

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



**MONITORIZACIÓN DE LOS PARÁMETROS
CLIMÁTICOS Y MEDIOAMBIENTALES
RELACIONADOS CON EL TRÁFICO DE VEHÍCULOS**

**SENSORES CLIMÁTICOS Y MEDIOAMBIENTALES
INALÁMBRICOS PARA SISTEMAS INTELIGENTES DE
TRANSPORTE**

Memoria de tesis presentada por

Raymundo Barrales Guadarrama

para aspirar al grado de
Doctor en Ingeniería Electrónica

Dirigida por

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
Catedrático de Tecnología Electrónica
Universidad Politécnica de Valencia

Valencia, noviembre 2015

ÍNDICE

1.	Introducción.....	6
1.1	El problema de la seguridad en el tráfico de vehículos.....	6
1.2	Definición y propósito de los Sistemas de Transporte Inteligente	6
1.3	Modo común de acceso a la información en un ITS.....	7
1.4	La necesidad de monitorizar eventos potencialmente peligrosos para el tráfico rodado.....	10
1.5	El problema de la selección de la tecnología idónea para la comunicación de mensajes preventivos en autovías	10
1.6	Propuesta general para el diseño de sensores medioambientales inalámbricos para sistemas inteligentes de transporte	11
1.7	Referencias.....	12
2.	Definición del Problema y Objetivos	14
2.1	Antecedentes. Medida de condiciones climáticas en sistemas ITS.....	14
2.1.1	Estimación de la visibilidad: el visibilímetro	16
2.1.2	Determinación de la intensidad de precipitación pluvial: el disdrómetro ...	31
2.2	El convertidor universal de frecuencia a código digital.....	53
2.2.1	Introducción a la interconexión directa sensor-procesador de señal.....	53
2.2.2	Breve descripción del método de conversión frecuencia-código digital	54
2.2.3	Descripción de las funcionalidades del UFDC-1.....	59
2.2.4	Conclusiones	61
2.3	Problemas del uso de un UFDC en sensores medioambientales para ITS	61
2.3.1	Introducción al diseño con un UFDC	62
2.3.2	Problemas encontrados.....	64
2.4	Definición de los objetivos	65
2.5	Estructura del documento de tesis.....	66
2.6	Referencias.....	67
3.	Materiales y Métodos	70
3.1	Concepto de un visibilímetro con base en un UFDC.....	70
3.1.1	Sistema óptico del instrumento	71
3.1.2	Método y materiales para obtener la característica experimental de la frecuencia de salida del sensor cuasi-digital en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida.....	75
3.1.3	Método y materiales para obtener la característica experimental de la responsividad relativa del sensor cuasi-digital en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida.....	78
3.1.4	Resultados de las caracterizaciones	78
3.1.5	Búsqueda de la solución material para adaptar el fotodetector cuasi-digital	80
3.1.6	Resultados experimentales de la respuesta del fotodetector cuasi-digital adaptado.....	81

3.1.7	Selección del emisor del visibilímetro	82
3.1.8	Método y materiales para obtener la característica experimental del LED IR 83	
3.1.9	Método y materiales para validar la solución material de la adaptación del sensor 86	
3.1.10	Resultados sobre la solución material propuesta	88
3.1.11	Conclusiones sobre la validación.....	89
3.1.12	Interconexión sensor-microcontrolador	90
3.1.13	Descripción de las funciones programadas en el microcontrolador del visibilímetro	92
3.1.14	Capacidad de comunicación inalámbrica del instrumento	96
3.1.15	Caracterización del visibilímetro	102
3.1.16	Análisis de los resultados experimentales	103
3.1.17	Calibración del visibilímetro	105
3.1.18	Procedimiento de medición de la visibilidad.....	107
3.2	Concepto de un didrómetro óptico con base en un UFDC	110
3.2.1	Método de medición del índice de precipitación pluvial.....	110
3.2.2	Estructura del sistema de medición del didrómetro óptico	112
3.2.3	Sistema óptico del didrómetro	113
3.2.4	Método y materiales para obtener la característica experimental del LED IR de alta intensidad	115
3.2.5	Selección del receptor del didrómetro óptico	116
3.2.6	Acondicionador del receptor del didrómetro	120
3.2.7	Métodos y materiales para validar la homogeneidad del volumen de detección en el sensor del didrómetro	124
3.2.8	Análisis de los resultados de la validación experimental del sensor	127
3.2.9	Características de la señal del sensor	130
3.2.10	Método y materiales para extraer el parámetro t_i	131
3.2.11	Método y materiales para obtener la curva característica de transferencia V_p $= f()$ del sensor	132
3.2.12	Análisis de los resultados de la validación de la hipótesis $V_p = k$	133
3.2.13	Método y materiales para extraer el parámetro V_p	135
3.2.14	Resultados obtenidos para t_i y V_p	137
3.2.15	Método de medición de los parámetros t_i y V_p	138
3.2.16	Caracterizaciones del didrómetro	141
3.2.17	Medición comparativa del IPP	143
3.3	Referencias.....	144
4.	Discusión de resultados.....	146
4.1	Visibilímetro con base en un UFDC	146
4.1.1	Análisis de resultados.....	146
4.1.2	Análisis de la calibración	146

4.2	Disdrómetro óptico con base en un UFDC.....	147
4.2.1	Análisis de resultados.....	147
4.2.2	Análisis de la calibración	148
4.3	Discusión acerca del uso de un convertidor universal de frecuencia a código digital en el diseño de sensores medioambientales para aplicaciones ITS	148
5.	Conclusiones Finales	149
5.1	Visibilímetro	149
5.2	Disdrómetro óptico.....	149
6.	Futuras líneas de investigación	150
7.	Aportaciones originales.....	151
	APÉNDICE A	153
	APÉNDICE B	160
	APÉNDICE C	164
	APÉNDICE D.....	166
	APÉNDICE E	170

1. Introducción

1.1 El problema de la seguridad en el tráfico de vehículos

El aumento de la urbanización y del número de vehículos particulares son factores importantes que provocan el grave problema de la congestión del tráfico en las ciudades. Al mismo tiempo, se nota un aumento de los accidentes de tráfico y un deterioro del medio ambiente. Estos problemas se observan tanto en los países en vías de desarrollo como en los países desarrollados. Una medida de peso en la solución de estos problemas es aumentar la capacidad de la red de caminos e instalar nueva infraestructura de control. Sin embargo, las ciudades carecen de espacio para realizar nuevas obras y/o no tienen los suficientes fondos para costearlas.

Otro problema lo constituye la seguridad en las autovías. La seguridad en estos entornos se podría mejorar si los conductores tuviesen la habilidad de enterarse de los sucesos potencialmente peligrosos que ocurren más allá de su posición relativa, esto es, advertir si un choque ha ocurrido más adelante, si el conductor se aproxima a un atasco en el tráfico o si éste se aproxima a una región donde las condiciones del clima vuelven peligrosa la conducción del vehículo.

El problema de la congestión del tráfico no puede quedar sin solución ya que acarrea problemas de consumo excesivo de combustible y contaminación del ambiente. La seguridad en las autovías es de importancia capital porque no es admisible la pérdida de vidas debida a accidentes directamente imputables a la falta de medidas de prevención en los caminos.

1.2 Definición y propósito de los Sistemas de Transporte Inteligente

Los sistemas que se han presentado como soluciones para resolver los problemas relacionados con el tráfico de vehículos, así como los sistemas que responden a las necesidades de los conductores, tienen en cuenta al vehículo y a la vía simultáneamente y se conocen como Sistemas de Transporte Inteligente (ITS—Intelligent Transportation Systems).

Es común que, en estos sistemas, se utilicen las últimas tecnologías disponibles o, incluso, se desarrolle nueva tecnología para resolver los problemas de tráfico puesto que se trata de un tema I+D emergente. Los servicios ITS de control e información del tráfico se pueden clasificar, tentativamente, según se ilustra en la figura 1-1.

El propósito final de los ITS es construir un sistema de transporte rápido, seguro, conveniente y cómodo para garantizar la seguridad de los conductores en las autovías, el desarrollo sostenido de la economía social y coordinar la conservación del ambiente con el modo de vida humano.

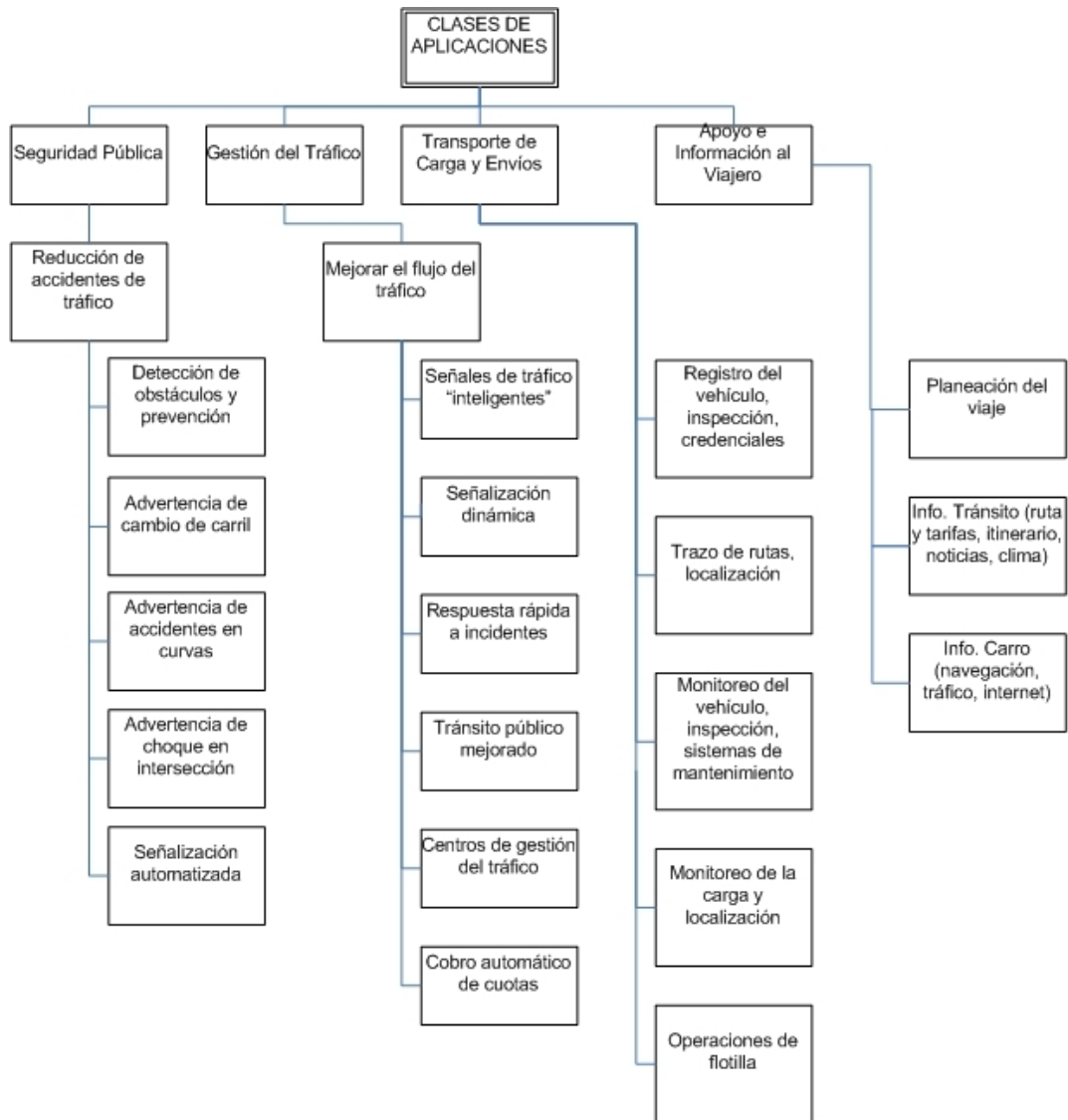


Figura 1-1. Esquema que muestra las posibles aplicaciones dentro de un ITS.

1.3 Modo común de acceso a la información en un ITS

El esquema de la figura 1-1 indica que el acceso a la información requerida para prevenir accidentes o controlar el tráfico vehicular urbano, requiere de medios de comunicación que envíen información:

- entre infraestructuras de control de tráfico,
- entre infraestructuras y vehículos y
- entre vehículos.

Cada uno de los modos de comunicación anteriores, se define como sigue:

- a) Comunicación de infraestructura a infraestructura (I a I).
- b) Comunicación entre infraestructura y vehículos (I a V ó V a I).
- c) Comunicación entre vehículos (V a V).

En la tabla 1-1, se muestran ejemplos de los diferentes modos de comunicación en un ITS.

Tabla 1-1. Modos de comunicación en un ITS y ejemplos.

MODO DE COMUNICACIÓN	EJEMPLOS
I a I	<ul style="list-style-type: none"> - comunicación entre instalaciones oficiales y puestos de auxilio vehicular - intercambio de información entre detectores de las condiciones de tráfico e instalaciones automatizadas de control de tráfico
I a V o V a I	<ul style="list-style-type: none"> - instalaciones con sensores remotos que proporcionan información de las condiciones del tráfico e información útil para el viaje - advertencia de aproximación de un vehículo a paneles de advertencia - información de accidentes de tráfico desde un vehículo a otro o a una infraestructura
V a V	<ul style="list-style-type: none"> - intercambio de información entre vehículos - mensajes de advertencia entre vehículos - información de sensores móviles a vehículos particulares

La figura 1-2 muestra un panorama de un sistema de control de tráfico y la tabla 1-2 resume las estrategias ilustradas en esa figura [1], [2], [3].

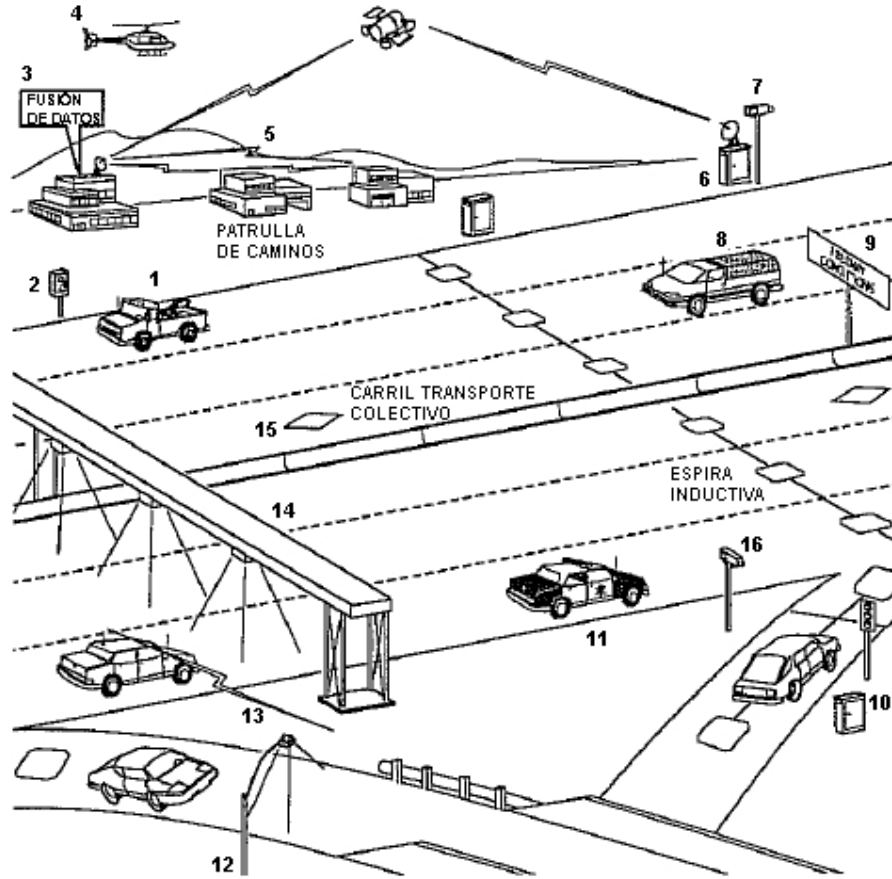


Figura 1-2. Ilustración de un sistema de control de tráfico. Tomado y adaptado de [1].

Tabla 1-2. Estrategias de gestión del tráfico en autopistas de la figura 1-2. Tomado y adaptado de [1].

No.	Estrategia
1	Camión grúa ambulante para reducir tiempo de atención.
2	Cabina telefónica para llamadas de emergencia al centro de gestión del tráfico con identificación automática del lugar de la llamada (postes SOS).
3	Centro de gestión del tráfico para el despliegue rápido de recursos de auxilio en caso de incidentes.
4	Vigilancia aérea para la reducción en la detección e identificación de incidentes.
5	Enlace de comunicación.
6	Controlador de caminos comunica datos al centro de gestión.
7	Cámara de vigilancia para asistir en la identificación de incidentes.
8	Sensores a bordo del vehículo para navegación segura y ubicación
9	Panel de mensajes dinámicos para advertencias a los conductores.
10	Rampa de acceso controlado a la autopista.
11	Patrulla de caminos para reducir el tiempo de atención.
12	Sensor en rampa de salida para generar avisos que agilicen la salida de autopistas.
13	Radiodifusión digital de anuncios a conductores.
14	Sensores no invasivos para generar información convencional del tráfico
15	Carril de transporte colectivo para el desahogo de la congestión en autopistas
16	Cámara asociada a un procesador de imágenes para medir con exactitud la fila de vehículos

La figura 1-2 muestra claramente que, en la mayoría de los casos, la comunicación dentro del sistema de control de tráfico se ha de realizar mediante sistemas de comunicación inalámbrica. Esto es evidente porque la información casi siempre se destina a vehículos en movimiento. Los medios de comunicación cumplen, en general, con las siguientes demandas:

- a) utilizar tecnologías e infraestructuras existentes o una tecnología normalizada de propósito especial,
- b) en general, especificar el uso de tecnología de bajo coste y,
- c) en pocos casos, desarrollar una nueva tecnología para resolver un problema particular.

Es claro que la integración de un ITS requiere resolver diversos problemas que, en una primera aproximación, tienen como común denominador el proporcionar un medio de comunicación inalámbrica eficiente y de bajo coste.

1.4 La necesidad de monitorizar eventos potencialmente peligrosos para el tráfico rodado

La seguridad vial en las carreteras requiere la utilización de sistemas que cumplan dos requisitos básicos: la seguridad de funcionamiento y la robustez. Las infraestructuras de señalización e información al usuario (señales fijas, semáforos, paneles, mensajes de radio, etc.) y las de captura y transmisión de información (sensores en vehículos e infraestructuras, monitores del clima, etc.) son fundamentales para lograr un sistema de transporte seguro.

La vigilancia de las condiciones climatológicas es un factor básico para lograr una conducción segura. Condiciones de clima adversas (lluvia, viento, nieve, niebla, etc.) aumentan las probabilidades de que se produzcan accidentes de tráfico. Si se dispone de sistemas de información al usuario, que proporcionen el estado del clima en las carreteras, se pueden reducir considerablemente los riesgos. Por lo que se acaba de indicar, resulta necesario contar con sensores climáticos que proporcionen información completa y exacta de los factores que puedan incidir en la seguridad vial. Dentro de este grupo están, por ejemplo, los sensores que estiman la visibilidad en presencia de meteoros (lluvia, granizo, nieve, etc.) en la calzada, instrumentos para detectar la intensidad de precipitación pluvial, etc.

A los sistemas de detección de condiciones del clima adversas para la conducción no se les exige solamente que cumplan con especificaciones primarias como la seguridad de funcionamiento y la robustez, sino que también deben cumplir especificaciones secundarias como el bajo coste, la miniaturización (al menos a la escala de componentes SMD—Surface Mount Device) y el bajo consumo de energía.

1.5 El problema de la selección de la tecnología idónea para la comunicación de mensajes preventivos en autovías

El acceso a información sobre condiciones del clima adversas a la conducción en autovías, no requiere de sistemas de comunicación inalámbrica de largo alcance (decenas de kilómetros) porque:

- a) interesa recibir un reporte de las condiciones de clima en la posición relativa del vehículo y
- b) las condiciones de clima en lugares hacia donde el conductor se dirige pueden transmitirse a través de una red Ad-Hoc inalámbrica de sensores.

Por lo tanto, se vislumbra que la información sobre el clima pueda transmitirse, para ser oportunamente recibida, en un radio de 100 a 1 000 m.

Una aplicación ITS, donde haga falta la intervención de un sensor, necesita especificaciones previas para seleccionar la tecnología adecuada. La detección de vehículos en las cercanías y la estimación de su posición, velocidad y aceleración, la indicación de señales de tráfico relevantes en la ruta del vehículo y la detección temprana de obstáculos o peatones [4] son aplicaciones que requieren de sistemas de comunicación de corto alcance. La figura 1-3 muestra una clasificación tradicional [4], [5], [6], [7], [8] de los sistemas de comunicación de corto alcance utilizados en aplicaciones ITS. Los recientes avances tecnológicos permiten que los sistemas de comunicación tradicionalmente utilizados en el interior del vehículo (Bluetooth, ZigBee) puedan, ahora, utilizarse en aplicaciones I a V o V a I, por ejemplo, existen módulos de radio Bluetooth con alcances hasta de 1 000 m [9]. Por lo tanto, pronto se verá modificada la clasificación ilustrada en la figura 1-3. Una falta de criterios para elegir una u otra tecnología de comunicación, para una aplicación ITS específica, plantea el problema de seleccionar la tecnología óptima para una aplicación particular.

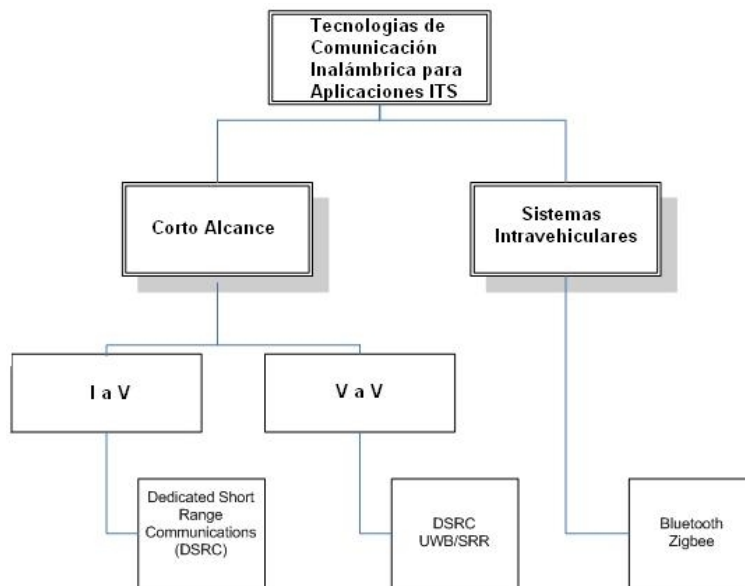


Figura 1-3. Diagrama de clasificación de los sistemas de comunicación inalámbrica en un ITS.

1.6 Propuesta general para el diseño de sensores medioambientales inalámbricos para sistemas inteligentes de transporte

Los avances tecnológicos en sistemas microelectromecánicos, arquitecturas de procesamiento óptimas y comunicaciones inalámbricas de bajo consumo, han permitido la implementación de nuevos dispositivos capaces de monitorizar parámetros físicos a costos bajos, consumos mínimos de alimentación y con funcionalidades múltiples. Este

es el caso de los sensores inteligentes inalámbricos. Estos dispositivos son capaces de adquirir información en su entorno y transmitirla por radio a su destino final. Áreas de actividad humana tales como la medicina, la agricultura, la ecología, el rastreo a distancia, etc., se han convertido en campos de aplicación emergentes donde estos dispositivos se consideran útiles [10]. Es claro que los sensores inalámbricos son dispositivos electrónicos que se integran naturalmente a los sistemas inteligentes de transporte.

Puesto que este tipo de sensores deben ser portátiles y capaces de funcionar durante largos periodos de tiempo, es necesario que la tecnología de comunicación y el acondicionamiento de la señal del sensor sean lo suficientemente compactos para poderse interconectar con microcontroladores sencillos y de bajo coste. Un sensor inteligente inalámbrico es autónomo y, por lo tanto, su diseño ha de optimizarse para que su consumo de energía sea mínimo [8], [11]. Claramente, la solución material final no debe representar un coste excesivo.

En este trabajo, se ha buscado realizar el diseño de sensores inteligentes medioambientales para aplicaciones ITS que presenten soluciones materiales orientadas a cumplir con las características antes mencionadas. Estas soluciones materiales se han analizado para detectar los problemas que conlleva la propuesta de diseño y proponer posibles soluciones sobre dos casos de estudio concretos.

La tarea de diseñar este tipo de sensores, se ha visto limitada por los recursos disponibles en el laboratorio. Por esta razón, se ha optado por seguir una tendencia de diseño que mantenga una inversión inicial modesta y aprovechar las habilidades previamente adquiridas por el diseñador. De esta manera, se ha optado por la tendencia de diseño que hace uso de los sistemas embebidos [12].

En el siguiente capítulo se describe la propuesta de diseño de sensores medioambientales que responden a las exigencias de las aplicaciones ITS.

