.2. Fuente de alimentación.

La fuente de alimentación (Fig. 5.2(2)) proporciona al sistema robótico toda la energía necesaria para el funcionamiento y alimentación de sus motores y electrónica de control. Como se puede comprobar en la figura se conecta como un módulo externo, con objeto de que no afecte a las medidas, ya que podría inducir ruidos a través del transformador (la alimentación de todo el sistema es 220 AC). La fuente de alimentación es cortocircuitable, dispone de una salida de $\pm 12V$ y es capaz de suministrar hasta 2 A.

5.3.3. Módulo controlador de motores.

El módulo controlador de motores (Fig. 5.2(3)) está formado por 2 tarjetas comerciales iguales (MD22 [237] de la firma Devantech Ltd), cada una de las cuales puede controlar 2 motores de corriente continua de mediana potencia. A una de las salidas de las tarjetas se conecta el servomotor posicionador de la pinza de soporte y sujeción (Fig. 5.2(4)) del radiómetro sometido a ensayo. Las otras 3 salidas disponibles controlan los 3 servomotores niveladores del trípode, que garantizan que el radiómetro bajo ensayo está paralelo al suelo para un ángulo cenital de 0° . Las tarjetas admiten 5 tipos de control diferentes. En concreto, el que se ha utilizado para este desarrollo es el de dos entradas analógicas. El módulo controlador de motores trabaja con una señal de consigna de 0 voltios para la máxima velocidad en un sentido de giro, 2,5 voltios para la posición central de reposo y 5 voltios para la máxima velocidad de giro en el otro sentido. A partir de la señal de consigna recibida (0, 2,5 o 5V) el módulo genera la señal PWM necesaria para controlar los motores (Fig. 5.2(4) y (7)). Los servomotores se paran en un caso cuando la pinza ha posicionado el radiómetro en el ángulo solicitado, y en otro cuando el sistema ha colocado el radiómetro paralelo al suelo.

5.3.4. Módulo del servomotor y transmisión.

El módulo del servomotor (Fig. 5.2 (4)) y la transmisión que mueven la pinza con el radiómetro bajo ensayo han necesitado un diseño especial y muy cuidadoso. Ello se debe a que un sistema para la medida y calibración de un radiómetro ha de ser muy preciso y fiable. Por tanto, el sistema de posicionamiento de la pinza del brazo robótico que sujeta al radiómetro sometido a ensayo, ha de cumplir unas características de precisión y fiabilidad mecánicas que garanticen que las medidas obtenidas tienen un elevado grado de exactitud. A tal fin, se ha diseñado un acoplamiento mecánico (ver Figuras 5.4 y 5.6) entre el motor de arrastre y el eje que sujeta la pinza que mueve el radiómetro a medir y calibrar. Esto garantiza una transmisión sin saltos, sin fatiga mecánica, con ajuste de por vida (holgura cero y nulo mantenimiento) y una resolución angular de 1/60 grados. Esta resolución es muy superior a la que se ha venido utilizando hasta ahora para medir y calibrar radiómetros. Respecto de los servomotores que mueven el trípode (Fig. 5.2 (7)) no se hace especial hincapié en ellos, ya que están conectados a cada una de las tres patas del trípode mediante un acoplamiento mucho más sencillo y menos exigente que el mostrado en las Figuras 5.4 y 5.6. Se trata simplemente de un acoplamiento a un tornillo sin fin que regula la altura de cada trípode. A continuación se describen los elementos de los que consta el sistema de transmisión del servomotor de la pinza (Fig. 5.4).

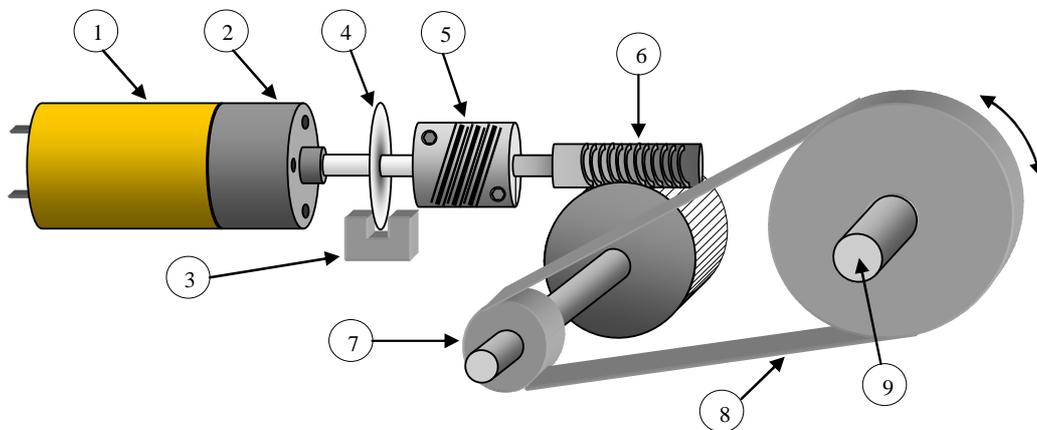


Fig. 5.4. Servomotor del brazo robótico y mecanismo de transmisión.

1. **Servomotor DC.** El motor utilizado es de tipo motorreductor de corriente continua
2. **Reductor.** Es la primera etapa reductora, pertenece al propio bloque motor.
3. **Barrera óptica del encoder.** Esta barrera pertenece al tipo estándar de sensores detectores de paso por corte del haz infrarrojo, también denominado encoder óptico incremental de barrera. Concretamente es el sensor TCST 1030 [238] , el cual está situado a ambos lados de la barrera óptica. Emite y recibe luz que es interrumpida por el disco ranurado (4), tal como se observa en la Figura 5.5.

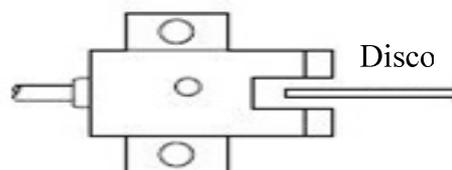


Fig. 5.5. Sensor de barrera óptica

4. **Disco ranurado del encoder.** El disco utilizado es de 120 perforaciones por revolución. Sin embargo, la medida del encoder (3) se hace en cuadratura doble, lo cual quiere decir que en una vuelta completa se producen 240 pulsos digitales. Estos es, una resolución de $360/240 = 1,5$ grados. Sin embargo, como se verá más adelante, este número de pulsos se ve multiplicado por la relación de multiplicación que existe hasta la salida del eje principal (9), lo cual provoca que la resolución final del sistema sea muy superior a 1,5 grados.
5. **Acoplamiento homocinético.** Este acoplamiento es de aluminio y se incorpora entre la primera caja reductora (2) y la segunda caja de reducción (6). Este acoplamiento sirve para salvar posibles desajustes en la transmisión y es muy recomendable para acoples de precisión.
6. **Reductor helicoidal de tornillo sin fin.** Esta etapa de reducción está basada en una corona con tornillo sin fin o engranaje helicoidal. Esta etapa permite el bloqueo del eje final cuando el motor no está funcionando. Tiene holgura cero en sus ajustes. La relación reductora del engranaje helicoidal es de 30:1, lo cual significa que por cada 30 vueltas del eje del motor, el tornillo (6) da una.
7. **Piñón de cadena.** Esta es la última relación reductora y está realizada con piñones de acero rectificadas para engranar en cadena. Estos piñones presentan una relación de 3:1 y son capaces de soportar pares de fuerzas muy superiores a los requeridos por el brazo robótico, lo cual evita riesgos de fatiga.
8. **Cadena metálica.** Se utiliza cadena para garantizar que no hay desplazamiento en la transmisión, así como evitar holguras y mantenimientos. La tensión de rotura es inalcanzable por el sistema, con lo cual se tiene garantía de por vida.
9. **Eje final de posicionamiento.** Este eje es el responsable de transmitir el movimiento al sistema de pinza del brazo que fija y gira el radiómetro a medir y calibrar. Este eje es de acero inoxidable con un mecanizado especial para conseguir que los hilos conductores que alimentan el indicador luminoso de enrase puedan conducirse por su interior, lo cual evita el riesgo de enganches de los cables al moverse la pinza del brazo.
10. **Sensor final de Carrera** (ver Fig.5.6 (10)). Actúa como protección en caso de fallo del software. El motor se para al intentar rebasar los 90° máximos de giro de la pinza que sujeta al radiómetro.

En función de los pasos reductores (6) y (7) se obtiene que la resolución final del sistema desarrollado es:

$$\frac{360}{240} \cdot \frac{1}{30} \cdot \frac{1}{3} = \frac{360}{21600} = \frac{1}{60} \text{ grados} \quad (5.2)$$

Esto significa que para un pulso de encoder (1,5 grados en el eje del motor) se tiene una resolución de salida de 1/60 grados en la pinza posicionadora del radiómetro sometido a ensayo.

Una imagen 3D del módulo servomotor y la transmisión se puede observar en la Figura 5.6. Los números de esta figura coinciden con los de la Fig. 5.4.

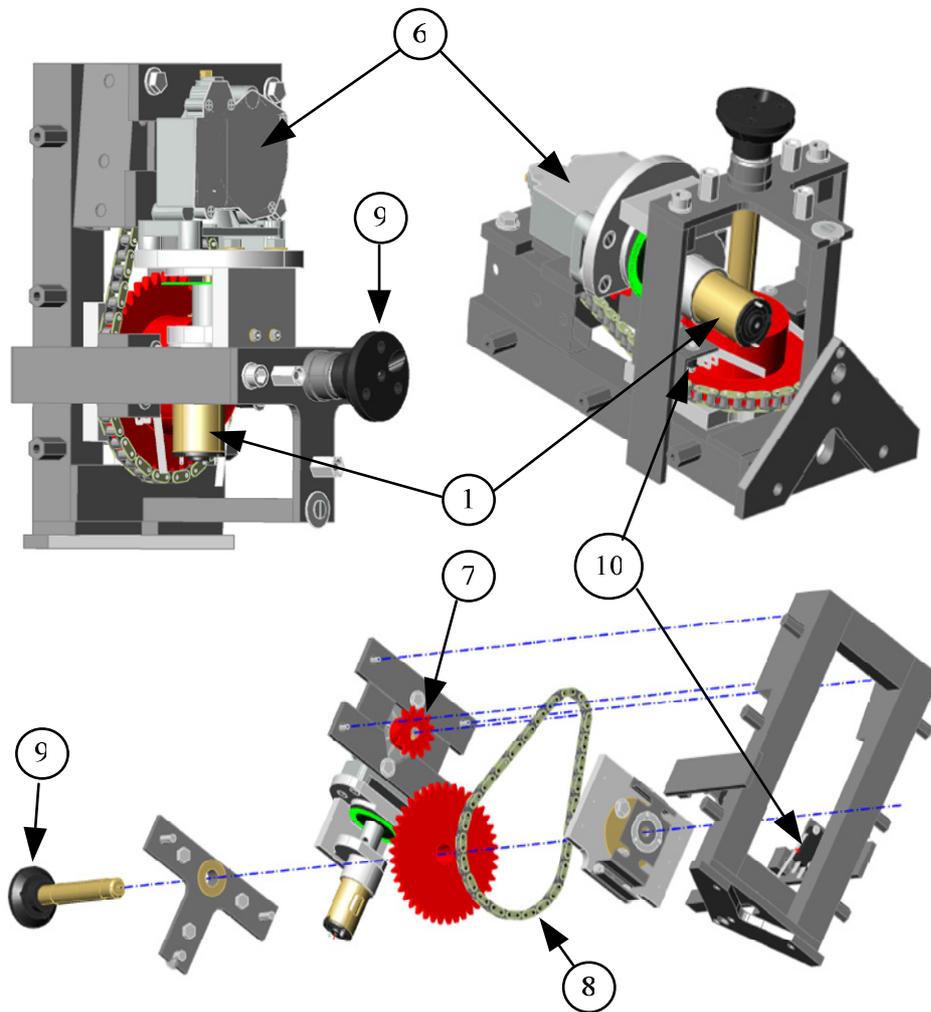


Fig.5.6. Imagen 3D del módulo servomotor y la transmisión que mueven la pieza.

5.3.4. Módulo de protección.

El módulo de protección (Fig. 5.2 (5)) protege al dispositivo frente a fallos. En él se incluye el final de carrera que evita que la pinza que sujeta el radiómetro pueda girar más de 90° y los fusibles que protegen la electrónica de todo el sistema. También, con objeto de evitar la dependencia de los componentes electrónicos con la alimentación y la temperatura, se han utilizado fuentes de referencia de tensión constante en los circuitos.

5.3.5. Pinza de soporte, sujeción, y movimiento del radiómetro bajo ensayo.

El sistema de soporte, sujeción y movimiento del radiómetro sujeto a ensayo (Fig. 5.2(6)) tiene forma de pinza (Fig. 5.3(b)). Para posicionar al radiómetro bajo ensayo en cada ángulo de medida, la pinza está movida por un servomotor (Fig. 5.4) a cuyo eje se le acopla una rueda para realizar el ajuste fino del engrase (Fig. 5.3(c)). Esta operación es manual (actualmente se está automatizando para una nueva versión del sistema) y se realiza antes de comenzar el ensayo. Para sujetar el radiómetro bajo ensayo se utiliza una correa de sujeción ajustable al grosor y longitud del radiómetro a medir y calibrar (Fig. 5.7), de modo que éste se mueva siempre de forma solidaria con la pinza que lo sujeta.

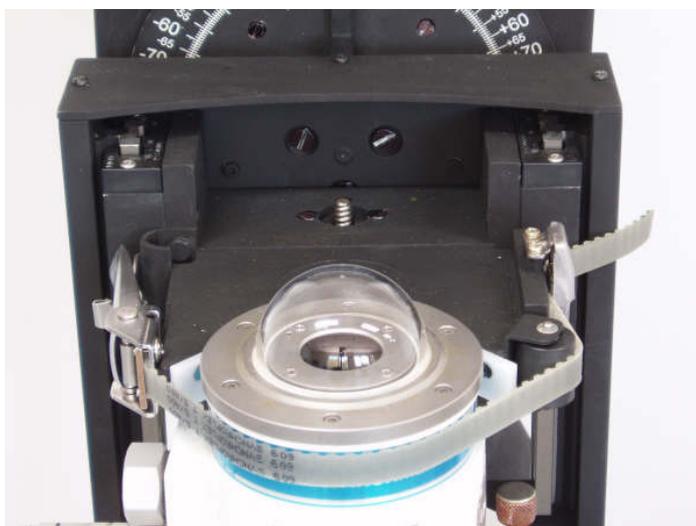


Fig.5.7. Detalle del sistema de sujeción del radiómetro bajo ensayo al brazo robótico

5.3.6. Módulo del sistema de nivelado.

El módulo de nivelación (Fig. 5.2(10)) tiene como función mantener el radiómetro bajo test paralelo al suelo (para $\theta = 0^\circ$). Las medidas se toman respecto de la horizontal del plano, por tanto, el sistema ha de ser capaz de nivelarse horizontalmente.

Para ello se utilizan unos sensores de posición muy fiables, en concreto acelerómetros a modo de inclinómetros de doble eje (ADXL 203 de Analog DevicesTM), capaces de determinar con gran precisión la inclinación del brazo robótico y si es necesaria o no su nivelación con respecto a la horizontal. La resolución del sistema de nivelado es de $\pm 0,1^\circ$.

El esquema y encapsulado del inclinómetro, se puede observar en la Fig. 5.8.

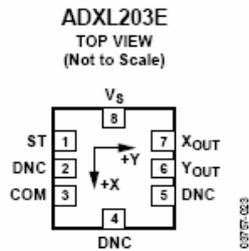


Figure 4. ADXL203 Pin Configuration

Table 5. ADXL203 Pin Function Descriptions

| Pin No. | Mnemonic | Description |
|---------|----------|------------------|
| 1 | ST | Self Test |
| 2 | DNC | Do Not Connect |
| 3 | COM | Common |
| 4 | DNC | Do Not Connect |
| 5 | DNC | Do Not Connect |
| 6 | Yout | Y Channel Output |
| 7 | Xout | X Channel Output |
| 8 | Vs | 3 V to 6 V |

Fig. 5.8. Asignación de patillas del acelerómetro/inclinómetro ADXL 203 facilitado por el fabricante.

5.4. Procedimiento de calibración y testeo.

Como paso previo a su uso para medida y calibración de instrumentos radiométricos, el sistema desarrollado fue sometido a un test para asegurar que los requisitos de precisión, resolución y fiabilidad con los que fue diseñado eran cumplidos. Así, se realizó un test en el laboratorio mediante el interferómetro láser XL 80 de RenishawTM (Fig.5.10). Este sistema de medición lineal y angular tiene una precisión garantizada por el fabricante $\pm 0,5$ ppm. Las lecturas se pueden obtener hasta una velocidad máxima de 4 m/s a una resolución de 1 nm. Para las mediciones angulares se utiliza un dispositivo adicional, el RX 10, que tiene una precisión de hasta 1 arcosegundo ($\pm 5 \mu\text{m}$).

En el proceso de calibración se diseñó un experimento mediante la programación del IV, de modo que el sistema estuviera de forma continua efectuando barridos de la pinza del brazo robótico entre $\pm 90^\circ$, en pasos de $0,1^\circ$. Mediante el interferómetro láser se comprobó que el error era siempre menor del 0,01%. A continuación se comprobó si en efecto se alcanzaba la resolución angular de 1/60 grados. Para ello se programó el IV de modo que de forma asíncrona,

ante la orden del encoder óptico, la pinza del brazo robótico fuera girando pulso a pulso, sabiendo que según el diseño, 1,5 grados por pulso en el eje del motor deberían equivaler a 1/60 grados en la pinza. En cada ensayo de $\pm 90^\circ$ se tomaron 60 medidas. Se hicieron 100 ensayos iguales y todas las medidas estuvieron siempre en el margen $1/60 \pm 10\%$ grados.

El sistema XL80 y el dispositivo para la medición de ejes RX 10 se muestran en la Figura 5.9.

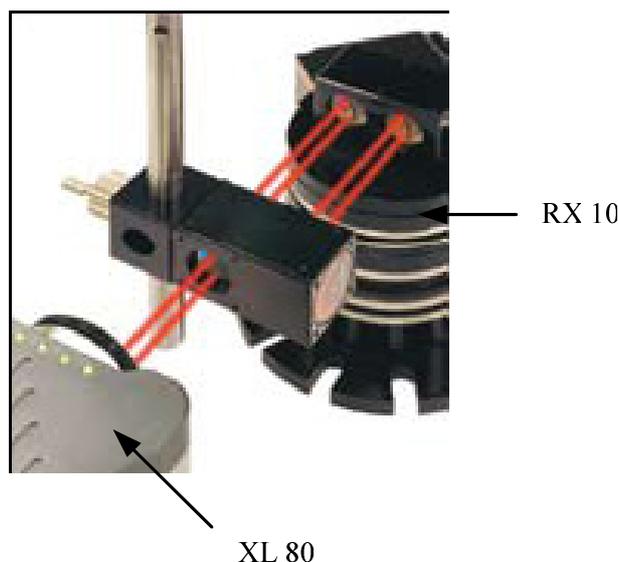


Fig. 5.9. Fotografía del sistema de medición angular XL 80.

5.5. Uso del sistema en campo. Experimentación.

El sistema de medición y calibración de la respuesta angular desarrollado ha servido para calibrar la respuesta angular del piranómetro desarrollado en el capítulo 4.

El sistema desarrollado está funcionando desde septiembre de 2007 en el laboratorio de ensayos y caracterización de instrumentos radiométricos del INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial de España) en su sede de El Arenosillo (Mazagón - Huelva). Fue probado por primera vez con éxito en una campaña internacional de intercomparación en el verano de 2007, concretamente entre el 15 de agosto y el 21 de septiembre [231]. Estas campañas se suelen realizar cada uno o dos años en diferentes centros científicos a nivel mundial, siguiendo las recomendaciones del WMO. En 2006 se celebraron en Davos (Suiza) [241]. En la Fig. 5.10 se muestra una fotografía de las instalaciones de la Estación de sondeos atmosféricos (Esat) del Arenosillo.

Esta estación de sondeos atmosféricos, está localizada en el Arenosillo ($37,1^\circ\text{N}$; $6,7^\circ\text{O}$), a nivel del mar, a unos 35 Km al este de la ciudad de Huelva. Este observatorio pertenece al Instituto de Técnica Aeroespacial (INTA) y está dedicado a la investigación atmosférica desde

1969. Participan en numerosos proyectos nacionales e internacionales de equipos de medida de radiación, ozono y aerosoles [242], [243], [244], [245]. Además se encuentra integrada en diversas redes de medida internacionales: World Ozone Ultraviolet Data Centre (WOUDC), Aerosol Robot NETwork (AERONET) y Ionosphere Internacional Networks (IIN).



Fig. 5.10. Estación de sondeos atmosféricos del INTA, situada en el Arenosillo (Huelva)

En la Esat se dispone de unas condiciones excelentes de observación. Así, desde la terraza se observa un horizonte totalmente despejado de obstáculos lo cual permite realizar medidas a lo largo de todo el día sin interferencia en el campo de observación. Además, el bosque de pinos que rodean la instalación proporcionan albedo homogéneo y constante a lo largo de todo el año. Por otra parte, la existencia de unas condiciones meteorológicas estables, con un promedio de 124 días despejados al año [246] hacen de la Esat un emplazamiento idóneo para la calibración de instrumentos radiométricos.

La campaña aludida de 2007 fue organizada, junto con el Esat del INTA, por la Universidad de Extremadura, el PMOD/WRC (*Physikalish-Meteorologisches Observatorium Davos of the World Radiation Center*), el programa COST Action 26 *Long term changes and Climatology of UV radiation over Europe*.

En esta campaña de calibración participaron un total de 22 radiómetros en el espectro del UV. En general se corresponden con cuatro modelos: YES UV-1 fabricado por Yankee Environmental Systems, UVS-E-T de Kipp&Zonen, SL-501 y SL-501D de Solar Light.

En la tabla 5.1 se muestra el código de identificación, el instrumento, identificación del fabricante y la institución a la que pertenece cada uno de los radiómetros que participaban en la campaña de intercomparación.

Tabla 5.1. Relación de Radiómetros participantes en la campaña de intercomparación

| Código | Instrumento | Id. Fabricante | Institución |
|---------------|--------------------|---------------------------|---|
| BB101 | YES | UVB-1 #030520 | Instituto Nacional de Meteorología, Madrid |
| BB103 | YES | UVB-1 #030526 | Instituto Nacional de Meteorología, Madrid |
| BB105 | YES | UVB-1 #941204 | Instituto Nacional de Meteorología, Madrid |
| BB107 | YES | UVB-1 #010906 | Centro de Estudios Atmosf. del Mediterráneo |
| BB109 | YES | UVB-1 #010908 | Universidad de Valencia |
| BB111 | YES | UVB-1 #970829 | Universidad de Barcelona |
| BB113 | YES | UVB-1 #990608 | Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial |
| BB115 | YES | UVB-1 #030521 | Universidad de Granada, CEAMA |
| BB117 | YES | UVB-1 #970839 | Instituto Nacional de Meteorología, Izaña |
| BB201 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #010540 | Universidad de Girona |
| BB203 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #000532 | EUI Vitoria (GV) |
| BB205 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #020599 | Kipp&Zonen B.V., The Netherlands |
| BB207 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #000392 | Universidad de Extremadura |
| BB209 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #000518 | Universidad de Extremadura |
| BB211 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #060625 | Universidad de Extremadura |
| BB213 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #060634 | Universidad de Extremadura |
| BB215 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #070638 | Universidad de Extremadura |
| BB217 | Kipp&Zonen | U-V-E-S-T #000409 | Universidad de Extremadura |
| BB301 | Solar Light | SL-501 (analog) #5806 | Universidad de Barcelona |
| BB303 | Solar Light | SL-501 (analog) #5775 | MeteoGalicia |
| BB307 | Solar Light | SL-501 (digital) #0935 | IMWM, Poland |
| BB315 | Solar Light | SL-501 (digital) #4358 | Instituto Nacional de Meteo. y Geof. Portugal |
| BB317 | Kipp&Zonen | CM11 #027771 | Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial |
| BB318 | Kipp&Zonen | CM11 #060135 | Universidad de Extremadura |

Junto a estos radiómetros de UV, se colocaron dos de medición de visible, para cuantificar en los experimentos la cantidad de radiación global y total. Concretamente fueron dos CM-11 de Kipp&Zonen™.

En esta campaña también participó el instrumento de referencia del proyecto QASUME (Quality Assurance os Spectral Ultraviolet Measurements in Europe), financiado por la Comisión Europea [247]. Este proyecto tiene como objetivo principal el desarrollo de un instrumento viajero de referencia, con el fin de poder calibrar los distintos instrumentos de medida de radiación UV espectral que operan en Europa [248]. Las medidas de radiación proporcionadas por este aparato de referencia tienen una incertidumbre en torno al $\pm 4\%$ para las longitudes de onda entre 300 y 400 nm [247].

Como instrumentos de referencia en la calibración en el exterior se tomaron el espectrorradiómetro Brewer, perteneciente al INTA y el dispositivo QASUME, que pertenece al PMOD/WRC.

Durante esta campaña, se calibró no sólo la respuesta coseno de cada dispositivo, realizada en el laboratorio, sino la RSR o función de respuesta espectral relativa de cada uno de los instrumentos participantes. La RSR se obtiene en el laboratorio de ensayos del INTA, que cuenta con una termostatación (temperatura y humedad) controlada. Los radiómetros permanecen en el laboratorio un par de horas antes de cada ensayo para que se estabilicen en temperatura. El proceso de medida del RSR es el mismo que se llevó a cabo en el Capítulo 4 con la medida del RSR del piranómetro propuesto para la medición de radiación visible. Se utiliza un doble monocromador, a cuya salida se acopla una esfera integrante con dos salidas, en una se coloca un fotodiodo calibrado y en la otra el dispositivo a calibrar.

5.5.1. Uso del sistema desarrollado en el laboratorio de ensayos y caracterización de instrumentos radiométricos.

Hasta ahora en el capítulo sólo se ha hablado de la medida de la respuesta del radiómetro bajo ensayo a la radiación que recibe desde ángulos diferentes ($\pm 90^\circ$). Sin embargo, para su posterior calibración, es necesario aplicar el procedimiento matemático que se detalla en la sección 5.2 para el cálculo del error coseno. La suma de ambos pasos permite que las medidas que se tomen a partir de entonces con el radiómetro testeado sean fiables, en tanto en cuanto es conocido su error coseno para cada ángulo.

El procedimiento de operación con el sistema desarrollado es el siguiente. Se coloca el radiómetro a medir y testear en la pinza del brazo y se sujeta con las bridas de sujeción (Fig. 5.7). A continuación se inicia el IV. La primera acción que realiza el IV es la nivelación del piranómetro bajo ensayo respecto del plano del suelo (ha de quedar completamente paralelo para un ángulo cenital nulo). Terminada la nivelación, el IV muestra el mensaje correspondiente de confirmación. Posteriormente el usuario realiza el engrase manual (se está automatizando para la nueva versión del sistema) del radiómetro bajo ensayo (Figura 3(c)). Se trata de un ajuste

vertical para hacer coincidir el eje de rotación del brazo robótico con el elemento sensor del radiómetro bajo ensayo. En la Fig. 5.11 se observa el detalle del proceso de enrasamiento de un radiómetro, con ayuda del led indicador de enrase, que coincide con el centro de giro de la pinza del brazo robótico que sujeta al radiómetro bajo ensayo.

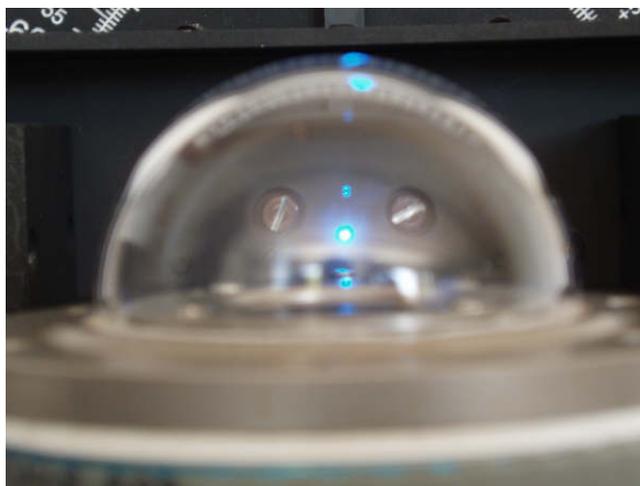


Fig. 5.11. Detalle del proceso de enrasamiento de un radiómetro.

A continuación se pulsa en inicio de la medición y después de un tiempo ajustable para que se abandone la sala de ensayos, comienza el proceso de medida con los valores especificados por el usuario. Estos son: 1) Valor angular inicial y final (normalmente $\pm 90^\circ$), valor de cada paso (seleccionable: $0,1^\circ$, 1° , 2° , etc.) y tiempo de estancia en cada paso para la adquisición de la medida del radiómetro bajo ensayo. Con estos datos el sistema comienza de forma automática a tomar datos siguiendo el recorrido programado. Cuando finaliza se presentan los resultados en pantalla y son salvados a un fichero.

El procedimiento de medida en el laboratorio consiste en hacer rotar el radiómetro sometido a ensayo a una distancia fija y constante de una lámpara halógena ultraestabilizada de 1000 W DXW (ver Fig. 5.12). Las distancias normales de operación entre la fuente de luz y el plano de la óptica de entrada al instrumento son de 500 o 700 mm. Dado que la irradiancia es proporcional al cuadrado de la distancia, un error en el cálculo de la distancia de 5 mm, en 500 mm, producirá un error de un 2% en el resultado final. Esto, junto a la pantalla agujereada entre el radiómetro y la lámpara, permiten que el filamento de la lámpara pueda ser considerado como una fuente puntual. En la Figura 5.12 se puede observar un radiómetro bajo ensayo movido por el sistema robótico desarrollado en este trabajo. Es muy importante asegurarse que la lámpara está perpendicular al sensor del piranómetro cuando el ángulo de incidencia es cero sobre el sistema de giro del brazo robótico. Si esto no ocurre, se pueden introducir errores en la medición. Se utiliza para la alineación entre el filamento de la lámpara y el sensor del radiómetro un láser.

El sistema comenzará de forma automática a mover el radiómetro entre las posiciones de inicio y final especificadas por el usuario (normalmente $\pm 90^\circ$) e irá tomando las tensiones de salida correspondientes para cada ángulo.



Fig. 5.12. Fotografía de un radiómetro bajo test en la Esat.

En la Figura 5.13 se muestran las medidas tomadas por el sistema desarrollado para un radiómetro dado. Estas medidas se grafican y muestran mediante el IV (la pantalla que se ha capturado del IV es la denominada *cosine error*) que controla todo el sistema y el proceso de toma de medidas y procesamiento de las mismas. Las curvas en la Fig. 5.13 representan la salida ideal del radiómetro bajo ensayo (respuesta coseno) en color blanco y la real medida en color rojo, ambas en función del ángulo de la radiación incidente.

El eje vertical está graduado en voltios y el horizontal ocupa el tiempo empleado en realizar el test. Como la respuesta ideal del radiómetro ha de ser análoga a la del coseno del ángulo de incidencia, cuando sea perpendicular a la superficie del sensor (sol en el cenit) la respuesta ha de ser máxima (100%). Deber ser del 50% cuando el ángulo de incidencia sea 60° y nula cuando el sol esté en el horizonte (ángulo de incidencia 90°).

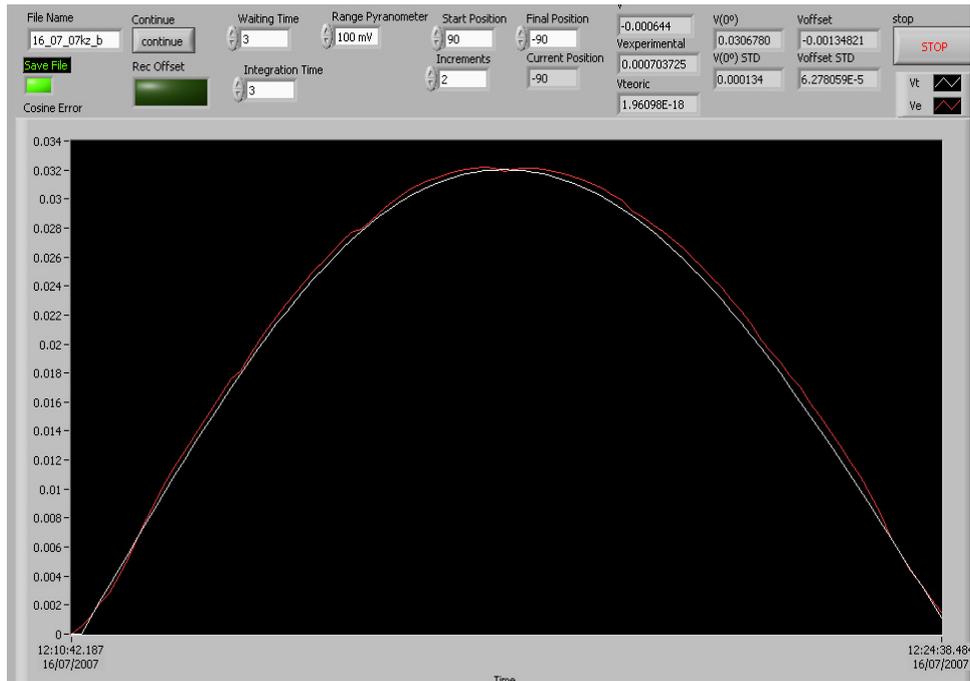


Fig. 5.13. Curvas de respuesta ideal y medida para un radiómetro dado, en función del ángulo de la radiación incidente.

Siguiendo el procedimiento descrito se realizó, con el sistema desarrollado en este trabajo, la medida y calibración de todos los instrumentos radiométricos que participaron en la campaña de intercomparación internacional que tuvo lugar en las instalaciones del INTA

Todos estos dispositivos fueron calibrados en las instalaciones de la Esat, tanto en exterior como en interior. En la Fig. 5.14, aparece una imagen del conjunto de radiómetros colocados en la terraza de la Esat.



Fig. 5.14. Radiómetros colocados en la terraza de la estación en el INTA.

En cuanto al laboratorio de calibración de la Esat, hay que resaltar que consta de dos zonas, zona de calibración y zona de equipos, separadas por una densa cortina negra que posee dos funciones: evitar el paso de luz parásita hacia la zona de calibración, y proteger a los operarios, situados en la zona de equipos, de la luz UV de las lámparas que se utilizan durante el proceso de calibración. En la primera, a la que se accede desde la puerta de entrada del laboratorio, se sitúan todos los equipos del laboratorio: ordenador, multímetro, fuente de alimentación, etc., cuyos indicadores luminosos hay que mantener fuera de la zona donde se ha de realizar la calibración. Además, en ella se encuentran los muebles que guardan toda la instrumentación óptica y de taller y aquellos necesarios para la comodidad de los operarios.

En la segunda zona se realiza la calibración absoluta. Dicho laboratorio ha de estar acondicionado para la eliminación de la denominada *luz fantasma*, es decir, radiación proveniente de otras fuentes o de la misma lámpara que se utiliza para la calibración y que no interesa que se introduzca en la entrada del instrumento. Es por ello que sus paredes están pintadas en color negro mate para maximizar la absorción de cualquier luz parásita o de ruido.

En la Fig. 5.15 se muestra una fotografía de los instrumentos de medida del laboratorio utilizados en las calibraciones.

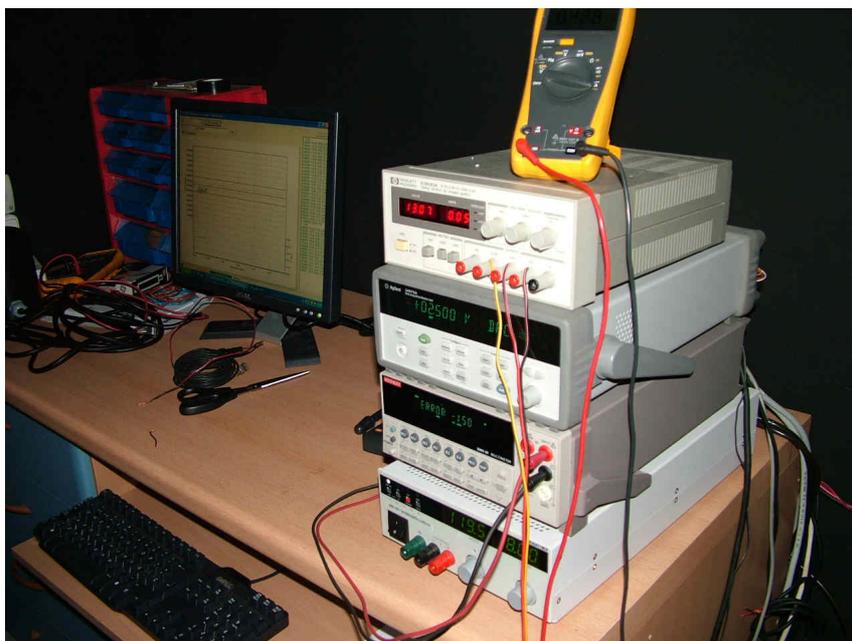


Fig. 5.15. Instrumentos de medición del Laboratorio de calibración del INTA.

En el laboratorio se dispone de una fuente de alimentación y de un multímetro de gran precisión que ha sido utilizado como SAD para el sistema desarrollado en esta Tesis (ver sección 5.3). La intensidad es medida con una resistencia *shunt* en paralelo con la lámpara, que está bañada en aceite para garantizar su estabilidad frente a los cambios de temperatura que puedan provocar el calor desprendido por ella misma. Así, midiendo el voltaje en los extremos del *shunt*

y dado que la resistencia es constante, se obtiene el valor de la corriente. En este caso la resistencia es de aproximadamente $0,1 \Omega$ y la corriente de $8,0 \text{ A}$. Es muy importante el registro continuo de los voltajes en los bornes de la lámpara y en el *shunt*, ya que un análisis de estos registros permitirá validar el procedimiento de calibración. Aun manteniendo la corriente constante se pueden observar saltos de $0,0032 \text{ mV}$ de diferencia de potencial en el *shunt*, cuya frecuencia aumenta al envejecer la lámpara.

La función de respuesta angular relativa se calcula como la media entre las dos direcciones. En la Fig. 5.16 se muestra uno de los ficheros generados por la aplicación en el que aparece la función de respuesta angular de varios de los radiómetros ensayados.

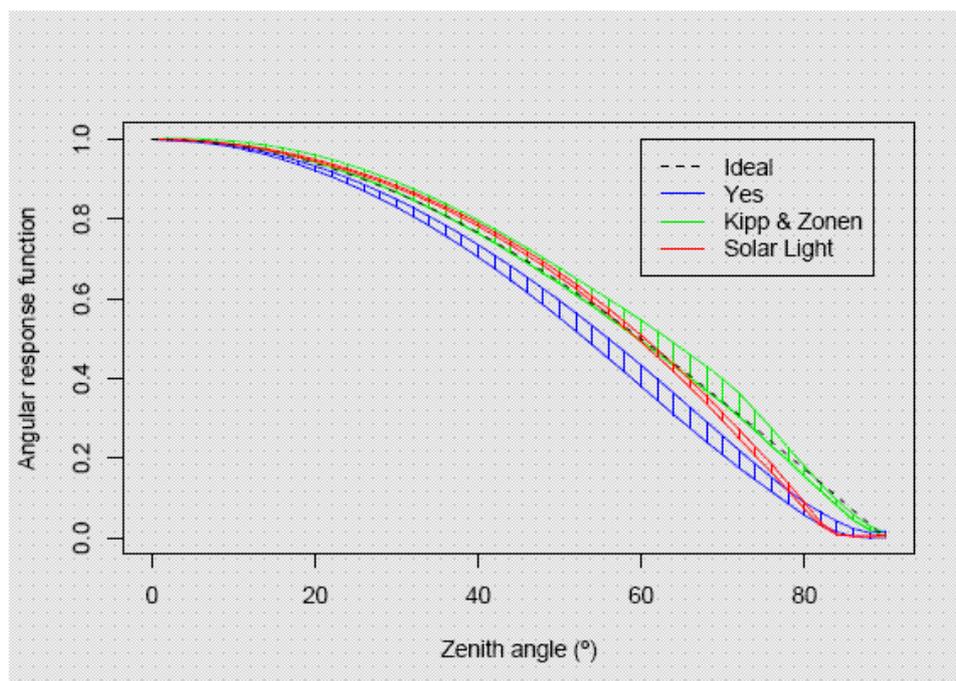


Fig. 5.16. Función de respuesta angular relativa de algunos radiómetros participantes en la campaña

En estas gráficas se representan los valores obtenidos experimentalmente frente al ángulo cenital.

Una vez acabados todos los ensayos, tanto en el laboratorio como en el exterior, se elabora un informe de calibración para cada uno de los radiómetros que intervienen en la campaña de intercomparación, en el que se describe brevemente el proceso de calibración seguido y se determina la función de respuesta espectral relativa, la función de conversión (de voltios a W/m^2), la respuesta angular, etc.

Hay que tener en cuenta que en este tipo de calibraciones, siempre hay un factor de incertidumbre, como se detalla en [249], que puede llegar a ser del orden del 0,5% al 1,5%. Esta incertidumbre es la suma de incertidumbres en los diferentes elementos utilizados como patrón,

tales como el Brewer, el modelo de transferencia radiativa utilizado, los modelos de laboratorio para obtener la respuesta espectral o la función angular de cada uno de los instrumentos.

A título de ejemplo en las Figuras 5.17 y 5.18 se muestran uno de los informes adjuntados para un radiómetro, concretamente el BB101, YES UVB-1 #030520 del INM de Madrid.

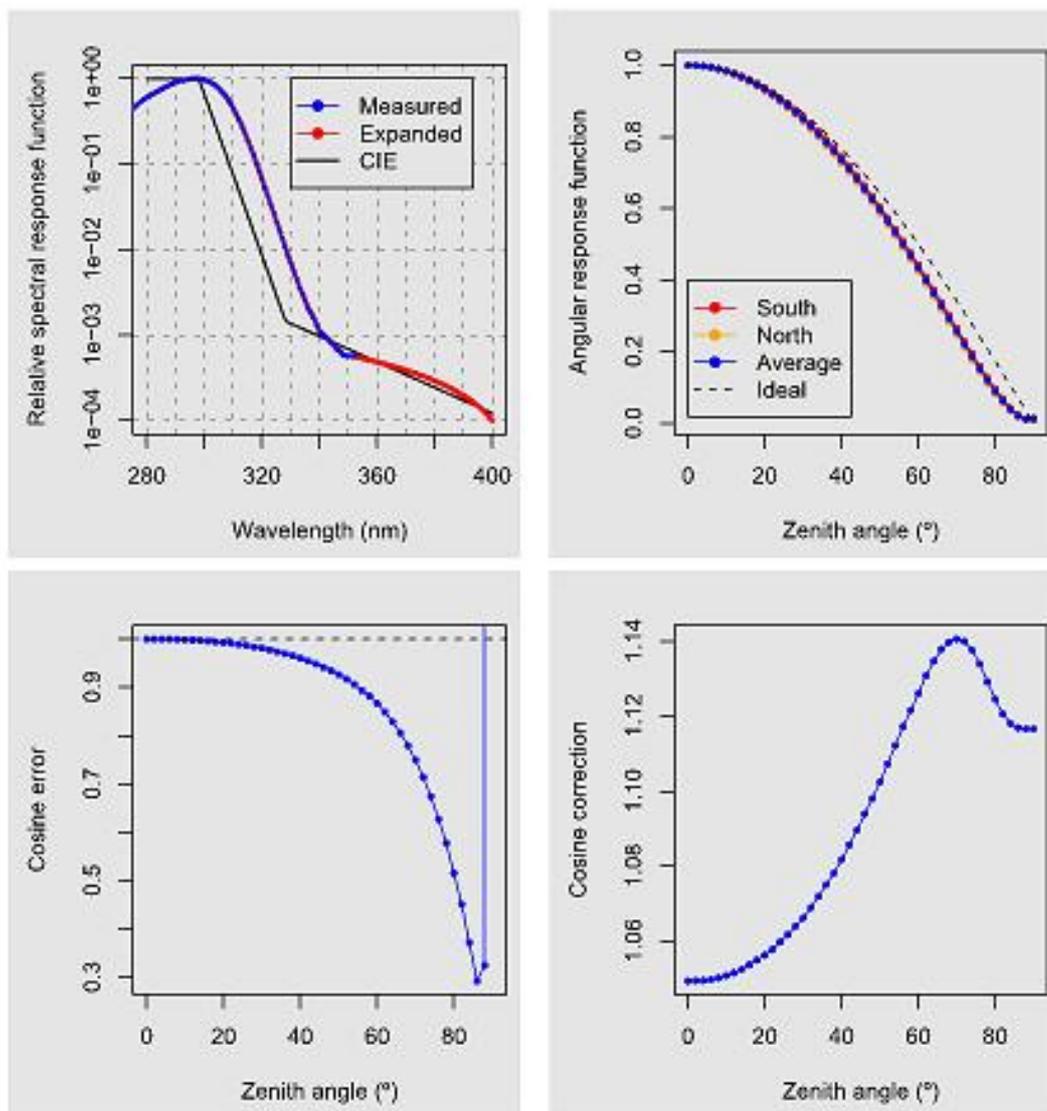


Fig. 5.17. Gráficas de Respuesta Espectral Relativa, Función de Respuesta Angular, Error Coseno y Corrección Coseno del piranómetro YES UVB-1 #030520