1.7 Referencias

- [1] Lawrence A. Klein, *Sensor Technologies and Data Requirements for ITS*, Artech House, USA, 2001.
- [2] Picone M., Busanelli S., Amoretti M., Zanichelli F., Ferrari G., *Advanced Technologies for Intelligent Transportation Systems*, Springer, Suiza, 2015.
- [3] U.S. Department of Transportation, Federal Highway Administration, *Intelligent Transportation Systems in Work Zones: Integrated Work Zone Systems for Improving Travel Conditions and Safety*, February 20, 2015.
- [4] Li Li, Jingyan Song, Fei-Yue Wang, Wolfgang Niehesen, Nan-Ning Zheng, *IVS05: New Developments and Research Trends for Intelligent Vehicles*, IEEE Intelligent Systems Magazine, 2005, pp. 10-14.
- [5] <http://www.learmstrong.com/dsrc/dsrhomeset.htm>
- [6] Subir Biswas, Raymond Tatchikou, Francois Dion, *Vehicle-to-Vehicle Wireless Communication Protocols for Enhancing Highway Traffic Safety*, IEEE Communications Magazine, Enero 2006, pp. 74-82.
- [7] J. H. Arroyo Núñez, R. Barrales Guadarrama, A. Mocholí Salcedo, A. Arroyo Núñez, N. Gallego Ripoll, *Los Sistemas RFID y WAVE para Comunicaciones en Entornos ITS*, VII Congreso Nacional sobre Sistemas Inteligentes de Transporte, Valencia, España, 18-20 Septiembre 2007.
- [8] Subhas Mukhopadhyay (Ed.), *Smart Sensing Technology for Agriculture and Environmental Monitoring*, Springer, Berlín, 2012.
- [9] http://www.sena.com/products/industrial_bluetooth/oem_bluetooth_serial/parani_esd/

- [10] P. Baronti, P. Pillai, V. Chook, S. Chessa, A. Gotta, Y. Fun Hu, *Computer Communications*, **30**, 7 (2007) 1655-1695.
- [11] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, E. Sisinni, A. Taroni, *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, **54**, 6 (2005) 2359-2363.
- [12] R. Barrales Guadarrama, A. Mocholí Salcedo, V. R. Barrales Guadarrama, M. E. Rodríguez Rodríguez, *Tendencias en el Diseño de Sensores Inteligentes*, Memorias del IX Congreso Nacional de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Mayab, CONIEEM 2009, Mérida, Yucatán, México, Abril 2009, pp. 177-188.

2. Definición del Problema y Objetivos

2.1 Antecedentes. Medida de condiciones climáticas en sistemas ITS

Los sistemas electrónicos de control y medición adquieren información a través de sensores. Básicamente, un sensor es capaz de convertir la señal de un parámetro físico en una señal eléctrica. La información que los sistemas de medición han de adquirir, se presenta en forma de señales mecánicas, térmicas, magnéticas, ópticas, químicas, luminosas, etc. En los sistemas de medición, interesa utilizar sensores cuya señal de salida sea eléctrica porque, entre otras ventajas, el sensor extrae una muy pequeña cantidad de energía del proceso de medida y se conocen muy bien los sistemas electrónicos que amplifican la señal de salida de un sensor. Otros sistemas electrónicos ayudan a modificar la señal para extraer, directamente, la característica de interés y convertirla a una forma más conveniente para su procesamiento o visualización [1]. No sobra decir que los sensores y sus sistemas de medición asociados, han devenido imprescindibles en el modo de vida humano porque los sensores se encuentran presentes en automóviles, aviones, equipos médicos, electrodomésticos, el control de procesos industriales y otras aplicaciones.

Las primeras aplicaciones de los sensores en entornos ITS se orientaban a la medición de parámetros relacionados con el flujo vehicular. De acuerdo a lo comentado en la sección 1.4, han surgido varias necesidades que justifican el empleo de sensores climáticos como parte de los dispositivos que reúnen la información necesaria para una gestión eficiente de un ITS. La figura 2-1 ilustra un sistema conceptual de retroalimentación de datos con las interrelaciones que pueden estar presentes. Este sistema sería, en realidad, un subsistema del ITS responsable de la gestión de la seguridad en carreteras relacionada con la monitorización del clima.

Los sensores proporcionan datos de entrada para los algoritmos de procesamiento y evaluación. Los resultados se transmiten a uno o más dispositivos o recursos que controlan el tráfico, al personal de gestión del transporte o a los mismos conductores. A diferencia de los sensores para monitorizar el flujo de vehículos, la información de salida de los dispositivos o recursos no se envía a los conductores para que los sensores monitoricen su comportamiento y continúen con el ciclo de control del tráfico. Más bien, la información sólo se envía a los dispositivos o recursos, los cuales se comportarán como actuadores de los sistemas de prevención. El clima no es controlable, por lo tanto, el lazo de control no existe y los sensores climáticos sólo monitorizan las condiciones medioambientales y donde la información generada ayudará a la seguridad en carreteras.

Los sensores y los algoritmos se relacionan muy de cerca, al establecer sus necesidades de operación mutua. Los algoritmos establecen exigencias, dictadas por la naturaleza de los datos, a los sensores. Sin embargo, los algoritmos no son independientes del estado del arte de la tecnología de sensores que proporciona los datos con la necesaria resolución espacial y temporal, exactitud, precisión, repetibilidad y consistencia. Por lo tanto, un algoritmo estará constreñido, hasta cierto grado, por la tecnología del sensor disponible en el momento de desarrollo del algoritmo. Las necesidades de los algoritmos futuros han de comunicarse a los desarrolladores de sensores antes de que los algoritmos se implementen en campo.

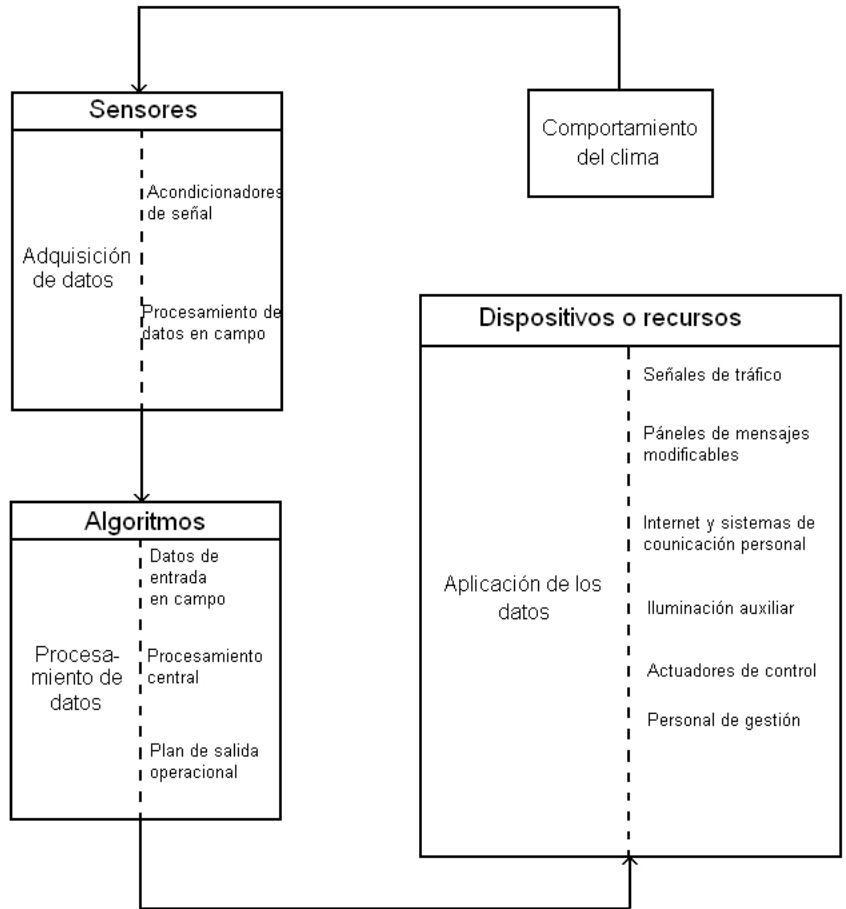


Figura 2-1. Diagrama a bloques del flujo de datos en un ITS.

Actualmente, la estrategia de seguridad en carreteras, comprometida por las condiciones ambientales, incluye la monitorización de varios parámetros meteorológicos. La figura 2-2 muestra la foto de una estación meteorológica típica para entornos ITS.



Figura 2-2. Fotografía de un sistema de información del clima en carretera (“Road/Runway Weather Information System—RWIS”). Tomada de [2].

El desarrollo del tema de tesis ha tenido que ver con aportaciones al estado del arte de sensores de medida de condiciones climáticas en sistemas ITS. Se eligieron 2 instrumentos típicos en estos entornos para demostrar las aportaciones:

- a) un visibilímetro, instrumento para estimar la visibilidad en presencia de niebla, y
- b) un disdrómetro óptico, instrumento para estimar la intensidad de precipitación pluvial.

Se presentan a continuación los antecedentes sobre estos instrumentos y las limitaciones que presentan.

2.1.1 Estimación de la visibilidad: el visibilímetro

La niebla es uno de los fenómenos meteorológicos de consecuencias graves en los accidentes de tráfico que ocurren en las regiones donde se sabe que este fenómeno es común. La necesidad de disminuir o eliminar la incidencia de los accidentes que son atribuibles a malas condiciones de visibilidad a causa de presencia de niebla, han llevado a implementar diversas acciones de control y prevención para este fin. Una de estas acciones consiste en la monitorización de las condiciones medioambientales de las carreteras que ofrezca información oportuna sobre el nivel de seguridad para la circulación y tomar acciones en consecuencia.

2.1.1.1 Necesidad del uso de los visibilímetros

Existe un reconocimiento internacional de la gravedad de los accidentes de tráfico causados por la niebla. Normalmente, estos accidentes ocurren en las carreteras cuando el pavimento del camino se encuentra a bajas temperaturas y favorecen la condensación continua del vapor de agua acumulado, de manera diferente a lo que sucede en las ciudades donde la temperatura es mayor y la condensación disminuye.

La llamada *niebla por radiación* es una niebla al nivel del terreno causada por enfriamiento de la superficie de la Tierra. Es, principalmente, un fenómeno nocturno, pero a menudo comienza a formarse en la tarde-noche y puede que permanezca hasta bien entrado el amanecer. Nunca se forma sobre una superficie acuosa. La niebla por radiación cubre un área amplia. Después del atardecer, la Tierra no recibe más calor del Sol, pero su superficie continua reirradiando calor. La superficie comienza a enfriarse debido a esta pérdida de calor. Conforme se enfría la Tierra, la capa de aire adyacente a la superficie se enfría por conducción, es decir, por transferencia de calor de un cuerpo más caliente a uno más frío por contacto físico. Esto causa que la capa de aire cerca de la tierra esté más fría que el aire inmediatamente arriba de ésta. Esta condición se conoce como *inversión*. Si el aire por debajo de la capa de inversión está suficientemente húmedo y tiende a su punto de rocío, se forma la niebla. En el caso de tener vientos leves, este enfriamiento por conducción afecta sólo a una capa poco espesa (pocos centímetros), porque el aire es un mal conductor del calor. Los vientos de baja velocidad (5.556 a 9.26 km/hr) causan corrientes turbulentas ligeras. Esta turbulencia es suficiente para dispersar la niebla a capas más profundas. Conforme el enfriamiento nocturno continúa, la temperatura del

aire cae más pronunciadamente, más humedad se condensa y la niebla deviene más espesa y densa. Si el viento aumenta de 9.26 a 18.52 km/hr, la niebla usualmente se engrosará verticalmente. Los vientos de más de 18.52 km/hr resultarán en la formación de nubecillas, estratos o estratocúmulos. Después de que el Sol se eleva, la Tierra se calienta. La radiación de la superficie tibia calienta el aire inferior, causando evaporación de la parte baja de la niebla y dando la apariencia de una disipación. Antes del medio día, el calor radiado desde la superficie tibia de la Tierra destruye la inversión y la niebla se evapora en el aire tibio. La niebla por radiación es común en áreas de alta presión donde la velocidad del viento es habitualmente baja (menor a 9.26 km/hr) y los cielos claros son frecuentes. Estas condiciones permiten un máximo desalojo de la radiación [3].

Los accidentes automovilísticos se producen cuando la niebla provoca un nivel de visibilidad pobre (menos de 40 m) o una pérdida notable de ésta a causa de un aumento en su densidad [4]. Por ejemplo, en la autopista A16, la cual sirve de enlace entre Róterdam y Bélgica, ocurrieron 13 muertes en agosto de 1972 en Prinsenbeck; otros accidentes ocurrieron en diciembre de 1989 al norte de Breda y todavía hubo 6 muertes en noviembre de 1990 [5]. No hace falta mencionar una estadística mundial para dimensionar el problema de la niebla en carreteras.

El desarrollo de uno o varios visibilímetros en las autovías que sean de bajo coste y cuya información se enlace a los sistemas de ayuda a la conducción, constituye un factor que podría disminuir sensiblemente los accidentes en carretera debidos a la niebla. Esta idea ya se ha llevado a la práctica, por ejemplo, en 2009, el Departamento del Transporte en California (CalTrans) y la Patrulla de Caminos de California iniciaron el proyecto 'Fog Pilot', un sistema a prueba de niebla y de precaución a conductores que ayudaría a protegerlos a lo largo de un estrecho de 20 km de la autovía State Route SR 99 en el Central Valley de California. Este estrecho particular es notorio por sus condiciones de niebla peligrosa y fue el lugar de una mortal colisión de 86 coches en noviembre de 2007. Entre otras tecnologías, el proyecto 'Fog Pilot' incluye visibilímetros. Las advertencias se comunican a los conductores en menos de 30 segundos, por medio de paneles de señalización colocados a una distancia de 800 m uno del otro [6].

Sin embargo, la puesta en marcha de un sistema automático de prevención de accidentes, debidos a la presencia de niebla en una carretera, depende de la voluntad política y/o de los recursos del estado [4], [5], [7]. Este factor de dependencia limita la rapidez con la cual se instale tal sistema y, por lo tanto, la continuidad de los accidentes debidos a estas causas.

Lo que se acaba de indicar justifica la utilidad de implementar un sistema autónomo, que detecte oportunamente las condiciones de visibilidad reducida que pueden producirse en las carreteras debido a la presencia de niebla, y que pueda ser instalado en las infraestructuras viales existentes.

2.1.1.2 Instrumentos y métodos para detectar la presencia de niebla o medir la visibilidad espacial

Existen varios tipos de instrumentos o métodos para medir la visibilidad o detectar niebla: el sensor RVR, el sistema de visión RALPH, los sensores basados en cámaras CCD o cámaras digitales, el transmisímetro y el visibilímetro. Estos sistemas se describen brevemente a continuación.

- **El sensor RVR**

RVR es el acrónimo de “Runway Visual Range” y es un instrumento capaz de medir la visibilidad, la luminancia de fondo y la intensidad de luz sobre una pista de aterrizaje, todo esto, de manera que un piloto de avión pueda determinar la distancia del avión a la pista. Este sensor ha sido expresamente solicitado por la Federal Aviation Administration (FAA) de los Estados Unidos de Norteamérica. La medición de la visibilidad se realiza por dispersión directa (“forward-scattering”) [8]. Se le ha criticado su propensión a inexactitudes [9] debido a mediciones de la dispersión directa sobre un volumen pequeño, de 1 pie cúbico, aunque existen 150 de estos sensores en uso en EU. Este sistema evidentemente se ha desarrollado para aplicarse en la aviación, es voluminoso y costoso y, por tal motivo, no apto para el entorno del automóvil. La figura 2-3 muestra una foto de una unidad RVR.



Figura 2-3. Fotografía de un sensor RVR. Tomada de [8].

- **El sistema RALPH**

Es bien sabido que cuando la niebla invade la carretera, los conductores tienden a sobrestimar la distancia visible y esto los conduce a mantener una excesiva velocidad del vehículo. Un sistema para estimar con relativa exactitud la visibilidad [10] ha consistido en medir la atenuación del contraste de marcas o características propias y consistentes del camino puestas a varias distancias frente a un vehículo en movimiento. Este sistema se basó en el sistema RALPH (Rapidly Adapting Lateral Position Handler) que estima la visibilidad en tiempo real, analizando 15 imágenes por segundo producidas por una cámara blanco y negro y extrayendo las características útiles de las imágenes con un ordenador. Las mejores estimaciones se produjeron a 700 m del vehículo. El procesamiento de la imagen requiere de una solución material potente, no proporciona una medición absoluta de la visibilidad, la aplicación sólo se adapta muy bien a sistemas de advertencia de visibilidad reducida y no se tiene conocimiento de que existan unidades comerciales del sistema.

- **Sistemas basados en imágenes**

En los últimos 10 años, se han presentado soluciones al problema de la estimación de la visibilidad mediante el uso de cámaras CCD o cámaras digitales y el análisis de imágenes, posiblemente derivados de los experimentos con el sistema RALPH. Algunos sistemas están basados en tierra y utilizan diferencias en el contraste recibido por la cámara de objetos a diferentes distancias [11] o el uso directo de la fórmula de

Koschmieder para el cálculo del rango meteorológico [9]. Estos sistemas no responden a la necesidad de advertir al conductor, con anticipación, de la presencia de niebla en su camino. Experimentos con otros sistemas [12] se han realizado a bordo de vehículos. En todos los casos se utilizan soluciones con potentes procesadores y herramientas de programación avanzadas que no son las especificaciones solicitadas en instrumentos de monitorización medioambiental en un ITS. En [12] no se reporta la exactitud del sistema y la visibilidad estimada es de poco más de 250 m.

- **El transmisímetro**

El principio de detección de un transmisímetro se basa en un haz de luz estrecho y colimado dirigido hacia un medio que el haz puede atravesar y en cuyo punto de recepción se coloca un dispositivo con un campo de vista igualmente estrecho que mide la cantidad de luz que es recibida a una distancia determinada de la fuente [13]. Es una tecnología que se utiliza desde los años 40 y que a lo largo del tiempo se ha ido mejorando. Esta tecnología se conoce popularmente como la técnica de la dispersión directa (“forward-scattering”) y, en general, se utiliza para el control de tráfico aéreo. Es un sensor de tamaño grande, requiere perchas largas para su montaje, de alto coste (>10.000 €), rango dinámico pequeño y mantenimiento considerable. Probablemente, sea el método de estimación de la visibilidad más comúnmente utilizado y tiene a su favor que otras soluciones lo utilizan como instrumento patrón. La figura 2-4 muestra la foto de uno de estos equipos.



Fig. 2-4. Fotografía de un transmisímetro. Tomada de [14].

- **El visibilímetro**

Es un sensor específico para la tarea de estimar la visibilidad en presencia de niebla que usa el principio de la medición de la dispersión directa (“forward-scattering”) o indirecta (“backward-scattering”) de un haz de luz a través del medio con presencia de niebla. Es una tecnología que se utiliza desde los años 70 y está bien orientada a la seguridad del tráfico terrestre. La variedad de estilos y precios es limitada. Es relativamente exacto, de buen rendimiento y bajo mantenimiento. Precios orientativos van de los 900 € a los 4.000 €

Actualmente, existen pocas empresas (Dr. Löfving¹, SICO², Vaisala³, Sentry⁴) que ofrecen un visibilímetro de bajo coste (ver figura 2-5). Por ello, se ha considerado importante proponer el diseño de un visibilímetro, de características similares y tratando de mejorar el coste. Además, se busca contribuir al avance del estado del arte de estos instrumentos, introduciendo la tecnología de la conversión frecuencia-código digital.

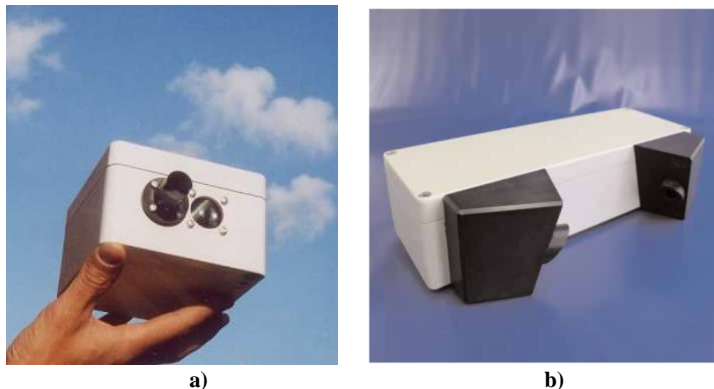


Figura 2-5. Fotografías de visibilímetros. a) De la casa Dr. Löfving; b) De la casa SICO.

2.1.1.3 Estimación de la visibilidad

La comprensión del concepto de visibilidad es importante para formular las consideraciones de diseño del visibilímetro que se propone. Se explica el concepto de visibilidad a continuación y las técnicas que se han seguido para estimar este mesurando.

- **Concepto de visibilidad**

La visibilidad se definió inicialmente [15] para propósitos meteorológicos como una cantidad a estimarse por un observador humano y ese tipo de mediciones aún se siguen utilizando. Sin embargo, la estimación de la visibilidad es afectada por varios factores subjetivos y físicos. La cantidad meteorológica esencial, que es la transparencia de la atmósfera, puede medirse objetivamente y está representada por el Rango Óptico Meteorológico (ROM).

El *rango óptico meteorológico* es la longitud de un trayecto en la atmósfera necesario para reducir el flujo luminoso, de un haz colimado de una lámpara incandescente a una temperatura de color de 2.700 K, a un 5% de su valor original con el flujo luminoso evaluado por medio de la función de luminosidad fotométrica de la Comisión Internacional de Iluminación (International Commission on Illumination—CIE).

La *visibilidad*, la *visibilidad meteorológica diurna* y la *visibilidad meteorológica nocturna* se definen como la distancia máxima a la cual un objeto negro de dimensiones adecuadas (colocado sobre tierra) puede verse y reconocerse cuando se observa contra el horizonte azul durante el día o que se pudiese ver y reconocer de noche si la iluminación general fuese aumentada al nivel normal de la luz diurna.

¹ <http://www.opticalsensors.se/>

² <http://www.sicocv.es>

³ <http://www.vaisala.com>

⁴ <Http://www.duranelectronica.com>

- **Unidades**

El ROM se expresa en metros o en kilómetros [15]. El rango de la medición varía de acuerdo a la aplicación. Mientras que para necesidades de la meteorología sinóptica la escala del ROM va de lecturas por debajo de los 100 m a lecturas por arriba de los 70 km, el rango de medición puede ser más restringido para otras aplicaciones, e.g. el tráfico terrestre, donde las necesidades y los lugares determinan este rango.

- **Requerimientos meteorológicos**

El concepto de *visibilidad* [15] se utiliza ampliamente en meteorología de dos distintas maneras: en primer lugar, es uno de los elementos para identificar las características aire-masa, particularmente para necesidades de la meteorología sinóptica y la climatología, en este caso, la visibilidad debe ser representativa del estado óptico de la atmósfera; en segundo lugar, es una variable operacional que corresponde a criterios específicos o aplicaciones especiales. En este sentido, se expresa directamente en términos de la distancia a la cual marcadores o luces específicas pueden ser vistos.

La medición de la visibilidad utilizada en meteorología debe de estar libre de influencias extra-meteorológicas, pero debe conservar una relación simple con el concepto intuitivo de la visibilidad y con la distancia a la cual objetos comunes pueden verse bajo condiciones normales. El ROM se ha definido convenientemente para cumplir con estos requisitos, para los métodos de su medición tanto diurnos como nocturnos y para que existan relaciones claras con otras mediciones de la visibilidad. El ROM ha sido formalmente adoptado por la Organización Mundial Meteorológica (World Meteorological Organization—WMO) como la medida de la visibilidad tanto para usos aeronáuticos como para usos generales. También se le reconoce por la Comisión Internacional Electrotécnica (Internacional Electrotechnical Comisión—IEC) para aplicaciones de óptica atmosférica y señalización visual. Esta definición invariablemente se utiliza en este trabajo.

El ROM se relaciona con el concepto intuitivo de la visibilidad a través del umbral de contraste. El *umbral de contraste* (símbolo v) es el mínimo valor del contraste de luminancia que el ojo humano puede detectar, i.e. el valor que permite que un objeto pueda distinguirse de su fondo. El umbral de contraste varía con el observador. En 1924 Koschmieder, y luego Helmholtz, propusieron un valor de 0.02 para v . Otros valores han sido propuestos por diversos autores. Se asume que cuando un observador puede ver apenas un objeto negro contra el horizonte, el contraste aparente del objeto es 0.05 y, como se explica en las siguientes líneas, el factor de transmisión toma este valor cuando se adopta para definir el ROM.

- **Métodos de medición**

En concreto, el proyecto del visibilímetro persigue la medición objetiva del ROM definido en meteorología para estimar la visibilidad. Como se explica en secciones posteriores, el modelo final de la medición de la visibilidad posiblemente sea independiente de la condición diurna o nocturna de la medición. Se explicará el principio de medición de los transmisímetros porque la terminología y la técnica final empleada en el diseño del visibilímetro se derivan de este principio básico. Otros métodos se pueden consultar en [15].

- **Método de la medición del coeficiente de extinción**

La ecuación básica para la medición de la visibilidad es la Ley de Bouguer-Lambert:

$$\Phi = \Phi_0 e^{-\tau x} \quad 2-1$$

Donde:

Φ es el flujo luminoso, en lumens, recibido por un detector óptico y que ha atravesado una trayectoria de longitud x en la atmósfera,

Φ_0 es el flujo luminoso para $x = 0$, es decir, el flujo emitido por una fuente luminosa y

τ es el coeficiente de extinción.

El *coeficiente de extinción*, medido en m^{-1} , es la proporción del flujo luminoso perdida en un haz colimado a la temperatura de color de 2 700 K, mientras atraviesa una distancia de 1 m. en la atmósfera. Este coeficiente es una medida de la atenuación debida a la absorción y la dispersión (“scattering”) que son características del medio que la luz atraviesa. Resulta conveniente explicar brevemente estos últimos conceptos.