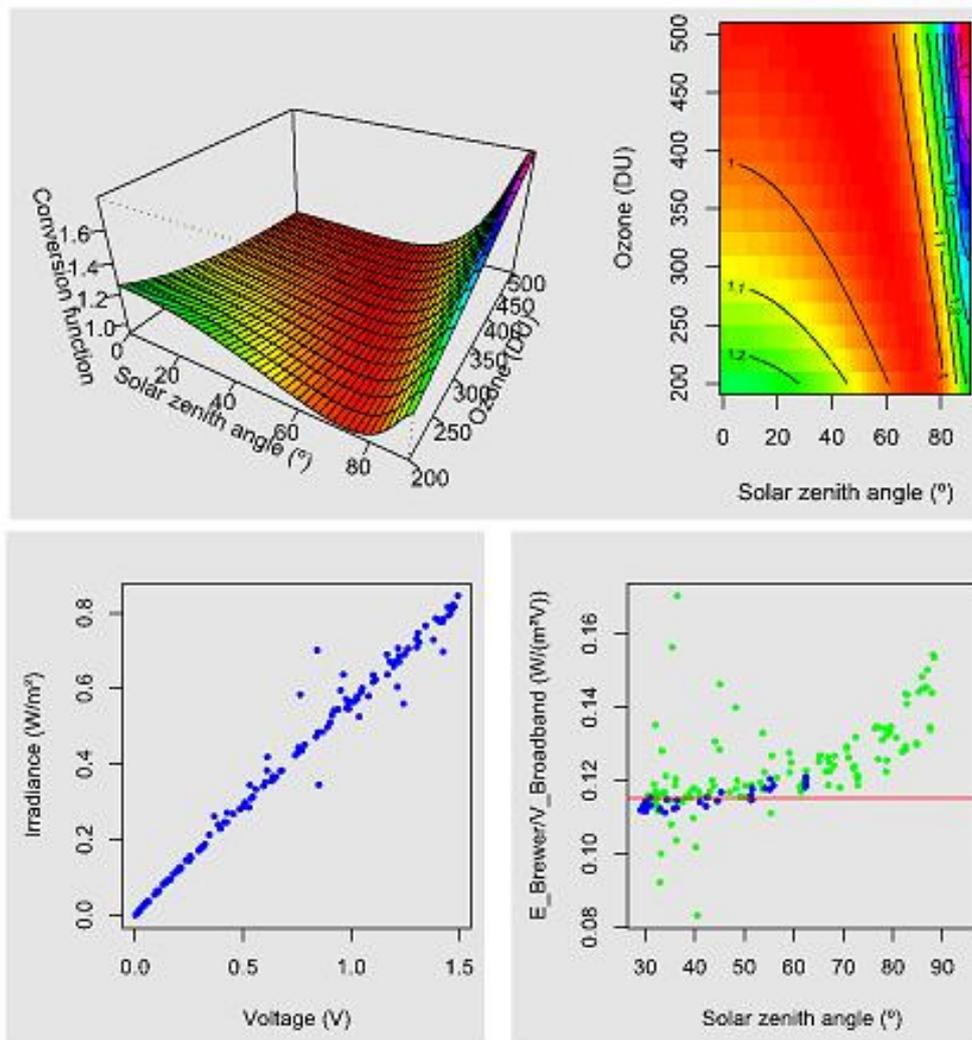


Fig. 5.18. Gráficas de la función de conversión, niveles de ozono en función del ángulo solar, niveles de Irradiancia en función de la salida eléctrica y de comparación con el radiómetro de referencia Brewer, del radiómetro YES UVB-1 #030520

5.6. Conclusiones.

En este capítulo se presenta el diseño, construcción y testeo de un sistema robótico automático para la medida y calibración de la respuesta angular en instrumentos radiométricos.

Este sistema está compuesto de un brazo robótico que mediante una pinza sujeta y posiciona de forma automática el radiómetro bajo ensayo, de modo que recorra en pasos programables (décimas de grados o grados) el movimiento de la radiación solar incidente sobre un radiómetro en operación normal ($\pm 90^\circ$). El ensayo del radiómetro se realiza utilizando como fuente de radiación una lámpara calibrada cuyo espectro de radiación abarque el de medida del radiómetro. El sistema se completa con un SAD de altas prestaciones y un PC que actúa de controlador mediante un IV diseñado al efecto.

El sistema desarrollado permite una resolución mucho mayor que la utilizada hasta ahora, ya que llega a 1/60 grados para todos los ángulos de incidencia. Esto se consigue gracias al sistema de transmisión mecánico de la pinza dentro del brazo y al servomotor con el controlador que lleva incorporados.

Para garantizar la perpendicularidad del radiómetro cuando la fuente luminosa está en el cenit (ángulo cenital solar θ nulo), el sistema desarrollado se nivela de forma automática.

Respecto de la calibración de los instrumentos bajo ensayo, el IV calcula, a partir de las medidas y mediante el procedimiento matemático expuesto en el apartado 5.2, el error coseno del instrumento, lo cual permite que una vez completado el test, el radiómetro ensayado pueda ser corregido en su lugar de uso para eliminar de sus medidas el error coseno.

El sistema desarrollado en este trabajo está funcionando de forma altamente satisfactoria y sin averías desde septiembre de 2007, en el laboratorio de ensayos y caracterización de instrumentos radiométricos del INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial de España) en su sede de El Arenosillo (Mazagón – Huelva, Spain). Hasta la llegada de este sistema al laboratorio, el proceso de medida y calibración de radiómetros se hacía de forma manual, con mucho menos precisión, resolución y calidad en las medidas, y un tiempo mayor empleado. Además, a lo anterior habría que sumarle las posibilidades de introducción de errores debido a la manipulación humana.

El sistema desarrollado en este trabajo ha sido registrado en la oficina Española de Patentes y Marcas con el número P200800223, PCT/ES2009/000042 y nº de publicación internacional WO/2009/095515.

Capítulo 6

Capítulo 6. Conclusiones y Desarrollos futuros

Este último capítulo que cierra la memoria de esta Tesis está orientado a recoger todas las conclusiones derivadas de los trabajos de investigación realizados, lo cual conformará la primera sección del capítulo, así como las principales aportaciones y futuras líneas de trabajo que se prevé pueden surgir de la Tesis, que serán objeto de la segunda sección.

Esta Tesis tiene como objetivo principal el diseño, desarrollo y construcción de sistemas de instrumentación que permitan optimizar la generación solar fotovoltaica. En este sentido, se estudia y atiende de forma práctica, mediante implementaciones reales, la construcción de canales de instrumentación completos para las variables temperatura superficial de paneles e irradiancia solar en los mismos, ya que el rendimiento de cualquier instalación solar fotovoltaica depende de forma directa de estos dos parámetros. Una medición y monitorización continua de ellos implica el estudio real del comportamiento de la instalación, e incluso permite un análisis pormenorizado de fallos, ya que teniendo una monitorización continua se puede saber de forma real la producción de la instalación. Si la producción teórica y real, conocidas las variables

radiación y temperatura superficial de paneles, no coinciden, se podría detectar el fallo que provoca esta disparidad.

En este trabajo de investigación se ha realizado también la construcción de un prototipo capaz de automatizar el proceso de medición y calibración de la respuesta angular de dispositivos radiométricos. Esto puede ser considerado un avance considerable en el sector de la verificación y homologación de estos dispositivos

El desarrollo de la instrumentación electrónica que actualmente se está llevando a cabo en el sector de las Energías Renovables, y más concretamente en la fotovoltaica, es bastante considerable. Es aquí donde los desarrollos tecnológicos realizados en esta Tesis encuentran su mayor aplicación. Respecto a las conclusiones que se verán a continuación, éstas tienen dos objetivos; por un lado mostrar los resultados experimentales que contienen la mayoría de los capítulos de esta Tesis y por el otro resaltar el punto de vista del doctorando ante los temas tratados en cada capítulo, tras realizar exhaustivas labores de investigación sobre los mismos.

6.1. Conclusiones

El **Capítulo 2** de esta Tesis sintetiza el estado actual del estado del arte en cuanto a los sistemas de instrumentación electrónica en las instalaciones fotovoltaicas se refiere. Así, se comienza, asentando los principios físicos que rigen los procesos de captación de energía solar fotovoltaica, los conceptos fundamentales de célula y panel fotovoltaico. Todo ello haciendo especial hincapié en la importancia de la medición y monitorización de las variables *temperatura* de módulo y *radiación solar* en la instalación. El conocimiento exacto de estas dos variables es esencial, ya que el rendimiento de los paneles fotovoltaicos y por ende el rendimiento económico de la instalación, dependen directamente de estos dos parámetros. También se lleva a cabo en este capítulo una descripción del estado actual del mercado fotovoltaico en España, resaltando el espectacular crecimiento del que está siendo objeto en los últimos años y dejando entrever el negocio que actualmente significa la inversión en energía solar fotovoltaica. Culmina este capítulo con un estudio de las diferentes tecnologías y sistemas de instrumentación electrónica que son de uso actual en las instalaciones fotovoltaicas. Hay que resaltar que en cuanto al uso de buses de instrumentación, si bien el mercado en otros sectores industriales es bastante escéptico a la introducción de nuevas tecnologías, no lo es en este sector, sobre todo porque los procesos que se llevan a cabo en las instalaciones fotovoltaicas no son excesivamente críticos ni peligrosos. Por otro lado, estos tipos de instalaciones son relativamente recientes y cada día se diseñan y ponen en marcha tanto grandes centrales como pequeñas instalaciones domésticas, propiciando la prueba de nuevos sistemas de monitorización y control.

Es tal la cantidad de información, en cuanto a buses de campo se refiere, que ha generado la investigación de esta Tesis, que se han dispuesto en tres Apéndices a su final. Se aprecia en la últimas publicaciones consultadas de fabricantes, que las nuevas tecnologías en cuanto a los sistemas de instrumentación en instalaciones fotovoltaicas se refiere, tienden a integrar subsistemas de dispositivos de comunicación inalámbrica (Apéndice C), sensores, actuadores, medidores de forma que todo el sistema pueda ser controlado por una *Red Ethernet Industrial* (Apéndice B)..

En el **Capítulo 3** se ha realizado el diseño, desarrollo, construcción y testeo de un canal completo de instrumentación para la medida de la temperatura superficial en paneles solares. Para ello se ha efectuado un estudio minucioso de los sensores de temperatura, tanto analógicos como digitales, que existen en la actualidad en el mercado y que pudieran ser utilizados para la medición de la temperatura superficial. Se llegó a la conclusión que el sensor que más se utiliza en esta aplicación concreta es la Pt 100 adhesiva, pero no porque sea el dispositivo más óptimo, sino porque no hay mucho más desarrollado. Atisbando esta oportunidad de mercado, el dispositivo presentado en este capítulo ha sido patentado y puesto recientemente a la venta en Internet, ya que la explotación de esta patente pertenece a la Universidad de Huelva y a una empresa *Spin-off* de reciente creación denominada *Onurobotics*. Las ventajas frente a cualquier otro dispositivo para medir temperaturas superficiales son enormes, tanto en precio como en prestaciones, ya que frente a los 300 o 400 euros que un sistema basado en Pt100 (sensor + acondicionador) puede costar para adquirir la temperatura superficial de un panel, el coste PVP del sistema propuesto está en torno a los 60 euros y el del sensor digital desarrollado alrededor de los 9 euros por unidad. Además, se tiene la ventaja adicional de la escalabilidad del sistema, es decir, aumentar el número de sensores analógicos en los sistemas basados en Pt 100 implica aumentar también los acondicionadores de señal necesarios para su funcionamiento. Sin embargo, aumentar los sensores basados en el patentado, implica colocar más sensores en el bus sin más.

Otra conclusión de este capítulo a tener en cuenta es que si bien el desarrollo del sistema se ha realizado pensando en una aplicación inmediata para las instalaciones solares fotovoltaicas, hay que valorar que la utilidad del sistema es mucho más extensa. Tanto que abarca cualquier aplicación donde sea preciso medir de forma fiable y barata la temperatura superficial de un objeto.

En el **Capítulo 4** se ha afrontado el diseño, desarrollo, construcción y testeo del canal completo de instrumentación de otra variable de interés en las instalaciones solares

fotovoltaicas, la irradiancia. Al igual que el trabajo expuesto en el Capítulo 3, se ha desarrollado un sistema de instrumentación fiable y con el condicionante del bajo coste del equipo.

Una vez centrado el objetivo de inicio de que la medición del dispositivo se llevaría a cabo en la región del espectro visible, se realizó una minuciosa búsqueda del sensor más apropiado para este menester. Después de diferentes análisis teóricos y pruebas en el laboratorio, se optó por el fotodiodo de silicio BPW21. A continuación se procedió a la construcción de un prototipo apto para la aplicación que fue calibrado y testeado (según especifica la normativa) por medio de un dispositivo comercial de referencia, concretamente un radiómetro CM21 de Kipp&ZonenTM. Los resultados fueron tan buenos que, al igual que en el caso del medidor de temperatura superficial, este desarrollo también ha sido patentado.

Dentro del abanico de dispositivos para la medición de irradiancia en el rango del espectro visible (que es el fundamental en las instalaciones fotovoltaicas), las características del sistema desarrollado lo hacen un serio competidor comercial frente a otros, incluso mucho más caros. Algunas ventajas probadas como son: facilidad en la conexión (basta con enchufarlo a cualquier puerto serie RS-485), programación (viene equipado con un Instrumento Virtual que detecta al dispositivo y lo autoconfigura para su utilización inmediata), excelente respuesta coseno, insensibilidad a la temperatura exterior (cuenta con un sistema autónomo de termostatación) que no necesite electrónica auxiliar para su funcionamiento, hacen que sus posibilidades comerciales sean enormes. Tal como sucedió con el medidor de temperatura superficial, este dispositivo saldrá próximamente a la venta en la web de *Onurobotics*.

Durante el desarrollo del sistema de medición de irradiancia solar global desarrollado en el Capítulo 4, se observó que durante el proceso de calibración de los primeros prototipos llevado a cabo en el INTA, y más concretamente en la etapa de medición de la respuesta angular para el cálculo del error coseno, su medición se realizaba de forma manual con todos los problemas que ello conllevaba. Tras recibir el encargo por parte del INTA, se procedió a llevar a cabo la automatización del proceso. Así, en el **Capítulo 5**, aprovechando la experiencia adquirida en el diseño del sistema de medición de irradiancia solar, se procedió a desarrollar un sistema robótico automatizado que permitiera ensayar radiómetros comerciales con objeto de analizar sus medidas y efectuar la calibración del error coseno sin intervención humana, ya que esto podría proporcionar unas condiciones y fiabilidad en los ensayos hasta ahora desconocidas.

Tras la construcción del sistema y su posterior puesta a punto, el dispositivo ha sido patentado. Desde Septiembre de 2007 se encuentra físicamente ubicado y funcionando sin una sola avería en el laboratorio de calibración de instrumentos radiométricos del INTA.

Llegados a este punto se considera que el objetivo de esta Tesis: *Realizar aportaciones a la Instrumentación Electrónica en la Optimización de Sistemas Basados en Energía Solar*, se ha cumplido de forma satisfactoria, a la vez que se han abierto nuevas e interesantes líneas de investigación.

6.2. Desarrollos futuros

Lejos de considerar esta Tesis como algo cerrado, los capítulos que la conforman han terminado siendo puertas abiertas hacia trabajos de investigación futuros.

Así por ejemplo, se sabe que hay otras variables atmosféricas a tener en cuenta para ser medidas en las instalaciones solares fotovoltaicas: temperatura ambiente, humedad relativa, dirección y velocidad del viento y presión atmosférica.

Con la incorporación de todas estas variables, siguiendo la filosofía de exactitud y fiabilidad a bajo coste, el sistema desarrollado en esta Tesis se convertiría en una estación meteorológica para su utilización en instalaciones solares de pequeño tamaño, donde los costes de monitorización están muy penalizados. Por supuesto la estación podría tener también otros muchos usos y aplicaciones.

Con las mismas consignas de diseño que las utilizadas para la medición de la temperatura superficial de los módulos fotovoltaicos y la irradiancia solar global, es decir, elevada precisión y bajo coste, se trabaja en la actualidad en la integración de todas estas mediciones en un sólo sistema. Con tal fin se están diseñando y poniendo a punto nuevos subsistemas de medición que sean integrables en un sistema único global, controlado por un IV, al cuál y en función de las necesidades del usuario, pudieran serle añadidos los subsistemas o módulos necesarios para la adquisición de las variables atmosféricas según la demanda del usuario. A partir de los módulos ya desarrollados: *Adquisición de la temperatura superficial de paneles fotovoltaicos*, y *adquisición de irradiancia global (piranómetro)*, los nuevos módulos que está en fase de calibración y testeo son los que se describen a continuación:

6.2.1. Módulo de adquisición de la temperatura ambiente, presión atmosférica y humedad relativa.

Se ha decidido colocar estas tres variables en un solo módulo, porque tanto la presión como la humedad relativa, están íntimamente relacionadas con la temperatura ambiente. Por tanto, es muy importante que estas tres variables se midan en condiciones ambientales análogas.

De las variables temperatura ambiente y radiación, es la primera la que va a marcar la colocación física del dispositivo desarrollado. Un termómetro expuesto libremente a la intemperie puede absorber una radiación solar considerable, como consecuencia de ello, su temperatura puede diferir bastante de la temperatura verdadera del aire, dependiendo esta diferencia de la intensidad de la radiación y de la relación que existe entre la radiación absorbida y el calor disipado. En consecuencia, es necesario proteger el termómetro de la radiación mediante una garita que le sirva de soporte al termómetro y también lo proteja de la precipitación, permitiendo al mismo tiempo la libre circulación del aire a su alrededor.

Ya se ha construido un primer prototipo, tal como se muestra en la Figura 6.1, que ha sido alojado, según establecen las normativas de aplicación, en una garita o caja fabricada con láminas de plástico en forma de plato con el objeto de mantener a la sombra al medidor de temperatura ambiental, ya que no debe recibir directamente la luz solar y ha de ser aireado de forma natural, lo cual se logra por las aberturas que dejan los platos entre sí.

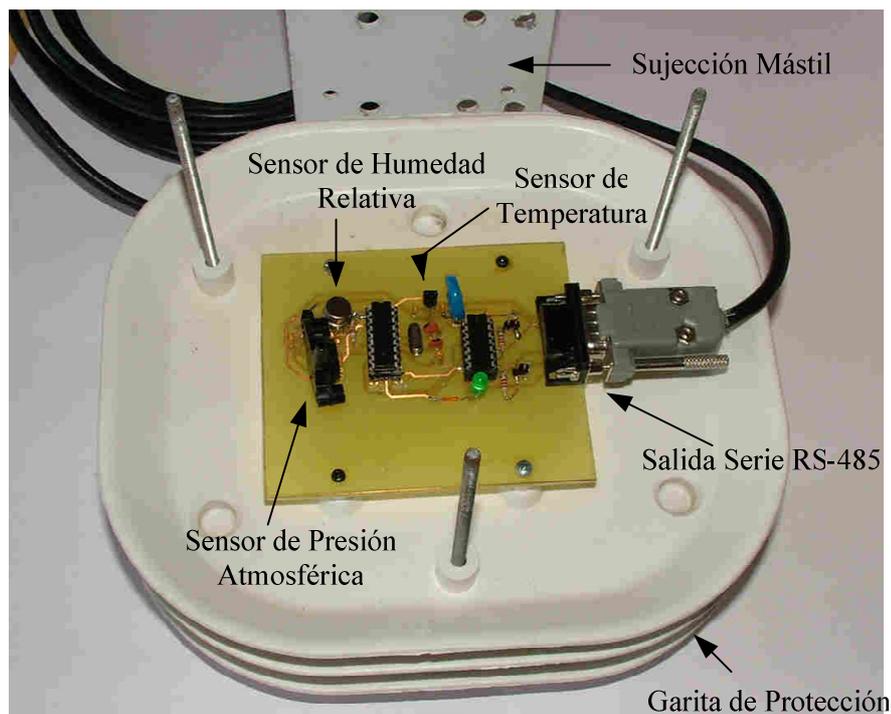


Fig. 6.1. Fotografía del módulo de medición de temperatura ambiente, presión atmosférica y humedad relativa.

Tras realizar un exhaustivo análisis funcional y de mercado, los sensores elegidos para llevar a cabo estas mediciones han sido el LM35 [210] de National SemiconductorTM para la medición de la temperatura ambiente, el HIH 4000 [250] de HoneywellTM para la medición de la

humedad relativa y el MPX 4115AP [238] de Freescale Semiconductor™ para la medición de presión atmosférica. Estos tres sensores tienen una salida analógica proporcional a la variable física que miden. El controlador utilizado para la adquisición de estas señales y posterior conversión analógica a digital in situ, así como de la gestión de las comunicación serie RS-485 con el PC es el PIC 16F88 de Microchip™ [252].

6.2.2. Módulo de adquisición de la dirección y de la velocidad del viento.

Al ser dos dispositivos mecánicos que han de ser robustos y de material resistente a la intemperie, se ha optado por adquirir una veleta y un anemómetro de cazoletas metálicas, fabricados ambos en acero inoxidable. Posteriormente se ha realizado el acondicionamiento de la señal e integración en el sistema de comunicación RS-485 del módulo desarrollado. En este momento se está en fase de pruebas y calibración del sistema para la adquisición de las señales analógicas que provienen del anemómetro y de la veleta. En la Figura 6.2, se muestran la veleta y el anemómetro utilizados.



Fig. 6.2. Anemómetro (izda.) y veleta (derecha) utilizados.

Por razones de dimensionado y coste, el sistema de adquisición tiene como controlador a un PIC 16F88, ya que es un dispositivo potente, versátil, barato y cuenta además con un convertidor A/D integrado de 7 canales y 10 bits de resolución. Este PIC soporta también comunicaciones serie. El dispositivo encargado de la comunicación serie RS-485 es el ya utilizado en este trabajo de investigación, el MAX3080E. Una fotografía de este sistema de adquisición y acondicionamiento en su estado actual se muestra en la Figura 6.3.



Fig. 6.3. Módulo de adquisición y acondicionamiento de las señales del anemómetro y de la veleta.

6.2.3. Integración de los canales de instrumentación.

El conjunto completo de dispositivos colocados en el mástil de sujeción, compuesto por la veleta, el anemómetro, el medidor de presión atmosférica, humedad relativa y temperatura ambiente se muestra en la Figura 6.4.

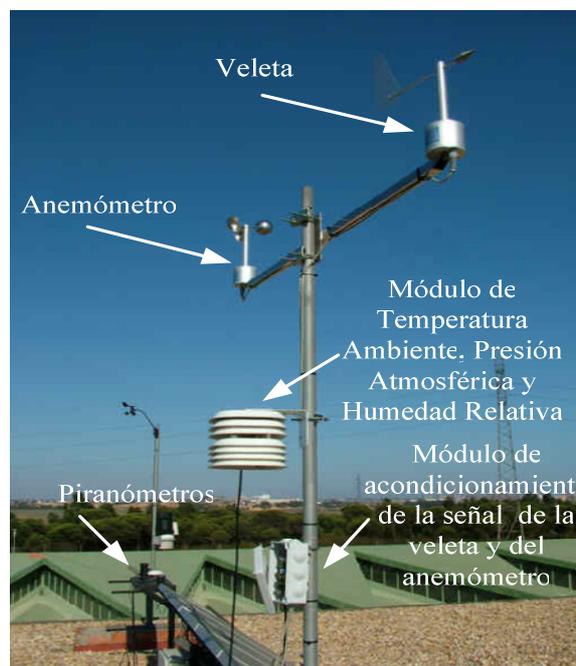


Fig. 6.4. Disposición de los sistemas de medición desarrollados

A nivel de conexiones, el sistema de la Fig. 6.4 sigue una concepción completamente modular donde todos los elementos utilizarán el mismo canal físico de comunicaciones (RS-485). Como elemento central de conexiones en campo se utiliza un pequeño armario de

comunicaciones estanco, en cuyo interior se encuentra una caja con múltiples conectores DB9 a modo de panel de conexiones, tal como se muestra en la Figura 6.5. En este panel de conexiones hay múltiples entradas para todos los dispositivos y una salida al PC.

Por cada conector DB9 se envían las señales de comunicación necesarias (RS-485) así como las de alimentación de los diferentes dispositivos (± 12 V y GND).



Fig. 6.5. Módulo exterior de conexiones

En la Fig. 6.6 se muestra el instrumento virtual en desarrollo; hasta el momento tiene integradas las utilidades de medida y procesado de las señales de temperatura superficial de paneles e irradiancia solar, las cuales han sido desarrolladas en esta Tesis. En este momento se están implementando los canales de medición de temperatura ambiente, dirección y velocidad del viento, presión atmosférica y humedad relativa.

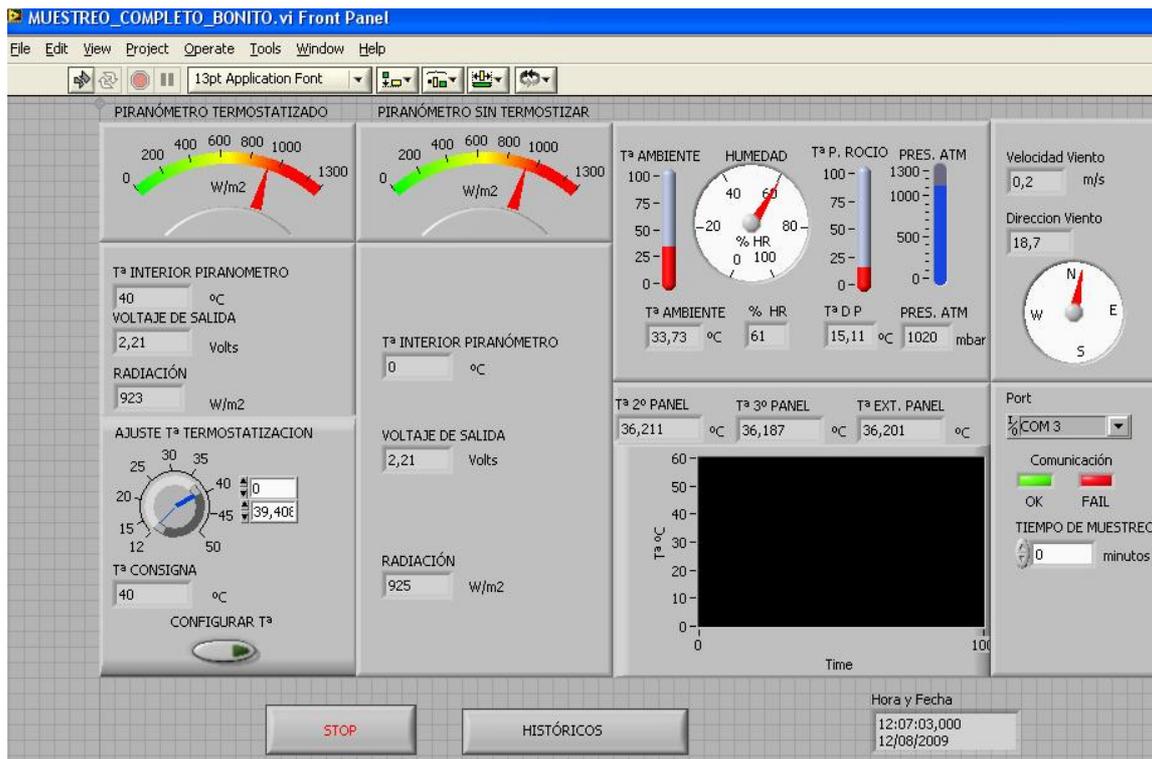


Fig. 6.6. Panel Frontal del Instrumento Virtual que controla todo el funcionamiento de la Estación meteorológica de Bajo Coste

6.2.4. El futuro próximo.

Si bien el objetivo de disponer de una estación meteorológica completísima de muy bajo coste y elevadas prestaciones está cerca de ser conseguido, la línea abierta por esta Tesis pretende ir mucho más allá. En el grupo de Investigación se tiene gran experiencia en el uso de técnicas de inteligencia artificial para el modelado y control de sistemas dinámicos. Precisamente la materia prima que necesitan muchas de estas técnicas son datos, de forma que en base a ellos, aplicando técnicas de clustering (fundamentalmente borroso) y minería de datos, se pretende encontrar información, en principio desconocida, que sea útil para encontrar relaciones y patrones de comportamiento que ayuden a optimizar de forma científica el diseño, desarrollo y explotación de las instalaciones solares fotovoltaicas, desde dimensiones domésticas hasta grandes plantas.

Apéndice A

Apéndice A. Buses de campo y protocolos de uso industrial.

A.1.- Clasificación de los buses de campo

Debido a la falta de estándares como ya se ha comentado en la Tesis, diferentes compañías han desarrollado diferentes soluciones, cada una de ellas con diferentes prestaciones y campos de aplicación. Una primera clasificación podría ser la siguiente:

(I) Buses de alta velocidad y baja funcionalidad

Diseñados para integrar dispositivos simples como finales de carrera, fotocélulas, relés y actuadores simples, funcionando en aplicaciones de tiempo real, y agrupados en una pequeña zona de la planta, típicamente una máquina. Suelen especificar las capas física y de enlace del modelo OSI, es decir, señales físicas y patrones de bits de las tramas. Algunos ejemplos de estos buses son CAN, SDS y ASI:

Bus CAN (*CONTROLLER AREA NETWORKING*) [62]

CAN es un bus de comunicaciones serie estandarizado por ISO (*International Organization for Standardization*), que fue desarrollado inicialmente a finales de los 80 para la

industria del automóvil. En su especificación básica se exigía alta velocidad, alta inmunidad al ruido y capacidad para la detección de cualquier tipo de error. Con el tiempo, CAN ha pasado de la industria automovilística a la fabricación y a la industria aeronáutica.

Los protocolos definidos por CAN se ajustan a la especificación OSI. CAN define sólo las dos capas más bajas: física y de enlace. Otras redes como SDS o DeviceNet proporcionan especificaciones de la capa de aplicación sobre la base de CAN.

El medio físico consiste en un cable de par trenzado con los terminadores adecuados. En la especificación básica de CAN, la velocidad máxima de transmisión es de 250 Kbps, mientras que en la versión ampliada alcanza velocidades de 1 Mbps.

La implementación básica de CAN presenta un fuerte acoplamiento entre la CPU y el controlador CAN (que implementa los protocolos de capa física y de enlace). Los mensajes son difundidos por toda la red y son comprobados por la CPU de cada una de las estaciones que la forman. Este tipo de funcionamiento disminuye el aprovechamiento de la velocidad de transmisión de la red. En la versión conocida como *Full CAN*, el controlador de red incorpora un filtro de selección de mensajes en base a un campo de identificación. De esa forma la CPU sólo recibirá aquellos mensajes que le interesen. Philips es el principal líder de la versión básica de CAN, mientras que Intel y Siemens lideran la versión completa.

Un bus CAN puede tener un máximo de 32 nodos. El número de mensajes por segundo varía entre 2.000 y 5.000 en un bus de 250 Kbps, según el número de bytes por mensaje.

Aunque se ha dicho que CAN se basa en un medio físico de par trenzado, también existen interfaces para la conexión mediante fibra óptica. El método más común es el par trenzado, de modo que las señales se envían mediante una diferencia de tensión entre los dos hilos. Los hilos reciben los nombres de CAN_H y CAN_L, y en estado inactivo la diferencia de tensión entre ambos es de 2.5 V. Un '1' se envía colocando CAN_H a más tensión que CAN_L, mientras que un cero se envía colocando CAN_L a más tensión que CAN_H. El uso de tensiones diferenciales permite el uso de CAN incluso si una de las líneas está dañada, o en ambientes muy ruidosos.

Bus SDS [85].

SDS (*Smart Distributed System*) es, junto con DeviceNet y CANOpen, uno de los buses de campo basados en CAN más extendidos. Fue desarrollado por el fabricante de sensores industriales Honeywell en 1989. Se ha utilizado sobre todo en aplicaciones de sistemas de almacenamiento, empaquetado y clasificación automática. Se define una capa física que incluye alimentación de dispositivos en las conexiones. La capa de aplicación define autodiagnóstico de nodos, comunicación por eventos y prioridades de alta velocidad.

Bus ASI [80].

ASI (*Actuator Sensor Interface*) es un bus de campo desarrollado inicialmente por Siemens, para la interconexión de actuadores y sensores binarios. Actualmente está recogido por el estándar IEC TG 17B.

A nivel físico, la red puede adoptar cualquier tipo de topología: estructura en bus, en árbol, en estrella o en anillo. Permite la interconexión de un máximo de 31 esclavos. La longitud máxima de cada segmento es de 100 metros. Dispone de repetidores que permiten la unión de hasta tres segmentos, y de puentes hacia redes Profibus. Como medio físico de transmisión, emplea un único cable que permite tanto la transmisión de datos como la alimentación de los dispositivos conectados a la red. Su diseño evita errores de polaridad al conectar nuevos dispositivos a la red. La incorporación o eliminación de elementos de la red no requiere la modificación del cable. El cable consta de dos hilos sin apantallamiento. Para lograr inmunidad al ruido, la transmisión se hace basándose en una codificación Manchester.

Cada esclavo dispone de hasta 4 entradas/salidas, lo que hace que la red pueda controlar hasta 124 E/S digitales. La comunicación sigue un esquema maestro-esclavo, en la cual el maestro interroga a las estaciones enviándoles mensajes (llamados telegramas) de 14 bits y el esclavo responde con un mensaje de 7 bits. La duración de cada ciclo pregunta/respuesta es de 150 μ s. En cada ciclo de comunicación se deben consultar todos los esclavos, añadiendo dos ciclos extras para operaciones de administración del bus (detección de fallos). El resultado es un tiempo de ciclo máximo de 5 ms

(II) Buses de alta velocidad y funcionalidad media

Se basan en el diseño de una capa de enlace para el envío eficiente de paquetes de datos de tamaño medio. Estos paquetes permiten que el dispositivo tenga mayor funcionalidad, de modo que puedan ser incluidos incluir aspectos como la configuración, calibración o programación del dispositivo. Son buses capaces de controlar dispositivos de campo complejos, de forma eficiente y a bajo coste. Normalmente incluyen la especificación completa de la capa de aplicación, lo que significa que se dispone de funciones utilizables desde programas basados en PCs para acceder, cambiar y controlar los diversos dispositivos que constituyen el sistema. Algunos incluyen funciones estándar para distintos tipos de dispositivos (perfiles) que facilitan la interoperabilidad de dispositivos de distintos fabricantes. Algunos ejemplos de estos buses son DeviceNet, LonWorks, BITBUS e INTERBUS :

Bus DeviceNet [87]

Es un bus basado en CAN. Su capa física y capa de enlace siguen la norma ISO 11898 y la especificación de Bosch 2.0. DeviceNet define una de las capas más sofisticadas de aplicaciones industriales sobre bus CAN [62].

DeviceNet fue desarrollado por Allen-Bradley a mediados de los noventa, posteriormente pasó a ser una especificación abierta soportada en la ODVA (*Open DeviceNet Vendor Association*). Cualquier fabricante puede asociarse a esta organización y obtener especificaciones, homologar productos, etc.

DeviceNet permite la conexión de hasta 64 nodos con velocidades de 125 Kbps a 500 Kbps en distancias de 100 a 500 m. Utiliza una definición basada en orientación a objetos para modelar los servicios de comunicación y el comportamiento externo de los nodos. Define mensajes y conexiones para funcionamiento maestro-esclavo, interrogación cíclica, *strobing* o lanzamiento de interrogación general de dispositivos, mensajes espontáneos de cambio de estado, comunicación uno a uno, modelo productor-consumidor, carga y descarga de bloques de datos y ficheros etc.

DeviceNet proporciona una red flexible y de conexión sencilla que ofrece entre sus beneficios más inmediatos un control descentralizado, y permite la conexión de dispositivos de diferentes marcas gracias a la interoperatividad y su carácter abierto y estándar. Las paradas de producción se minimizan, ya que proporciona información de diagnóstico muy valiosa que permite llevar a cabo acciones preventivas y eficaces soluciones de los problemas, agilizando las tareas de mantenimiento y reparación. Además, en caso de avería de algún módulo esclavo, es posible sustituirlo en "caliente" sin necesidad de quitar la alimentación y en consecuencia sin tener que detener las comunicaciones o la instalación en sí. Por otro lado, cabe destacar su eficiencia en las comunicaciones, ya que permite que la información de planta esté disponible en tiempo real al proporcionar un procesamiento de datos a alta velocidad, mayor seguridad de datos, un chequeo de errores eficiente y gran flexibilidad.

Los mercados y aplicaciones más significativas para este tipo de tecnología son: líneas de ensamblaje de automóviles; líneas de alimentación y bebidas, líneas de fabricación de semiconductores, manipulado de material y empaquetado, papeleras, cementeras y canteras, clasificación y tratamiento de R.S.U., y líneas de productos de consumo, entre otros.

DeviceNet está soportado por numerosos fabricantes, como son: Allen-Bradley, ABB, Danfoss, Crouzet, Bosch, Control Techniques, Festo, Omron, etc.

Bus LonWorks [81].

Es un bus desarrollado por la empresa Echelon, localizada en California y fundada en 1988. Comercializa el bus de campo LonWorks basado en el protocolo LonTalk, que es un

protocolo diseñado para cubrir los requisitos de la mayoría de las aplicaciones de control: edificios de oficinas, hoteles, transporte, industrias, monitorización de contadores de energía, control del alumbrado urbano (*street-lighting*), domótica, etc. El protocolo LonWorks se encuentra homologado por las distintas normas Europeas (EN-14908), de Estados Unidos (EIA-709-1) y Chinas (GB/Z20177-2006), así como por el estándar europeo de electrodomésticos CEDEC AIS. Además se ha impuesto dentro de la asociación de petroleros como estándar para el control y comunicación de la red de gasolineras (IFSF).

El protocolo LonTalk cubre todas las capas OSI. El protocolo se soporta en hardware y firmware sobre el *NeuronChip* que es un microcontrolador que incluye el controlador de comunicaciones y toda una capa de firmware que, además de implementar el protocolo, ofrece una serie de servicios que permiten el desarrollo de aplicaciones en el lenguaje Neuron C, una variante de ANSI C. Motorola y Toshiba fabrican el *NeuronChip*, además Echelon ofrece la posibilidad de abrir la implementación de LonWorks a otros procesadores.

Del *Neuron Chip* destaca:

- Tiene un identificador único, el *Neuron ID*, que permite direccionar cualquier nodo de forma unívoca dentro de una red de control Lonworks. Este identificador, con 48 bits de ancho, se graba en la memoria EEPROM durante la fabricación del circuito.
- Tiene un modelo de comunicaciones que es independiente del medio físico sobre el que funciona, esto es, los datos pueden transmitirse sobre cables de par trenzado, ondas portadoras, fibra óptica, radiofrecuencia y cable coaxial, entre otros.
- El firmware que implementa el protocolo LonTalk proporciona servicios de transporte y enrutamiento extremo a extremo. Está incluido un sistema operativo que ejecuta y planifica la aplicación distribuida y que maneja las estructuras de datos que se intercambian los nodos.

Estos circuitos se comunican entre sí enviándose telegramas que contienen la dirección de destino, información para el enrutado, datos de control así como los datos de la aplicación del usuario y un *checksum* como código detector de errores. Todos los intercambios de datos se inician en un *Neuron Chip* y se supervisan en el resto de los circuitos de la red. Un telegrama puede tener hasta 229 octetos de información neta para la aplicación distribuida.

Como medio físico, el *Neuron Chip* proporciona un puerto específico de cinco pines que puede ser configurado para actuar como interface de diversos transceivers de línea y funcionar a diferentes velocidades binarias. Lonworks puede funcionar sobre RS-485 opto-aislado, acoplado a un cable coaxial o de pares trenzados con un transformador, sobre corrientes portadoras, fibra óptica e incluso radio.

Bus BITBUS [72]

Es introducido por Intel a principios de los 80. Su protocolo está implementado en ROM en el microcontrolador 8044. En la actualidad Intel ha cedido el firmware de este micro a dominio público. Su característica más importante radica en el hecho de ser un bus síncrono, lo que permite la transmisión a velocidades y distancias muy elevadas en comparación con otros buses. Es un bus maestro-esclavo soportado sobre RS 485 y normalizado en IEEE-1118. Debido a su sencillez ha sido adoptado en redes de pequeños fabricantes o integradores.

La interconexión física de nodos se realiza mediante uno o dos pares diferenciales trenzados con una pantalla común. Uno de los pares se utiliza para la línea de datos semidúplex (RS 485) y, eventualmente, se utiliza un segundo par para la transmisión del reloj (en modo síncrono) o para conmutación de la línea en nodos repetidores (en modo autorreloj).

La topología básica de la red es la de un simple bus lineal previsto para una estructura lógica tipo maestro-esclavo. Sin embargo, a partir de un cierto número de dispositivos o para distancias grandes, pueden utilizarse repetidores.

En su capa de aplicación se contempla la gestión de tareas distribuidas, es decir es, en cierto modo, un sistema multitarea distribuido. Existe una organización europea de soporte (*Bitbus European User's Group*).

Bus INTERBUS [88]

Inicialmente fue un protocolo propietario de la empresa Phoenix Contact GmbH, aunque posteriormente ha sido abierta su especificación. Normalizado bajo DIN 19258, norma europea EN 50254. Fue introducido en el año 1984.

Este bus utiliza una topología en anillo, cada nodo tiene un punto de entrada y otro de salida hacia el nodo siguiente, y la comunicación se realiza mediante un registro de desplazamiento en cada nodo. Se pueden enlazar buses periféricos al principal.

La capa física está basada en RS-485. Cada dispositivo actúa como repetidor. Así se puede alcanzar una distancia entre nodos de 400 m para 500 Kbps y una distancia total de 12 Km. Es posible utilizar también enlaces de fibra óptica.

La capa de transporte está basada en una trama única que circula por el anillo (trama de suma). La información de direccionamiento no se incluye en los mensajes. Es un bus muy útil en aplicaciones con pocos nodos y un pequeño conjunto de entradas/salidas por nodo, ya que es un bus muy rápido. Al utilizar una topología de red en anillo, es muy sensible al corte completo de comunicación al abrirse el anillo en cualquiera de los nodos. Pero por otra parte, esta estructura permite una fácil localización de fallos y diagnóstico. Es un bus muy apropiado para efectuar comunicaciones deterministas a alta velocidad.

(III) Buses de altas prestaciones

Son capaces de soportar comunicaciones a nivel de toda la factoría, en muy diversos tipos de aplicaciones. Aunque se basan en buses de alta velocidad, algunos presentan problemas debido a la sobrecarga necesaria para alcanzar las características funcionales y de seguridad que se les exigen. La capa de aplicación oferta un gran número de servicios a la capa de usuario, habitualmente un subconjunto del estándar MMS [89]. Entre sus características incluyen:

- Redes multi-maestro con redundancia.
- Comunicación maestro-esclavo según el esquema pregunta-respuesta.
- Recuperación de datos desde el esclavo con un límite máximo de tiempo.
- Capacidad de direccionamiento unicast, multicast y broadcast.
- Petición de servicios a los esclavos basada en eventos.
- Comunicación de variables y bloques de datos orientada a objetos.
- Descarga y ejecución remota de programas.
- Altos niveles de seguridad de la red, opcionalmente con procedimientos de autenticación.
- Conjunto completo de funciones de administración de la red.

Ejemplos de buses de altas prestaciones son Profibus, Field Bus Foundation y FIP:

Bus PROFIBUS [59].

Profibus se desarrolló bajo un proyecto financiado por el gobierno alemán. Está normalizado en Alemania por DIN E19245 y en Europa por EN 50170. El desarrollo y posterior comercialización ha contado con el apoyo de importantes fabricantes como ABB, AEG, Siemens, Klöckner-Moeller y algunos más. Está controlado por la PNO (*Profibus User Organisation*) y la PTO (*Profibus Trade Organisation*).

Existen tres perfiles:

- Profibus DP (*Decentralized Periphery*). Orientado a sensores/actuadores enlazados a procesadores (PLCs) o terminales.
- Profibus PA (*Process Automation*). Para control de proceso y cumpliendo normas especiales de seguridad para la industria química (IEC 11158-2, seguridad intrínseca).
- Profibus FMS (*Fieldbus Message Specification*). Para comunicación entre células de proceso o equipos de automatización. La evolución de Profibus hacia la utilización de protocolos TCP/IP para enlace al nivel de proceso hace que este perfil esté perdiendo importancia.

Utiliza diferentes capas físicas. La más importante en PROFIBUS DP está basada en EIA RS-485. Profibus PA utiliza la norma IEC 11158-2 (norma de comunicación síncrona entre sensores de campo, que utiliza modulación sobre la propia línea de alimentación de los

dispositivos y puede utilizar los antiguos cableados de instrumentación 4-20 mA), aunque para el nivel de proceso se tiende a la utilización de Ethernet. También se contempla la utilización de enlaces de fibra óptica. Existen puentes para enlace entre diferentes medios, además de pasarelas (*gateways*) que permiten el enlace entre perfiles y con otros protocolos.

En este bus se distingue entre dispositivos tipo maestro y dispositivos esclavo. El acceso al medio entre maestros se arbitra por paso de testigo, el acceso a los esclavos desde un maestro es un proceso de interrogación cíclico (*polling*). Se pueden configurar sistemas multimaestro o sistemas más simples maestro-esclavo.