La figura 2-6 muestra un esquema del comportamiento de la luz cuando atraviesa un medio físico. La explicación se facilita cuando se piensa que la luz es monocromática. La dirección de la luz incidente es la del observador que ve el medio físico.

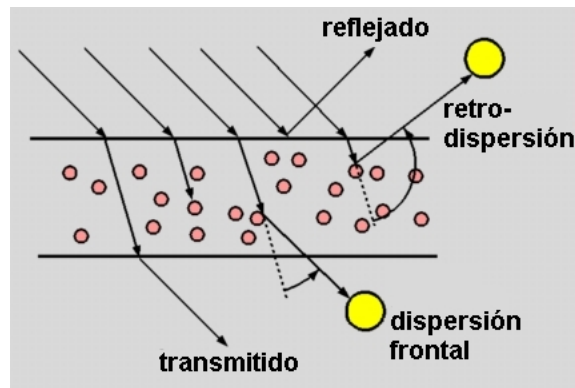


Figura 2-6. Esquema del comportamiento de la luz a través de un medio físico.

La luz puede ser reflejada, es decir, no penetra propiamente en el medio físico y puede detectarse desde el punto de vista del observador.

- La luz puede retro-dispersarse (“back-scattering”), es decir, dispersarse con una desviación en sentido contrario a su sentido de incidencia cuando penetra en el medio y una partícula desvía su trayectoria.
- La luz puede transmitirse y ser visible una vez que ha salido del medio retomando su dirección de incidencia y, seguramente, perdiendo en el trayecto parte de su energía.
- La luz puede dispersarse frontalmente (“forward-scattering”), es decir, propagarse una vez que ha atravesado el medio pero no teniendo la misma dirección que la luz transmitida.

Las características del medio (tamaño de la partícula que lo constituye, densidad del conjunto de partículas, formas, etc.) determinarán la cantidad de luz transmitida, reflejada o dispersada en cualquier sentido. El coeficiente de extinción va a tener en cuenta tanto la cantidad de luz absorbida por el medio, como la cantidad de luz dispersada por éste y, de hecho, se puede definir como [16]:

$$\dagger = \dagger_s + \dagger_a \quad 2-2$$

Con:

\dagger_s coeficiente de dispersión del aerosol.

\dagger_a coeficiente de absorción.

Por lo tanto, tanto la cantidad de luz dispersada, como la absorbida van a contribuir a la pérdida del flujo luminoso que atraviesa el medio. La ecuación 2-1 puede escribirse como:

$$T = \frac{\Phi}{\Phi_0} = e^{-\dagger x} \quad 2-3$$

Donde T es el factor de transmisión del medio (transmitancia). Si la ecuación 2-3 se aplica a la definición del ROM, entonces $T = 0.05$ y $x = ROM$. Por lo tanto:

$$T = 0.05 = e^{-\dagger ROM} \quad 2-4$$

La relación matemática del ROM con el factor de extinción es:

$$ROM = \frac{1}{\dagger} \ln\left(\frac{1}{0.05}\right) \approx \frac{2.996}{\dagger} \quad 2-5$$

Combinando las ecuaciones 2-3 y 2-5, se obtiene:

$$ROM = x \frac{\ln(0.05)}{\ln(T)} \quad 2-6$$

La ecuación 2-6 se utiliza como algoritmo para la medición del ROM en los transmisímetros donde x representa la distancia entre el emisor y el receptor del instrumento (“baseline”), ver figura 2-7. Por lo tanto, un transmisímetro determina la cantidad de luz que se ha dispersado para calcular la visibilidad en términos del ROM. Las consideraciones de la medición del ROM durante el día o la noche pueden consultarse en [15].

- **Breve descripción de un transmisímetro**

La figura 2-7 muestra el esquema simplificado de un transmisímetro.

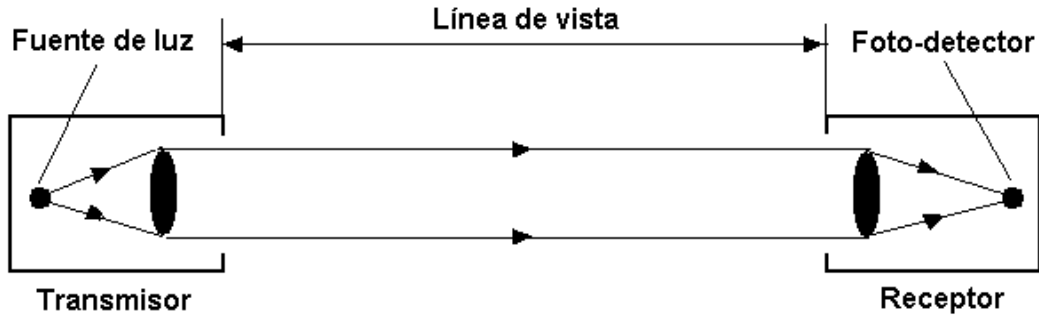


Figura 2-7. Esquema simplificado de un transmisímetro.

El transmisor se compone de una fuente de flujo lumínico de potencia media constante y el receptor incorpora un fotodetector (en general, un fotodiodo). La fuente luminosa más comúnmente utilizada es una lámpara alógena o de xenón. Esta luz se modula para evitar la influencia de la luz ambiente. El factor de transmisión se determina a partir de la salida del fotodetector y, con esta información, es posible no sólo calcular el factor de extinción sino el ROM.

Puesto que un transmisímetro basa las estimaciones del ROM en la pérdida de luz de un haz colimado que depende de la dispersión y la absorción, éstas están muy próximas al valor real del ROM. Es por esto que este instrumento es de gran exactitud y se le utiliza como instrumento patrón. La figura 2-7 muestra el diseño más básico de esta clase de instrumentos.

- **Método de la medición del coeficiente de dispersión**

La atenuación de la luz en la atmósfera se debe tanto a la dispersión como a la absorción. La presencia de contaminantes en la vecindad de zonas industriales, de cristales de hielo (niebla congelada) o polvo provocan que la absorción sea importante. Sin embargo, en el caso general, el factor de absorción es despreciable y **el fenómeno de la dispersión debido a la reflexión, la refracción o la difracción en las gotas de agua constituye el principal factor en la reducción de la visibilidad [15]**. El coeficiente de extinción se puede considerar entonces igual al coeficiente de dispersión. La ecuación 2-2 se reduce entonces a:

$$\dagger \approx \dagger_s \quad 2-7$$

Un instrumento que sirva para medir este coeficiente puede igualmente servir para estimar el ROM. Estos instrumentos se conocen popularmente como visibilímetros.

Las mediciones se realizan mucho mejor si se concentra un haz de luz en un pequeño volumen de aire y se determina, por medios fotométricos, la proporción de luz dispersada en un ángulo sólido lo suficientemente grande y en direcciones que no sean críticas. Siempre y cuando la fuente de luz sea completamente inmune a interferencias de otras fuentes de luz o bien que esté modulada, **un instrumento de este tipo puede utilizarse tanto de día como de noche [15]**. El coeficiente de dispersión \dagger_s se puede expresar de la siguiente manera [15]:

$$\dagger_s = \frac{2f}{\Phi_V} \int_0^f I(w) \text{sen}(w) dw \quad (2-8)$$

Donde:

- Φ_v es el flujo de luz que entra al volumen de aire V .
- $I(w)$ es la intensidad de luz dispersada en la dirección w con respecto al haz incidente.

Nótese que la exacta determinación de τ_s necesita la medición e integración de la luz dispersada hacia fuera del haz y sobre todos los ángulos. Los instrumentos prácticos miden la luz dispersada sobre un ángulo limitado y confían en una alta correlación entre la integral limitada y la integral completa.

- **Técnicas de medición empleadas en los visibilímetros**

Se han utilizado dos métodos de medición en los visibilímetros:

- a) medición por retrodispersión y
- b) medición por dispersión frontal.

- **El visibilímetro por retrodispersión**

Un visibilímetro por retrodispersión utiliza un haz de luz concentrado en un pequeño volumen de aire frente al transmisor y el receptor se coloca en la misma carcasa y por debajo de la fuente de luz para recibir la luz retrodispersada por el volumen de aire muestreado. La figura 2-8 muestra un esquema simplificado del instrumento.

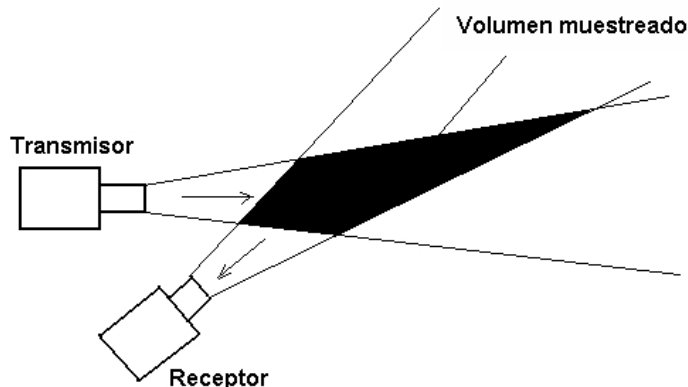


Figura 2-8. Esquema de un visibilímetro por retrodispersión.

Se ha explorado una posible relación entre la visibilidad y el coeficiente de retrodispersión, aunque generalmente se acepta que esta correlación no es satisfactoria.

- **Medición indirecta de la visibilidad a través de la irradiancia**

Los métodos convencionales de medición de la visibilidad proponen medir indirectamente el coeficiente de extinción (transmisímetros) o el coeficiente de dispersión (visibilímetros) para obtener, a su vez, una medición indirecta de aquélla.

El visibilímetro por retrodispersión mide la débil irradiancia retrodispersada por las partículas de niebla que puede recolectar su receptor. Esta técnica era muy popular en los años 1970 y precedió al desarrollo de la técnica por dispersión frontal.

La técnica, como lo muestra la figura 2-8, consiste en emitir una luz lo suficientemente intensa colimada y horizontal de manera continua o en forma de pulsos de una irradiancia conocida E_0 [W/m²]. Cerca del emisor, se monta un receptor (en general, un foto-diodo) para medir la irradiancia E_{180} [W/m²] retrodispersada por el medio. Los ejes ópticos del emisor y del receptor deben intersectarse a una cierta distancia, conservando un ángulo Δr pequeño entre ellos. Si Δr se conserva pequeño, se ha demostrado [17] que la irradiancia en el receptor se puede expresar como:

$$E_{180} = E_0 s(f) f(\dagger_s, r_i) \quad 2-9$$

que puede escribirse también:

$$R = \frac{E_{180}}{E_0} = s(f) f(\dagger_s, r_i) \quad 2-10$$

Donde:

R es la “retrodispersión relativa”

$s(f)$ es la “función de dispersión reducida”

$s(f)$ está relacionada [17] con la “función de dispersión absoluta” $s'(f)$ de la siguiente manera:

$$s'(f) = \dagger_s s(f) \quad 2-11$$

Un punto importante para justificar el uso de un instrumento para la medición de la visibilidad por retrodispersión (“backscattering”), es la demostración de Mückel (1964), citado en [17], de que la función $f(\dagger_s, r_i)$ permite la medición de la visibilidad por retrodispersión si el ROM es mayor a $10r_i$, donde r_i es la distancia entre la región de intersección (figura 2-8) y el receptor.

La relación entre $s'(w)$ y la visibilidad estándar (ROM) ha sido investigada por Foitzik y Zschaeck (1953) y su trabajo se cita en [17] y, como existe una relación entre la visibilidad y el coeficiente de dispersión, existirá entonces una relación entre la “retrodispersión relativa” y la visibilidad. Un primer trabajo experimental para encontrar esta última relación, realizado por Curcio y Knestrick [18], ha encontrado que:

$$ROM = \frac{cst}{R^{1.5}} \quad 2-12$$

Donde, nuevamente, R representa la “retrodispersión relativa” y cst es una constante que va a depender de las condiciones de medición del ROM. En el trabajo de Curcio y Knestrick se obtuvo $cst = -0.66$.

Sin embargo, en un trabajo que continúa la búsqueda de Curcio y Knestrick [19] se propone el siguiente resultado:

$$ROM = \frac{3.9}{\dagger} = k(E_{180})^{-0.92} \quad k = cst \quad 2-13$$

como un modelo teórico del cálculo de la visibilidad para una determinada distribución de un aerosol de alta concentración. También se cita en [19] el trabajo de Barteneva, quien encontró la siguiente relación experimental:

$$ROM = k(E_{180})^{-1,43}$$

2-14

Las ecuaciones 2-12, 2-13 y 2-14 tienen la misma forma, pero existe confusión en el argumento de la potencia. Mientras que en la primera se maneja la “retrodispersión relativa”, en la segunda y la tercera se entiende que se debe medir la irradiancia de retrodispersión. Aunque en [19] E_{180} se reporta en las gráficas en términos relativos, su proporción es diferente en cada gráfica. Existe incertidumbre en la nomenclatura de los modelos.

El modelo de Barteneva es valioso para el diseño de un visibilímetro por retrodispersión porque se trata de un modelo experimental basado en series de mediciones en distintos lugares. Esto se observa en la figura 2-9.

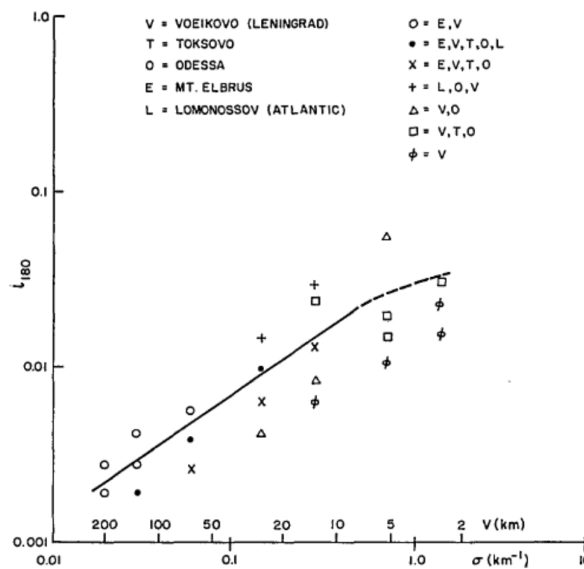


Figura 2-9. Relación entre la “retrodispersión relativa” y la visibilidad derivada de los datos de Barteneva. Tomada de [19].

Sin embargo, varios inconvenientes en esta técnica se encontraron durante la validación de los modelos:

- a) Fenn [19] reconoce que su modelo (ecuación 2-13) causa cambios en la estimación de la visibilidad en dos órdenes de magnitud con cambios en el tamaño de la distribución del modelo del aerosol y sin cambios en el número total de partículas. Esto conlleva a que, teóricamente, no exista una clara relación entre el coeficiente de extinción y las propiedades de la retrodispersión.
- b) Si el valor de la intensidad luminosa es conocida en el modelo de Curcio y Knestrick (ecuación 2-12), la ecuación que lo representa se puede ordenar y resulta, sorprendentemente, muy similar al modelo de Barteneva. Esto podría confirmar la validez de la técnica, pero Curcio y Knestrick no realizaron tantas mediciones en tantos ambientes como lo hizo Barteneva. La distribución de las mediciones de Barteneva es más amplia por esta razón (figura 2-9), dando lugar a una familia de modelos, donde la constante (ecuación 2-14), y

posiblemente el exponente, cambian en cada caso. El valor de la constante está fuertemente dominada por el número de partículas, por lo tanto, habrá fuertes variaciones en la estimación de la visibilidad conservando la misma constante en diferentes lugares. Estos modelos sólo dan una descripción empírica general del fenómeno.

- c) Históricamente, la técnica de la retrodispersión demostró ser ineficaz en la estimación de la visibilidad causada por meteoros diferentes a la niebla (lluvia, nieve) y son propensos a falsas dispersiones debidas a luces brillantes [20].

Las descripciones de los instrumentos que utilizan los otros métodos se pueden consultar en [15].

- **El visibilímetro por dispersión frontal**

Se ha demostrado que la Teoría de Mie ha sido muy útil en el descubrimiento de las propiedades dispersivas de los aerosoles. Los cálculos de las funciones de dispersión de Mie para esferas de índice refractivo $m = 1.33$ (indicadas para gotitas de agua), se han realizado y publicado por varios autores como Deirmendjian [21], Winstanley y Adams [22] y Tjugum et al. [23]. Básicamente, se trata de analizar el comportamiento de aerosoles con las siguientes características:

- a) Radio r de la partícula (se suponen siempre partículas esféricas).
- b) El tamaño de la partícula con respecto a la longitud de onda, λ , de la intensidad luminosa recibida por el aerosol $x = kr$, donde $k = 2\pi/\lambda$.
- c) El índice de refracción m .

Las funciones de dispersión de Mie se han de integrar sobre distribuciones de tamaño de partículas modeladas por la distribución gamma:

$$n(r) = ar^{\Gamma} \exp(-br) \quad 2-15$$

Donde a , Γ y b son parámetros de la distribución relacionados con la densidad N como sigue:

$$N = ab^{-(\Gamma+1)}\Gamma(\Gamma + 1) \quad 2-16$$

Además, los parámetros Γ y b pueden relacionarse con el radio r_c de la partícula correspondiente al pico de la distribución (el llamado radio modal [21]):

$$r_c = \frac{\Gamma}{b} \quad 2-17$$

La intensidad de dispersión total normalizada $S(\theta)/I_0$ describe cómo se comporta la irradiancia dispersada en la dirección del ángulo θ con relación al coeficiente de

extinción \dagger . La función $S(\theta)/\dagger = f(\theta)$ puede graficarse considerando las siguientes observaciones:

- La distribución gama se ha utilizado como un modelo válido [22], [23] para describir la mayoría de los aerosoles atmosféricos.
- A partir de las ecuaciones 2-16 y 2-17 se nota que, cuando N es fija, la distribución gama se especifica completamente a partir del índice r y el radio modal r_c .

La intensidad de dispersión total normalizada se calcula como [21]:

$$\frac{S(\theta)}{\dagger} = \frac{1}{2} \left[\frac{P_1(\theta)}{4f} + \frac{P_2(\theta)}{4f} \right] \quad 2-18$$

Donde las funciones angulares de dispersión P_i , en el sentido de Deirmendjian [21], se calculan como:

$$\frac{P_i(\theta)}{4f} = \frac{1}{k^3 \dagger} \int_0^\infty n(x) I_i(\theta) dx \quad 2-19$$

Donde los términos I_i representan las funciones angulares de dispersión, en el sentido de Van de Hulst [24]. Cuando interesa la dispersión de partículas con un índice de refracción real (caso de las gotitas de agua), el coeficiente de extinción se calcula como:

$$\dagger = f k^{-3} \int_0^\infty x^2 n(x) K_{sc}(x) dx \quad 2-20$$

Donde $K_{sc}(x)$ representa el factor de eficiencia de dispersión en el sentido de Van de Hulst [24].

En general, los parámetros de la distribución gamma se calculan a partir de una cantidad estándar de densidad de partículas que se escoge igual a 100 cm^{-3} y se han reportado los resultados de la integración de $S(\theta)/\dagger$ para ciertos valores de x , r , θ , r_c y θ sobre un rango de integración $0 \leq \theta \leq 180^\circ$.

En la figura 2-10, se muestra el resultado reportado en [23].

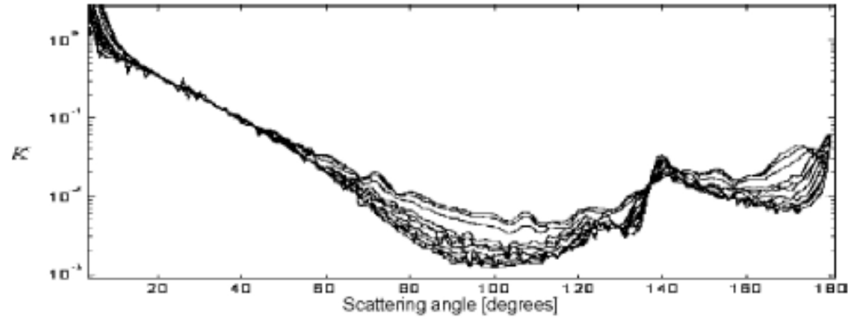


Figura 2-10. Gráfica de $K = S(\theta)/\dagger$ en función de θ , según [23].

La figura 2-11 muestra el resultado reportado en [22].

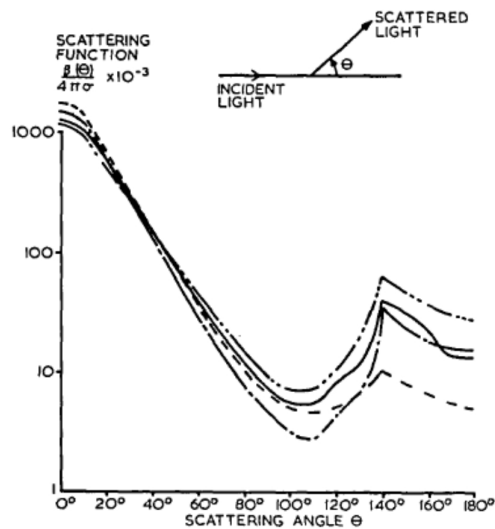


Figura 2-11. Gráfica de $S(\theta)/\dagger$ en función de θ , según [22].

Estos análisis son muy importantes, porque tienen en cuenta el tamaño relativo de las partículas de la niebla ($5 \mu\text{m} < r < 20 \mu\text{m}$), la distribución de los tamaños de las partículas, la longitud de onda utilizada y las características de refracción de las partículas. De estas gráficas, se ha observado que K es proporcional a \dagger en un rango angular $\theta \in [20^\circ, 50^\circ]$ [23], o bien $\theta \in [30^\circ, 40^\circ]$ [22]. En estos rangos, el coeficiente de extinción es casi independiente de la distribución del tamaño de las partículas de niebla. Por lo tanto, para un rango conveniente de θ se tendrá:

$$\dagger = aS(\theta)$$

2-21

Este es el principio de medición del visibilímetro por dispersión frontal. Se puede afirmar que es un algoritmo validado, de acuerdo a los ensayos realizados con el instrumento MIRA [23] y el instrumento PVM [22]. Se ha reportado una alta correlación lineal entre \dagger y $S(\theta)$ para el ángulo $\theta = 40^\circ$ [23] y $\theta = 35^\circ$ [22].

2.1.2 Determinación de la intensidad de precipitación pluvial: el disdrómetro

La información sobre la precipitación (líquida o sólida) es ampliamente utilizada por las diversas disciplinas de la meteorología y la climatología. Esta información no sólo es útil cuando la precipitación alcanza la superficie de la tierra, sino también como un fenómeno del estado actual del clima. Como es de suponer, la intensidad de precipitación pluvial es de interés para los Sistemas Inteligentes de Transporte, en particular para:

- La meteorología de caminos
- La meteorología urbana

Es evidente que las altas intensidades de precipitación (líquidas o sólidas) afectan el transporte y el comercio. Los edificios pueden dañarse, los caminos y otras infraestructuras pueden bloquearse en caso de tener un sistema de drenaje y escorrentía insuficiente. Pronósticos de corto término oportunos pueden reducir estos riesgos. También, registros confiables de las mediciones de intensidad pueden ayudar a mejorar el diseño de los sistemas de escorrentía.

2.1.2.1 Necesidad del uso de un disdrómetro

Los hidrometeoros son fenómenos atmosféricos que incluyen todas las formas de precipitación de humedad hacia la Tierra. Estas formas incluyen: la lluvia, la llovizna, la nieve, el granizo, etc. La niebla es un hidrometeoro, pero no se considera una forma de precipitación.

La precipitación se puede clasificar de acuerdo al estado en que se presenta: líquida, congelada y sólida o por el tamaño (razón de caída). El tamaño de las gotas precipitadas determina, en forma general, la razón de caída.

La precipitación que alcanza la superficie de la Tierra en forma de gotas de agua de un tamaño mayor o igual a 0.5 mm, se clasifica como lluvia. Si las gotas se congelan al contacto con la tierra u otros objetos, la precipitación se clasifica como lluvia congelada. La lluvia que cae desde nubes convectivas se conoce como “lluvia de ducha”. Este tipo de lluvia es usualmente intermitente, formada de gotas grandes y con cambios rápidos de intensidad.

La llovizna consiste de gotas muy pequeñas y uniformemente dispersadas que parecen flotar mientras siguen las corrientes de aire. A veces, a la llovizna se le llama neblina. La llovizna normalmente se precipita desde estrato-nubes bajas y, frecuentemente, se acompaña de niebla. La baja razón de caída y el pequeño tamaño de las gotas (menor a 0.5 mm) distinguen a la llovizna de la lluvia. Cuando la llovizna se congela al contacto con la tierra u otros objetos, se le llama llovizna congelada. La llovizna tiende a restringir la visibilidad.

Varias teorías se han formulado para explicar la generación de gotas de lluvia. Las teorías más aceptadas se tratan aquí en forma combinada. Las gotas de lluvia crecen de tamaño, principalmente, debido a que el agua existe en sus tres fases en la atmósfera y porque el aire está, a veces, supra-saturado, especialmente en relación al hielo, a causa de la expansión adiabática y el enfriamiento por radiación. Esto significa que cristales de

hielo coexisten con gotas de agua líquida en la misma nube. La diferencia de la presión de vapor entre las gotas de agua y los cristales de hielo causa que las gotas de agua se evaporen y se sublimen directamente en cristales de hielo. La sublimación es el proceso en el cual el vapor de agua cambia a hielo sin pasar por la fase líquida. La condensación sola no causa que las gotas de agua ganen tamaño. La turbulencia en la nube permite y ayuda al proceso de crecimiento de la gota. Una vez que las gotas han crecido, comienzan a descender y son lanzadas hacia arriba, nuevamente, en corrientes ascendentes turbulentas dentro de la nube. El ciclo de ascenso y descenso causa que los cristales de hielo se hagan más grandes, por medio de la sublimación del vapor de agua en cristales de hielo, hasta que, finalmente, son lo suficientemente pesados para desprenderse de la nube en alguna forma de precipitación. Se cree que la mayoría de las precipitaciones que ocurren en latitudes medias, comienzan como cristales de hielo y que la mayoría de las precipitaciones líquidas resultan del derretimiento de estos cristales durante su descenso a un estrato de aire tibio. También se cree que la mayoría de la lluvia en los trópicos se forma sin pasar por la fase de los cristales líquidos. Además del proceso de crecimiento de gotas antes mencionado, la simple acreción es importante. En este proceso, la colisión de cristales de hielo con gotas de agua muy frías causa que las gotas se congelen al contacto con los cristales de hielo y que más capas de hielo se acumulen. Este proceso es especialmente efectivo en la formación de granizo. Este es el proceso principal de crecimiento de gotas de agua [25].

La prevención de atascos del tráfico rodado provocados por lluvias intensas se puede lograr, como en el caso de la niebla en carreteras, por medio de la monitorización del hidrometeoro. La medición objetiva de la intensidad de la precipitación líquida, se puede utilizar como información para:

- Indicar a los conductores vías alternas de circulación antes de alcanzar las zonas en conflicto.
- Indicar procedimientos de seguridad (disminución de la velocidad, uso de faros especiales, operación correcta de los limpiaparabrisas, reportes de visibilidad, etc.).
- Activación de señalizaciones especiales en carretera.

Los accidentes de tráfico por lluvia ocurren cuando los vehículos patinan sobre el pavimento mojado, las señalizaciones no son aparentes debido a la baja visibilidad, ocurren cortocircuitos por escurrimientos en los sistemas eléctricos de los semáforos y otras señales de tránsito, se dan fallos en los frenos por el agua infiltrada, etc. La probabilidad de ocurrencia de los accidentes de tráfico debidos a la lluvia crece para precipitaciones del orden de 15 mmh^{-1} . En Seven Hills Road, Sydney, Australia, se registraron 25 mmh^{-1} durante 24 horas donde los atascos fueron continuos [26].

Existen otras variables que un ITS regional ha de considerar para el buen control de tráfico y la disminución de accidentes además de la medición del índice de precipitación pluvial. Por ejemplo, se debe de considerar también los tiempos medios de llegada a destinos y las velocidades medias impuestas por el ITS en eventos de lluvia. A manera de referencia un estudio de incidentes de tráfico en eventos de lluvia realizado en la autovía Interestatal 5 en Portland, Oregon, EU, durante el periodo 2005-2007 [27], concluyó éstos aumentan cuando ha llovido por más de 3 horas. Los incidentes son más numerosos con lluvias moderadas (0.04-0.16 in/hr) que con lluvias ligeras (0.01-0.04 in/hr) o muy ligeras (0.01 in/hr). Este estudio ha demostrado que el 95% del flujo vehicular medido a

diferentes horas, durante eventos lluviosos, disminuyó entre 40 y 140 vph. De ahí que resulte claro practicar estudios similares, a nivel regional, porque es necesario utilizar la información integral de la monitorización de todas las variables que contribuyan al objetivo del ITS regional.

La monitorización de la lluvia, como en el caso de los visibilímetros (sección 2.1.1.1), ha de realizarse con instrumentos confiables, de fácil instalación en la autovía y libres de un mantenimiento continuo. Un instrumento que cumple con estas especificaciones es el disdrómetro óptico. Este instrumento no es un instrumento de captación, como lo son algunos tipos de pluviómetros, y se presta idóneamente a los requerimientos ITS.

En el mismo sentido que en el caso del visibilímetro, se justifica la implementación de un sistema autónomo de monitorización de la lluvia que mida la intensidad de precipitación y que se pueda instalar fácilmente en las infraestructuras viales existentes. Se presenta a continuación una revisión de los instrumentos actuales que se utilizan para el propósito de la estimación del índice de precipitación pluvial.

2.1.2.2 Instrumentos y métodos para detectar la intensidad de precipitación pluvial

Existen varios tipos de sensores o métodos para estimar objetivamente el valor de la intensidad de una precipitación pluvial, o simplemente intensidad de precipitación pluvial (IPP). Todos los tipos de medidores de la IPP se pueden dividir en:

- instrumentos de captación e
- instrumentos de no captación.

Los medidores del primer grupo recogen la precipitación a través de un orificio de tamaño bien definido y miden su volumen equivalente de agua o masa, que se ha acumulado durante un cierto intervalo de tiempo. Al presente, los medidores de captación son ampliamente utilizados en redes operacionales para medir la IPP.

Los instrumentos del segundo grupo se utilizan comúnmente como disdrómetros para la detección de la distribución del tamaño de las gotas. La IPP se puede calcular entonces mediante la integración matemática sobre todas las partículas que han pasado a través de una sección transversal en un cierto intervalo de tiempo.

Es un poco preocupante que, al presente, no exista una referencia primaria de calibración estándar o generalmente aceptada para ningún tipo de medidor de la IPP. Sin embargo, se han desarrollado muchas prácticas de calibración, especialmente para los medidores de la IPP del primer grupo.

La tabla 2-1 presenta la clasificación de estos medidores y sus principales características. Enseguida se describe brevemente el método de medición en cada instrumento.

Tabla 2-1

INSTRUMENTOS PARA LA MEDICIÓN DE LA INTENSIDAD DE PRECIPITACIÓN PLUVIAL	
INSTRUMENTOS DE CAPTACIÓN	INSTRUMENTOS DE NO CAPTACIÓN
<p><u>Características:</u></p> <ul style="list-style-type: none"> • Se pueden calibrar en el laboratorio. • Son capaces de medir la IPP dentro de intervalos de tiempo de muestreo que van de unos cuantos segundos a varios minutos. • Tienen un rango de resolución finito de 0.001 a 1 mm. • Tienen una razonablemente buena reproducibilidad y estabilidad de largo plazo. • Se emplean ampliamente en la práctica y son de bajo coste. • Son propensos a pérdidas de la captación inducidas por el viento (dependen de una protección apropiada contra el viento). • Son propensos a pérdidas por humedad y evaporación, especialmente en bajas IPPs. 	<p><u>Características:</u></p> <ul style="list-style-type: none"> • Se dispone de poco conocimiento en la incertidumbre alcanzada por las mediciones en estos dispositivos. • El diámetro de gota detectado en los disdrómetros de impacto no llega a ser menor a 0.3 mm. • La resolución típica en los disdrómetros ópticos es 0.01 mmh⁻¹.
<p><u>Ejemplos:</u></p> <p>Cubo recolector de balancín Cubo recolector de balancín con software de corrección Cubo recolector con corrección mecánica Medidor de la IPP por medición de nivel Medidor de la IPP por peso Medidor de la IPP por peso con embudo Medidor de la IPP por peso sin embudo Contadores de gotas</p>	<p><u>Ejemplos:</u></p> <p>Disdrómetros de impacto Disdrómetros ópticos Radar en la banda X</p>

- **Medidores de la IPP de captación**

En estos instrumentos, el mantenimiento regular, la calibración anual y el servicio se recomiendan para obtener una alta calidad en las mediciones.

- **Medidores de la IPP del tipo cubo recolector de balancín**

Un medidor de la IPP del tipo cubo recolector de balancín⁵ utiliza una balanza con dos cubos como elemento medidor. La balanza se inclina siempre que una masa fija de

⁵ El término en inglés de estos medidores es “tipping-bucket gauges”.

agua (e. g. correspondiente a 0.2 mm de lluvia) ha llenado uno de los cubos. Cada inclinación de la balanza hace que el cubo que se ha llenado, se vacíe desde la toma de llenado y que el segundo cubo vacío, se mueva por debajo de la toma de llenado para llenarse de nuevo. Cada inclinación o balanceo produce un impulso eléctrico como señal de salida y se registra mediante un sistema de adquisición de datos. Este mecanismo proporciona una medición continua sin la necesidad de una operación manual.

La IPP se puede calcular, en el mejor de los casos, sobre el periodo de tiempo entre 2 balanceos. En otras palabras, para intensidades bajas, la resolución temporal depende del tamaño del cubo y de la IPP. Una resolución en el balanceo equivalente a 0.2 mm conduce a una resolución en la IPP de $12 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$ sobre un periodo de 1 minuto.

Los cubos recolectores generalmente sufren de errores sistemáticos no lineales y de medición significativa, los cuales dependen fuertemente de la proporción pluvial. Estos errores, en especial para altas intensidades, pueden llegar a 20% para algunos tipos de estos instrumentos. La figura 2-12 muestra una ilustración de un cubo recolector y esquemas de las partes que lo componen.

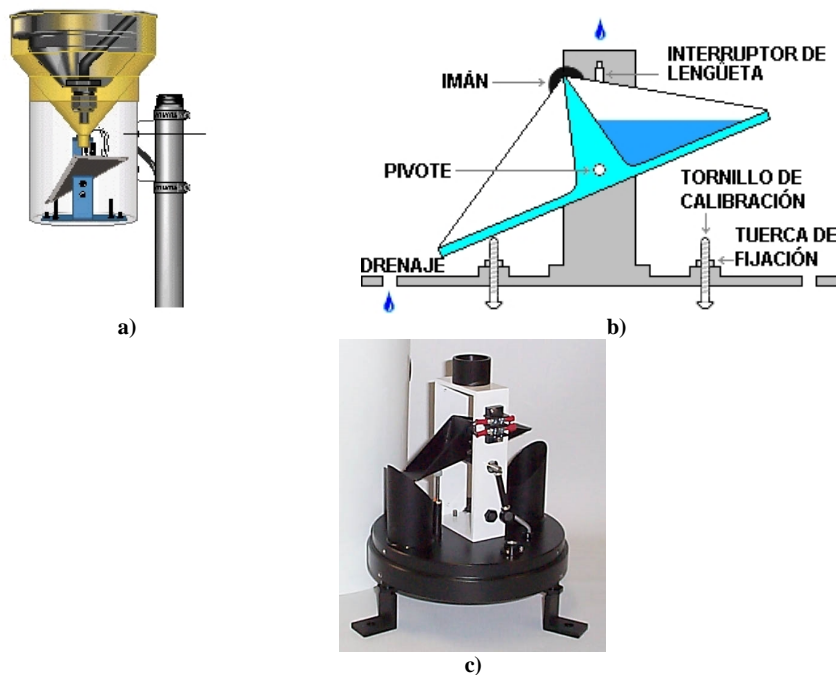


Figura 2-12. a) Diagrama completo de un cubo recolector para medir la intensidad de precipitación pluvial (tomado de [28]); b) diagrama de las partes del cubo recolector de balancín (tomado y adaptado de [29]); c) fotografía de un cubo recolector (tomado de [30]).

- **Medidores de la IPP del tipo cubo recolector de balancín con software de corrección**

A fin de tratar de resolver la pobre estimación de la IPP, ha de aplicarse alguna corrección pertinente y dependiente de ella, por ejemplo, en el sistema de adquisición de datos. Algunos medidores de cubos recolectores aplican esta corrección en tiempo real. Los errores de medición relacionados con la IPP (y la cantidad total) pueden reducirse a

2% para algunos tipos de estos instrumentos. La figura 2-13 muestra una ilustración de la instalación del sensor y de la visualización que permite el software de corrección.

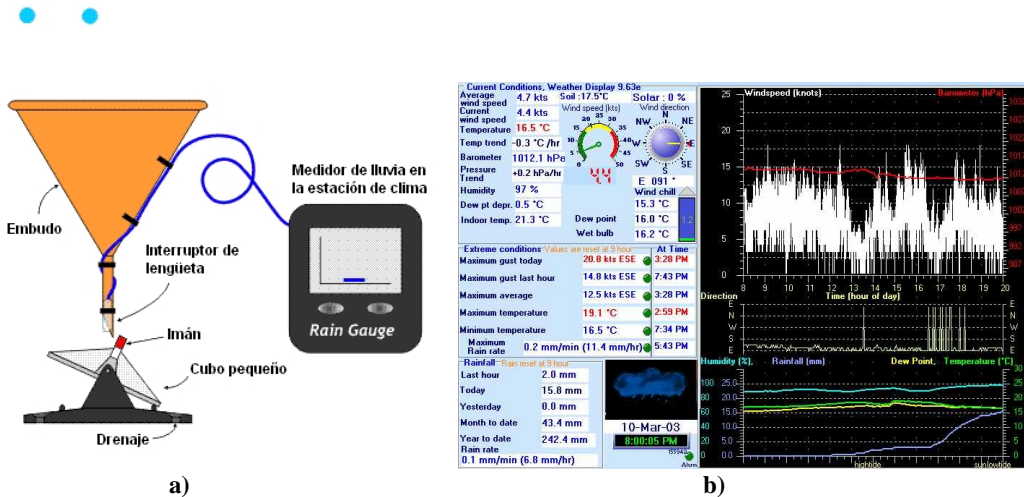


Figura 2-13. a) Ilustración de la estación de medición de un cubo recolector de balancín (tomado y adaptado de [31]); b) visualización creada por el software de corrección asociado a un cubo recolector (tomado de [32]).

- **Medidores de la IPP del tipo cubo recolector con corrección mecánica**

Algunos cubos recolectores utilizan un mecanismo para evitar la pérdida de agua durante la inclinación de la balanza.

- **Medidor de la IPP por medición de nivel**

El agua se recoge gracias a un tubo de diámetro específico. El volumen del agua recolectada se determina mediante la medición del nivel de agua en el tubo. El nivel de la medición puede obtenerse mediante una medición de la conductividad, una medición acústica de la distancia o por medio de un flotador. El nivel de agua puede entonces medirse con cualquier resolución temporal. La resolución de la medición se encuentra típicamente entre 0.01 mm y 0.1 mm, lo que conduce a una resolución de la IPP de entre 0.6 mm·h⁻¹ y 6 mm·h⁻¹.

A un nivel máximo, el tubo puede vaciarse con un sifón para permitir una medición casi continua sin intervención manual. El proceso de vaciado por sifón puede causar que la medida se interrumpa durante, aproximadamente, un minuto. La figura 2-14 muestra un medidor de lluvia por medición de nivel.



Figura 2-14. Fotografía que muestra un medidor de lluvia por medición de nivel. (Tomado y adaptado de [33]).

- **Medidor de la IPP por peso**

En todos los medidores de lluvia por peso, la precipitación se recoge e instantáneamente se pesa. En contraste con otros principios de medición mencionados antes, los medidores de lluvia por peso no usan ninguna parte mecánica móvil en el mecanismo de peso. Solamente ocurre una deformación elástica. Por lo tanto, la degradación mecánica y, en consecuencia, la necesidad de mantenimiento, se reduce significativamente. La estimación del peso se realiza por varios métodos, e. g. mediante el uso de un sensor de presión, la medición de la frecuencia de una cuerda en suspensión o una balanza electrónica de precisión. Todos los medidores del peso pueden depender de la temperatura en el mecanismo para medir el peso o en el elemento detector. El ruido en la medición del peso, debido a la entrada de agua, ha de filtrarse convenientemente. Otra característica de los medidores de lluvia por peso es el retardo temporal en la lectura de la IPP que puede ser del orden de 1 a 10 minutos.

Los medidores de peso usualmente tienen un ciclo de salida de datos de un minuto, mientras que el muestreo interno puede ser del orden de Hz. Por lo tanto, la cantidad de precipitación está disponible cada minuto y la IPP se puede calcular fácilmente sobre un periodo de un minuto, a partir de diferencias de dos mediciones sucesivas. La resolución en la medición de la cantidad de lluvia está, típicamente, entre 0.01 y 0.1 mm, lo que se refleja en una resolución de la IPP de entre 0.6 y 6 mm·h⁻¹. La figura 2-15 muestra algunos aspectos de un medidor de lluvia por peso.

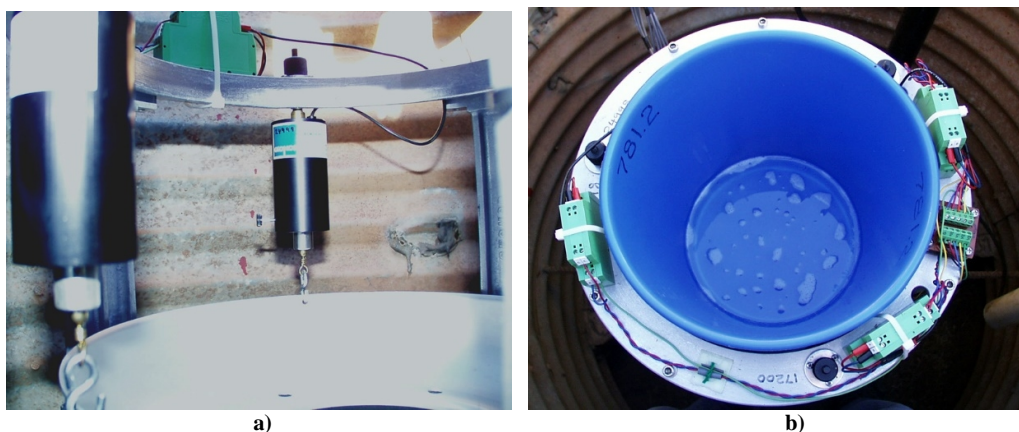


Figura 2-15. a) Fotografía de los tensiómetros para estimar el peso del agua acumulada; b) cubo donde se acumula el agua de lluvia. (Tomado de [34]).

- **Medidor de la IPP por peso con embudo**

Los instrumentos que utilizan un sensor de presión necesitan recoger el agua de lluvia, mediante un embudo, para poder llenar un cilindro muestra delgado de diámetro conocido, con el sensor de presión montado en el fondo. Se puede determinar la fuerza de la columna de agua (peso), conociendo el área de la base del cilindro.

Estos medidores se equipan, a veces, con un mecanismo de vaciado automático.

- **Medidor de la IPP por peso sin embudo**

Algunos medidores de la IPP por peso recogen la precipitación directamente en un cubo sin utilizar un embudo. El peso total del cubo muestra y el de su contenido se determina mediante un mecanismo electrónico de peso que utiliza un tensiómetro como elemento de medición.

La ausencia de un embudo reduce las pérdidas por humedad significativamente y minimiza el retardo en la medición del agua residual que debe hacerse posteriormente. Ofrece la oportunidad de medir directamente la masa del sólido precipitado el cual, de otra forma, se fundiría primero. Los problemas relacionados con la contaminación se mitigan. Como en este diseño el cubo es abierto, la disminución de la masa debida a la evaporación ha de tenerse en consideración.

En principio, todos los medidores de peso sin embudo se ven a menudo afectados por:

- fluctuaciones de la presión dinámica generadas por el viento sobre el orificio del medidor de lluvia y
- ruido en la medición del peso debido al impacto directo de las partículas de precipitación.

Un programa de procesamiento de la señal ha de añadirse para filtrar las variaciones relacionadas con estos efectos. Esto puede introducir un retardo en la salida.

La máxima capacidad del cubo se encuentra entre 100 mm a 1 000 mm. Algunos de estos instrumentos no tienen mecanismo de sifón. En todos los demás casos, el proceso de vaciado mediante sifón toma cerca de 2 minutos, durante los cuales el instrumento no puede medir la precipitación presente.

- **Contadores de gotas**

Estos instrumentos utilizan una pipeta delgada para producir goteos uniformes simples que corresponden a un volumen de agua fijo. Cada gota se detecta mediante un sistema óptico que genera un pulso de salida que se cuenta. La resolución de la medición puede ser < 0.001 mm con un límite superior del rango de la IPP de $50 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. La resolución del goteo simple es, aproximadamente, de 10 mm^3 y resulta en una alta resolución temporal.

IPP elevadas (dentro del rango de medición permitido) se pueden medir, instantánea y directamente, por medio de la medición de la frecuencia producida por los pulsos de salida.

Puesto que la pipeta es delgada, para poder formar la gota de agua, la operación en campo requiere de una gran atención y servicio. Por lo tanto, estos sistemas son principalmente utilizados para propósitos de investigación. La figura 2-16 muestra un esquema del instrumento en cuestión.

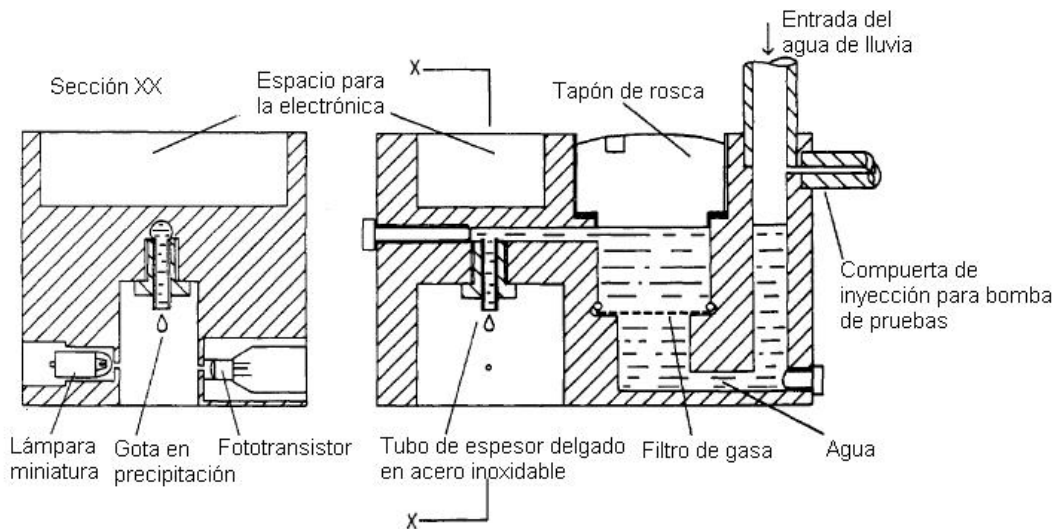


Figura 2-16. Esquema de un medidor IPP por conteo de gotas. (Tomado y adaptado de [35]).

- **Medidores de la IPP no captadores**

Las observaciones del estado presente del clima constituyen el uso primario de los medidores no captadores, las cuales incluyen las mediciones de la intensidad de precipitación pluvial.

En comparación con el procedimiento utilizado para calibrar los medidores de la IPP por captación, la calibración de este tipo de sensores es difícil. La falta de procedimientos de prueba en laboratorio establecidos, llevaron a la decisión de excluir a los sensores de no captación del Laboratorio de Intercomparación de Medidores IPP de la WMO. Por lo tanto, se dispone de poco conocimiento en la incertidumbre alcanzada por las mediciones en estos dispositivos.

- **Disdrómetros de impacto**

En este tipo de instrumentos, se utiliza una membrana plástica o de metal como superficie de medición para detectar el impacto de partículas simples en precipitación. En algunos sistemas, el movimiento mecánico de la membrana se convierte a una señal eléctrica mediante un sistema de bobina móvil sujeto a la membrana. Otros sistemas detectan la amplitud y analizan el espectro de frecuencia generado por las partículas en precipitación y que golpean la membrana para determinar el número y el tamaño de las gotas. La integración de estos parámetros permite estimar la IPP sobre un periodo de tiempo en particular.

Un inconveniente de estos instrumentos es que no son capaces de medir gotitas de diámetros menores a 0.3 mm. Por otra parte, tampoco pueden detectar copos de nieve de baja densidad de masa. Técnicas de filtrado por software han de utilizarse para reducir el ruido acústico medioambiental.

En el pasado, los sensores de este grupo eran caros e inaceptables para ser utilizados en redes extensas. Es recientemente, cuando se dispone de sensores de bajo

coste. La figura 2-18 muestra un diagrama a bloques y una fotografía de un disdrómetro⁶ de impacto.

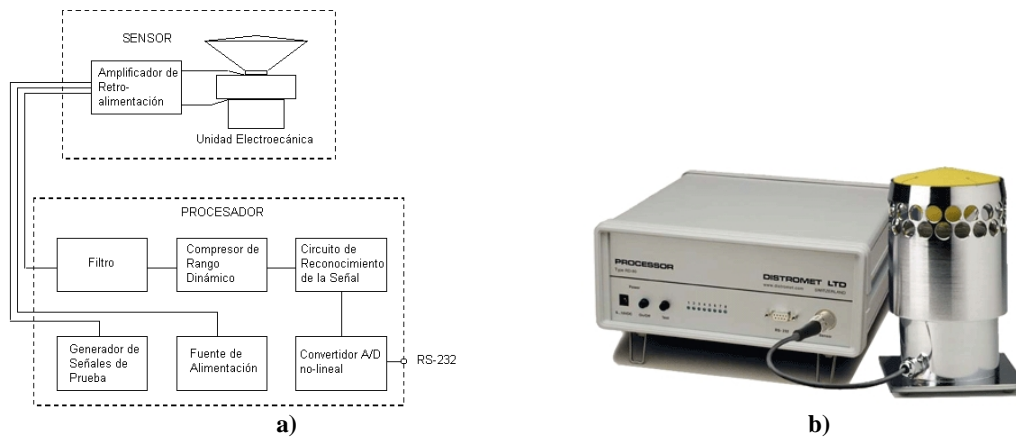


Figura 2-18. a) Diagrama a bloques de la funcionalidad de un disdrómetro de impacto; b) fotografía del aspecto de un disdrómetro de impacto. Tomado y adaptado de [36].