En Profibus DP se distingue entre: maestro clase 1 (estaciones de monitorización y diagnóstico), maestro clase 2 (elementos centralizadores de información como PLCs, PCs, etc.), esclavo (sensores, actuadores).

El transporte en Profibus DP se realiza por medio de tramas según IEC 870-5-1. La comunicación se realiza por medio de datagramas en modo *broadcast* o *multicast*. Se emplea comunicación serie asíncrona por lo que es utilizable una UART genérica.

Profibus FMS es una capa compleja de aplicación que permite la gestión distribuida de procesos al nivel de relación entre células con posibilidad de acceso a objetos, ejecución remota de procesos, etc. Los dispositivos se definen como dispositivos de campo virtuales, cada uno incluye un diccionario de objetos que enumera los objetos de comunicación. Los servicios disponibles son un subconjunto de los definidos en el protocolo de uso industrial denominado especificación de mensajes de producción (*Manufacturing Message Specification*), MMS (ISO 9506).

Las distancias potenciales del bus van de 100 m a 24 Km (con repetidores y fibra óptica). La velocidad de comunicación puede ir de 9.600 bps a 12 Mbps. Utiliza mensajes de hasta 244 bytes de datos.

Para la automatización de los procesos industriales que se desarrollan generalmente en entornos agresivos, con peligro para la salud o de explosión, tienen gran importancia la conexión directa de dispositivos con seguridad intrínseca y su alimentación a través del medio de comunicación, así como el elevado contenido informativo de la comunicación. En comparación en las aplicaciones de la industria de fabricación tienen prioridad la velocidad y el determinismo. PROFIBUS es actualmente uno de los pocos buses de campo del mundo que cumple estos requisitos. Este bus de campo es el único capacitado para interconectar áreas de producción industriales de forma homogénea, gracias a las tecnologías de transmisión complementarias, a un perfil de comunicación unificado y a los perfiles aditivos de aplicación para funcionalidades típicas de dispositivos, como p. ej. PA Devices, PROFIdrive o PROFIsafe. Otros perfiles de aplicación ofrecen la posibilidad de integrar las instalaciones existentes de

forma continua, incluyendo una tecnología de 4-20 mA y dispositivos HART y, de este modo, se aseguran a largo plazo las inversiones relacionadas. Pero la ventaja más valorada es el ahorro de gastos a largo plazo, que se puede obtener mediante la gestión eficiente de activos en el mantenimiento y en el funcionamiento a largo plazo.

Profibus se ha difundido ampliamente en Europa y también tiene un mercado importante en América y Asia. El conjunto Profibus DP-Profibus PA cubre la automatización de plantas de proceso discontinuo y proceso continuo cubriendo normas de seguridad intrínseca.

Bus Field Bus Foundation [93]

En el año 1994, por motivos técnicos, económicos y políticos, el grupo internacional ISP (*Interoperable Systems Project*) y el grupo WorldFIP (*World Factory Instrumentation Protocol*), se unieron para formar FieldBus Foundation (FF), cuyo objetivo era crear un bus de campo estándar para utilizarlo en ambientes industriales peligrosos. Este mismo objetivo es perseguido por el bus Profibus PA que cuenta con más apoyo de las empresas europeas, mientras que Fieldbus Foundation se desarrolla en empresas americanas.

FF es un bus orientado sobre todo a la interconexión de dispositivos en industrias de proceso continuo. Su desarrollo ha sido apoyado por importantes fabricantes de instrumentación (Fisher-Rosemount, Foxboro,...). En la actualidad existe una asociación de fabricantes que utilizan este bus, la cual gestiona el esfuerzo normalizador, la *Fieldbus Foundation*. Está normalizado como ISA SP50, IEC-ISO 61158.

En su nivel H1 de la capa física sigue la norma IEC 11158-2 para comunicación a 31,25 Kbps, lo cual lo hace compatible con Profibus PA, su principal contendiente. Presta especial atención a las versiones que cumplen normas de seguridad intrínseca para industrias de proceso en ambientes combustibles o explosivos. Se soporta sobre par trenzado y es posible la reutilización de los antiguos cableados de instrumentación analógica 4-20 mA. Se utiliza comunicación síncrona con codificación Manchester Bifase-L.

La capa de aplicación utiliza un protocolo sofisticado orientado a objetos con múltiples formatos de mensaje. Distingue entre dispositivos con capacidad de arbitración (*Link Master*) y normales. En cada momento un solo Link master arbitra el bus, aunque puede ser sustituido por otro en caso de fallo. Utiliza diversos mensajes para gestionar comunicación por paso de testigo, comunicación cliente-servidor, modelo productor-consumidor etc. Existen servicios para configuración, gestión de diccionario de objetos en nodos, acceso a variables, eventos, carga /descarga de ficheros y aplicaciones, ejecución de aplicaciones, etc.

El nivel H2 está basado en Ethernet de alta velocidad (100 Mbps) y orientado al nivel de control de la red industrial [94].

Bus FIP- WorldFIP [64].

Es un bus desarrollado en Francia a finales de los ochenta y normalizado por EN 50170, que también cubre Profibus. Sus capas física y de aplicación son análogas a las de Foundation Fieldbus H1 y Profibus PA. La división norteamericana de WorldFIP, como ya se ha comentado, se unió a mediados de los noventa a la Fieldbus Foundation en el esfuerzo por la normalización de un bus industrial común. Utiliza un modelo productor-consumidor con gestión de variables cíclicas, eventos y mensajes genéricos

(IV) Buses para áreas de seguridad intrínseca

Incluyen modificaciones en la capa física para cumplir con los requisitos específicos de seguridad intrínseca en ambientes con atmósferas explosivas. La seguridad intrínseca es un tipo de protección por la que el aparato en cuestión no tiene posibilidad de provocar una explosión en la atmósfera circundante. Un circuito eléctrico o una parte de un circuito tienen seguridad intrínseca, cuando alguna chispa o efecto térmico en este circuito, producidos en las condiciones de prueba establecidas por un estándar (dentro del cual figuran las condiciones de operación normal y de fallo específicas), no puede ocasionar una ignición. Algunos ejemplos son HART, Profibus PA o FIP; de éstos el único que queda por describir es HART, que en realidad más que un bus es un protocolo de comunicación industrial.

Bus HART

El protocolo de comunicación HART (*Highway Addressable Remote Transducer*) fue introducido por primera vez por la compañía Rosemount Inc en 1986. Este protocolo proporciona una solución para la comunicación de instrumentos inteligentes, compatible con la transmisión analógica en corriente 4-20 mA.

Este protocolo permite la comunicación digital bidireccional con instrumentos inteligentes sin perturbar la señal analógica de 4-20 mA, ya que ambas señales pueden ser transmitidas simultáneamente sobre el mismo cable. El éxito de este protocolo y la aceptación obtenida en el entorno industrial se debe a las ventajas que ofrece al usuario, y a su fácil implementación sobre los sistemas de control existentes basados en 4-20 mA.

El protocolo HART utiliza el estándar Bell 202 FSK (Codificación por Cambio de Frecuencia) para superponer las señales de comunicación digital al bucle de corriente 4-20 mA.

La información binaria es representada mediante una señal de dos frecuencias distintas. Un cero lógico es representado por una frecuencia de 2.200 Hz, mientras un uno lógico es representado por una frecuencia de 1.200 Hz. Estos tonos se superponen a la señal de continua (4-20 mA), y como la señal de AC tiene un valor promedio cero, la señal de continua no es afectada.

HART es principalmente un protocolo maestro/esclavo lo que significa que el dispositivo de campo (esclavo) habla sólo cuando es preguntado por un maestro. En una red HART dos maestros (primario y secundario) pueden comunicarse con un dispositivo esclavo. Los maestros secundarios pueden comunicarse con los dispositivos de campo sin distorsionar la comunicación con el maestro primario. Un maestro primario puede ser típicamente un DCS (Sistema Distribuido de Control), un PLC, o un sistema central de monitorización o control basado en PC, mientras un maestro secundario puede ser un comunicador portátil.

Dentro del protocolo HART existen varios modos para la comunicación de información desde/hacia instrumentos de campo inteligentes y el controlador central o equipos de monitorización. Este modo, permite que el esclavo responda a los comandos-peticiones del maestro 2 veces por segundo, mientras que la señal analógica, que es continua, puede seguir portando la variable de control.

Otro modo de comunicación opcional es el modo *Burst*, que permite que un único dispositivo esclavo emita continuamente un mensaje HART de respuesta estándar.

El protocolo HART también tiene la capacidad de conectar múltiples dispositivos de campo sobre el mismo par de hilos en una configuración de red multipunto.. En la configuración multipunto, la comunicación está limitada a la comunicación digital maestro/esclavo. La corriente a través de cada dispositivo esclavo se fija al mínimo valor para alimentar el dispositivo y no tiene ningún significado relativo al proceso.

Desde la perspectiva de la instalación, para las señales de comunicación HART se utiliza el mismo cable usado para transmitir la señal analógica 4-20 mA. Las longitudes de cable permitidas van a depender del tipo de cable utilizado y del número de dispositivos conectados.

(V) Otros buses de Campo y Protocolos.

Bus CANOpen [95]

Bus de campo basado en CAN. Fue el resultado de un proyecto de investigación financiado por la Comunidad Europea y se está extendiendo de forma importante entre fabricantes de maquinaria e integradores de células de proceso. Está soportado por la organización CiA (*CAN In Automation*) [96], organización de fabricantes y usuarios de CAN que también apoya DeviceNet, SDS etc.

Bus MODBUS [32]

En su definición inicial Modbus era una especificación de tramas, mensajes y funciones utilizada para la comunicación con los PLCs Modicon. Modbus puede implementarse sobre cualquier línea de comunicación serie y permite la comunicación por medio de tramas binarias o ASCII con un proceso interrogación-respuesta simple. Debido a que fue incluido en los PLCs de

la prestigiosa firma Modicon en 1979, ha resultado un estándar de facto para el enlace serie entre dispositivos industriales.

Las razones por las cuales el uso de Modbus es superior a otros protocolos de comunicaciones son:

- es público
- su implementación es fácil y requiere poco desarrollo
- maneja bloques de datos sin suponer restricciones

Modbus permite el control de una red de dispositivos, por ejemplo un sistema de medida de temperatura y humedad, y comunicar los resultados a un ordenador. Modbus también se usa para la conexión de un ordenador de supervisión con una unidad remota (RTU) en sistemas de supervisión adquisición de datos (SCADA). Existen versiones del protocolo Modbus para puerto serie y Ethernet (Modbus/TCP).

Existen dos variantes con diferentes representaciones numéricas de los datos y detalles del protocolo ligeramente desiguales. Modbus RTU es una representación binaria compacta de los datos. Modbus ASCII es una representación legible del protocolo pero menos eficiente. Ambas implementaciones del protocolo son serie. El formato RTU finaliza la trama con una suma de control de redundancia cíclica (CRC), mientras que el formato ASCII utiliza una suma de control de redundancia longitudinal (LRC). La versión Modbus/TCP es muy semejante al formato RTU, pero estableciendo la transmisión mediante paquetes TCP/IP.

Modbus Plus (Modbus+ o MB+), es una versión extendida del protocolo propiedad de Modicon. Dada la naturaleza de la red, precisa un coprocesador dedicado para el control de la misma. Con una velocidad de 1 Mbit/s en un par trenzado sus especificaciones son muy semejantes al estándar EIA/RS-485 aunque no guarda compatibilidad con este.

Cada dispositivo de la red Modbus posee una dirección única. Cualquier dispositivo puede enviar órdenes Modbus, aunque lo habitual es permitirlo sólo a un dispositivo maestro. Cada comando Modbus contiene la dirección del dispositivo destinatario de la orden. Todos los dispositivos reciben la trama pero sólo el destinatario la ejecuta (salvo en modo *Broadcast*). Cada uno de los mensajes incluye información redundante que asegura su integridad en la recepción. Los comandos básicos Modbus permiten controlar un dispositivo RTU para modificar el valor de alguno de sus registros o bien solicitar el contenido de dichos registros.

Existe gran cantidad de modems que aceptan el protocolo Modbus. Algunos están específicamente diseñados para funcionar con este protocolo. Existen implementaciones para conexión por cable, wireless, SMS o GPRS. La mayoría de problemas presentados hacen referencia a la latencia y a la sincronización

En la actualidad Modbus es soportado por el grupo de automatización Schneider (Telemecanique, Modicon,...).

Bus ARCNet [36]

Originalmente fue desarrollada en los años 70 como red para proceso de datos aunque ARCNet ha encontrado aplicación en el mundo industrial. Su técnica de paso de testigo hace que sea predecible, determinista y robusta. Está normalizada como ANSI/ATA 878. 1. La velocidad de comunicación es de 2,5 Mbps con paquetes del 0 a 512 bytes. Soporta topología en bus y estrella y diversos medios físicos (cable coaxial, par trenzado, fibra óptica).

Es una red muy apropiada para un nivel intermedio en la jerarquía CIM. Algunos fabricantes proponen como jerarquía ideal para control industrial una basada en Ethernet en el nivel superior, ARCNet en el intermedio y CAN al nivel de celda de fabricación.

Bus CONTROLNET [90]

Es un bus de alta velocidad (hasta 5 Mbps) y alcanza distancias de hasta 5 Km. Es muy seguro y robusto, y está promovido por Allen-Bradley. Utiliza cable RG6/U (utilizado en televisión por cable) y se basa en un controlador ASIC de Rockwell.

ControlNet fue mantenido en un principio por *ControlNet International*, pero en 2008 el soporte y administración de ControlNet fue transferido a ODVA (*Open DeviceNet Vendors Association*), que administra actualmente todos los protocolos de la familia *Common Industrial Protocol*.

ControlNet define una única capa física basada en cable coaxial RG-6 con conectores BNC. Las características que distinguen a ControlNet de otros buses de campo incluyen el soporte incorporado para cables totalmente redundantes y el hecho de que toda comunicación en ControlNet es estrictamente planificada y altamente determinista.

La capa física está basada en un código Manchester a 5 Mbps. La capa de aplicación de ControlNet está basada en la capa CIP (*Common Industrial Protocol*) que también se utiliza en DeviceNet y EtherNet/IP.

El sistema planificado de mensajes de ControlNet requiere que el diseño del medio sea robusto y su mantenimiento meticuloso. Una avería en el medio causa invariablemente que cualquier programa en ejecución se detenga y a menudo provoca fallos en el procesador. El medio es comprobado con un dispositivo de mano conocido como "Network Checker" en conjunto con un osciloscopio digital funcionando al menos a 100 Mhz.

No es soportado por muchos fabricantes y resulta de elevado precio por nodo. Se ha utilizado para interconexión de redes de PLCs y computadores industriales en aplicaciones de alta velocidad y ambientes muy críticos [91].

Protocolo OPC [92]

Uno de los grandes problemas existentes en la industria es la cantidad de equipos de diferentes marcas disponibles para la realización de una tarea específica, obligando a la existencia de innumerables protocolos de comunicación. Así, el MMS (*Manufacturing Message Specification*) nació como una tentativa de estandarizar estos protocolos, pero falló en su intento debido a que no satisfizo las demandas del mercado. La concepción de las empresas era monopolizar el mercado obligando al cliente a una relación exclusiva con sus marcas y, en caso extremo, generar controladores para operar con una cantidad limitada de equipos de otras marcas. Para alcanzar una estandarización, se propuso la solución de crear un protocolo muy amigable con todos los equipos. En este sentido, el protocolo OPC (*OLE²³ for Process Control*) es una solución, la cual es liderada por Microsoft y especificada por la OPC Foundation. Hoy en día, la mayoría de fabricantes de dispositivos ofrecen un servidor OPC.

El servidor OPC ofrece datos en tiempo real provenientes de sensores (temperatura, presión, etc.), comandos de control (abrir, cerrar, encender, apagar, etc.), status de comunicación, datos de desempeño, estadísticas de los sistemas, etc. El protocolo OPC esta basado en el modelo de composición ideado por Microsoft llamado COM (*Component Object Model*), que es una manera fácil y eficiente de establecer interfaces para aplicaciones y que sustituye los llamados procedimientos DLL, usados inicialmente para encapsular una aplicación. El nombre OPC fue tomado en la época en que el COM era un modelo embrionario de comunicación entre aplicaciones que utilizaban OLE. Las especificaciones OPC pueden ser encontradas en la *OPC Foundation*, e incluyen además de las especificaciones básicas del protocolo, otras especificaciones, tales como comunicación de alarmas o eventos, etc.

²³ *Object Linking and Embedding* (OLE) es un sistema de objeto distribuido y un protocolo desarrollado por Microsoft. OLE permite a un editor encargar a otro la elaboración de parte de un documento y posteriormente volverlo a importar. La ventaja principal de usar OLE, además de que el tamaño del archivo es menor, es la de poder crear un archivo principal. Se puede hacer una referencia a los datos de ese archivo, con lo que todo cambio posterior en el archivo principal se reflejará en el documento referenciado.

Apéndice B

Apéndice B. INDUSTRIAL ETHERNET

La norma IEEE 802.3 basada en la red Ethernet de Xerox se ha convertido en el método más extendido para interconexión de computadores personales en redes de proceso de datos. En la actualidad se vive una auténtica revolución en cuanto a su desplazamiento hacia las redes industriales. Es indudable esa penetración. Diversos buses de campo ya establecidos en el mercado como Profibus, Modbus, etc., han adoptado Ethernet como la red apropiada para los niveles superiores. En todo caso se buscan soluciones a los principales inconvenientes de Ethernet como soporte para comunicaciones industriales:

- El indeterminismo intrínseco de Ethernet se aborda por medio de topologías basadas en conmutadores. En todo caso esas opciones no son gratuitas.
- Se han de aplicar normas especiales para conectores, blindajes, rangos de temperatura etc. La tarjeta adaptadora Ethernet empieza a encarecerse cuando se la dota de robustez para un entorno industrial

Parece difícil que Ethernet tenga futuro a nivel de sensor, aunque puede aplicarse en nodos que engloban conexiones múltiples de entrada-salida. Ethernet está ocupando un área importante entre las opciones para redes industriales, pero parece aventurado afirmar, como se

ha llegado a hacer, que pueda llegar a penetrar en los niveles bajos de la pirámide CIM (ver figura 2.13).

RTE.

RTE son las siglas de Ethernet en tiempo real (en inglés *Real Time Ethernet*). En los últimos años, se aprecia un gran interés por adoptar Ethernet en los sistemas de comunicación industrial en Tiempo Real (RTE) [97], [98]. Para ello es necesario que en este tipo de redes se mantengan una serie de requerimientos, como son:

- Garantía de comportamiento de tiempo real. Hay una serie de aplicaciones en el mundo industrial que no necesitan de un tiempo real verdadero (mantenimientos, aplicaciones con un lento desarrollo, etc), pero otras sí necesitan tiempo real verdadero (adquisición de datos, procesos de fabricación, máquinas de herramienta, etc).
- Garantía de seguridad en el funcionamiento. Protección contra accidentes basada en comportamientos erróneos, errores en la comunicaciones, etc. Han de mantenerse estándares de seguridad en diferentes niveles [99].

Todos estos aspectos son cumplidos escrupulosamente por los actuales buses de campo, Profibus, Hart, DeviceNet, etc.

En función del tiempo de respuesta necesario garantizado, las aplicaciones en tiempo real se clasifican en:

Clase 1: soft RT. Aplicaciones industriales con un elevado tiempo de respuesta (> 10 ms), es decir, aquellas donde el tiempo no es un factor muy crítico.

Clase 2: hard RT. Aplicaciones en las que el tiempo de respuesta ha de estar comprendido entre 1 y 10 ms.

Clase 3: síncrona RT. Tiempo de respuesta comprendido entre $250 \mu\text{s}$ y 1 ms.

Ethernet estándar no es capaz de alcanzar estos requerimientos de tiempo real (RT), por lo que es necesario realizar ciertas modificaciones.

Los interfaces de comunicación están estructurados en diferentes capas. En la figura 2.14, se muestran diferentes estructuras para protocolos RTE en un formato simplificado.

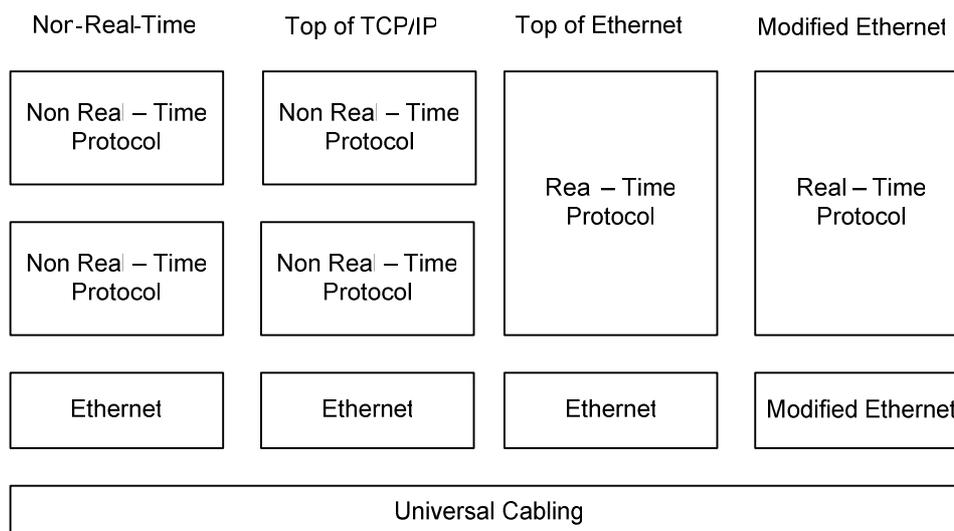


Fig.B.1. Posibles estructuras para Real Time Ethernet (RTE)

La parte común a todas las redes Ethernet es la infraestructura de cableado universal. Las aplicaciones que no son de tiempo real usan protocolos definidos en ISO 8802-3 y el protocolo genérico TCP/UDP/IP. Para construir soluciones con dispositivos RTE se utilizan diferentes aproximaciones. La primera es mantener los protocolos TCP/UDP/IP sin cambios y concentrar todas las modificaciones debidas al tiempo real en la capa superior. Esta solución recibe el nombre *on top of TCP/IP*.

Una segunda aproximación consiste en evitar los protocolos TCP/UDP/IP y acceder directamente a la red, lo cual se conoce como *on top of Ethernet*. En una tercera aproximación, tanto los mecanismos propios de la red Ethernet como los de su infraestructura son modificados; se denomina *Modified Ethernet*.

B.1. Protocolos on Top of TCP/IP.

Muchas soluciones RTE utilizan los protocolos TCP/UDP/IP sin modificar. Esto requiere un enorme gasto en recursos de procesamiento y memoria e introduce retrasos no deterministas en la comunicación; pertenecen a este grupo:

- Modbus TCP/IP.

Es un protocolo propiedad de Schneider Electric y es mantenido o soportado por Modus IDA. Utiliza el conocido bus de campo Modbus y Ethernet como tecnología de transmisión con protocolo TCP/IP [100], [101]. Es uno de los buses más extendidos en el ámbito industrial.