- **Disdrómetros ópticos**

Los disdrómetros ópticos utilizan uno o dos capas finas de luz láser para detectar partículas a través de ellas. Cada partícula dentro del haz bloquea la intensidad de luz transmitida, reduciéndola a una cantidad proporcional a su diámetro. El rango de medición para los diámetros de la partícula es típicamente de 0.2 mm a > 8 mm. La IPP se puede calcular directamente por integración del número de las partículas detectadas y su tamaño sobre un cierto periodo de tiempo, desde 15 segundos a un minuto. La resolución en la IPP es típicamente de 0.01 mm·h⁻¹.

Una fuente de error posible ocurre cuando se tienen gotas que coinciden al atravesar el haz y que se detectan como una gota “gigante”. Esto produce una pobre estimación del volumen de agua determinado para la cual ha de aplicarse una corrección estadística. El límite superior del rango de medición también se restringe, por este efecto, a 250 mm·h⁻¹ típicamente.

Además de la sola funcionalidad del disdrómetro, estos instrumentos son capaces de medir la velocidad de caída individual de cada gota, lo que permite obtener una matriz de velocidad de caída contra el diámetro de la partícula. Mediante un análisis de segmentación⁷ de esta matriz, se puede clasificar el tipo de precipitación, lo que se utiliza para aplicaciones del estado presente del clima.

Como se mencionó antes, la calibración en laboratorio es, como poco, difícil y han de acordarse unos métodos para tal fin. En particular, no existe un simulador de precipitación pluvial bien aceptado como estándar. Se debe de demostrar la estabilidad a largo plazo de estos instrumentos, pero se estima que está en el orden de años. La figura 2-19 muestra la fotografía de un disdrómetro óptico.

⁶ Al parecer, la palabra “disdrometer” (en inglés) se deriva de las palabras “distribution drop meter”, aunque no se ha encontrado la etimología correspondiente.

⁷ La literatura en inglés utiliza el término “cluster analysis”.



Figura 2-19. Fotografía de un disdrómetro óptico. (Tomado de [37]).

- **Algunos otros principios de medición de la IPP sin captación**

Algunos sensores ópticos utilizan la dispersión de las partículas a través de un volumen dado para determinar la intensidad de precipitación y, a veces, el tipo de precipitación.

Radars en la banda X pueden emplearse para determinar el espectro de la señal dispersada por partículas en precipitación. El espectro se relaciona con el corrimiento Doppler asociado a la velocidad de caída de estas partículas. La intensidad de la señal dispersada se relaciona con el número de partículas y/o su contenido acuoso. La calibración es, en general, difícil y no puede llevarse a cabo en el laboratorio.

2.1.2.3 Principios de estimación de la IPP

Durante mucho tiempo, muchas series de registros sobre la precipitación pluvial se han realizado en todo el mundo. Estos registros, expresados en mm o $\text{kg}\cdot\text{m}^{-2}$ y recolectados durante un día o una hora, no son solamente útiles para la meteorología y la climatología en general, sino que son de especial interés para la hidrología y la climatología agrícola.

Las tendencias de los eventos pluviales, los cálculos en el balance del agua, la estimación de la escorrentía potencial y el pronóstico del flujo de los ríos, tienen una larga historia en la cual la medición de la precipitación pluvial juega un papel indispensable. Para este propósito, se han desarrollado muchos tipos de instrumentos y técnicas de medición que se encuentran actualmente en operación. Debido a la experiencia acumulada, la mayoría de estas técnicas se conocen y se han descrito muy bien. La estandarización, la calibración y la corrección de las curvas de estos instrumentos están bien documentadas.

La intensidad de precipitación está definida por la “World Meteorological Organization”—WMO como la cantidad de precipitación recogida por unidad de tiempo. De acuerdo con esta definición, la información sobre la intensidad de precipitación puede derivar de la medida de la cantidad de precipitación mediante el uso de un medidor ordinario de ésta. En este sentido, la intensidad de precipitación es un parámetro secundario, derivado de la cantidad de precipitación como parámetro primario. Sin

embargo, la intensidad de precipitación también se puede medir directamente. Por ejemplo, utilizando un medidor y midiendo el flujo del agua capturada o el incremento del agua capturada en función del tiempo. Algunas técnicas de medición para determinar la cantidad de precipitación están basadas en estas mediciones directas de la intensidad, integrando la intensidad medida sobre un cierto intervalo de tiempo. Los sensores de lluvia ópticos y electromagnéticos son ejemplos típicos. De hecho, todas las técnicas de detección remota miden la intensidad como variable primaria. Como una consecuencia de la automatización, los medidores de lluvia convencionales (manuales) están siendo reemplazados por medidores de registro automático, los cuales miden la intensidad como cantidad primaria. Es importante evaluar los instrumentos automáticos que miden la intensidad de precipitación.

- **Concepto de la IPP**

Aunque el registro de las cantidades de la precipitación de líquidos y sólidos constituye una base de conocimiento en varios campos de estudio, la *intensidad de la precipitación* ha devenido una variable de igual importancia. La información sobre la intensidad de precipitación pluvial (IPP) y de la nieve es extremadamente relevante en casos de clima severo. Está claro que los fenómenos con intensidades de precipitación extremadamente altas afectan a todos los tipos de transporte; su violencia puede destruir cultivos y vegetación. Además, las construcciones pueden venirse abajo, la humedad puede dañar las propiedades y una mala estimación de los sistemas de escorrentía y los canales locales de desagüe pueden tener consecuencias inesperadas y considerables. Por lo tanto, la *intensidad de precipitación* se introduce como una cantidad numérica, siguiendo la recomendación de informar sobre el estado actual del clima (“present weather”).

- **Unidades**

En septiembre de 2004, y siguiendo las recomendaciones del Encuentro de Expertos en Mediciones de Intensidad de Precipitación Pluvial (“Expert Meeting on Rainfall Intensity Measurements”) llevado a cabo en Bratislava, Eslovaquia, en abril de 2001, se organizó un grupo de laboratorios en Francia, Holanda e Italia, bajo los auspicios de la WMO, para realizar una intercomparación de medidores IPP (“WMO Laboratory Intercomparison of Rainfall Intensity Gauges”) [38]. Antes de iniciar el proyecto del laboratorio de intercomparación, la intensidad de precipitación se reportaba en términos cualitativos y subjetivos, tales como “ligera”, “moderada” o “fuerte” junto con el resto de la información del estado actual del clima.

La Comisión para Instrumentos y Métodos de Observación—CIMO de la WMO, en su décima segunda reunión CIMO-XII, ha subrayado la necesidad de estandarizar las mediciones de la intensidad de precipitación. Para este propósito, se organizó un Encuentro de Expertos en Mediciones de la Intensidad de Lluvia (abril 2001, Bratislava, Eslovaquia). Este encuentro formuló “requerimientos presentes y futuros para las mediciones de la intensidad de precipitación pluvial”, porque no se tenían disponibles tales requerimientos o una guía relacionada con estas medidas. Las recomendaciones sobre el rango de medición y los requerimientos en la incertidumbre fueron aprobados por la CIMO-XIII para ser publicados en la Guía de Instrumentos Meteorológicos y Métodos de Observación de la WMO (WMO No. 8). El encuentro de expertos, llevado a cabo en Bratislava, recomendó que la unidad para reportar la intensidad de precipitación

debía ser “mm·h⁻¹”. Aunque esta unidad refleja una situación instantánea, cierta confusión puede aparecer si la cantidad se mira como la cantidad total de lluvia, que ha caído durante una hora. Por lo tanto, se ha propuesto indicar la resolución temporal cuando se reporta la intensidad de precipitación. Para efectos prácticos, se adopta una resolución temporal mínima de un minuto que es la misma para muchas otras variables. Para estar conforme con el SI, mm·h⁻¹ ha de utilizarse en lugar de mm·min⁻¹. En lugar de la cantidad de volumen, también se puede utilizar la cantidad de masa (por unidad de área), donde 1 mm·h⁻¹ = 1 kg·m⁻²·h⁻¹.

- **Rango de medición e incertidumbres relacionadas**

El CIMO-XIII ha adoptado el rango de medición y las incertidumbres relacionadas con la intensidad de precipitación recomendadas por el grupo de expertos y publicadas en la Guía de Instrumentos y Métodos de Observación de la WMO (WMO-No. 8, 7ª Ed.):

Tabla 2-2

Rango completo ⁸	0.02 a 2 000 mm·h ⁻¹	
	0.02 a 0.2 mm·h ⁻¹ se reporta como “traza” (o “lluvia detectada”)	
Tiempo promedio de observación ⁹	1 minuto	
Incertidumbre requerida en la medición	0.2 a 2 mm·h ⁻¹	0.1 mm·h ⁻¹
	2 a 2 000 mm·h ⁻¹	5%

- **Frecuencia e intervalo entre observaciones.**

En general, la frecuencia y el intervalo entre observaciones han de ajustarse a las escalas físicas del fenómeno meteorológico a ser descrito. La Guía de Instrumentos y Métodos de la WMO (WMO No. 8, 7ª Ed.) describe tales escalas. Aunque el escalamiento necesario, tanto en tiempo como en espacio, depende de la aplicación o el servicio, está claro que el fenómeno de la precipitación, en muchos casos, es un típico evento a “escala pequeña” (Cf. WMO No. 488, Fig. II.1), i.e. escalas horizontales y temporales de un fenómeno meteorológico por debajo de un par de kilómetros y un par de minutos. Esta Guía establece que, para la precipitación, podría requerirse una separación espacial de alrededor de 10 km (e.g. pronósticos de periodo muy corto, pronósticos climatológicos e hidrológicos). En general, las mediciones de la precipitación en conjunto con las mediciones mediante detección remota, proporcionarían pronósticos a escala pequeña y servicios más efectivos. De acuerdo con estas reglas, se recomienda una resolución temporal de un minuto a intervalos de 10 minutos. Tales intervalos coinciden con las tendencias actuales de los reportes derivados a partir de observaciones sinópticas dentro de las redes nacionales.

⁸ En la literatura en inglés, este término se conoce como “full range”.

⁹ El término en inglés es “output averaging time”.

2.1.2.4 Método de la medición de la IPP por conteo óptico y características de las gotas de lluvia

Está claro que los instrumentos climáticos utilizados en aplicaciones ITS no deben exigir periodos de mantenimiento constantes y su tamaño debe ser limitado. En el caso de los medidores de la IPP, estas demandas no son cubiertas por las características de los medidores de captación. Por lo tanto, en este trabajo se ha prestado atención a los medidores de no captación.

Un disdrómetro óptico realiza el principio de medición de la IPP mediante un sistema electro-óptico más o menos similar al utilizado por el visibilímetro. Por esta razón, se ha considerado a este instrumento de medición de la IPP, de no captación, como un instrumento idóneo para los objetivos del presente trabajo. Se describe en seguida el método de medición de la IPP basado en el conteo óptico y las características de las gotas de lluvia.

Es probable que el instrumento que haya dado origen al disdrómetro óptico moderno sea el arreglo óptico espectrométrico de Knollenberg (optical array spectrometer) [39]. Este instrumento no estaba diseñado para la medición específica de la IPP, pero utilizaba un arreglo lineal de fotodetectores como retícula para la medición del tamaño de partículas en un sistema típico de formación de imágenes por medio de la proyección de la sombra del objeto. En el artículo de referencia, se propuso la disposición de dos arreglos, separados uno del otro, para la medición en tierra del tamaño de las gotas de agua y su velocidad de caída. La figura 2-20 muestra el diagrama adaptado aparecido en el artículo original de Knollenberg.

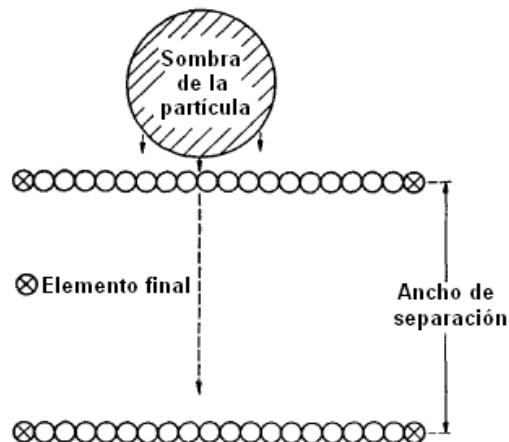


Figura 2-20. Esquema de los arreglos fotodetectores de Knollenberg para la medición del tamaño y velocidad de partículas. (Tomado y adaptado de [39]).

Los elementos del arreglo tenían un diámetro de $100\ \mu\text{m}$ y la separación entre arreglos era ligeramente mayor que el máximo tamaño esperado de la gota. El tamaño de la gota (diámetro) era determinado por la detección del borde de la sombra de la gota proyectada sobre el arreglo superior. El cálculo de la velocidad se determinaba a partir de dos mediciones: a) el tiempo del tránsito de la sombra entre los dos arreglos y b) el tiempo del tránsito de la sombra a través de uno de los arreglos. A partir de las mediciones a) y b) y el dato de la separación entre arreglos, se estimaba la velocidad de la gota.

La sombra era proyectada, a su vez, a un arreglo de fibras ópticas que reconstruían eléctricamente el borde de la sombra de la partícula. Puesto que cada fibra informaba si era ocultada o no por la sombra (0 ó 1) y el instrumento se orientaba a la detección de cualquier partícula, el diseñador no necesitó considerar los detalles de la detección específica de gotas de lluvia. Por ejemplo, en la figura 2-21 se aprecia que el arreglo óptico espectrométrico de Knollenberg no utilizaba una fuente de luz de una longitud de onda especial (Knollenberg utilizó una lámpara de arco de xenón) y la homogeneidad e intensidad del haz colimado no era crítica.

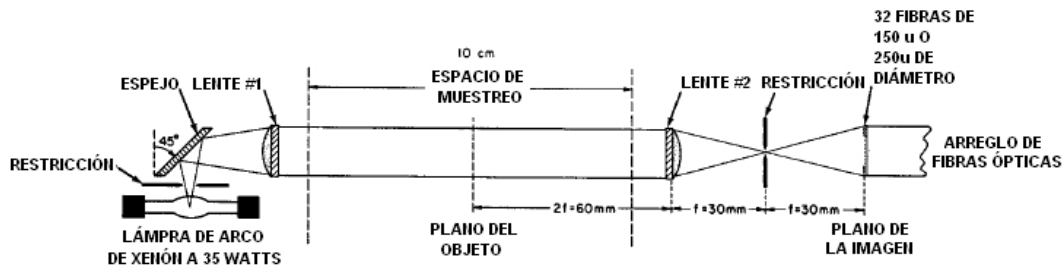


Figura 2-21. Diagrama del sistema óptico del instrumento de Knollenberg. (Tomado y adaptado de [39]).

La determinación del tamaño y velocidad de una partícula con el instrumento de Knollenberg dependía, en gran medida, de un entorno en calma, ya que era sumamente propenso a propagar errores cuando el viento soplaba con fuerza. Por ejemplo, si las partículas no caían verticalmente, a través de los arreglos de detección, debido a vientos de 20 m/s, el 80% de las partículas del orden de mm activaban los fotodetectores en los extremos del arreglo que advertían de errores y provocaban la omisión en la detección de la partícula.

Illingworth y Stevens [40] estudiaron el instrumento de Knollenberg y propusieron un nuevo instrumento con un método que resolviera el problema del viento. Este instrumento fue llamado disdrómetro óptico por pares de pulsos (Paired-Pulse Optical Disdrometer—P-POD), el cual era un instrumento realmente orientado a la estimación de la IPP.

En esencia, el P-POD detecta el tamaño de una gota de lluvia mientras entra y sale de un volumen detector V . Al medir el tiempo entre estos dos eventos, es posible calcular el tiempo de tránsito t a través del volumen detector. Durante el tiempo total de muestreo T , un número grande de gotas de lluvia atravesará el volumen detector, pero si se restringe la atención a gotas de lluvia de un determinado rango de tamaños, se puede sumar todos los tiempos de tránsito de las gotas $\sum t$ y, para una fracción del tiempo total de muestreo $\sum t/T$, se puede decir que se detectó una gota de lluvia del tamaño perteneciente al rango considerado. En otras palabras, el número de gotas de lluvia en el volumen V es $\sum t/T$. Illingworth y Stevens calcularon enseguida el número de gotas de lluvia por unidad de volumen, que es la concentración N dada por:

$$N = \frac{\sum t}{VT} \quad 2-22$$

Como se puede apreciar, esta relación es independiente de la velocidad de la gota de lluvia. Supóngase que, debido al viento o la turbulencia, la velocidad de las gotas de lluvia se incrementa al doble, pero su concentración de volumen no se modifica. En este

caso, el flujo de las partículas que atraviesan el volumen detector V se duplica y cualquier método que derive la concentración a partir del flujo detectará un falso incremento en la concentración de gotas. Sin embargo, el factor $\sum t/T$ no se modificará porque, aunque se haya detectado el doble de gotas, cada gota atravesará el volumen detector, en promedio, en la mitad del tiempo anterior.

El sistema óptico de Illingworth y Stevens que implementaba el volumen detector V , se muestra en la figura 2-22.

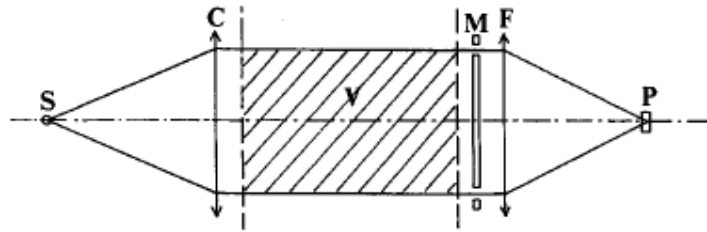


Figura 2-22. Diagrama del sistema óptico del instrumento P-POD de Illingworth y Stevens. V : volumen detector (área achurada); S : fuente de luz; C : lente colimadora; M : máscara anular; F : lente de enfoque; P : fotodiodo detector. Tomado de [40].

La máscara anular define un anillo luminoso que genera dos pulsos. La duración de cada pulso y el intervalo temporal de separación entre sus valores pico está relacionado con el tamaño y la velocidad de la partícula. La figura 2-23 muestra las diferentes señales que se generan para diversas posiciones de las gotas en el espacio del volumen detector.

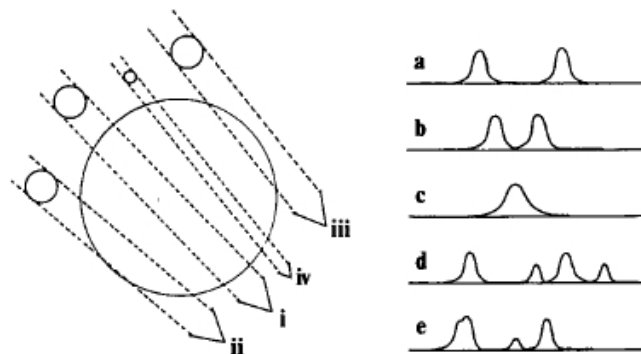


Figura 2-23. Gráficas de la variación del nivel de luz producida por varios casos en la trayectoria de las gotas que atraviesan el anillo luminoso en el P-POD. (a) par de pulsos producido por la trayectoria i; (b) par de pulsos al límite de la resolución—trayectoria ii; (c) pulso único producido por la rozadura de una gota iii; (d) par de pulsos doble producidos por las gotas i y iv presentes juntos en el volumen; (e) traslape ambiguo de pares de pulsos si las gotas i y iv entran en el volumen detector simultáneamente. Tomado de [40].

Este método planteaba problemas distintos a los encontrados en el instrumento de Knollenberg. Los problemas encontrados en el P-POD y sus soluciones se resumen en la tabla 2-3.

Tabla 2-3

Peculiaridades del P-POD	
Problemas	Soluciones
Conformación de los pulsos de señal	Uso de un fotodiodo en modo fotovoltaico con convertidor de corriente a voltaje
Medición de la separación de los pulsos de señal	Cálculo mediante microprocesador. Números de 16 bits.
Ocupación de múltiples gotas en el mismo volumen detector	Reconocimiento del patrón de gotas simultáneas por procesamiento de la señal en el microprocesador. Cálculo de la proporción de pares de pulsos producidos por dos gotas del mismo tamaño, utilizando estadística de Poisson y el modelo de distribución de tamaño de gotas Marshall-Palmer.
Tiempos muertos	Cálculo de la probabilidad de la aparición de un solo pulso debido a una gota (entrada/salida de dos gotas en el volumen detector al mismo tiempo) y comparación con el tiempo de procesamiento del pulso traslapado.
Difracción	No se evaluó como un problema apreciable
Divergencia del haz	Calibración de la amplitud de la señal del disdrómetro con bolitas de tamaños conocidos.

Incorporando los factores de corrección necesarios, este instrumento probó tener una diferencia del 7% con los registros de un pluviómetro de balancín. El cálculo de la IPP, al parecer, no es realizado por el instrumento sino que se calcula aparte a partir de la concentración de gotas y sus velocidades.

Se ha observado que el P-POD no tuvo en cuenta características propias de las gotas de lluvia y que, en consecuencia, la iluminación en el sistema óptico no se diseñó de acuerdo a esas características.

La detección específica de gotas de lluvia con el propósito de estimar la IPP ha de tener en cuenta sus características, lo que ayudará a orientar las especificaciones del sistema óptico del disdrómetro.

No es difícil de imaginar que el tamaño de las partículas que forman un medio influye en la dispersión de un haz que incida en éste. La luz, dada a una cierta longitud de onda, es dispersada con mayor eficiencia por partículas con un diámetro aproximadamente igual al de su longitud de onda. En el caso del presente trabajo, tanto para el caso del visibilímetro como del disdrómetro, conviene que el medio presente una alta eficiencia de dispersión a la longitud de onda del haz incidente.

La bruma, la niebla, las nubes y las gotas de lluvia poseen un contenido alto de agua y, al mismo tiempo, un tamaño de partícula correspondiente, como lo muestra la tabla 2-4.

Tabla 2-4

Rango de tamaño de partículas	Medio
5µm a 20 µm	Niebla
200 µm a 2000 µm	Lluvia

Una consecuencia del gran tamaño de las partículas de estos fenómenos naturales, es que la potencia de penetración de la radiación infrarroja a través de la niebla es difícilmente mejor que la de la luz visible [24, p. 415]. Si suponemos n partículas de un único radio a por cm^3 , entonces el coeficiente de extinción por unidad de longitud es [24, p. 415]:

$$\dagger = fa^2nQ \quad 2-23$$

Donde Q es el factor de eficiencia de dispersión, que depende, como es de imaginar, de la sección geométrica de la partícula G ¹⁰. De acuerdo al tamaño de las partículas de la niebla o de la lluvia, su factor de eficiencia será alto y, por lo tanto, la extinción será grande y casi independiente de la absorción, como ya se ha mencionado antes¹¹. Más aún, la extinción es virtualmente constante para las regiones del violeta, el visible y el infrarrojo cercano [24, p. 423]. Es por esta razón que los sistemas de comunicación inalámbricos basados en fuentes de luz láser en el infrarrojo cercano tienen dificultades de propagación a través de medios gaseosos como la niebla. Longitudes típicas de operación de esos sistemas son: 0,785, 0,850 y 1,55 μm [41].

En conclusión, la selección de un emisor de luz en la región del infrarrojo cercano es conveniente para provocar una irradiancia por dispersión lo suficientemente grande para ser detectada por un receptor de una sensibilidad en la misma región u oponer un ocultamiento eficiente del haz.

El análisis de las propiedades ópticas de las gotas de agua ya se ha tenido en cuenta en algunos visibilímetros comerciales y en el disdrómetro óptico ODM-470 distribuido por la casa ATS Technology Systems [42]. Este disdrómetro partió del principio del P-POD, pero mejoró su diseño y modificó el tratamiento de la señal. La tabla 2-5 resume las diferencias entre los dos instrumentos.

¹⁰ En general [24, p. 14] $Q = \frac{C}{G}$ donde C es la sección transversal donde incide la onda emitida.

¹¹ Método de medición del coeficiente de dispersión.

Tabla 2-5

Disdrómetro P-POD		Disdrómetro ODM-470
Elemento	Inconvenientes	Modificación
Fuente de luz Bulbo de halógeno	<ul style="list-style-type: none"> • Pobre iluminación homogénea. • Potencia insuficiente para formar el anillo de luz. 	<ul style="list-style-type: none"> • Uso de un LED IR como fuente de iluminación homogénea • Diseño de un sistema óptico para optimizar la homogeneidad del haz
Máscara anular Anillo de luz	<ul style="list-style-type: none"> • Las señales generadas eran críticas. • El tratamiento de la señal es intenso. 	<ul style="list-style-type: none"> • Formación de un volumen cilíndrico de detección sin enmascaramientos
Tratamiento de la señal Análisis de los pares de pulsos	<ul style="list-style-type: none"> • Reconocimiento del patrón de señales para distinguir ocupación simultánea de varias gotas en el volumen o entrada simultánea de gotas iguales y aplicación de estadística para corregir estas fuentes de error. 	<ul style="list-style-type: none"> • Formación de un pulso único de análisis. • Énfasis en el método estadístico para corregir errores.
Características de las gotas Geometría	<ul style="list-style-type: none"> • Señales proporcionales al diámetro de la gota • El diámetro dinámico de la señal cuadrada que representa el diámetro de la gota es de difícil medición. 	<ul style="list-style-type: none"> • Señales proporcionales a la sección transversal de la gota. • Puesto que interesa medir volumen, la medición del diámetro o la sección transversal no es decisiva.

Técnica temporal en el ODM-470. Grossklaus, Uhlig y Hasse diseñaron el disdrómetro ODM-470 [43], un disdrómetro orientado a la medición de la IPP a bordo de embarcaciones. Ellos también aceptan y usan el cálculo de la concentración de las gotas de lluvia, propuesto por Illingworth y Stevens, ecuación 2-22, el cual es válido solamente si un gran número de gotas de lluvia están uniformemente distribuidas en el espacio y si el tiempo de muestreo T es largo, comparado con los tiempos de transición de las gotas de lluvia. Se remarca que el tiempo de transición de la gota, es decir, el tiempo que el centro de la gota tarda en recorrer el volumen detector, se calcula a partir de la duración total de la señal producida por el sensor del disdrómetro.

Técnica de conteo en el ODM-470. Un método alterno del cálculo de la concentración de gotas de lluvia, ha sido propuesto por Grossklaus, Uhlig y Hasse [43]. Este método consiste en calcular el volumen V_L que contiene a todas las gotas de un

tamaño dado que alcanzan el volumen detector del disdrómetro durante el periodo de muestreo:

$$V_L = LDT \sqrt{U^2 + v_{caída}^2} \quad 2-24$$

Donde:

- L es la longitud del volumen detector.
- D es el diámetro del volumen detector.
- T es el tiempo de muestreo.
- (LD representaría el área lateral del volumen detector).
- U velocidad local del viento.
- $v_{caída}$ la velocidad final de caída de las gotas de lluvia.
- (U y $v_{caída}$ permitirían el cálculo de la velocidad efectiva de las gotas de lluvia).

La concentración de gotas de lluvia es igual al conteo de gotas A detectadas en el volumen V_L :

$$N = \frac{A}{V_L} \quad 2-25$$

La técnica del conteo requiere de suposiciones suplementarias para llevarse a cabo. Por ejemplo, es necesario conocer la velocidad local del viento (uso de un anemómetro) y utilizar el modelo de la velocidad final de las gotas de lluvia propuesto por Atlas et al. (1977) [44]:

$$v_{caída}(r) = 17.67(2r)^{0.67} \quad 2-26$$

Donde r es el radio de la gota en cm. $v_{caída}$ quedaría dimensionada en m/s. Un estudio de las ventajas e inconvenientes de ambas técnicas para determinar N se presenta en [43].

Cálculo de la IPP. La IPP se puede obtener del espectro de tamaños de las gotas de lluvia como:

$$IPP = \sum_{s=1}^n N_s v_{caída_s} M_{gota_s} \quad 2-27$$

Donde:

- M_{gota_s} es la masa media de las gotas del mismo tamaño.

La IPP resulta en unidades de $\text{kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$ si N_s está dada en m^{-3} , $v_{caída_s}$ en $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ y M_{gota_s} en kg. M_{gota_s} se determina fácilmente suponiendo que las gotas de lluvia tienen forma de esfera. En el caso de lluvias fuertes con una alta proporción de gotas grandes, el efecto de achatamiento de los polos de la gota ha de tenerse en consideración, aplicando las fórmulas dadas por Pruppacher y Pitter (1971) [45].

Por otro lado, los efectos adversos de la ocupación de dos o más gotas en el mismo volumen detector y el efecto de gotas que sólo rozan a este mismo volumen, han de

considerarse y compensarse. En [43] se explican los métodos adoptados para compensar los errores producidos por estos efectos.

Cabe mencionar aquí que el énfasis en el desarrollo de un disdrómetro óptico y del visibilímetro para aplicaciones ITS, consiste en demostrar que este tipo de instrumentos pueden diseñarse y funcionar bajo el paradigma de la conversión numérica de señales que se describe en la sección 2-3 y de contribuir al desarrollo regional de un ITS, presentando instrumentos que ayuden a disminuir la incidencia de accidentes y atascos de vehículos debidos a la lluvia. En este contexto, un instrumento de alcances finos en su exactitud o su resolución no constituye una característica necesaria para la puesta en uso del instrumento.

2.1.2.5 Breve descripción de un disdrómetro óptico

En la figura 2-24 se muestra un diagrama conceptual general que ayuda a comprender la función principal de un disdrómetro óptico. En esta sección se explican sus partes.

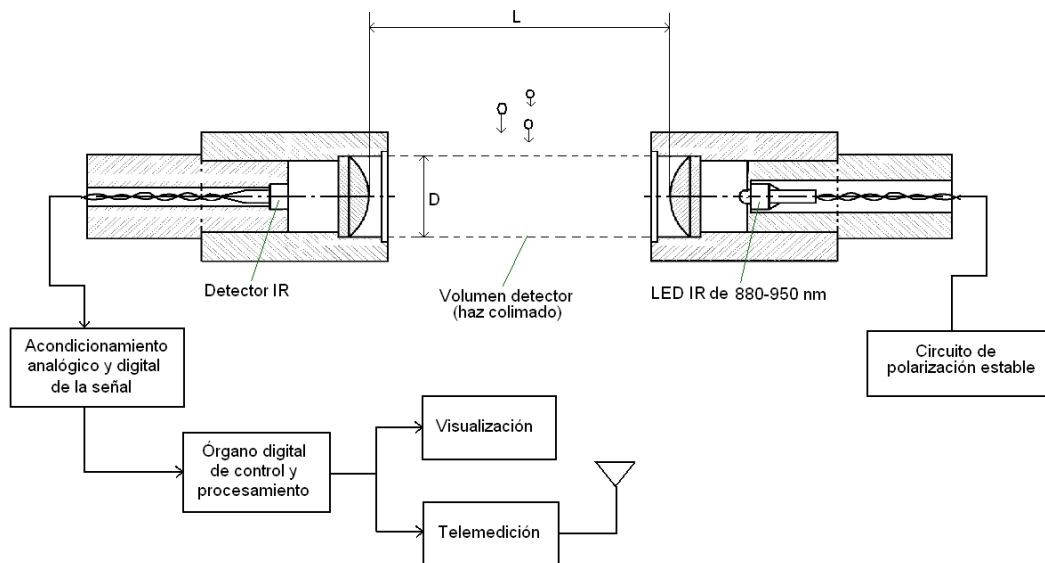


Figura 2-24. Diagrama a bloques de un disdrómetro óptico.

Sistema óptico. En la figura 2-24 se muestra la propuesta básica para crear un haz colimado que sirva como volumen detector para las gotas de lluvia. El diseño final del sistema óptico del disdrómetro dependerá de las características del haz y las cualidades que ha de guardar la señal generada. Este sistema funciona como verdadero sensor del disdrómetro óptico.

El emisor en el sistema óptico de los disdrómetros modernos, consiste en un LED IR cuya longitud de onda asociada se encuentre en el infra-rojo cercano. La selección de este LED va a depender de:

- El ángulo de apertura que permita crear un haz colimado cilíndrico de diámetro D consistente con las dimensiones suficientes para obtener una muestra representativa de la concentración de gotas de agua para la estimación de la IPP.

- Una intensidad de emisión suficiente.
- El rango de longitudes de onda disponibles en el mercado.

El detector en el sistema óptico es un fotodetector de alta sensibilidad a la longitud de onda de emisión. El ocultamiento producido por la gota de lluvia que atraviesa el haz colimado es traducido por el detector como un pulso eléctrico cuyas características (V_p , t_i) contienen información sobre el tamaño de la gota y su velocidad. La figura 2-25 muestra un oscilograma de la señal producida por el primer prototipo del detector experimental para el disdrómetro propuesto.

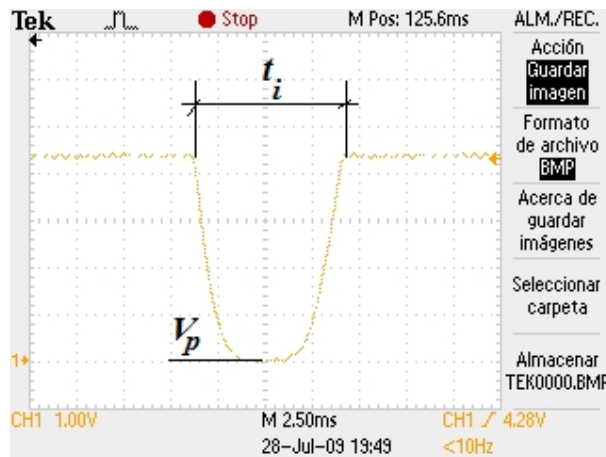


Figura 2-25. Oscilograma típico de la señal a la salida del sensor prototipo del disdrómetro óptico propuesto.

Acondicionador analógico y digital de la señal. Este bloque se encarga de presentar una señal con mejores características para ser procesada por el siguiente bloque. En principio, se procesa la señal analógica para facilitar el trabajo de adquisición del acondicionador digital.

Órgano digital de control y procesamiento. Típicamente, consiste de un microcontrolador (μC) encargado de controlar los subsistemas del disdrómetro y llevar a cabo el tratamiento de la señal (cálculo del tiempo de transición de la gota, generación del tiempo de muestreo, clasificación de la gota de acuerdo a su tamaño/valor pico de la señal, cálculo de la concentración, cálculo de la velocidad de caída y de la IPP).

Visualización. Es un órgano que permite la lectura de la IPP. No es un órgano indispensable en aplicaciones ITS.

Telemedición. No es una funcionalidad relevante en la medición de la IPP, pero es típica de las aplicaciones ITS, cuando es necesario montar instrumentos climáticos en autovías sin infraestructura para conexiones físicas remotas.

El concepto del disdrómetro óptico de la figura 2-24 ha sido la base para desarrollos avanzados de este instrumento, tales como el disdrómetro de Löffler-Mang y Joss (2000) [46], el cual utiliza una hoja horizontal de luz de 1 mm de espesor producida con un rayo láser de 780 nm, en lugar del volumen cilíndrico, el disdrómetro de Denby et

al. [47] con doble hoja horizontal y el espectropluviómetro de Delahaye et al. [48], con un rango extendido de detección de tamaños de hidrometeoros.

2.2 El convertidor universal de frecuencia a código digital

De acuerdo a la propuesta general de diseño, sección 1.6, se ha encontrado que una solución material que demuestra satisfacer los requerimientos de los instrumentos para la monitorización medioambiental orientada a aplicaciones ITS, consiste en utilizar convertidores de frecuencia a código digital como órgano de acondicionamiento de la señal de salida de sensores cuasi-digitales integrados a esta clase de instrumentos.

Si esta solución material se ha de adoptar como una estrategia de diseño conveniente, entonces será necesario realizar un estudio crítico de su uso. En este capítulo se hace una revisión del funcionamiento del convertidor de frecuencia a código digital (“Universal Frequency-to-Digital Converter”—UFDC) que nos permitirá comprender las ventajas que proporciona en los instrumentos de medición y justificar las soluciones materiales encaminadas a resolver los problemas encontrados.

2.2.1 Introducción a la interconexión directa sensor-procesador de señal

El costo de los sistemas de medición se ha reducido drásticamente debido a la fabricación en serie y a grandes volúmenes tanto de los sensores como de los circuitos de interconexión. Los órganos de procesamiento digital, en su mayor parte microcontroladores (μC), han visto reducidos sus costos también. Los circuitos de interconexión (interfases) son los circuitos más críticos en la cadena del procesamiento de la señal del sensor. Se puede decir que el desempeño del sistema de medición depende fuertemente de la calidad del circuito encargado de la conversión de la representación eléctrica del sensor a su representación digital final.

Si la salida de un sensor presenta una forma de información discreta que permita una interconexión directa sensor- μC , entonces se dependerá en menor medida del desempeño de un circuito de interconexión entre el sensor y el órgano de procesamiento digital. Esta es la razón principal por la cual los sensores cuasi-digitales son muy atractivos para nuevos diseños de instrumentos de medición [49]. Sin embargo, hay implícitas otras razones que vuelven muy conveniente el uso de estos sensores:

- Alta inmunidad al ruido
- Alta potencia de la señal de salida
- Amplio rango dinámico
- Alta exactitud de los estándares de frecuencia
- Simplicidad en la conmutación de la señal
- Interconexión directa

Como la información se presenta reflejada en la frecuencia de la señal, el rango dinámico no está limitado por la fuente de voltaje o el ruido. Una vez que la señal ha sido convertida a una frecuencia, la señal es virtualmente inmune al ruido y puede transmitirse, por medio de cables, a distancias lejanas. El aislamiento de la señal puede llevarse fácilmente a cabo con optoacopladores o transformadores. Las señales pueden multiplexarse fácilmente hacia un μC . Como se ha mencionado antes, la simplificación de la conexión sensor- μC responde a las exigencias de los instrumentos de monitorización para aplicaciones ITS.

Existen dos maneras de implementar la conexión de un sensor cuasi-digital con salida en frecuencia, periodo, ciclo de trabajo, intervalo de tiempo, número de pulsos o corrimiento de fase a un órgano de procesamiento digital [50]:

- a) Utilizar un convertidor de los parámetros tiempo/frecuencia a voltaje y luego un CAD convencional para la conversión a parámetros digitales.
- b) Utilizar un convertidor que realice, directamente, la conversión de parámetro tiempo/frecuencia a parámetros digitales.

La segunda alternativa es la más conveniente para los propósitos del tema de este trabajo y, tal como lo ha permitido la tecnología, existen los medios para implementarla.

2.2.2 Breve descripción del método de conversión frecuencia-código digital

Existen, por lo menos, 10 métodos para realizar la conversión frecuencia-código digital [51]. Se relacionan a continuación:

1. Conteo indirecto (medición del periodo).
2. Conteo directo estándar (medición de la frecuencia).
3. Conteo radiométrico.
4. Conteo recíproco.
5. Conteo M/T.
6. Método de la constante de tiempo transcurrida (CET).
7. Método del buffer simple y del buffer doble.
8. Método de la transferencia DMA.
9. Método de la frecuencia de referencia no redundante.
10. Método dependiente de la cuenta.

Estos métodos han sido suficientemente estudiados y ha sido posible deducir que el método autónomo más conveniente para la conversión frecuencia-código digital es el método dependiente de la cuenta (MDC). Todos los métodos enumerados han resuelto la inconsistencia en la cuantización del error en los rangos especificados para la conversión de frecuencias. Sin embargo, la mayoría de ellos aún presentan tiempos de conversión redundante. El único método capaz de medir frecuencias mayores a su frecuencia de referencia ($f_x \geq f_0$) es el MDC. Las ventajas e inconvenientes de los 10 métodos de conversión, se pueden consultar en la referencia [51].

No es el propósito, en este trabajo, describir detalladamente la operación e implementación del MDC. Se presenta más bien una descripción sintetizada del método y sus principales bondades.

El MDC fue propuesto en 1980. Es un método de conversión de frecuencia que asegura un error de cuantización relativo constante en un amplio rango de frecuencias y a altas velocidades. Este método permite la medición de frecuencias absolutas y relativas, periodos, cocientes de periodos y diferencias y desviaciones de valores específicos.

La posibilidad de medir una frecuencia f_x mayor a la frecuencia de referencia f_0 ($f_x \geq f_0$), es una de las ventajas esenciales de este método.

En general, el MDC se basa en obtener, simultáneamente, los siguientes parámetros referidos a la figura 2-26:

- cuentas separadas de los periodos de las dos secuencias de impulsos correspondientes a la frecuencia del mesurando y a la frecuencia de referencia de acuerdo a la medición absoluta o relativa,
- comparaciones del número acumulado con el número N_u , especificado en el programa por el error relativo u en la medición de la frecuencia o al inicio con el número N_1 determinado por el error u_1 de identificación de la mayor de las dos frecuencias y luego con el número N (en la medición del cociente),
- la formación del intervalo de referencia (ventana de cuantización) T_q igual al número entero N_x de los periodos \dagger de la frecuencia f más baja y
- la cuantización de la referencia de tiempo creada T_q por la duración de los periodos T de la frecuencia mayor F , el número para el cual $N \geq N_u$.

El microcontrolador lee el número N (para la suma consecutiva con el número N_u y el cálculo del resultado de la medición) en el momento de la aparición del impulso del siguiente periodo \dagger , con lo cual se finaliza la cuenta de impulsos.

En el MDC, la conversión frecuencia-código digital es realizada mediante cálculos aritméticos. Eso puede ejecutarse simultáneamente con la medición siguiente o antes de su inicio. El método es recomendable para conversiones de frecuencia sincrónicas de un solo canal o multicanal.

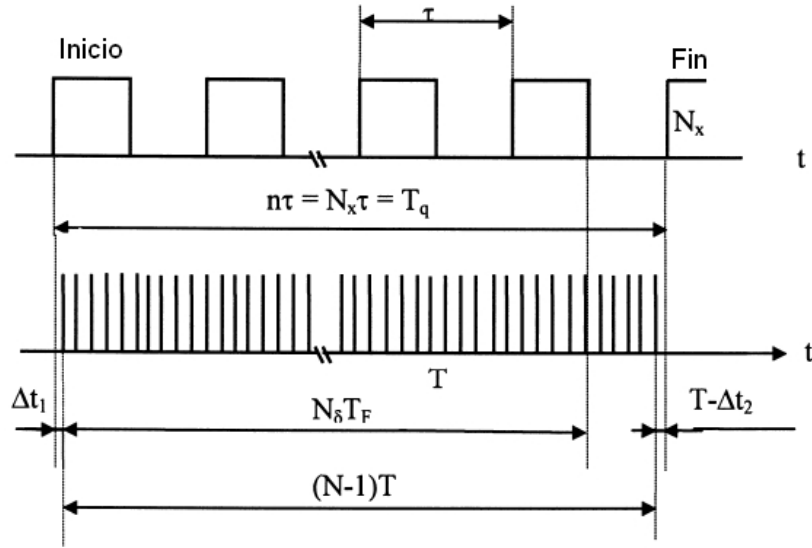


Figura 2-26. Cronogramas del método de la cuenta dependiente absoluta. Tomado y adaptado de [51].

- **Método de conversión para valores absolutos**

Se describe a continuación el método de conversión de frecuencia a código digital para valores absolutos de frecuencia. La conversión de valores relativos (i.e. f_{x1}/f_{x2}) es similar y el lector puede ver los detalles en [51].

Sea $F = \max(f_x, f_0)$, $f = \min(f_x, f_0)$. Después de que se han leído los números $n = N_x$ y N , correspondientes a los contadores para las frecuencias F y f , la conversión de la medición está dada por:

$$\begin{cases} f = F \frac{n}{N} = F \frac{N_x}{N_0} = F \frac{N_x}{N_u + \Delta N} \\ \dagger = \frac{1}{f} = T \frac{N_u + \Delta N}{N_x} \end{cases}, \quad 2-28$$

Donde:

$N = N_u + \Delta N$ es el número total de periodos T , que fue acumulado en el contador de frecuencia F durante la ventana de cuantización T_q .

N es el número complementario al número especificado N de los periodos T que serán acumulados en el contador de la frecuencia F desde su reinicialización hasta el término de la medición.

De la figura 2-26, es obvio que:

$$T_q = n\dagger = N_x T_x = NT + \Delta t_1 - \Delta t_2 = NT \pm \Delta_q, \quad 2-29$$

Donde:

$\Delta_q = \Delta t_1 - \Delta t_2$ es el error absoluto de cuantización (el error del método) del intervalo de tiempo T_q .

Este error se produce a causa de la no sincronización del primer y el último impulso de frecuencia F con frentes de onda de impulsos de frecuencia f , que determinan el inicio y el fin de la ventana de cuantización.

El tiempo de la medición (conversión) es:

$$T_q = NT = (N_u + \Delta N)T = \frac{1}{u} \left(1 + \frac{\Delta N}{N_u} \right) T \quad 2-30$$

Con un error que no excede de $\pm T$. Este tiempo no depende de la frecuencia del mesurando en el rango de frecuencias D_I . El rango D_I puede variar desde frecuencias infrabajas hasta la frecuencia $f_0 = f_{MAX}$. Esto último está determinado por la máxima frecuencia posible que el temporizador/contador puede medir.

En el modo $f_0 \geq f_x$, cuando $\dagger = T_x$ y $T = T_0 = 1/f_0$, las ecuaciones 2-19 y 2-21 han de escribirse:

$$\begin{cases} f_x = f_0 \frac{N_x}{N_u + \Delta N} \\ T_x = T_0 \frac{N_u + \Delta N}{N_x} \\ T_q = \frac{T_0}{u} \left(1 + \frac{\Delta N}{N_u} \right) \end{cases} \quad 2-31$$

En el modo $f_x > f_0$, cuando $\dagger = T_0$ y $T = T_x$, entonces:

$$\begin{cases} f_x = f_0 \frac{N_u + \Delta N}{N_x} \\ T_x = T_0 \frac{N_x}{N_u + \Delta N} \\ T_q = \frac{T_x}{u} \left(1 + \frac{\Delta N}{N_u} \right) \end{cases} \quad 2-32$$

El rango de frecuencias se extiende hasta $2D_I$.

- **Método universal dependiente de la cuenta**

El algoritmo del método universal dependiente de la cuenta (MUDC) integra los algoritmos de los métodos absoluto y relativo. La característica distintiva de la medición

para valores absolutos de acuerdo con el algoritmo del MUDC, es que se realiza en dos pasos. Debido a esto, no se requieren mediciones adicionales para determinar la mayor de las dos frecuencias.

Los tres algoritmos: absoluto, relativo y universal, incluyen:

- a) el procedimiento de conteo automático del número de impulsos de duración normalizada, para asegurar la inecuación $\dagger \ll T_{x\min}$,
- b) el procedimiento de la comparación, periodo por periodo, de las sumas acumuladas con el número especificado y
- c) el procedimiento del tratamiento de los resultados de las medidas.

Teóricamente, la cuenta no produce error, siempre y cuando se utilicen los dispositivos apropiados para su implementación. El error de comparación determinado por la velocidad de los dispositivos empleados y el número de bits de los números comparados, también puede despreciarse. El cálculo del error del resultado de la medición bajo las fórmulas especificadas, resulta en una cifra despreciable. El error de redondeo se distribuye de acuerdo a la ley de distribución de tendencia uniforme (equiprobable). Por lo tanto, el error en la conversión frecuencia-código digital se determinará sólo por el error de cuantización, la estabilidad de la frecuencia de referencia, el error de disparo y el efecto de interferencia.

Se ha realizado el estudio detallado [52] de las capacidades y características metrológicas del MUDC. A continuación se presentan estas características, en forma resumida, en la tabla 2-6.

Tabla 2-6

Característica metrológica	Símbolo	Cálculo
Error absoluto de cuantización	Δ_q	$\Delta_q = \Delta t_1 - \Delta t_2$
Error relativo de cuantización	u_q	$u_q = \frac{1}{N_u + \Delta N}$ $\frac{1}{2N_u - 1} \leq u_q \leq \frac{1}{N_u} = u$
Rango dinámico	D_f	$D_f = 1/u^2$

La exactitud del MUDC dependerá de las propiedades del hardware de implementación. Por ejemplo, el error estático en la medición de la frecuencia dependerá del corrimiento en la frecuencia del oscilador de referencia debido a cambios en la temperatura. El error dinámico dependerá del cambio en la frecuencia del mesurando durante el intervalo de tiempo T_q y entre los ciclos de medición. Por lo tanto, estos errores solamente pueden ser evaluados a partir de los datos técnicos de los componentes del sistema y la caracterización estadística.

Kirianaki, Yurish y Shpak [4] calculan que, para la medición de una frecuencia $f_x = 2 \text{ Hz}$, con $f_0 = 10^6 \text{ Hz}$, y $N_u = 10^6$ ($u = 10^{-6} \times 100\% = 0.001\%$), el error de cuantización del MUDC variará 1.5 veces. El error de cuantización para el método clásico

del conteo directo estándar o el de la medición indirecta del periodo, para esta misma medición, sería de 500 000 veces. El error de cuantización es constante en un amplio rango de frecuencias. En otro ejemplo, si es necesario medir una frecuencia $f_x = 10^4 \text{ Hz}$, con $f_0 = 10^6 \text{ Hz}$ y $N_u = 10^4$, el máximo tiempo de conversión utilizando el MDC es $T_{qMAX} \approx 0.01 \text{ s}$, mientras que para el método del conteo estándar sería de 0.5 s.

Puesto que el MDC ha abierto la posibilidad de crear convertidores de frecuencia a código digital con excelentes figuras de mérito, su empleo es óptimo en instrumentos basados en microcontroladores para la medición de frecuencias absolutas y relativas.

La ventaja de que la exactitud de la conversión del MDC sea muy alta (hasta de un 0.001%), garantiza uno de los más importantes factores de calidad en la implementación de sensores inteligentes, ya que este factor ayuda a caracterizar la utilidad y la confiabilidad metrológica de los resultados obtenidos. Finalmente, este factor ayudará a aumentar la eficiencia económica de cualidades como las dimensiones, el peso, el consumo de potencia y el coste.

Las cualidades del MUDC que son interesantes en el diseño y construcción de instrumentos de monitorización medioambiental en entornos ITS son:

- El modo auto-adaptivo para la medición de frecuencias absolutas o relativas, lo que permite errores de conversión constantes en un amplio rango de frecuencias del mesurando y errores máximos de cuantización independientes de éstas.
- El tiempo de conversión no redundante para todas las frecuencias en el rango de medición es una variable que se ajusta individualmente durante la cuantización de cada una de las frecuencias, de acuerdo con el error relativo y, por lo tanto, es el mínimo posible.
- La medición confiable de mesurandos físicos transformados en frecuencia por el MUDC, con las ventajas descritas en la sección 2.2.1 y con una interconexión directa al microcontrolador.
- El paralelismo de las mediciones síncronas de frecuencia prácticamente sin degradación de las características metrológicas, lo que permitiría un mantenimiento casi nulo de los instrumentos instalados en carreteras y un servicio prolongado.