- Ethernet/IP.

Definida por Rockwell y mantenida por Open Device Vendor association (ODVA) y ControlNet internacional. Usa el protocolo CIP [102] (Common Interface Protocol), que es

común a las redes Ethernet/IP, ControlNet y DeviceNet [12]. Los paquetes de datos son enviados via router CIP entre las diferentes redes.

- P-NET.

Las especificaciones para P-NET [61] fueron propuestas por el Comité Nacional Danés y se aprobó su utilización en entornos industriales. P-NET (tipo 4 en IEC 61 158) utiliza la comunicación en tiempo real a través de paquetes en UDP/IP.

- VNET/IP.

Desarrollada por Yokogawa Electric Corporation. Usa protocolos estándar TCP/IP para la integración del protocolo http u otros protocolos de Internet, así como los protocolos de tiempo real denominados RTP (Real -Time and Reliable Datagram Protocol) [103].

B.2. Protocolos on Top of Ethernet.

Estos protocolos no alteran el hardware de comunicaciones, aunque se realizan por especificaciones de un tipo de protocolo especial (*Ethertype*) en el marco de Ethernet. El tipo de protocolo estándar para IP es Ether type = 0x800. Estos protocolos RTE utilizan junto al estándar IP, su propio protocolo identificado. En la tabla 2.5, se muestran los valores asignados a estos Ether types en los diferentes protocolos

Tabla 2.5. Perfiles para los protocolos RTE, definidos por IEC 61784

| Perfil IEC 61784 | Nombre o marca | Ether types |
|------------------|--------------------------|-------------|
| CPF-2 | ControlNet (Ethernet/IP) | (0x0800 IP) |
| CPF-3 | PROFIBUS/PROFINET | (0x8892) |
| CPF-4 | P-NET | (0x0800 IP) |
| CPF-10 | VNET/IP | (0x0800 IP) |
| CPF-11 | TCnet | 0x888B |
| CPF-12 | EtherCAT | 0X88A4 |
| CPF-13 | Ethernet POWERLINK (EPL) | 0x88AB |
| CPF-14 | EPA | 0x88BC |
| CPF-15 | MODBUS – RTPS | (0x0800 IP) |
| CPF-16 | SERCOS | 0X88cd |

Pertenecen a este grupo los siguientes protocolos:

- Ethernet Powerlink (EPL).

EPL fue definido por Bernecker&Rainer (B&R) y actualmente es gestionado por el EPL Standardization Group (EPSG)[104]. Este protocolo está basado en el principio de uso de un sistema programador maestro-esclavo en un segmento de Ethernet compartido, denominado SCNM (*Slot Communication Network Management*) [105].

- Time-Critical Control Network (TCNET).

Este protocolo ha sido propuesto por Toshiba [106]. Al igual que EPL, el interface TCNET actúa entre la capa física y la de datos. Como mecanismo de control de acceso al medio (MAC) utiliza CSMA/CD (*Multiple Access With Collision Detection*).

- EPA (Ethernet for Plant Automation).

Es un protocolo basado en una propuesta china [107], concretamente de la compañía Zhejiang Supcon Co. Ltd.

- PROFINET CBA.

Este protocolo es definido y creado por la unión de diversos fabricantes, entre ellos Siemens. Se gestiona actualmente por PROFIBUS Internacional [108]. La primera versión estaba basada en la automatización basada en componentes y se incluyó en IEC 61784-1. Las características mecánicas y eléctricas, así como los elementos funcionales de los diferentes dispositivos se agrupan en componentes. Los componentes tienen entradas y salidas, y estos valores son transmitidos a través del estándar de conexión TCP/IP usando un procedimiento remoto llamado RPC. RPC es un protocolo que permite a un programa que se ejecuta en un host determinado, ser ejecutado en otro host, sin que el programador necesite especificar el código para el nuevo host.

B.3. Protocolos realizados con *Modified Internet*.

La topología de cableado típica de Ethernet es la configuración en estrella. Con la introducción de los buses de campo en los procesos industriales, la topología tipo estrella cambió a la de anillo, con el consiguiente ahorro en cableado. Para que se pueda utilizar una estructura de bus tipo *daisy-chain* (encadenamiento) en Ethernet, es necesario un conmutador (*switched Ethernet*) en cada dispositivo conectado a la red. Estas modificaciones son necesarias para todos aquellos dispositivos que estén en el segmento de red considerado como RTE. Se distinguen los siguientes protocolos que se adaptan a esta tecnología de modificación de Ethernet:

- SERCOS (*Serial Real time Communication System Interface*).

Este protocolo está recogido en la normativa IEC 61491 [109]. Es bastante conocido por su interface de anillo óptico en el control CNC (*Computerized Numerically Controlled*). Con el

paso de los años se ha dividido en dos partes, una parte enfocada a las aplicaciones y otra a las comunicaciones [110]. En la actualidad, el SERCOS estándar ha evolucionado hacia soluciones basadas en Ethernet, que aún se encuentran en desarrollo bajo el nombre de SERCOS III [111], [112]. La comunicación en SERCOS III consiste en dos canales de comunicación diferentes, uno de tiempo real (*Real Time Channel*) y otro no (*IP Channel*).

- EtherCat.

Es un protocolo definido por Bechhoff soportado por el grupo ETG (*Ethercat Technology Group*). Usa la tecnología de envío de *frames* (marcos de red de Ethernet) y se comunica en una topología parecida a la de anillo [113], [114].

Emplea como sistema de control de acceso al medio el principio maestro-esclavo, en el que el nodo maestro (el sistema de control) envía a los esclavos la información en forma de *frames*. Los esclavos extraen los datos e insertan sus datos en los propios *frames*.

- PROFINET IO.

Es un protocolo que ha sido definido por diversos fabricantes, incluido Siemens. Está soportado por Profibus Internacional [108]. Como segundo paso después de la definición de PROFIBUS CBA, se consiguió la definición del modelo de aplicación para PROFIBUS IO [115], basado en el conocido PROFIBUS DP (tipo 3 en IEC61158). Los dispositivos son controladores de entrada/salida (IO, Input-Output) en una comunicación cíclica con almacenamiento de datos. Un supervisor de entrada/salida (E/S) se usa para gestionar los diferentes dispositivos y controladores IO del sistema. El intercambio de datos entre los dispositivos puede ser de diferentes formas, síncrono RT (IRT), RT (Real Time) o NRT (Non Real Time). El tráfico NRT está controlado por el estándar TCP/UDP/IP, y puede ser incluso tráfico de PROFIBUS CBA.

El usuario de PROFINET no aprecia ninguna diferencia tanto si el dispositivo está conectado a Ethernet como al bus de campo. Es una tecnología muy apropiada para permitir la migración de las instalaciones existentes de buses de campo a las soluciones basadas en Ethernet.

Apéndice C

Apéndice C. Comunicaciones Industriales Inalámbricas.

Un bus de campo inalámbrico (*wireless*), es un sistema de comunicación sin hilos que proporciona comunicación y control sobre los diferentes dispositivos que forman la planta industrial. Se pueden emplear para este propósito tanto las redes WLAN (*Wireless Local Area Network*) como las WPAN (*Wireless Personal Area Network*). Diferentes fabricantes de dispositivos para buses de campo investigan reemplazar los sistemas de transmisión cableados por los inalámbricos [116], dentro del marco del proyecto Europeo Radio Fieldbus (RFieldbus), [117].

Por lo general, es preferible una solución inalámbrica en los supuestos siguientes:

- Lugares donde existan dificultades para tirar cables de instrumentación, habitualmente por tener que cruzar carreteras, caminos públicos, ríos, terrenos de terceros, etc.
- Si la instalación de bandejas, soportes y cables, significa una parada de producción inaceptable.

- Si las condiciones del entorno industrial son extremas: agua, calor, corrosión, productos químicos, etc. Las condiciones ambientales pueden afectar al cableado convencional o incrementar los costes para una protección adecuada.
- Donde la instalación está considerada como temporal, donde los equipos y unidades de producción son móviles, o en instalaciones en almacenes, terminales de carga, etc., que presentan dificultades para la instalación de cableado. También donde el tiempo de instalación es un factor importante.
- Donde existen muchas señales de instrumentación de monitorización ampliamente distribuidas, significando tiradas de cables individuales muy largas. Ejemplos típicos son medidas de temperaturas, vibraciones, presión, etc.
- Donde existe la necesidad de conectar un terminal, PDA o similar, al instrumento para la descarga de valores históricos, ajuste de parámetros, calibración, etc.

No se recomienda una solución inalámbrica en los supuestos siguientes:

- Sistemas en los que la falta de información o control, por fallo del enlace de comunicación, dejara el proceso en un estado inestable o no controlable.
- Donde el coste de la instrumentación supere ampliamente la misma solución con instrumentación convencional y cableado.
- Donde exista la posibilidad de llevar los cables de instrumentación por el mismo camino que el cableado de alimentación. La eliminación del cableado por completo no es una opción si hay que alimentar al instrumento.

Aunque siempre existen grupos de personas que se resisten a los cambios tecnológicos, la industria se ha dejado cautivar por numerosos ejemplos exitosos donde se ha confiado a la tecnología inalámbrica procesos críticos. Las empresas mineras son quienes están adoptando más rápidamente el estándar *wireless* para sus aplicaciones e instrumentos de control. ¿La razón?, el corte y corrosión del cableado, junto con la rapidez versus la transparencia de los enlaces inalámbricos. Muchas empresas mineras implementan sistemas *wireless* porque ahorran en costo por concepto de cableado, automatizan las aplicaciones prescindiendo de personas que antes estaban a cargo de su administración y las controlan a distancia con total seguridad.

La calidad de servicio, la seguridad y la disponibilidad son algunas de las grandes ventajas de las comunicaciones inalámbricas en la industria, especialmente en los procesos de control y operación, cada vez más vinculados.

En el caso concreto de las instalaciones solares fotovoltaicas, las tecnologías inalámbricas son bastante utilizadas. Muchos de los elementos que componen la instalación envían los datos mediante este tipo de conexión para evitar el cableado. Además, la mayoría de los emplazamientos de este tipo de instalaciones se hallan en terrenos rústicos, donde el acceso a

una red pública de comunicaciones es costoso y complejo. Por ello, la comunicación inalámbrica suele ser adoptada para la conexión hasta el punto de interconexión más cercano a la red pública.

C.1. Tecnologías inalámbricas aplicadas en la automatización industrial.

Entre estas tecnologías caben destacar en la actualidad:

▣ Bluetooth (IEEE 802.15.1).

Es una red inalámbrica tipo serie [118], que permite una comunicación sencilla entre un máximo de ocho dispositivos, típicamente PDAs, ordenadores, teléfonos, teclados, etc., [119], [120]. Inventada por Ericsson en 1994 y operando la banda de 2,4 GHz, ha sido adoptada por empresas como Intel, IBM, Nokia y Toshiba. Aunque con una velocidad muy inferior a IEEE 802.11b, [121], [122], Bluetooth goza de gran popularidad, principalmente por la potencia de marketing de los fabricantes de teléfonos móviles. Factores interesantes para aplicaciones industriales son su precio, facilidad de integración, alto nivel de seguridad y consumo mínimo de baterías. El lado negativo es la limitación de su comunicación a 10 m (clase 1) para dispositivos sin alimentación externa, aunque es posible llegar más lejos, 25 m con clase 2 y 100 m con clase tres. Bluetooth se está incorporando en medidores, contadores e interfaces de programación. También en equipos rotatorios como alternativas a los contactos por anillo.

Se conoce como *piconet* a una red de dispositivos informáticos que se conectan utilizando Bluetooth. Una piconet puede constar de dos a ocho dispositivos. En una piconet, habrá siempre un maestro y los demás serán esclavos. El periférico maestro:

- Se encarga de escoger el salto de frecuencia (*hop*) adecuado para mantener el enlace.
- Establece conexiones en las que un paquete de datos ocupa un *slot* para la emisión y otro para la recepción, los cuales pueden ser usados alternativamente, dando lugar a un esquema de tipo TDD (*Time Division Duplex*).

• La secuencia única de salto de frecuencia del canal está determinada por la identidad del maestro de la piconet (un código único para cada equipo), y por su frecuencia de reloj. Para que una unidad esclava pueda sincronizarse con una unidad maestra, ésta debe añadir un ajuste a su propio reloj nativo y así poder compartir la misma portadora de salto. A un grupo de piconets se le llama *scatternet*.

Los críticos consideran que Bluetooth, tarde o temprano, siempre termina conectándose a 802.11b (Wi-Fi) para su acceso a la red informática y servidores. Por lo tanto representa otra capa innecesaria en la extensión de Internet hacia el entorno industrial.

▣ IEEE 802.15.4

El estándar IEEE 802.15.4 [123] se terminó de redactar en octubre de 2003 y especifica las características de la capa física y la capa MAC en una red vía radio. Su principal objetivo es crear una solución inalámbrica de bajo costo y baja potencia que unifique los requerimientos necesarios tanto para sensores como para el control de dispositivos [124]. Para obtener un desarrollo rápido en el mundo industrial, se han utilizado frecuencias que no necesitan licencias, como la banda de 2,4 GHz, que admite hasta 16 canales.

▣ IEEE 802.11 (WiFi)

El estándar IEEE 802.11 está compuesto por un número de especificaciones que definen las capas físicas y MAC en sistemas WLAN [125],[129].

Esta estandarización se desarrolló a principios de los 90, y aunque está en revisión constante debido a los avances en la tecnología [127], está aceptada como la guía de compatibilidad para comunicación inalámbrica [128].

- 802.11. Define los estándares de comunicación sobre la banda más habitual, 2,4 GHz, ofreciendo velocidades de 1 a 2 Mbps y la funcionalidad FHSS y DSSS.
- 802.11a [126]. Define los estándares y normativa de multiplexación de comunicaciones inalámbricas para conseguir velocidades de hasta 54 Mbps trabajando en la banda de 5 GHz.
- 802.11b [129]. Define los estándares asociados con Wi-Fi empleando DSSS aplicado a redes inalámbricas. 802.11b es el estándar para uso privado, ofreciendo una velocidad de transmisión de hasta 11 Mbps.
- 802.11g. Define los estándares de comunicación inalámbrica para WLANs a velocidades superiores a 20 Mbps utilizando la banda de 2,4 GHz.

Aunque ya son operativos, están todavía bajo definición de interoperabilidad:

- 802.11n. Para comunicación a una velocidad de 108 Mbps sobre WLANs.
- 802.11i. Para crear nuevos estándares de seguridad de datos para transmisión inalámbrica.
- 802.11e. Para crear los estándares de comunicación con determinismo.
- 802.16. Conocidos como WiMax, ofrecen una velocidad de 70 Mbps. sobre distancias de 50 km.

En cuanto a la implementación industrial de estos protocolos Wifi, hay que hacer notar que son necesarios cambios a nivel de la capa física y la de control de acceso al medio (MAC), para que sean capaces de soportar comportamientos deterministas que doten a la red de las características necesarias para realizar tareas en aplicaciones de tiempo real [130], [131]. Con la llegada del estándar 802.11e [132], se prevé que muchas de estas características necesarias para su aplicación RT estén resueltas.

Como conclusiones en cuanto a la utilización de tecnologías inalámbricas en las comunicaciones industriales, hay que resaltar que es una tecnología que se va abriendo camino poco a poco. Aunque no es recomendable su utilización para lazos de control crítico, existen muchas situaciones donde el uso de la tecnología inalámbrica ofrece ventajas sobre comunicación convencional. El añadir una opción de conexión inalámbrica al transmisor resultará en un incremento substancial del precio, y solamente se justifica si el instrumento no requiere una alimentación externa. Los requerimientos actuales de la electrónica utilizada siguen constituyendo una limitación importante para su conectividad inalámbrica. El uso de concentradores locales, permite la conexión de instrumentación convencional a un coste menor, y su integración inalámbrica vía redes WLAN o GPRS hacia los sistemas y redes actualmente instalados.

La conectividad inalámbrica es hoy en día una realidad, representa una tecnología punta y no va desaparecer en el futuro, sino más bien a desarrollarse aún más. Existen actualmente muchos campos de investigación en los que profundizar en los sistemas de comunicación industrial inalámbrica, como la búsqueda de protocolos que mejoren las capacidades de tiempo real. Una clave fundamental en el diseño y evaluación de estos mecanismos es la puesta a punto de canales de comunicación adaptados a la seguridad industrial, tanto a nivel de dispositivo (*safety*) como de los datos y aplicaciones (*security*). También hay un gran número de técnicas emergentes en estado de investigación, que intentan abrirse paso como son *Ultrawideband*, técnicas MIMO (*Multiple-input multiple-output*: uso de antenas múltiples tanto para recibir como para transmitir), antenas inteligentes, redes específicas de sensores (WSN), etc.

Referencias Bibliográficas

Referencias Bibliográficas

- [1] Publication of MIL-STD-810F., “Department of defense, test method standard for environmental engineering consideration and laboratory tests”, available: http://www.goprofitsource.com/ProfitSource/Tablet_PC/STD810F.pdf, january 2000.
- [2] M. P. Thekaekara, “Solar radiation measurement: Techniques and instrumentation”, *Solar Energy*, Volume 18, Issue 4, pags: 309-325, 1976.
- [3] M. P. Thekaekara, “The solar constant and spectral distribution of solar radiant flux”. *Solar Energy*, Volume 9, Issue 1, pags: 7-20, 1965.
- [4] C. Fröhlich and C. Wehrli: Variability of Spectral Solar Irradiance from VIRGO/SPM Observations, PMOD/WRC internal report, 2002.
- [5] C. Fröhlich and M. Anklin, “Uncertainty of Total Solar Irradiance: An Assessment of the Last 20 Years of Space Radiometry”, *Metrologia*, 37, 387-391, 2000.
- [6] C. Fröhlich, “Total solar irradiance variations since 1978”, *Adv. Space Res.*, Vol. 29, No. 10, pp. 1409 – 1416, 2002.
- [7] C. Fröhlich and W. Finsterle, “VIRGO Radiometry and Total Solar Irradiance 1996-2000” Revised, in P.Brekke, B.Fleck and J.B. Gurman (eds.), *Recent Insights into the Physica of the Sun and Heliosphere—Highlights from SoHO and other Space Missions ASP Conference Series*, Vol. 200, 2001.
- [8] W. Finsterle and C. Fröhlich, “Low-Order p Modes from VIRGO Irradiance Data”, *Solar Physics* 200, pp. 393-406, 2001.
- [9] W. Shockley, “The theory of p-n junctions in semiconductors and p-n junctions transistors”, “*Bell System Technical Journal* Vol. 28.1949.
- [10] C. T. Sah, F. A. Linhom, “Carrier generation, recombination trapping and transport in semiconductors with position dependent composition,” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol-ED 24, No. 4, pp. 358-362, 1977.

- [11] M. Wolf, H. Rauschenbach. Series resistance effects on solar cell measurements. *Advanced Energy Conversión*. Vol. 3, pp. 455-479, 1963.
- [12] M. Wolf, G.T. Noel and R.J. Stirn, "Investigation of the double exponential in the current-voltage characteristics of silicon solar cells," *IEEE Transaction on Electron Devices* Vol. ED-24, No. 4, 1977.
- [13] K. R. McIntosh, P. P. Alternatt and G. Heiser, "Depletion-region recombination in silicon solar cells," *Proc. Of the 16th European PV Solar Energy Conference, Glasgow*, pp. 250-253, 2000.
- [14] J. P. Charles, G. Bordure, A. Khoury and P. Mialhe, "Consistency of the double exponential model with the physical mechanisms of conduction for a solar cell under illumination," *J. Phys. D:Appl. Phys.* 18, pp. 2261-2268, 1985.
- [15] K. L. Kennerud, "Analysis of performance degradation in CdS Solar Cells," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-5, No. 6, pp. 912-917, 1969.
- [16] N. Enebish, D. Agchbayar, S. Dorjhand and D. Baauu, "Numerical analysis of solar cell current-voltage characteristics," *Solar Energy Materials and Solar Cells* , 29, pp.201-208, 1993.
- [17] J. P. Charles, M. Abdelkrim, Y.H. Muoy and P. Mialhe," A practical method of analysis of the current voltage characteristics of solar cells," *Solar Cells*, 4, pp. 169-178, 1981.
- [18] J. C. H. Phang, D .S. H. Chan and J. R. Phillips, "Accurate analytical method for the extraction of solar cell model parameter," *Electronic Letters* Vol. 20, No. 10, pp. 406-408, 1984.
- [19] D. S. Chan, J. R. Phillips and J. C. H. Phang, "A comparative study of extraction methods for solar cell model parameters," *Solid State Electronics* Vol. 29, No. 3, pp. 329-337, 1986.
- [20] S. K. Sharma, D. Pavithra, N. Srinivasamurthy and B.L. Agrawal, "Determination of solar cell parameters: an analytical approach," *J. Phys. D: Appl. Phys.* 26, pp. 1130-1133, 1993.
- [21] G. L. Araujo, E. Sánchez and M. Martí, "Determination of the two-exponential solar cell parameters from empirical data," *Solar cells*, 5, pp. 199-204. 1982.
- [22] M. A. Green. *Solar Cells. Operating Principles, Technology and System Applications*. University of New South Wales, Kensington, 1998.
- [23] I-94/12 is a Isofoton product. <http://www.isofoton.es/html/ingles/productos7b.htm>
- [24] J. A. Gow and C. D. Manning,"Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol. 146, no.2, pp. 193-200, March 1999.
- [25] International Standard IEC 1215. Crystalline silicon terrestrial photovoltaic (PV) modules. Design qualification and type approval. 1993.

- [26] European Solar Test Installation, Ispra. Specification N. 503, Qualification test procedures for crystalline silicon photovoltaic modules. 1991.
- [27] CEI 61194:1992 o EN 61724:1998, Monitorización de sistemas fotovoltaicos. Guías para la medida, el intercambio de datos y el análisis.
- [28] CEI 60904-2. Dispositivos fotovoltaicos. Parte 2: Requisitos de células solares de referencia, 1989.
- [29] CEI 60904-6. Parte 6: Requisitos para los módulos solares de referencia, 1994.
- [30] CEI 61829:1995. Campos fotovoltaicos de silicio cristalino. Medida en el sitio de características I-V.
- [31] J. Sirgo and R. Gonzalez, "Redes locales en la Industria", Marcombo, 1998.
- [32] E. Hassler, "Industrial master/slave system," *Technische Rundschau*, vol. 72, no. 14, pp.17-18, Apr. 8, 1980.
- [33] "An industrial master-slave system: Organization of communications for decentralized freely-programmable controls," *Technische Rundschau*, vol. 72, no. 17, pp. 25-26, Apr. 29, 1980.
- [34] H. M. Morris, "Distributed system makes wide use of bubble memories," *Control Eng.*, vol. 29, no. 1, pp. 68-70, Jan. 1982.
- [35] T. H. Schwalenstocker, "A process control system using multibus," In Proc. 1st Annu. Control Engineering Conf., pp. 133-137. 1982
- [36] J. A. Murphy, "Token-passing protocol boosts throughput in local networks," *Electronics*, vol. 55, no. 18, pp. 158-163, Sep. 8, 1982.
- [37] R. P. Carson, "Distributed data analysis in computer networks," *Ind. Res./Develop.*, vol. 23, no. 5, pp. 130-135, May 1981.
- [38] C. A. Gifford, "A military standard for multiplex data bus," In: Proc. IEEE 1974 National Aerospace and Electronics Conf., pp. 85-88. 1974.
- [39] L. R. Qualls, "Advantages of a time division multiplex data bus for remotely piloted vehicle built-in test," in Proc. IEEE 1976 Nat. Aerospace and Electronics Conf., pp. 203-207, 1976.
- [40] L. Costrell, "CAMAC instrumentation system, introduction and general description," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 18, no. 2, pp.3-8, Apr. 1971.
- [41] J. F. Peyrucat, "Interautomation communication via networks," *Mesures, Regulation, Automatisme*, vol. 48, no. 1, pp. 35-37, 39, 41, Jan. 24, 1983.
- [42] C. W. Rose and J. D. Schoeffler, "Microcomputers in instrumentation and data acquisition systems," *Anal. Instrum.*, vol. 12, pp.157-163, 1974.
- [43] P. H. Troutman, "A digital link for controllers and valves," *Instrum. Technol.*, vol. 25, no. 7, pp. 55-57, Jul. 1978.

- [44] N. Collins, "Boeing architecture and TOP (technical and office protocol)," In: Proc. Int. Conf. Networking: A Large Organization Perspective, pp. 49-54, 1986.
- [45] S. R. Dillon, "Manufacturing automation protocol and technical and office protocols - success through the OSI model," in Proc. 32nd IEEE Computer Society Int. Conf., pp. 80-81, 1987.
- [46] J. Dwyer, "Why General Motors' manufacturing automation protocol is here to stay," Automation, vol. 21, no. 5, pp. 19-21, May-Jun. 1985.
- [47] R. D. Floyd, "Manufacturing automation protocol," in IEEE Int. Conf. Communications, pp. 620-624, 1985.
- [48] The MAP Book: "An Introduction to Industrial Networking", Santa Clara, CA: Industrial Networking, 1987.
- [49] K. M. Sturgis, "GM's manufacturing automation protocol," in Proc. Conf. Local Net '84, pp. 13-22. 1984.
- [50] F. Inose, K. Takasugi, and M. Hiroshima, "A data highway system," Instrum. Technol., vol. 18, no. 1, pp. 63-67, Jan. 1971.
- [51] Data Communications, Open System Interconnection, Basic Reference Model, ISO 7498, 1982.
- [52] H. Zimmermann, "OSI reference model. The ISO model of architecture for open system interconnection," IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, no. 4, pp. 425-432, Apr. 1980.
- [53] Information Processing Systems, Local Area Networks, Part 4: Token Bus Access Method, 1990.
- [54] Information Processing Systems, Local Area Networks - Part 3: Carrier Sense Multiple Access-Collision Detection, 1990.
- [55] M. J. McGowan, "Process bus protocol orchestrates distributed or centralized control," Control Eng., vol. 27, no. 9, pp. 129-132, Sep. 1980.
- [56] K. Pluhar, "Introducing four more new integrated distributed control systems," Control Eng., vol. 27, no. 8, pp. 45-57, Aug. 1980.
- [57] D. Paret and C. Fenger, The I2C Bus From Theory to Practice (book and disk). New York: Wiley, 1997.
- [58] R. Genier, "The THEMIS solar power plant," Epure, no. 5, pp. 3-17, Jan. 1985.
- [59] K. Bender, "PROFIBUS, the Fieldbus for Industrial Automation," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [60] German Standards 19 245-1 to 19 245-3, PROFIBUS, Process Fieldbus, 1990.
- [61] Danish Standard, DS 21906. P-Net, MultiMaster, MultiNet Fieldbus for Sensor, Actuator and Controller Communications. 1991.

- [62] Bosch CAN Specification - Version 2.0 Part A, 1991.
- [63] IS 11 898 Road Vehicle-Interchange of Digital Information-Controller Area Network for High Speed Communication, 1995.
- [64] D. Paret, "Le réseau CAN, Controller Area Networ," Paris: Dunod, 1996.
- [65] J. P. Thomesse, "Le réseau de terrain FIP," *Revue Réseaux et Informatique Répartie*, vol. 3, no. 3, pp. 287-321, 1993.
- [66] M. Gault and J. P. Lobert, Contribution to the fieldbus standard IEC/TC65/SC65C/WG6, 1985.
- [67] P. Burton, "FieldBus: an overview of current proposals," in *IEE Colloq. Industrial LANs: The Real Issues*, pp. 5/1-5/3, 1987.
- [68] G. G. Wood, "Fieldbus services under MAP," in *Proc. ISATA 17th Int. Symp. Automotive Technology and Automation*, vol. 1, pp. 87 134/1–87 134/9, 1987.
- [69] "Survey of LAN's and standards," *Comput. Stand. Interfaces*, vol. 6, no. 1, pp. 27-36, 1987.
- [70] "Current fieldbus activities," *Comput. Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 118-123.
- [71] "International standards emerging for fieldbus," *Control Eng.*, pt. 2, vol. 35, no. 10, pp. 22–25.
- [72] IEEE 1118, Standard Microcontroller System Serial Control Bus, 1991.
- [73] A. Chatha and C. Polsonetti, "Fieldbus standard: We need a winner," *Instrum. Control Syst.*, vol. 65, no. 10, pp. 29-31, 1992.
- [74] M. Felser and T. Sauter, "The fieldbus war: History or short break between battles," In: *Proc. IEEE Int. Workshop Factory Communication Systems*, pp. 73-80, 2002.
- [75] D. Pancucci, "Peace breaking out on fieldbus," *Manuf. Comput. Solutions*, vol. 5, no. 7, pp. 48-51, 1999.
- [76] W. Hodson, "Will fieldbus kill the DCS?," *Control Syst.*, vol. 15, no. 2, pp. 21-23, 1988.
- [77] P. Neumann, "Locally distributed automation - but with which fieldbus system?," *Assembly Autom.*, vol. 19, no. 4, pp. 308-312, 1999.
- [78] M. Ochsuer and M. Schrier, "To fieldbus or not to fieldbus," *InTech*, vol. 44, no. 10, pp. 44-48, 1997.
- [79] A. Reeve A, "Which fieldbus will you use—and when?," *Control Instrum.*, vol. 25, no. 5, pp. 67-70, 1993.
- [80] AS-i, Actuator and Sensor Interface, CENELEC Std. EN 50 295-2, 1998.

- [81] LonWorks, Documentation Echelon Corp., Palo Alto, CA, 1995.
- [82] S. McClelland, "A Hart to Hart with Rosemount," *Sens. Rev.*, vol. 9, no. 2, pp. 71-74, Apr. 1989.
- [83] German Draft Standard 19 245-4 PROFIBUS-PA, Profibus for Process Automation.
- [84] French Standard C46-638, Système de Communication haute performance pour petits modules de données (WorldFIP Profil 1), 1996.
- [85] D. Norris, "Smart distributed system: distributed control for factory floor automation," presented at the FieldComms'95 Making the Most of the Fieldbus Conf., vol. 1, Titchfield, U.K., 1995.
- [86] Working Draft 0.2, Low voltage switchgear and controlgear, Part 5, CENELEC, EN 60 947-5, 1997.
- [87] Open DeviceNet Vendor Assoc. (ODVA), DeviceNet Specification Release 2.0, 2001.
- [88] German Draft Standard 19 258-1. Interbus-S, Sensor and Actuator Network for Industrial Control Systems for CENELEC, 1996.
- [89] ISO/IEC IS 9506 Manufacturing Message Specification, 1990.
- [90] ControlNet Specifications, 2nd ed. Boca Raton, FL: ControlNet International, 1998.
- [91] F. L. Lian, J. Moyne, and D.M. Tilbury., "Performance evaluation of control networks: Ethernet, ControlNet, and DeviceNet," Tech. Rep. UM-MEAM-99-02, Feb. 1999.
- [92] F. Iwanitz and J. Lange, OLE for Process Control, Heidelberg, Germany: Hüthig, 2001.
- [93] Fieldbus Foundation, Technical Overview. [Online]. Available: <http://www.fieldbus.org/about/foundationtech/resources/> . Jun 2003.
- [94] National Inst. Corp. (2003, June) Comparison of Foundation Fieldbus to Traditional Technologies [Online]. Available: <http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/DD9137E0DD677BA28625687C0000EC9B?opendocument>
- [95] CANopen: a CAL based communication profile for industrial systems, Draft Standard DS-301 Revision 3.0, CAN in Automation Group, October 1996
- [96] CANopen device profile for digital I/O modules, Draft Standard DS-401 Revision 1.0, CAN in Automation Group, September 1996
- [97] H. Haertig and J. Loeser, "Using switched Ethernet for hard realtime communication," International conference on parallel computing in electrical engineering (PARELEC 2004), Dresden, Germany, pp. 349-353, 2004.
- [98] S. Thanikesavan and U. Killat, "Global scheduling of periodic tasks in a decentralised real-time control system," Fifth IEEE international workshop on factory communication systems WFCS, Vienna, pp. 307-310, 2004.

- [99] IEC (2000). IEC 61508: functional safety of electrical/electronic/programmable el. Safety-related systems, 2000.
- [100] Schneider Automation, “Modbus messaging on TCP/IP implementation guide”, Available: <http://www.modbus.org/>, May 2002.
- [101] Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/341/NP, 2004.
- [102] Ethernet/IP specification, Release 1.0., ControlNet, 2001.
- [103] Real-Time Ethernet: Vnet/IP: Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/352/NP, 2004.
- [104] Real-Time Ethernet: TCnet (Time-Critical Control Network): Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/353/NP, 2004.
- [105] Real-Time Ethernet: EPL (Ethernet Powerlink): Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/356a/NP, 2004.
- [106] V. Schiffer, “The CIP family of fieldbus protocols and its newest member EtherNet/IP,” in Proc. 8th IEEE Int. Conf. Emerging Technologies and Factory Automation, vol. 1, pp. 377-384, 2001.
- [107] Real-Time Ethernet: EPA (Ethernet for Plant Automation): Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/357/NP, 2004.
- [108] J. Feld, “PROFINET, Scalable factory communication for all applications,” In: Proc. IEEE Int. Workshop Factory Communication Systems, pp. 33-38, 2004.
- [109] Electrical Equipment of Industrial Machines—Serial Data Link for Real Time Communication Between Controls and Drives SERCOS, IEC 61491, 2002.
- [110] IEC 61491 maintenance and reorganization: Questionnaire, Int. Electrotech. Org. (IEC), 22G/132/Q; 65C/346/Q, 2004.
- [111] E. Schemm, “SERCOS to link with ethernet for its third generation,” Comput. Control Eng. J., vol. 15, no. 2, pp. 30-33, May 2004.
- [112] Real-Time Ethernet: SERCOS III: Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/358/NP, 2004.
- [113] D. Jansen and H. Buttner, “Real-time ethernet the EtherCAT solution,” Comput. Control Eng. J., vol. 15, no. 1, pp. 16–21, Feb.-Mar. 2004.
- [114] Real-Time Ethernet: Ethernet Control Automation Technology (ETHERCAT): Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/355/NP, 2004.
- [115] Real-Time Ethernet: PROFINET IO: Proposal for a Publicly Available Specification for Real-Time Ethernet, Doc. IEC 65C/359/NP, 2004.

- [116] T. Pohlmann, "Radio technology for CAN networks," Workshop on radio-based communications in industrial automation, Düsseldorf, 2005.
- [117] L. Rauchhaupt, "System and device architecture of a radio based Fieldbus, the RFieldbus system," Fourth IEEE international workshop on factory communication systems, Västeras , pp. 185–192, 2002.
- [118] Bluetooth, Available: <http://www.bluetooth.com>, 2005.
- [119] J. Haartsen, "Bluetooth, the universal radio interface for ad hoc, wireless connectivity," Ericsson Rev., no. 3, pp. 110-117, 1998.
- [120] J. Bray and C. F. Sturman, "Bluetooth: ConnectWithout Cables," Eaglewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2000.
- [121] Bisdikian, "An overview of the Bluetooth wireless technology," IEEE Commun. Mag., vol. 39, no. 12, pp. 86–94, Dec. 2001.
- [122] Bluetooth 1.2 Core Specification, Nov. 2003.
- [123] IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN's), Oct. 2003.
- [124] E. Callaway, P. Gorday, L. Hester, J. A. Gutierrez, M. Naeve, B. Heile, and V. Bahl, "Home networking with IEEE 802.15.4: A developing standard for low-rate wireless personal area networks," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 8, pp. 70-77, Aug. 2002.
- [125] Information Technology - Telecommunications and InformationExchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 1999.
- [126] IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999.
- [127] B. O'Hara and A. Petrick, "IEEE 802.11 Handbook a Designer's Companion," New York: IEEE Press, 1999.
- [128] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, ANSI/IEEE Std 802.11, Jun. 2003.
- [129] IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher Speed Physical Layer (PHY) Extension in the 2.4 Ghz Band, 1999.

- [130] R. O. Baldwin, "Improving the real-time performance of a wireless local area network," Ph.D. dissertation, Faculty Elect. Eng., Virginia Polytechnic Inst. State Univ. Blacksburg, Jun. 1999.
- [131] J. L. Sobrinho and A. S. Krishnakumar, "Real-time traffic over the IEEE 802.11 medium access control layer," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 172-187, 1996.
- [132] Draft Supplement to Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Medium Access Control (MAC) Enhancements for Quality of Service (QoS), Nov. 2002.
- [133] D. L. King, "Photovoltaic module and array performance characterization methods for all system operating conditions," NREL/SNL Program Review, AIP Press. pp.347-368,1996.
- [134] K. Emery, et. al., "Temperature dependence of photovoltaic cells, modules, and systems," 25th IEEE PVSC. pp. 1275-1278, 1996.
- [135] D. L. King, J. A. Kratochvil, W. E. Boyson, "Temperature coefficients for PV modules and arrays: measurement methods. Difficulties and results," In: Proceedings of the 26th IEEE Photovoltaics Specialists Conference, Anaheim, USA. pp. 1183-1186, 1997.
- [136] A. H. Fannery, B. P. Dougherty, National Institute of Standards Technology (NIST), "Building Integrated Photovoltaic Test Facility. Reprinted from Transactions of the ASME," *Journal of Solar Energy Engineering*, Special Issue: Solar Thermochemical Processing, vol 123, pp. 194-199, 2001.
- [137] A. M. Reis, N. T. Coleman, M. W. Marshall, P.A. Lehman, C.E. Chamberlin, "Comparison of PV module performance before and after 11-years of field exposure," Photovoltaic Specialists Conference, Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE, pp. 1432 - 1435, 2002.
- [138] A. D. Jones, C. P. Underwood, "A Thermal model for photovoltaic systems," *Solar Energy* 70, pp. 349-359, 2001.
- [139] T. T. Chow, "Performance analysis of photovoltaic-thermal collector by explicit dynamic model," *Solar Energy* 75, pp. 143-152, 2003.
- [140] A. J. Carr, T. L. Pryor, "A comparison of the performance of different PV module types in temperate climates," *Solar Energy* 76, 285-294, 2004.
- [141] A. Tiwari and M. S. Sodha, "Performance evaluation of solar PV/T system: An experimental validation," *Solar Energy* 80, pp. 751-759, 2006.
- [142] J. K. Tonui, Y. Tripanagnostopoulos, "Air-cooled PV/T solar collectors with low cost performance improvements," *Solar Energy* 81, pp. 498-511, 2007.
- [143] Y. Tripanagnostopoulos, T.H. Nousia, M. Souliotis, P. Yianoulis, "Hybrid photovoltaic/thermal solar system," *Solar Energy* , 72, pp. 217-234, 2002.
- [144] A. Gow, C. D. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proc. Electric Power Appl.* 146 (2), pp.193-200, 1999.

- [145] C. Hua and C. Shen, "Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system," In: 29th Annual IEEE PESC. IEEE Computer Society Press, New York, pp. 86–93, 1998.
- [146] D. P. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications* 11, pp. 47-62, November 2002.
- [147] J. M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andújar, "Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies," *Solar Energy* 81, pp. 31-38. 2007.
- [148] J. J. Michalsky, R. Perez, L. Harrison and B. A. Lebaron, "Spectral and temperature correction of silicon photovoltaic solar radiation detectors," *Solar Energy* 47, 299-305, 1991.
- [149] W. De Soto, S. A. Klein and W. A. Beckman, "Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance," *Solar Energy* 80, pp. 78-88, 2006.
- [150] E. I. O. Rivera, and F. Z. Peng, "Algorithms to estimate the temperature and effective irradiance level over a photovoltaic module using the fixed point theorem". In: *Proceedings of 37th IEEE Power electronics specialist conference (PESC'06)*, pp: 1-4, 2006
- [151] M. A. Bohórquez, J. M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. E. Carretero and J. M. Andújar, "Analysis and failures monitoring in PV panels by means of I-V and P-V curves using DC-DC converters", In: *Proceedings of the World Renewable Congress (WREC 2005)*, pp. 477-483, may 2005.
- [152] J. M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach and J. M. Andújar, "A new approach to obtain I-V and P-V curves of PV panels by using DC-DC converters. In: *Proceedings of 31st IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1769-1772, -7, 2005.
- [153] J. M. Enrique, M. Sidrach-de-Cardona, E. Durán, M. A. Bohórquez, J. E. Carretero and J. M. Andújar, "A Optimum Configuration of DC/DC Converters to Use in Photovoltaics Facilities", 20th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, EUPVSEC 2005, Barcelona, 6-9 de Junio de 2005.
- [154] K. Selçuk, J. I. Yellott, "Measurement of direct, diffuse, and total solar radiation with silicon photovoltaic cells," *Solar Energy* 6, pp. 155-163. 1962.
- [155] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Novel Battery Charging Regulation System for Photovoltaic Applications," In: *Proceedings of IEE Electric Power Applications*, vol. 151, pp. 191-197, 2004.
- [156] M. Fuentes, G. Nofuentes, J. Aguilera, D. L. Talavera and M. Castro, "Application and validation of algebraic methods to predict the behavior of crystalline silicon PV modules in mediterranean climates," *Solar Energy* 81, pp 1396-1408, 2007.
- [157] AENOR, Norma UNE-EN60854-1, "Termopares. Parte 1: Tablas de referencia", 1997.
- [158] E. O. Doebelin, "Measurement systems: Application and design", McGraw-Hill, 1990.

- [159] J. G. Webster, "The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook", CRC Press, 1998.
- [160] A. D. Khazan, "Transducers and their elements", Prentice Hall, 1994.
- [161] Betatherm Inc., "Thermistor Catalog", New Jersey, USA, 2002.
- [162] J. Fradem, "Handbook of modern sensors", American Institute of Physics, 1997.
- [163] J. Millman; A. Grabel. "Microelectronics". Hispano Europea, 1991.
- [164] National Instruments. Application Note 046. November 1996.
- [165] Labfacility products. [online], available on <http://www.temperaturesensors1.com/productsS/platinum+resistance+thermometers/specialist+prt%27s/28>. <http://www.temperaturesensors1.com/productsS/platinum+resistance+thermometers/fabricated+prt%27s/27>
- [166] Maxim product. http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/2338
- [167] App Note 148: Guidelines for Reliable 1-Wire Networks. Maxim, Nov. 2001.
- [168] TIA/EIA STANDARD TIA/EIA-485-A, Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems, Telecommunications Industry Association, March 3, 1998.
- [169] TIA/EIA TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS BULLETIN TSB89, Application Guidelines for TIA/EIA-485-A, Telecommunications Industry Association, June 1998.
- [170] Maxim, App. Note 148. Guidelines for reliable 1-Wire Networks may be accessed at http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/148. 2001.
- [171] IEC 60751. Industrial platinum resistance thermometers and platinum temperature sensors. 1996.
- [172] ISO Guide 30, ISO Basle, Switzerland, 1992.
- [173] IEC 60891. Procedures for temperature and irradiance corrections to measurement I-V characteristics of crystalline silicon photovoltaic devices. First edition 04-1987, Geneva. pp. 7-13. 1987.
- [174] IEC 61724. Photovoltaic system performance monitoring. Guidelines for measurement, data exchange and analysis.
- [175] National Instruments product, [online], available on: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/2181>.
- [176] Digital Control Immersion Thermostatic, model Digiterm 200, from JP Selecta. http://www.jpselecta.es/prod_sp/terminmersion/therm_en.htm.

- [177] CM 21, Kipp&zonen. Instructions manual; Available on line: [http://www.kippzonen.com/?download/5291/CM+21+Pyranometer+-+Manual+\(English\).aspx](http://www.kippzonen.com/?download/5291/CM+21+Pyranometer+-+Manual+(English).aspx), accessed on line May 5, 2009.
- [178] J.J. Michalsky, L.C. Harrison, and W.E. Berkheiser, , “Cosine Response Characteristics of some radiometric and photometric sensors,” *Solar Energy*, vol. 54, No 6, pp 397-402, 1995.
- [179] J. Gröbner, M. Blumthaler, W. Ambach, “Experimental investigation of spectral global irradiance measurement errors due to a non ideal cosine response,” *Journal of Geophys. Res.* 23, 18, pp. 2493-2496, 1996.
- [180] R. McCluney, *Introduction to Radiometry and Photometry*, Artech House, Boston-London, 1994.
- [181] M. Trnka, J. Eitzinger, P. Kapler, M. Dubrovský, D. Semerádová, Z. Žalud, H. Formayer, “Effect of stimated daily global solar radiation data on the results of crop growth models,” *Sensors*, 7, pp. 2330-2362, 2007.
- [182] C. Ertekin, F.Evrendilek, R. Kulcu, “Modeling spatio-temporal dynamics of optimum tilt angles for solar collectors in turkey,” *Sensors*, 8, pp. 2913-2931, 2008.
- [183] H. Suehrcke, C.P. Ling and P.G. McCormick, “The dynamic response of instruments measuring instantaneous solar radiation,” *Solar Energy*, vol 44, no. 3, pp. 145-148, 1990.
- [184] K.L. Coulson, *Solar and terrestrial Radiation*, Academic Press, New York ,1975.
- [185] E. G. Dutton, J.J. Michalsky, T. Stoffel, B.W. Forgan, J. Hickey, T.I. Alberta, I. Reda, “Measurement of broadband diffuse solar irradiance using current commercial instrumentation with a correction for thermal offset errors,” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 18 no. 3, pp. 297-314, 2001.
- [186] B. C. Bush, F.P.J. Valero, A.S. Simpson, L. Bignoneet, “Characterization of thermal effects in pyranometers: a data correction algorithm for improved measurement of surface insolation,” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 17, no. 2, pp. 165–175, 2000.
- [187] M. Haeffelin, S. Kato, A.M. Smith, C. K. Rutledge, T. P. Charlock, J.R. Mahan, “Determination of the thermal offset of the Eppley precision spectral pyranometer,” *Applied optics*, Vol. 40, no. 4, pp. 472- 484, Feb 2001.
- [188] I. Reda, T. Stoffel, D. Myers, “A method to calibrate a solar pyranometer for measuring reference diffuse irradiance”, *Solar Energy*, vol. 74, pp. 103-112, 2003.
- [189] D. L. King and D.R. Myers, “Silicon-Photodiode pyranometers: operational characteristics, historical experiences, and new calibration procedures,” 26th PVSC Anaheim, CA, pp. 1285-1288, 1997.
- [190] D. L. King , W.E. Boyson, B. R. Hansen, W.I. Bower. “Improved accuracy for low cost solar irradiance sensors,” 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, pp. 1947-1952, Vienna, 1998.