Estas cualidades, muy atractivas en apariencia para implementar sistemas de medición ITS, van a proporcionar el tema de estudio de la utilidad real de un convertidor frecuencia a código digital como acondicionador digital de la señal de sensores en instrumentos de medición medioambiental orientados a aplicaciones ITS.

2.2.3 Descripción de las funcionalidades del UFDC-1

La conversión frecuencia-código digital, mediante el uso del MUDC, se realiza de forma moderna con el CI UFDC-1 [52], figura 2-27.

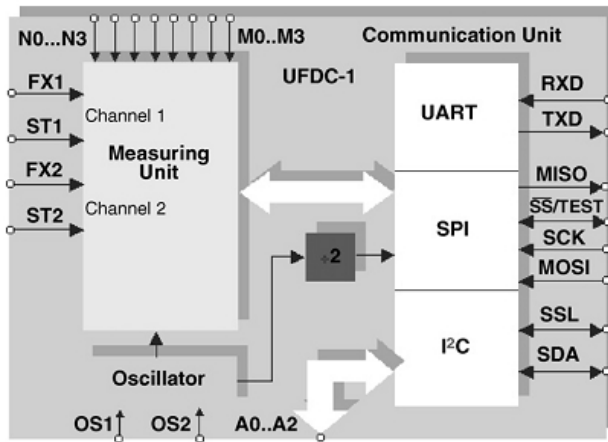


Figura 2-27. Diagrama a bloques del UFDC-1. Tomado de [53].

El CI es completamente digital, de tecnología CMOS, programable, con dos canales para la conversión frecuencia-código digital implementados con una arquitectura RISC avanzada. Es capaz de convertir la salida de un sensor, en los dominios de la frecuencia y el tiempo, a una representación digital.

El UFDC-1 puede trabajar en 16 modos de medición, un modo de generación y un modo de calibración. El CI puede incorporarse fácilmente a la arquitectura de un sensor inteligente y sistemas en chip (System-on-Chip—SoC). Las características de éste se muestran en la tabla 2-7.

Tabla 2-7

CARACTERÍSTICA	RANGO
Frecuencia de trabajo	0.05 Hz a 7.5 MHz (120 MHz con preescalamiento)
Exactitud programable	1% a 0.001%.
Tiempo de conversión no redundante	
Calibración exacta automatizada por reloj de cuarzo	
Comunicación RS-232/485 (modo maestro/esclavo)	
Interfaz SPI y I ² C	
Fuente de alimentación única	+4.5 a +5.5V
Consumo de corriente (a 16MHz, +5V, +25°C)	< 20 mA
Temperatura de operación	-40 a +85°C

Se vislumbran muchas aplicaciones del UFDC-1, ya que puede generar un código digital de cualquier sensor con parámetros de salida como la frecuencia, el periodo, el ciclo de trabajo, intervalos de tiempo, corrimiento de fase, PWM y número de pulsos. Una posibilidad adaptativa del UFDC-1 consiste en seleccionar el tiempo de conversión de acuerdo al error de conversión dado y viceversa.

El tipo de interfaz de comunicación se puede seleccionar automáticamente, de acuerdo a la conexión del circuito. Cuando el CI trabaja en el modo maestro (transferencia unidireccional de datos), el UFDC-1 puede utilizarse en el diseño de sensores digitales. En el modo maestro, la exactitud de la conversión y el modo de medición ha de

seleccionarse por medio de puentes (“jumpers”) externos. En el modo esclavo (con un microcontrolador externo), todos los modos de medición y la exactitud programable pueden ajustarse a través de un bus de datos o de puertos E/S del microcontrolador maestro. Por lo tanto, el UFDC-1 puede utilizarse como un simple circuito periférico de un microcontrolador. El UFDC-1 puede controlarse también por una PC a través de un puerto serie. Esto es útil en el diseño de sistemas de adquisición de datos. Es posible conectar dos sensores cuasi-digitales de frecuencia, de salida diferente, al UFDC-1. Intercambios de datos bidireccionales son posibles con cualquiera de las tres interfases antes mencionadas [53].

2.2.4 Conclusiones

Los métodos de la conversión frecuencia-código digital ya han sido bien investigados y se tiene claro que el MUDC es el más idóneo cuando se pretende utilizar el parámetro frecuencia como representación de la información. Las características más destacadas de este método son interesantes para el diseño de instrumentos de monitorización medioambiental orientados a aplicaciones ITS.

Las especificaciones propuestas en el diseño de instrumentos orientados a aplicaciones ITS se cumplen, de una manera natural, si las soluciones materiales se componen de la interconexión sensor cuasi-digital, convertidor frecuencia-código digital y μC .

En los próximos capítulos se analizarán los nuevos problemas inherentes al uso de convertidores frecuencia-código digital en instrumentos de medición ITS y las metodologías adoptadas para resolver los problemas encontrados.

2.3 Problemas del uso de un UFDC en sensores medioambientales para ITS

A continuación se establece la ventaja de utilizar un convertidor universal de frecuencia a código digital (UFDC) como órgano de conversión numérica en instrumentos medioambientales inalámbricos para sistemas inteligentes de transporte y, al mismo tiempo, se indican los problemas de aplicabilidad de este nuevo paradigma de adquisición de datos. Las soluciones materiales que se proponen a estos problemas, como propuestas orientadoras para el diseño de los nuevos instrumentos medioambientales con base en el UFDC, van a constituir el trabajo de investigación de la presente tesis y, además, estas soluciones se presentarán como contribuciones tecnológicas en el campo de la instrumentación electrónica aplicada a los ITS.

2.3.1 Introducción al diseño con un UFDC

La figura 2-28 muestra un diagrama a bloques de la estructura típica de un sistema electrónico de medida.



Figura 2-28. Diagrama a bloques de un sistema electrónico de medida típico.

Antes de que la señal del sensor alcance al convertidor analógico-digital (CAD), ésta ha de acondicionarse, toda vez que su amplitud suele ser muy pequeña y propensa a interferencias. El bloque acondicionador de señal de la figura 2-28 puede incluir electrónica para:

- Amplificar la señal
- Cambiar el nivel de la señal
- Hacer lineal la respuesta de la señal
- Aislar los transitorios del CAD de la fuente de señal y de su referencia de voltaje
- Filtrar las señales fuera del ancho de banda de Nyquist
- Otros procesamientos analógicos de la señal

Es claro que estos procesamientos [54] asegurarán la exactitud del sistema de medida, pero lo encarecen. En ocasiones, el acondicionador de la señal incluye transformadores y ajustes automáticos complejos, incrementando aún más el costo. Estos circuitos de acondicionamiento son aptos para equipos de alta exactitud, de uso en laboratorios, pero no para equipos de prestaciones modestas o donde el requerimiento de la exactitud no se exige.

Las características de campo de los sensores medioambientales para aplicaciones ITS no podrían alcanzarse con el uso de un CAD, el cual requiere un acondicionador de señal más o menos complejo y, quizá, caro. Por esta razón, resulta interesante la propuesta de adquirir información mediante interfases basadas en un oscilador que permiten obtener una señal digital sin utilizar un CAD. Este sistema de adquisición se ilustra en la figura 2-29.



Figura 2-29. Diagrama a bloques de un circuito interfaz sensor/microcontrolador basado en un oscilador.

Básicamente, el oscilador convierte la señal de salida analógica del sensor en una señal con una modulación de un parámetro temporal, tal como frecuencia, periodo, ciclo de trabajo o intervalo de tiempo. Las señales así obtenidas son señales digitales que pueden transferirse directamente al órgano de procesamiento digital. Es por esta razón que estas señales se llaman señales cuasi-digitales [55]. Estas señales presentan las ventajas de tener un margen dinámico grande, puesto que no está limitado ni por la

saturación de tensión ni por el ruido electrónico y poseen una alta inmunidad al ruido e interferencias [1].

Ya en 1971 [56], se predecía que con los circuitos de interconexión, como el de la figura 2-29, se realizarían medidas básicas mediante técnicas de tiempo/frecuencia. Hoy, como se sabe, los microcontroladores incluyen temporizadores y contadores con los cuales son factibles estas técnicas.

Las técnicas de medición tiempo/frecuencia se valen en muchos casos, gracias a los avances tecnológicos, de la salida de sensores que integran el oscilador de la figura 2-29 en un mismo CI. En estos sensores, la frecuencia, periodo, ciclo de trabajo, intervalo de tiempo, número de pulsos o corrimiento de la fase de su señal de salida es proporcional a la variación del parámetro físico que se necesita medir. Estos sensores se conocen, generalmente, como sensores cuasi-digitales [51].

Ferran Reverter y Ramón Pallàs [57] han presentado los resultados de los análisis realizados a la conversión tiempo-digital implementada con un microcontrolador y la caracterización de los circuitos de interconexión directa sensor-microcontrolador, cuando el sensor es cuasi-digital. Nos interesan dos conclusiones destacables en su estudio:

- a) En general, demostraron que la conversión tiempo-digital realizada con un microcontrolador es sensible a las instrucciones ejecutadas por la unidad de procesamiento central (Central Processing Unit—CPU), mientras ésta espera la llegada de eventos externos, ya que afectan al error de cuantificación. La mínima ambigüedad de una cuenta se consigue utilizando recursos especiales del microcontrolador (uso de un módulo de captura o de un puerto de interrupción externa) y el ruido que el conjunto de instrucciones genera y puede disparar erróneamente la medida, se limita poniendo a la CPU en modo de reposo.
- b) Los errores de sesgo pueden ser significativos en la medición proporcionada por sensores digitales ante variaciones de la fuente de alimentación (hasta de un 50% por unidad de medida por cada volt de cambio). Pero esta es una variación brutal que una fuente de voltaje bien regulada no presenta normalmente. Cuando la fuente es “limpia”, ellos reportan que la desviación estándar sobre las medidas no excede, como mucho, un 4%. Más importante es la incertidumbre debida a interferencias de baja frecuencia, que se pueden resolver con filtros que eliminen las componentes armónicas de la red eléctrica (50 o 60 Hz). En general, se tiene una incertidumbre mínima sobre las medidas proporcionadas por un sensor cuasi-digital.

Por lo tanto, los problemas de incertidumbre sobre las medidas que se efectúan con señales cuasi-digitales ocurren cuando se utiliza un microcontrolador para realizar la conversión tiempo-digital. Ellos mismos advierten que al poner al microcontrolador en modo de reposo, podría perderse el control de algún periférico en el sistema de medida.

Desde hace poco más de 10 años [58], una nueva generación de dispositivos ha venido a simplificar las soluciones que implementan sensores inteligentes en la tendencia de los sistemas embebidos. Estos dispositivos son los convertidores de frecuencia a código digital, conocidos como “Universal Frequency-to-Digital Converter—UFDC”, los cuales convierten la salida de un sensor cuasi-digital a un código binario que se transfiere

directamente a cualquier órgano de procesamiento digital. El uso de estos dispositivos significa un ahorro de espacio en la solución material y una simplificación de la programación de control porque el microcontrolador ya no tiene que realizar la conversión frecuencia/código. La figura 2-30 muestra un diagrama a bloques conceptual de esta técnica.

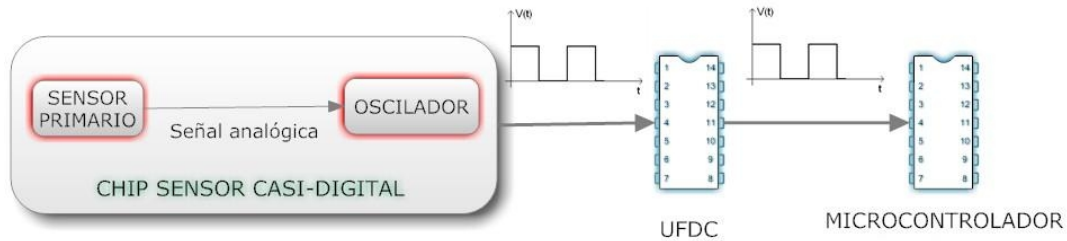


Figura 2-30. Diagrama a bloques de la conexión de un convertidor de frecuencia a código digital.

Se advierten ventajas importantes en el uso de un UFDC para sistemas de medición inalámbricos y un interés especial para las aplicaciones ITS. No sólo el acondicionamiento analógico y digital de la señal se resuelve con un solo UFDC, sino que el coste del producto se reduce porque la elección del órgano de procesamiento y control se limita a la selección de microcontroladores sencillos, desprovistos de CAD y con sus puertos de E/S disponibles. Por lo tanto, el desarrollador puede diseñar sus propias plataformas de desarrollo y utilizar software de distribución gratuita para implementar un sistema embebido de medición de bajo coste. Añadir capacidad de comunicación inalámbrica al sistema de medición es simple y representará el mismo coste que en los sistemas convencionales. Por ejemplo, un sistema básico convencional (excluyendo el costo del sensor), puede estar compuesto de un amplificador de instrumentación (40 USD), un microcontrolador con canales de conversión numérica integrados (8 USD) y un módulo Bluetooth (42 USD). Un sistema completamente digital estaría compuesto de un UFDC (15 USD), un microcontrolador desprovisto de CAD (3 USD) y un módulo Bluetooth (42 USD). Habría una diferencia de 30 USD a favor del sistema UFDC.

La fiabilidad del sistema, como se vio en la sección 2.2.3, está asegurada por el tipo de técnica para implementar la conversión frecuencia/código binario y, como ya se explicó, desaparecen los errores debidos a la intervención del microcontrolador para realizar la conversión.

2.3.2 Problemas encontrados

Es claro que, debido a la naturaleza del modo de funcionamiento de un UFDC, integrado como órgano de adquisición de información, se prescinde completamente de procesamientos analógicos de la señal como la amplificación, la respuesta lineal de una señal, el cambio de nivel de una señal, la compensación de voltajes de desequilibrio (offset), el filtrado determinístico, etc. Sin embargo, en la monitorización de factores climáticos que inciden en la circulación segura de vehículos, mediante el uso de instrumentos que utilizan la frecuencia como representación de la información, se suscitan problemas relacionados con el tratamiento de la señal, de una índole relativamente nueva:

- 1° Se han expuesto las ventajas de utilizar el UFDC para el acondicionamiento de la señal de un grupo variado de sensores cuasi-digitales [59]-[65], lo que demuestra la constante extensión de las aplicaciones con instrumentos que utilizan las técnicas de medición tiempo/frecuencia. Sin embargo, en estas referencias no se han encontrado reportes del análisis de la susceptibilidad inherente de los sensores cuasi-digitales a interferencias externas de su señal de salida y cómo tratar estas interferencias cuando se acondiciona la señal de estos sensores con un UFDC.
- 2° En algunos casos, más de una de las características de la señal de un sensor se utilizará para describir un fenómeno de interés. En las referencias antes citadas, el uso de un UFDC acondiciona la salida de sensores cuasi-digitales que transmiten información de una característica única (temperatura, aceleración, rotación, humedad, presión, etc.) y, por lo tanto, se genera una sola señal de frecuencia para esa característica. Un problema resulta cuando varias características de una señal (valor pico, frecuencia, duración, etc.) han de procesarse para obtener una combinación de parámetros para la estimación de una variable física y sólo se genera una señal cuasi-digital para una sola característica de señal, o bien, diferentes señales (voltaje, corriente, frecuencia, etc.) han de monitorizarse para obtener otros parámetros de interés. Soluciones materiales para este problema [66] ya existen en el mercado, pero hacen uso de procesadores mixtos de alta complejidad que introducen todavía el uso de CAD. Es conveniente proponer soluciones materiales al problema de mantener la sencillez de los circuitos de interconexión en aplicaciones con UFDC donde se requiere monitorizar varias características de una señal.
- 3° Los sensores para la monitorización de variables medioambientales orientados a aplicaciones ITS tendrán que consolidarse como sensores inteligentes. Se ha avanzado en la implantación de técnicas de monitorización inteligente en instrumentos que realizan mediciones tiempo/frecuencia [66]-[70]. Una contribución importante consistiría en demostrar que los sensores medioambientales ITS, basados en UFDC, pueden diseñarse para cumplir con las características de un sensor inteligente.

2.4 Definición de los objetivos

Los problemas descritos en la sección anterior nos conducen a los siguientes objetivos:

- a) Diseñar, construir y probar el prototipo de un visibilímetro que utilice un convertidor de frecuencia a código binario y proponer soluciones al problema de la susceptibilidad inherente del sensor cuasi-digital a interferencias externas.
- b) Diseñar, construir y probar el prototipo de un disdrómetro que utilice convertidores de frecuencia a código binario y proponer soluciones materiales con al problema del procesamiento de varias variables físicas.

El proyecto de tesis consiste en demostrar la validez de las soluciones materiales propuestas a los problemas encontrados en el diseño e implementación de instrumentos, basados en convertidores de frecuencia a código digital, para la monitorización de las condiciones climáticas en autovías que permitan una conducción segura de los vehículos que circulan por ellas. Un tema común a los objetivos que se persiguen, es el de la

búsqueda de soluciones materiales a partir de instrumentos prototipo y el registro experimental de sus características.

2.5 Estructura del documento de tesis

Este trabajo se ha organizado de la siguiente manera:

- El capítulo 1 presenta una introducción a los Sistemas Inteligentes de Transporte (Intelligent Transport Systems—ITS) y el papel de los sensores medioambientales inalámbricos en estos sistemas.
- El capítulo 2 presenta el estado del arte relacionado con la medición de la visibilidad para la prevención de accidentes vehiculares cuando se presenta un evento de niebla en autovías y con la medición del índice de precipitación pluvial con el mismo propósito, aunque en relación con la lluvia en autovías.
 - Se introduce el paradigma metrológico de la conversión de frecuencia, como parámetro de información, a código digital como propuesta de contribución al estado del arte de los sensores medioambientales inalámbricos utilizados en aplicaciones ITS.
 - Se plantean los problemas a resolver y los objetivos del trabajo consecuentes con la resolución de los problemas y las posibles contribuciones.
- El capítulo 3 se dedica al informe detallado del diseño, construcción, pruebas y validación de un visibilímetro y de un disdrómetro con capacidades de comunicación Bluetooth para aplicaciones ITS, cuya contribución principal consiste en el uso de convertidores de frecuencia a código digital como medios para adquirir señales.
- El capítulo 4 presenta la discusión sobre los principales resultados de las caracterizaciones de los instrumentos diseñados y su validación.
- El capítulo 5 reseña las conclusiones finales sobre la investigación de la aplicación del paradigma metrológico de la conversión de frecuencia en el diseño de sensores medioambientales para aplicaciones ITS.
- El capítulo 6 señala las futuras líneas de investigación y el capítulo 7 reseña las aportaciones originales del trabajo de tesis.

2.6 Referencias

- [1] Ramón Pallás Areny, *Sensores y Acondicionadores de Señal*, 4ª Ed., Marcombo Boixareu Editores, 2003, ISBN: 84-267-1344-0.
- [2] www.rwis.net/IceMonitorNews.htm
- [3] http://www.tpub.com/content/aerographer/14312/css/14312_143.htm
- [4] K. R. MacHutchon, A. Ryan, *Fog Detection and Warning, A Novel Approach to Sensor Location*, 1999 IEEE AFRICON, Vol. 1, pp 43-50, ISBN 0-7803-5546-6.
- [5] H. Remeijn, *The Dutch Fog-Detection and Warning Project*, Road Traffic Monitoring, 1992 (IEE Conf. Pub. 355), pp. 89-93.
- [6] ITS International, Electronic Magazine, News Section, April-March 2009, p. 8, www.itsinternational.com.
- [7] Kaan Ozbay, Thomas BonGiovanni, Jignesh Shah, *Fog Sensor/ITS Integration Final Report*, FHWA-NJ-2003-031, Department of Civil & Environmental Engineering, Rutgers, The State University of New Jersey. Sitio web: <http://www.cait.rutgers.edu/finalreports/FHWA-NJ-2003-031.pdf>.
- [8] http://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservices/lsg/rvr/
- [9] Frank M. Caimi, Donna M. Kocak, John Justak, *Remote Visibility Measurement Technique Using Object Plane Data from Digital Image Sensors*, Proceedings of the 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '04_, Volume 5, 2004, Page(s):3288 – 3291.
- [10] Pomerleau, D., *Visibility Estimation from a Moving Vehicle Using the RALPH Vision System*, 1997 IEEE Conference on Intelligent Transportation System, ITSC 97, 9-12 Nov. 1997, Page(s): 906 – 911.
- [11] Taek Mu Kwon, *An Automatic Visibility Measurement System Based on Video Cameras, Final Report*, September 1998, University of Minnesota—Duluth, Department of Electrical and Computer Engineering, Report No. MN/RC-1998-25.
- [12] Hautière, N., Labayrade, R., Aubert, D., *Real-time Disparity Contrast Combination for Onboard Estimation of the Visibility Distance*, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Volume 7, Issue 2, June 2006, Page(s):201 – 212.
- [13] <http://www.hobilabs.com/cms/index.cfm/37/1288/1301/1493/3234.htm>.
- [14] <http://www.vaisala.com/weather/products/weatherinstruments/visibility/fd12>
- [15] *Guía de Instrumentos y Métodos de Observación Meteorológicos*/Organización Meteorológica Mundial, Ginebra, 1990, Serie: OMM 8, ISBN: 9263300089.
- [16] H. E. Gerber, *Portable Cell for Simultaneously Measuring the Coefficients of Light Scattering and Extinction for Ambient Aerosols*, Applied Optics, Vol. 18, No. 7, April 1979.
- [17] H. Vogt, *Visibility Measurement Using Backscattered Light*, Journal of the Atmospheric Sciences, Vol. 25, pp. 912-918, 1968, ISSN: 0022-4928.
- [18] J. A. Curcio, G. L. Knestrick, *Correlation of Atmospheric Transmission with Backscattering*, J. Opt. Soc. Am., Vol. 48, No. 10, pp. 686-689, October 1958.
- [19] Robert W. Fenn, *Correlation Between Atmospheric Backscattering and Meteorological Visual Range*, Applied Optics, Vol. 5, No. 2, February 1966.
- [20] <http://www.envirotechsensors.com/FAQ.htm>
- [21] D. Deirmendjian, *Electromagnetic Scattering on Spherical Polydispersions*, Elsevier, New York, 1969.
- [22] J. V. Winstanley, M. J. Adams, *Point Visibility Meter: A Forward Scatter Instrument for the Measurement of Aerosol Extinction Coefficient*, Applied Optics, Vol. 14, No. 9, September 1975.
- [23] S. A. Tjugum, J. S. Vaagen, T. Jakobsen, B. Hamre, *Use of Optical Scatter Sensors for Measurement of Visibility*, J. Environ. Monit., 2005, 7, 608-611.
- [24] H. C. Van de Hulst, *Light Scattering by Small Particles*, Dover Publications Inc, New York, 1981, ISBN 0-486-64228-3.
- [25] http://www.tpub.com/content/aerographer/14312/css/14312_138.htm
- [26] <http://www.smh.com.au/environment/rain-causes-sydney-traffic-chaos-20100203-nbqa.html>
- [27] http://www.its.pdx.edu/upload_docs/1260299269.pdf
- [28] <http://gergweb.sdsu.edu:8080/bio354/2000/Instruments/TErainbucket.gif>
- [29] <http://www.weathershack.com/images/tipping-bucket-rain-gauge.gif>
- [30] <http://www.novalynx.com/images/tipping-bucket-large.jpg>

- [31] <http://z.about.com/d/weather/1/0/w/0/-/-/Rain-gauge-animation.gif>
- [32] <http://shop.davisnet.com.au/images/WD.jpg>
- [33] <http://climate.met.psu.edu/data/frost/images/smgauge1.jpg>
- [34] <http://www.cimms.ou.edu/~cgodfrey/rain/fieldpix/gauge7.jpg>
- [35] J. R. Norbury, W. J. White, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 1971. Vol. 4, pp. 601-602.
- [36] http://www.distromet.com/1_index_e.htm
- [37] <http://www.biral.com/met/precipitation/lpm.htm>
- [38] L. Lanza (Italia), M. Leroy (Francia), C. Alexandropoulos (Francia), L. Stagi (Italia), W. Wauben (Holanda), *WMO Laboratory Intercomparison of Rainfall Intensity Gauges*, Trappes (Francia), Genoa (Italia), De Bilt (Holanda), Instruments and Observing Methods Report No. 84, WMO/TD-No. 1304, 2006., disponible en: http://www.wmo.int/pages/prog/www/IMOP/publications/IOM-84_Lab_RI/IOM-84_RIgauges_Sept2004-2005.pdf
- [39] Robert G. Knollenberg, *The Optical Array: An Alternative to Scattering or Extinction for Airborne Particle Size Determination*, *Journal of Applied Meteorology* 1970; 9: 86-103.
- [40] A. J. Illingworth, C. J. Stevens, *An Optical Disdrometer for the Measurement of Raindrop Size Spectra in Windy Conditions*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 1987; 4: 411-421.
- [41] Roberto Nebuloni, *Empirical Relationships between Extinction Coefficient and Visibility in Fog*, *Applied Optics*, Vol. 44, No. 18, pp. 3795-3804, 20 June 2005.
- [42] <http://www.atstechnology.ca/specs/odm.pdf>
- [43] Martin Grossklaus, Klaus Uhlig, Lutz Hasse, *An Optical Disdrometer for Use in High Wind Speeds*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 1998; 15: 1051-1059.
- [44] D. Atlas, C.W. Ulbrich, *Path- and Aera-integrated Rainfall Measurements by Microwave Attenuation in the 1-3-cm Band*, *J. Appl. Meteor.*, 1977, **16**, 1322-1331.
- [45] H.R. Pruppacher, R.L. Pitter, *A Semi-empirical Determination of the Shape of Cloud and Rain Drops*, *J. Atmos. Sci.*, 1971, **28**, 86-94.
- [46] Martin Löffler-Mang, Jürg Joss, *An Optical Disdrometer for Measuring Size and Velocity of Hydrometeors*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 2000; 17: 130-139.
- [47] Denby B., Prevotet J.C., Garda P., Granado B., Barthes L., Gole P., Lavergnat J., Delahaye J.Y., *Combining Signal Processing and Machine Learning Techniques for Real Time Measurement of Raindrops*, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 50, No. 6, Dec. 2001, pp. 1717-1724, Digital Object Identifier: 10.1109/19.982973.
- [48] J.Y. Delahaye, L. Barthès, P. Golé, J. Lavergnat, J.P. Vinson, *A Dual-beam Spectropluviometer Concept*, *Journal of Hydrology*, Volume 328, Issues 1-2, 30 August 2006, pp. 110-120.
- [49] F. Reverter Cubarsí, R. Pallàs Areny, *Circuitos de Interfaz Directa Sensor-Microcontrolador*, Marcombo Ediciones Técnicas, 2008, ISBN: 978-84-267-1502-9.
- [50] Sergey Y. Yurish, *Digital Sensors Design Based on Universal Frequency Sensors Interfacing IC*, *Sensors and Actuators A* 132 (2006) 265–270.
- [51] N.V. Kirianaki, S.Y. Yurish, N.O. Shpak, V.P. Deynega, *Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors*, John Wiley & Sons, Chichester (UK), 2002.
- [52] Nikolay V. Kirianaki, Sergey Y. Yurish, Nestor O. Shpak, *Methods of Dependent Count for Frequency Measurements*, *Measurement*, Vol. 29, Issue 1, January 2001, pp. 31-50.
- [53] http://www.sensorsportal.com/DOWNLOADS/UFDC_1.pdf
- [54] Walt Jung (Ed.), *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices Newnes Elsevier, 2006, ISBN 13: 978-0-7506-7844-5, ISBN 10: 0-7506-7844-5.
- [55] P. Hauptmann, *Resonant Sensors and Applications*, *Sens. Actuators A* 25-27 (1991) 371-377.
- [56] R.R. Stone, D.H. Phillips, W.B. Berg, *Technology Forecasts: Frequency and Time*, *Proceedings IEEE Conference on Technology Forecasts and Assess*, New York, USA, 1971, 54-55.
- [57] F. Reverter Cubarsí, R. Pallàs Areny, *Circuitos de Interfaz Directa Sensor-Microcontrolador*, Marcombo Ediciones Técnicas, 2008, ISBN: 978-84-267-1502-9.
- [58] “*Universal Frequency to Digital Converter*”, *New Products*, *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, (2005) 66.
- [59] Sergey Y. Yurish, *Intelligent Opto Sensors’ Interfacing Based on Universal Frequency-to-Digital Converter*, *Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest)*, Vol.56, Issue 6, June 2005, pp.326-334, ISSN 1726-5479.
- [60] Sergey Y. Yurish, *Data Acquisition Systems for Quasi-Digital Temperature Sensors Based on Universal Frequency-to-Digital Converter*, *Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest)*, Vol.57, Issue 7, July 2005, pp.341-351, ISSN 1726-5479.