- [191] J. J. Michalsky, L.C. Harrison, B. A. LeBaron, "Empirical radiometric correction of a silicon photodiode rotating shadowband pyranometer," *Solar Energy*, vol. 39, pp. 87-96. 1987.
- [192] R. Mukaro, X. F. Carelse, "A microcontroller-based data acquisition system for solar radiation and environmental monitoring," *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 48, 6, pp. 1232-1238, 1999.
- [193] M. C. Balan, M. Damian, L. Jäntschi, "Preliminary results on design and implementation of a solar radiation monitoring system," *Sensors*, 8, pp. 963-978, 2008.
- [194] Photodiode characteristics and applications, available on line: [http://www.physics.utoronto.ca/~astummer/pub/mirror/Projects/Util/Photodiode%20Characteristics%20and%20Applications%20\(UDT%20Sensors%20Inc\).pdf](http://www.physics.utoronto.ca/~astummer/pub/mirror/Projects/Util/Photodiode%20Characteristics%20and%20Applications%20(UDT%20Sensors%20Inc).pdf), accessed on line May 5, 2009.
- [195] A. Lester, D.R. Meyers, "A method for improving global pyranometer measurements by modeling responsivity functions," *Solar Energy*, vol. 80, no. 3. pp.322-331, 2006.
- [196] D. L. King, J. A. Kratochvil, W. E. Boyson, "Measuring Solar Spectral and angle of incidence effects on photovoltaic modules and solar irradiance sensors," 26th PVSC Anaheim, CA, pp. 1113-1116. 1997.
- [197] D. J. Beaubien, A. Bisberg, A.F. Beaubien, "Investigations in pyranometer design," *Journal of atmospheric and oceanic technology* Vol. 15, no. 3, pp. 677-686, Jun 1998.
- [198] J. H. Lowry, J. S. Mendlowitz, N.S. Subramanian "Optical characteristics of the Teflon AF fluoro-plastic materials," in *Proc. of SPIE*, vol. 1330, pp. 142-151, 1991.
- [199] G. Bernhard, G. Seckmeyer, "The uncertainty of measurement of spectra solar UV irradiance," *Journal of Geophys. Res.*, 104, pp. 14321-14345, 1999.
- [200] D. Feuermann, A. Zemel, "Dust-induced degradation of pyranometer sensitivity," *Solar Energy*, vol. 50, no.6, pp. 483-486, 1993.
- [201] N. Martin, J. M. Ruiz, *Sol. Energy Mater. Sol. Cells* 70, pp. 25-38, 2001.
- [202] K. Kaufmann, "Choosing your detector," Hamamatsu Photonics, available on line: <http://sales.hamamatsu.com/assets/applications/Combined/choosing-detector.pdf>, accessed on line May 5, 2009.
- [203] M. A. Early, A. Thompson, "Irradiance of horizontal quartz-halogen standard lamps", *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol*, 101, pp.141-153, 1996.
- [204] N. M. Chivelet, *Estudio de la influencia de la reflexión, el ángulo de incidencia y la distribución espectral de la radiación solar en los generadores fotovoltaicos*, CIEMAT, Madrid, 2000.
- [205] Burr Brown Corp. Designing photodiode amplifier circuits with OPA128. Available on line: <http://focus.ti.com/lit/an/sboa061/sboa061.pdf>

- [206] J. Graeme, "Photodiode amplifiers. Op amp solutions". Ed. Mc-Graw Hill. New York, 1996, pp. 24-59
- [207] Burr Brown Corp. Photodiode monitoring with op amps. Available on line: <http://focus.ti.com/lit/an/sboa035/sboa035.pdf>, accessed on line May 5, 2009.
- [208] National Semiconductor, Operational Amplifier, available on line: <http://www.national.com/mpf/LM/LM358.html>, accessed on line May 5, 2009.
- [209] Guidelines for proper wiring of an RS-485 (TIA/EIA-485-A) network. Maxim, Application Note 763: 2001.
- [210] National Semiconductor, Precision Centigrade Temperature Sensors, available on line: <http://www.national.com/ds/LM/LM35.pdf>, accessed on line May 5, 2009.
- [211] M. S. Imamura, et. al., "Assessment of Simplified Outdoor Calibration Methods for Silicon Solar Irradiance Sensors," 11th European PV Energy Conference, 1992.
- [212] H. Ossenbrik, "Calibration procedures, State of the art," Photovoltaic Energy Conversion," proceedings of 3rd world conference on, vol. 3, pp. 2177-2181, 2003.
- [213] C. Zhou and J. Michalsky, "Spectral Correction of Silicon Photodiode Solar Radiation Detectors," American Solar Energy Society, pp.335-339. 1992.
- [214] ISO 9847 Solar Energy - Calibration of field pyranometers by comparison to a reference pyranometer, 1992.
- [215] ISO 9060 Specification and classification of instruments for measuring hemispherical solar and direct radiation, 1990.
- [216] CT 24, Kipp&zonen. Instructions manual, available on line: [www.kippzonen.com/?download/93152/CT+24++Manual+\(English\).aspx](http://www.kippzonen.com/?download/93152/CT+24++Manual+(English).aspx), accessed on line, May 5, 2009.
- [217] G. Zerlaut, Solar radiation instrumentation. Solar resources, R. L. Hulstrom, Ed., The MIT Press, 173-308.
- [218] M. Martínez; J. Andújar; J. Enrique. A New and Inexpensive Pyranometer for the Visible Spectral Range. *Sensors* 2009, 9(6), pp 4615-4634; doi:10.3390/s90604615.
- [219] R. McCluney, Introduction to Radiometry and Photometry, Artech House, Boston-London, 1994.
- [220] H. Suehrcke, C.P. Ling and P.G. McCormick, "The dynamic response of instruments measuring instantaneous solar radiation," *Solar Energy*, vol 44, no. 3, pp. 145-148, 1990.
- [221] J. L. balenzategui and F. Chenlo, "Measurement and analysis of angular response of bare and encapsulated silicon solar cells," *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 86, pp. 53-83, 2005.
- [222] G. Seckmeyer, and G. Bernhard, "Cosine error correction of spectral UV irradiances, In Atmospheric radiation, volume 2049, pp. 140-151. SPIE 1993.

- [223] M. Kimlin, J. Sabburg, A. Parisi, and R. Meltzer, "Comparison of Brewer spectrophotometer ultraviolet data from similar latitudes in the Northern and Southern hemisphere", *Journal of Atmos. Sol.-Terr. Phys.*, 65, pp. 1401–1410, 2003.
- [224] A. Bais, S. Kazadzis, D. Balis, C. Zerefos, and M. Blunthaler, "Correcting global solar ultraviolet spectra recorded by a Brewer spectroradiometer for its angular response error", *Applied Optics*, 31, pp. 6339–6344, 1998.
- [225] P. Feister, R. Grewe, and K. Gericke, "A method for correction for cosine errors in measurements of spectral UV irradiance," *Solar Energy*, 60, pp. 313–332, 1997.
- [226] V. Fioletov, J. Kerr, D. Wardle, N. Krotkov and J. Herman, "Comparison of Brewer ultraviolet irradiance measurements with TOMS satellite retrievals," *Optical Engineering*, 41, pp. 3051–3061, 2002.
- [227] G. Bernhard, C. Booth and J. Ebrahimian, "The quality of data from the National Science Foundation's UV Monitoring Network for Polar Regions," In *Remote Sensing of the Atmosphere, Ocean, Envir. and Space*, volume 4896. SPIE, 2002.
- [228] P. M. Feister, R. Grewe, and K. Gericke. "A method for correction for cosine errors in measurements of spectral UV irradiance." *Sol. Energy* 60:313–332. 1997.
- [229] J. Vilaplana, M. Sorribas, E. Luccini, R. Vergaz, V. Cachorro, R. Piacentini, C. González-Frías, B. de la Morena and A. De Frutos, "Calibración de un biómetro Yankee UVB-1 basada en medidas espectrales de un espectrofotómetro Brewer de doble monocromador," In *III Asamblea Hispano-Portuguesa de Geodesia y Geofísica (Valencia)*, volume 3, pp. 1204–1208, 2002.
- [230] J. Vilaplana, V. Cachorro, M. Sorribas, E. Luccini, A. de Frutos, A. Berjón, and B. de la Morena, "Modified calibration procedures for a Yankee Environmental System UVB-1 biometer based on spectral measurements with a Brewer spectrophotometer," *Photochem. Photobiol.*, 82, pp. 508–514, 2006.
- [231] J. M. Vilaplana, A. Serrano, M. Antón, M. L. Cancillo, M. Parias, J. Gröbner, G. H'ulsen, G. Zablocky, A. Díaz, B. A. de la Morena. Report of the El Arenosillo/ INTA-COST calibration and intercomparison campaign of UVER broadband radiometers. El Arenosillo, Spain, 2007.
- [232] G. Stanhill, "The distribution of global solar radiation over the land surfaces of the earth," *Solar Energy*, 31, pp. 95-104, 1983.
- [233] I. Reda, "Improving the accuracy of using pyranometers to measure the clear sky global solar irradiance", Tech. report TP-560-24833, National Renewable Energy Laboratory, Golden, 1998.
- [234] A. R Webb, B.G. Gardiner, M. Blunthaler, P. Forster, M. Huber, and P.J. Kirsch, "A laboratory investigation of two ultraviolet spectroradiometers," *Photochemistry and Photobiology*, 60, 1, pp. 84-90. 1994.
- [235] World Meteorological Organization Global Atmospheric Watch. Instruments to Measure Solar Ultraviolet Radiation. Part 2: Broadband Instruments Measuring Erythemally Weighted Solar Irradiance, pp. 8-20. 2005.

- [236] Agilent 34970A User guide. Available online at: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/34970-90003.pdf>, acces. on line Oct. 5, 2009.
- [237] MD22 Motor driver. Available online at: <http://www.robot-electronics.co.uk/htm/md22tech.htm>, accessed on line Oct. 5, 2009.
- [238] Transmissive Optical Sensor with Phototransistor. Available online at: <http://www.vishay.com/docs/83763/tcst1030.pdf>. Accessed on line Oct. 5, 2009.
- [239] Mems accelometer. Analog Devices. Available online at: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL103_203.pdf. Accessed on line Oct. 5, 2009
- [240] A. F. Bais, S. Kazadzis, D. Balis, C.S. Zerefos, M. Blunthaler. Correcting global solar ultraviolet spectra recorded by a Brewer spectroradiometer for its angular response error. *Appl. Optics* 1998, 37, pp. 6339-6344.
- [241] J. Gröbner, G. Hülsen, L. Vuilleumier, M. Blumthaler, J. M. Vilaplana, D. Walker, and J. E. Gil. Report of the PMOD/WRC-COST Calibration and Intercomparison of Erythemal radiometers. Davos, Switzerland 28 July – 23 August, 2006.
- [242] J. Gröbner, R. Vergaz, V. Cachorro, D. Henriquez, K. Lamb, , A. Redondas, J., Vilaplana, and D. Rembges. “Intercomparison of aerosol optical depth measurements in the UVB using Brewer spectrophotometers and a Li-cor spectrophotometer,” *Geophys. Res. Lett.*, 28, pp. 1691–1694, 2001.
- [243] INM. The first Iberian UV-visible instrument intercomparison. Final report. Instituto Nacional de Meteorología. 2004.
- [244] A. de La Casinière, V. Cachorro, I. Smolskaia, J. Lenoble, M. Sorribas, M. Houet, O. Massot, M. Antón and J. Vilaplana,. “Comparative measurements of total ozone amount and aerosol optical depth during a campaign at El Arenosillo, Huelva, Spain,” *Annales Geophysicae*, 76, pp. 3399–3406. 2006.
- [245] M. Antón, V. Cachorro, J. Vilaplana, N. Krotkov, A. Serrano, C. Toledano, B. de la Morena, and J. Herman. “TOMS Retrievals of noon erythemal-CIE UV irradiance compared with Brewer ground-based measurements at El Arenosillo (Southwestern Spain),” *J. Geophys. Res.* 2006.
- [246] R. Vergaz. “Propiedades ópticas de los aerosoles atmosféricos. Caracterización del área del Golfo de Cádiz,” PhD thesis, Universidad de Valladolid. 2001.
- [247] J. Gröbner, and P. Sperfeld. “Direct traceability of the portable QASUME irradiance scale to the primary irradiance standard of the PTB,” *Metrologia*, 42, pp. 134–139. 2005.
- [248] J. Gröbner, M. Blumthaler, S. Kazadzis, A. Bais, A. Webb, J. Schreder, and D. Rembges. “Quality assurance of spectral solar UV measurements: result from 25 UV monitoring sites in Europe, 2002 to 2004,” *Metrologia*, 43, pp. S66– S71. 2006.
- [249] G. Hülsen, and J. Gröbner. “Characterization and calibration of ultraviolet broadband radiometers measuring erythemally weighted irradiance.” *Applied Optics*. Vol. 46, pp. 5877–5886. 2007.

- [250] Humidity Sensor. Honeywell. Available online at:
<http://www.phanderson.com/hih-4000>. Accessed on line Oct. 5, 2009.
- [251] Integrated Silicon Pressure Sensor. Freescale Semic.Motorola. Available online at:
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MPX4115.pdf>. Accessed on line Oct. 5, 2009.
- [252] Microcontroller. Microchip. Available online at:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/30487c.pdf>. Accessed on line Oct. 5, 2009

Índice Alfabético

A

| | |
|---------------------------------------|----------------------|
| Alessandro Volta..... | 24 |
| amplificador de transimpedancia | 138, 142, 147 |
| array | 2, 41, 243, 250, 251 |

B

| | |
|---------------------------|--|
| Bluetooth..... | 239, 240, 249 |
| brazo robótico | XII, XIX, 17, 158, 165, 175, 177, 178, 179, 180, 182, 185, 190, 191, 199 |
| Bus | |
| ArcNet | 229 |
| ASI..... | 219 |
| Bitbus..... | 222 |
| CAN..... | 75, 217, 223, 225, 227, 245, 246 |
| Can Open | 227 |
| ControlNet | 229 |
| DeviceNet | 220 |
| Field Bus Foundation..... | 225 |
| FIP-WorldFIP | 226 |
| Hart..... | 226 |
| Interbus | 222 |
| Lon Works | 220 |
| Modbus | 227 |
| Profibus..... | 223 |
| SDS..... | 218 |
| Buses de Campo..... | X, 8, 10, 73 |

C

| | |
|--|--|
| calibración. V, XII, XVI, XVIII, XIX, 2, 3, 4, 5, 7, 9, 10, 14, 17, 20, 79, 80, 89, 92, 104, 105, 108, 117, 120, 127, 135, 151, 152, 157, 158, 159, 160, 165, 166, 169, 171, 176, 179, 185, 186, 187, 188, 189, 192, 193, 194, 195, 199, 202, 206, 207, 209, 212, 219, 238 | |
| capa fina..... | 27, 62, 64 |
| células solares | IX, 7, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 31, 36, 40, 56, 64, 244 |
| Comunicaciones Industriales | 8, 10, 13, 77 |
| condensador de..... | 147, 148 |
| condiciones de referencia..... | 55 |
| constante de Boltzman | 40, 41, 51, 132 |
| Constante Solar | 31 |
| corriente de cortocircuito | 41, 52, 53, 54, 141 |
| corriente inversa de saturación..... | 40, 41, 51, 89, 132 |
| curvas <i>IV</i> y <i>PV</i> | 2 |

D

| | |
|----------------------------|---------------------------------------|
| difusor..... | XVII, 9, 123, 124, 126, 127, 128, 151 |
| dispositivo patrón..... | 9 |
| driver de red RS-485 | 79, 100, 117 |

E

| | |
|----------------------------------|---|
| eficiencia..... | X, 7, 25, 26, 27, 28, 61, 63, 64, 71, 72, 220 |
| energía solar..... | X, 2, 4, 8, 23, 25, 31, 58, 80, 120, 202 |
| <i>error coseno</i> | XI, XIX, 5, 9, 17, 120, 126, 127, 158, 159, 160, 166, 167, 168, 171, 175, 189, 199, 206 |
| espectro de radiación solar..... | 4, 9, 167 |
| espectroradiómetro..... | 167, 168 |
| estación meteorológica..... | 123, 149, 209, 215 |
| Ethernet..... | XIII, XX, 74, 77, 205, 224, 226, 228, 229, 231, 232, 233, 234, 235, 236, 247, 248, 249 |
| exactitud..... | 7, 14, 85, 88, 90, 93, 105, 158, 168, 179, 209 |

F

| | |
|---------------------|---|
| fiabilidad..... | 14, 50, 71, 72, 76, 152, 166, 169, 179, 185, 207, 209 |
| flujo radiante..... | 31 |
| fotodiodo.... | XI, XVII, XVIII, 4, 9, 19, 119, 120, 123, 124, 126, 128, 129, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 141, 142, 143, 144, 147, 157, 158, 160, 163, 189, 206 |
| Fritts..... | 24 |

G

| | |
|--------------------|----|
| Gow y Manning..... | 50 |
| Green..... | 45 |

H

| | |
|--------------|--|
| humedad..... | XII, XX, 17, 189, 209, 210, 211, 213, 214, 228 |
|--------------|--|

I

| | |
|------------------|--|
| infrarrojo..... | 4, 28, 29, 166, 179 |
| irradiancia..... | XII, XV, XVIII, XIX, 2, 3, 4, 9, 19, 31, 32, 33, 34, 41, 44, 49, 52, 53, 54, 56, 57, 68, 69, 119, 120, 124, 135, 136, 142, 150, 151, 155, 156, 159, 160, 166, 167, 168, 171, 172, 177, 190, 201, 206, 209, 214 |

L

| | |
|-----------------------|----------------------|
| Lambert..... | 167 |
| Ley de Planck..... | 34 |
| longitud de onda..... | 27, 32, 33, 131, 134 |

M

| | |
|---|------------------------------------|
| medición de ejes..... | 186 |
| medición de irradiancia..... | 206 |
| medición de la temperatura superficial..... | 205, 209 |
| medición de radiación..... | XI, 119, 189 |
| modo fotoconductor..... | 129, 130, 133, 138 |
| modo fotovoltaico..... | 129, 130, 134, 138, 141 |
| módulo fotovoltaico..... | XV, 26, 39, 49, 50, 51, 52, 55, 58 |

N

| | |
|---------------------|--------------------|
| Newton-Raphson..... | 45, 48 |
| nivelación..... | 178, 183, 185, 189 |
| no linealidad..... | 131 |

P

| | |
|--------------------------|---|
| patente..... | 3, 4, 7, 13, 14, 19, 74, 205 |
| piranómetro..... | XI, XVII, XVIII, XIX, XX, 4, 9, 19, 119, 120, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 147, 148, 149, 150, 151, 152, 153, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 163, 166, 167, 186, 189, 190, 191, 196, 209 |
| presión atmosférica..... | XII, XX, 17, 209, 210, 211, 213, 214 |

| | |
|------------------------------------|---|
| Protocolo OPC | 230 |
| protocolos de comunicaciones | 228 |
| prototipo..... | XVI, XVII, 2, 3, 8, 9, 13, 14, 17, 19, 79, 80, 101, 103, 105, 107, 109, 114, 117, 202, 206, 211 |
| punto de máxima potencia | 43, 47, 52, 54, 80 |

R

| | |
|---|--|
| radiación difusa | XII, 168, 172 |
| radiación directa..... | XII, 9, 55, 171, 172, 175 |
| radiación global..... | XXI, 9, 32, 33, 36, 168, 189 |
| radiación solar. IX, 4, 8, 9, 14, 23, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 51, 57, 80, 108, 119, 120, 121, 123, 126, 128, 151, 166, 167, 171, 199, 202, 210, 255 | |
| realimentación..... | XVIII, 143, 144, 145, 146 |
| red de control | 71, 221 |
| responsividad | XVII, 124, 131, 133, 134, 138 |
| respuesta angular..... | XII, XIX, 7, 9, 17, 20, 165, 166, 167, 168, 169, 175, 186, 194, 195, 199, 202, 206 |
| respuesta coseno..... | XVII, 20, 120, 123, 126, 128, 158, 160, 161, 167, 189, 191, 206 |
| Respuesta Espectral Relativa | XX, 196 |
| RTD | X, XVI, XXI, 85, 91, 92, 93, 94, 104, 105 |

S

| | |
|----------------------------|--|
| Seebeck | XVI, 82, 83, 85 |
| Sensor | XI, XVI, XIX, 19, 96, 99, 129, 180, 181, 219, 246, 247, 257, 258 |
| Sistema de medición..... | X, XI, 8, 9, 18, 19, 79, 119 |
| sistema fotovoltaico | 25 |
| sistema patrón | XVI, 79, 80, 101, 106, 107, 111, 117, 120 |
| sistema robótico | 5, 7, 20, 178, 191, 199, 206 |

T

| | |
|---|---------------------|
| teflón | XVII, 124, 127, 128 |
| Teluro de Cadmio | 26, 27 |
| temperatura IX, X, XI, XII, XV, XVI, XVII, XVIII, XX, XXI, 2, 3, 8, 13, 14, 17, 18, 20, 23, 40, 41, 44, 51, 52, 53, 54, 56, 57, 58, 63, 69, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 99, 103, 105, 108, 111, 117, 118, 123, 124, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 138, 140, 141, 147, 148, 150, 151, 153, 155, 158, 161, 163, 182, 189, 194, 201, 202, 205, 206, 209, 210, 211, 213, 214, 228, 230, 231 | |
| termistor | 87, 88 |
| termopar | XVI, 82, 83, 86, 87 |

V

| | |
|----------------------------|------------------------------------|
| velocidad del viento | XII, 17, 56, 58, 68, 209, 212, 214 |
|----------------------------|------------------------------------|

W

| | |
|--|-------------------------|
| wireless | 229, 237, 238, 249, 250 |
| WMO (World Meteorological Organization)..... | 32 |
| WRC (World Radiation Center)..... | 32, 157 |