- [61] Sergey Y. Yurish, *Practical Circuits and Interface Techniques for MEMS Accelerometers with Quasi-Digital Output*, Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol.58, Issue 8, August 2005, pp.352-359, ISSN 1726-5479.
- [62] Nikolay V. Kirianaki, Sergey Y. Yurish, *High Precision, Wide Speed Range Rotation Sensing with UFDC-1*, Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol.59, Issue 9, September 2005, pp.426-431, ISSN 1726-5479.
- [63] Sergey Y. Yurish, *Digital Humidity Sensors and Data Logger Design Based on Modern Frequency-to-Digital Converter*, Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol.59, Issue 9, September 2005, pp.419-425, ISSN 1726-5479.
- [64] Sergey Y. Yurish, *Intelligent Digital Pressure Sensors and Transducers Based on Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1)*, Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol. 60, Issue10 , October 2005, pp.432-438, ISSN 1726-5479.
- [65] Sergey Y. Yurish, *Digital Magnetic Sensors Based on Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1)*, Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol.61 , Issue 11, November 2005, pp.446-450, ISSN 1726-5479.
- [66] D. Ramírez Muñoz, D. Moro Pérez, J. Sánchez Moreno, S. Casans Berga, E. Castro Montero, *Design and Experimental Verification of a Smart Sensor to Measure the Energy and Power Consumption in a One-phase AC Line*, Measurement, Vol. 42, Issue 3, April 2009, pp. 412-419.
- [67] Santos E.J.P., Vasconcelos I.B., *RTD-based Smart Temperature Sensor: Process Development and Circuit Design*, 26th International Conference on Microelectronics, 2008, MIEL 2008, Volume , Issue , 11-14 May 2008, page(s):333 – 336.
- [68] Pereira J.M.D., Postolache O., Girao P.S.A, *Self-adaptable Method to Optimize the Performance of Frequency-to-Code Conversion Based Measurement Systems*, Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, 2005, IDAACS 2005, IEEE Volume , Issue , 5-7 Sept. 2005, page(s):295 – 298.
- [69] Pereira J.M.D., Banha C., Postolache O., Girao P.S., *Improving Accelerometers Performance Using Smart Sensing Techniques*, 5th IEEE Conference on Sensors, 2006, Volume , Issue , 22-25 Oct. 2006, page(s):654 – 657.
- [70] Dias Pereira J.M., Postolache O., Silva Girao P.A, *Low-Cost Tide Measurement System for Water Quality Assessment*, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006, IMTC 2006, Proceedings of the IEEE Volume , Issue , 24-27 April 2006, page(s):2226 – 2230.

3. Materiales y Métodos

3.1 Concepto de un visibilímetro con base en un UFDC

Tal como se ha explicado en la sección 2.1.1.3, la técnica adoptada por la mayoría de los visibilímetros para la estimación de la visibilidad en presencia de niebla, es la conocida como técnica de la dispersión frontal (“forward-scattering”). En esa misma sección, se ha presentado el trabajo de Winstanley y Adams y Tjugum, Vaagen, Jakobsen y Hamre, quienes, con base principalmente en el trabajo de Deirmendjian, han demostrado que el coeficiente de extinción es directamente proporcional a la irradiancia dispersada de un haz de luz detectada en un cierto ángulo. Bajo este principio, se han podido construir los visibilímetros MIRA y PVM para la estimación de la visibilidad.

En la sección 2.2.2 se justifica el uso de un convertidor universal de frecuencia a código digital (UFDC) como solución material innovadora de la etapa de adquisición de datos en sensores medioambientales para aplicaciones ITS. En este trabajo de investigación, se propone el diseño de un visibilímetro basado en el uso de un UFDC como un instrumento novedoso para la monitorización de la visibilidad en carreteras.

La figura 3-1 muestra el diagrama a bloques del visibilímetro propuesto.

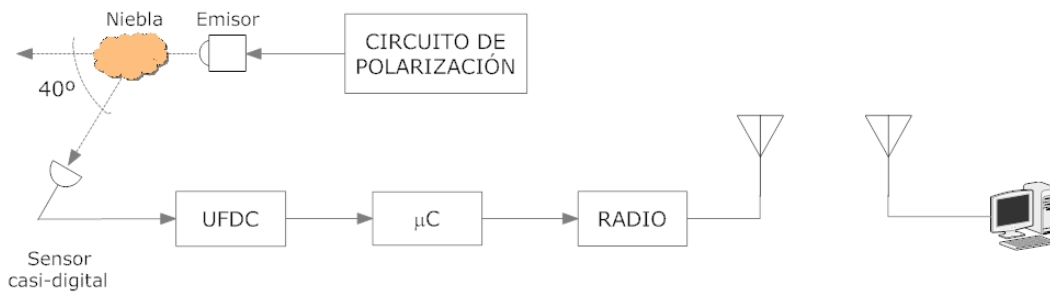


Figura 3-1. Diagrama a bloques del visibilímetro con base en un UFDC.

A continuación la descripción de las partes del sistema.

Emisor y circuito de polarización. El emisor genera un haz de luz que incide en el banco de niebla que dispersará dicho haz en múltiples direcciones. Interesa detectar la irradiancia dispersada por la niebla en el ángulo $\theta = 40^\circ$, donde la irradiancia detectada será proporcional al coeficiente de extinción (ver sección 2.1.1.3).

Sensor cuasi-digital. Es un sensor sensible a la longitud de onda de la luz dispersada por la niebla. El sensor cuasi-digital ha de generar un tren de pulsos cuya frecuencia sea proporcional a la irradiancia recibida.

UFDC. El convertidor universal de frecuencia a código digital (“Universal Frequency-to-Digital Converter—UFDC), se encarga de convertir la información contenida en la frecuencia de la señal de salida del sensor cuasi-digital en un código digital idóneo para el procesamiento de la información.

Microcontrolador (μC). Es el órgano de cálculo y control en el instrumento.

Radio. La información procesada por el instrumento será enviada a una PC a través de un medio de comunicación inalámbrico compatible con los sistemas digitales modernos. Esta etapa es necesaria de acuerdo a los requerimientos marcados por las aplicaciones ITS (sección 1.5).

En las siguientes secciones se describen los componentes empleados para cada subsistema.

3.1.1 Sistema óptico del instrumento

El sistema óptico del instrumento está formado por el emisor y su circuito de polarización y el sensor cuasi-digital. Está claro que la elección de estos componentes dependerá de las características de la luz a emitir.

Selección del emisor. No es difícil de imaginar que el tamaño de las partículas que forman un medio influye en la dispersión de un haz que incida en éste. La luz es dispersada con mayor eficiencia por partículas con un diámetro aproximadamente igual al de su longitud de onda. En nuestro caso, conviene que el medio presente una alta eficiencia de dispersión a la longitud de onda del haz incidente.

La bruma, la niebla, las nubes y las gotas de lluvia poseen un contenido alto de agua y, al mismo tiempo, un tamaño de partícula de:

- 5µm a 20 µm para las partículas de niebla y
- 200 µm a 2000 µm para las gotas de lluvia.

Una consecuencia del gran tamaño de las partículas de estos fenómenos naturales, es que la potencia de penetración de la radiación infrarroja a través de la niebla es difícilmente mejor que la de la luz visible [1, p. 415]. Si suponemos n partículas de un único radio a por cm^3 , entonces el coeficiente de extinción por unidad de longitud es [1, p. 415]:

$$\dagger = fa^2nQ \quad 3-1$$

Donde Q es el factor de eficiencia de dispersión, que depende, como es de imaginar, de la sección geométrica de la partícula G ¹². De acuerdo al tamaño de las partículas de la niebla, su factor de eficiencia será alto y, por lo tanto, la extinción será grande y casi independiente de la absorción, como ya se mencionó en la sección 2.1.1.3. Más aún, la extinción es virtualmente constante para las regiones del violeta, el visible y el infrarrojo cercano [1, p. 423]. Es por esta razón que los sistemas de comunicación inalámbricos basados en fuentes de luz láser en el infrarrojo cercano tienen dificultades de propagación a través de medios gaseosos como la niebla. Longitudes de onda típicas de operación de esos sistemas son: 0,785, 0,850 y 1,55 µm [2].

En conclusión, la selección de un emisor de luz en la región del infrarrojo cercano es conveniente para provocar una irradiancia por dispersión lo suficientemente grande para ser detectada por un receptor de una sensibilidad en la misma región.

¹² En general [1, p. 14] $Q = \frac{C}{G}$ donde C es la sección transversal donde incide la onda emitida.

Podría pensarse que un emisor láser infrarrojo podría ser conveniente para esta aplicación. Fuentes lumínicas diferentes a las fuentes láser se han reportado en la literatura como fuentes de luz para su uso con transmisímetros o medidores de visibilidad desde hace más de 30 años. Los ejemplos encontrados son:

- a) El instrumento PVM (“Point Visibility Meter”) [3] utilizaba un LED de GaAs modelo GAL3 de la casa Plessey como fuente de luz. Este dispositivo emitía 10 mW a corrientes instantáneas de 1 A. El PVM era un instrumento compacto que se utilizaba para medir el coeficiente de extinción mediante la técnica de la dispersión directa llegando a medir un valor máximo de 60 km^{-1} .
- b) El proyecto LIDEX [4], en los años 80s del siglo pasado, diseñó un instrumento para medir la función de dispersión volumétrica (VCF—Volume Scattering Function) de las aguas oceánicas mediante la técnica de la retrodispersión y utilizaba un LED infrarrojo con un ancho de banda centrado en los 880 nm. Por la misma época, el Laboratorio de Física Aplicada de la Universidad Johns Hopkins diseñó un instrumento para el mismo propósito utilizando una lámpara incandescente con filtros espectrales centrados en 490 y 532 nm, es decir, en el espectro visible.
- c) El sensor de visibilidad MIRA de la casa AANDERAA [5] es un instrumento de tecnología reciente que utiliza un LED infrarrojo centrado en 880 nm para medir un valor máximo de la visibilidad de 3 km, como se requiere en las aplicaciones de tráfico terrestre.

Puesto que se han comprobado buenos resultados con LEDs infrarrojos como fuentes lumínicas en sensores de visibilidad, se consideró pertinente utilizar este dispositivo en el sistema óptico del visibilímetro. Además:

- a) El coste de un LED infrarrojo es mucho menor que el de un LED láser (65 € contra 1€ como una comparación orientativa).
- b) Un LED láser requiere un acondicionador complicado que incorpore regulación de la corriente o de la potencia, protección contra corrientes inversas fuertes, un “snubber” para suavizar el encendido, compatibilidad con ESD y disipación de calor. Un LED infrarrojo es más fácil de manejar.

Como se podrá comprender con la información de las siguientes secciones, la elección del LED IR también dependerá de los problemas surgidos de la elección del fotodetector.

Selección del fotodetector. Puesto que una de las contribuciones, en este trabajo, consiste en utilizar un convertidor universal de frecuencia a código digital (UFDC) como dispositivo procesador de la información, es necesario el uso de un fotodetector cuasi-digital como sensor del visibilímetro que se propone.

Otro criterio de selección importante viene de la necesidad de que la sensibilidad del foto-detector sea máxima para la longitud de onda emitida. En este trabajo, se seleccionó un convertidor de luz a frecuencia de la casa ams, matrícula TSL245R, que combina un fotodiodo de silicio y un convertidor de corriente a frecuencia en un circuito integrado CMOS monolítico, como lo muestra el diagrama a bloques de la figura 3-2.

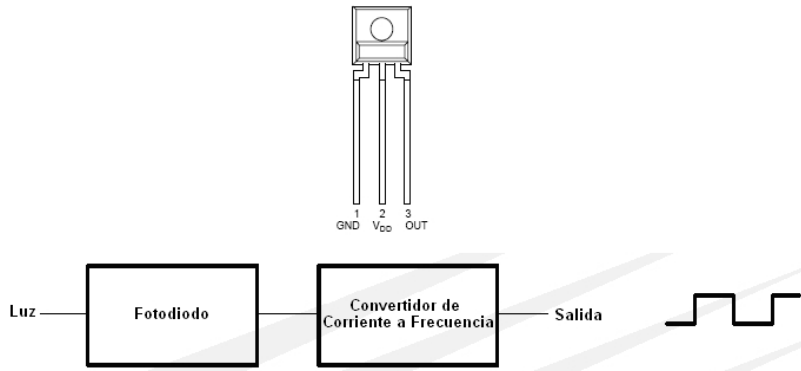


Figura 3-2. Aspecto físico y diagrama a bloques de las funciones del fotodetector TSL245R. Tomado y adaptado de [6].

Las principales características de este dispositivo [6] se resumen en la tabla 3-1.

Tabla 3-1. Características del fotodetector del visibilímetro.

CARACTERÍSTICA	VALOR	UNIDADES
Pico de sensibilidad	940	nm
Responsividad a la irradiancia @ 940 nm	0.5	kHz/($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)
Rango de irradiancia detectable	0.001-1000	$\mu\text{W}/\text{cm}^2$

Este sensor se fabrica con un lente que integra un filtro para la luz visible. En el visibilímetro, este sensor se alimenta de un regulador 7805.

Recuérdese del capítulo 2, Secc. 2.1.1.3, que el receptor de los sensores de visibilidad por dispersión frontal ha de colocarse en un ángulo en el intervalo $\theta \in [20^\circ, 50^\circ]$, en el caso más general, con respecto a la línea de incidencia del haz del emisor. Esta disposición se comprende mejor observando la figura 3-3.

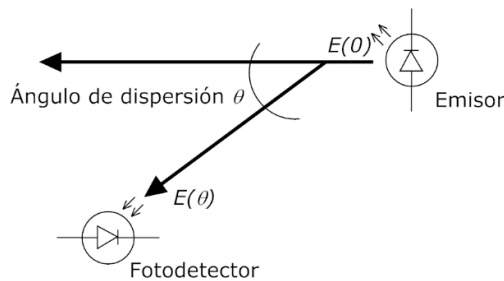


Figura 3-3. Diagrama de la disposición del sensor cuasi-digital para funcionar como sensor de visibilidad.

El ángulo elegido en el diseño del visibilímetro ha sido $\theta = 40^\circ$. El fotodetector cuasi digital, como es de esperarse, genera un tren de pulsos TTL con un ciclo de trabajo del 50% de frecuencia proporcional a la irradiancia recibida. La función característica de transferencia del sensor cuasi-digital es [7]:

$$f_o = R_e E_e + f_D \quad 3-2$$

Donde:

- f_O es la frecuencia de salida del sensor,
- R_e es la responsividad del dispositivo para una longitud de onda dada (unidades: kHz/ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$),
- E_e es la irradiancia incidente (unidades: $\mu\text{W}/\text{cm}^2$) y
- f_D es la frecuencia de salida para la condición de oscuridad ($E_e = 0$).

La frecuencia en condiciones de oscuridad (“dark frequency”) es muy pequeña (< 0,5 Hz) y, por lo tanto, despreciable. La ecuación 3-2 puede entonces escribirse como:

$$f_O \approx R_e E_e \quad 3-3$$

Los fabricantes o diseñadores de fotodetectores reportan la curva del voltaje o frecuencia de salida en función de la irradiancia [7], [8], [9] para una longitud de onda particular λ_p , por ejemplo, el fabricante del emisor seleccionado [7] reporta la curva de la ecuación 3-2 para $\lambda_p = 940$ nm. Está claro que, cuando el fotodetector cuasi-digital se expone a luz ambiental, éste genera una señal de salida con una frecuencia proporcional a la magnitud de la irradiancia recibida, la cual a su vez es una función de la longitud de onda presente, de modo que:

$$\begin{aligned} f_{\lambda_0} &= R_{e0} E_e \\ f_{\lambda_1} &= R_{e1} E_e \\ f_{\lambda_2} &= R_{e2} E_e \\ &\bullet \\ &\bullet \\ f_{\lambda_p} &= R_{ep} E_e \\ &\bullet \\ &\bullet \\ f_{\lambda_x} &= R_{ex} E_e \end{aligned} \quad 3-4$$

Surge entonces el problema de encontrar un método para detectar exclusivamente la irradiancia de dispersión E_e para $\lambda = 40^\circ$, $E_e(40^\circ)$, con la longitud de onda λ_x y la responsividad R_{ex} para poder generar la frecuencia f_x correcta y rechazar cualquier otra irradiancia con diferente longitud de onda. Este problema ha sido atacado de la siguiente manera:

1° Obtener la característica experimental de la frecuencia en función de la irradiancia (f vs E) para diferentes valores de la longitud de onda. Esta característica es necesaria para investigar la dependencia de la salida en frecuencia del sensor cuasi-digital con relación al rango de longitudes de onda que el sensor es capaz de captar. Si, como podría esperarse, la respuesta del sensor depende de la longitud de onda recibida, será necesario añadir al sistema óptico unos componentes que permitan restringir la respuesta del sensor a una sola longitud de onda de trabajo o, por lo menos, a un rango estrecho de longitudes de onda alrededor de la longitud de onda de trabajo.

2° Trazar la curva de la responsividad relativa en función del intervalo de longitudes de onda, $R = f(\lambda)$, para el cual el fotodetector es sensible. Las características de los

componentes ópticos adicionales para restringir la respuesta del sensor cuasi-digital estarán especificadas con base en el valor de la longitud de onda que determina su máxima responsividad y, entonces, se ha de investigar también la responsividad del sensor en función de la variación de la longitud de onda recibida.

3° Validar la solución material. Una vez seleccionada la solución material, el nuevo sistema óptico del sensor se ha de validar a fin de comprobar su eficacia.

El método experimental se describe a continuación.

3.1.2 Método y materiales para obtener la característica experimental de la frecuencia de salida del sensor cuasi-digital en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida

Los límites del rango dinámico de la función $f_o = g(E_e)$ son:

$$\lambda \in [800, 1100] \text{ nm}$$

los cuales se han obtenido de la respuesta espectral reportada por el fabricante del sensor cuasi-digital [7] que se muestra en la figura 3-4. En esa misma figura, se puede hacer una aproximación gráfica para obtener el valor de la longitud de onda correspondiente a la máxima responsividad del sensor y donde el resultado obtenido es $R(912 \text{ [nm]}) = 1$.

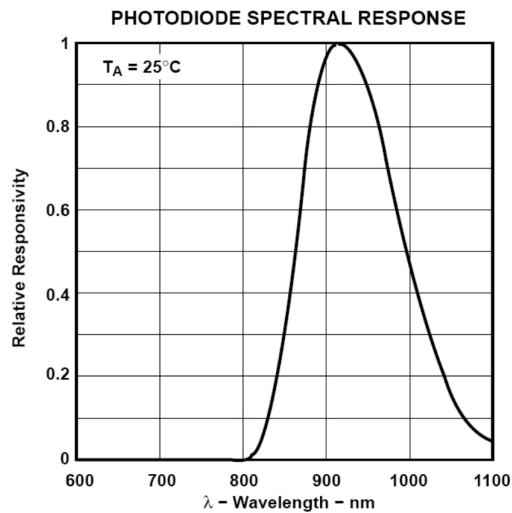


Figura 3-4. Gráfica de la respuesta espectral del fotodiodo cuasi-digital utilizado en el visibilímetro, Tomado de [7].

Está claro que el sensor puede tener una respuesta significativa para haces incidentes con longitudes de onda en el intervalo aproximado [880 nm, 980 nm].

Un dispositivo capaz de generar un haz de luz de longitud de onda variable es un mon cromador. Puesto que se requiere un conjunto de valores para la frecuencia de salida del sensor IR cuasi-digital, es necesario variar la intensidad luminosa de la fuente de luz

del monocromador a una longitud de onda . El monocromador disponible en el Laboratorio de Sensores y Señales (México) es el modelo 270M de la casa Spex. Sin embargo, la fuente luminosa de este monocromador no es variable y ha debido calibrarse un variac para hacer corresponder voltajes ajustados en éste con valores calibrados de irradiancia. El montaje experimental para la calibración del variac se muestra en la figura 3-5.

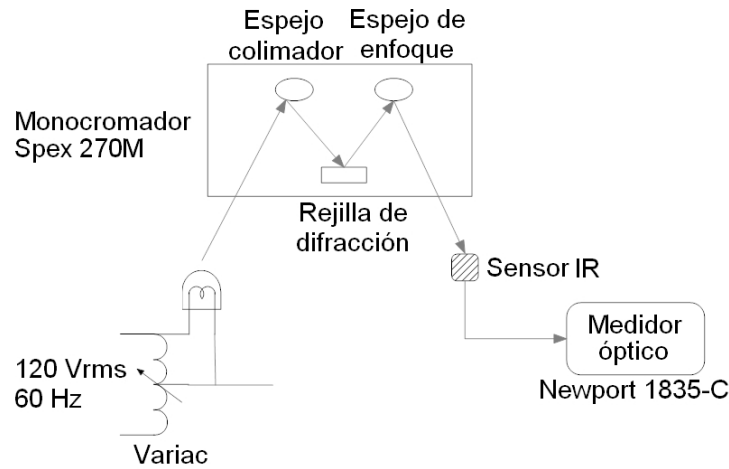


Figura 3-5. Diagrama del montaje experimental para la calibración del variac.

Calibración del variac. El autotransformador variable (variac) permite variar el voltaje CA del sector eléctrico, con lo cual se puede variar la intensidad luminosa de la lámpara del monocromador. El fotodetector DET110 de la casa THORLABS, conectado a un medidor óptico Newport 1835-C, se ha colocado en la ventanilla de salida del espejo de enfoque del monocromador, donde se proyecta el haz luminoso con la longitud de onda ajustada en el monocromador. El dial del variac se ajusta para varias posiciones de su flecha indicadora y los valores de irradiancia, medidos en el medidor óptico, se van registrando. De esta manera, es posible asociar las posiciones elegidas del variac con valores específicos de la irradiancia generada por el monocromador. El montaje de la figura 3-5 permite entonces obtener experimentalmente la función $E [\mu\text{W}/\text{cm}^2] = f(V_{RMS} [\text{V}])$.

Registro de la característica $f_o = g(E_e)$. Una vez que la escala del variac ha sido calibrada a la escala de irradiancia del monocromador, se polariza el sensor cuasi-digital y se coloca frente a la ventanilla del espejo de enfoque. Al mismo tiempo, un frecuencímetro, modelo FCA3100 de la casa Tektronix, se conecta a la salida del sensor cuasi-digital para registrar la frecuencia de salida. El controlador electrónico del monocromador permite el ajuste de la longitud de onda. Un diagrama de este montaje experimental se muestra en la figura 3-6.

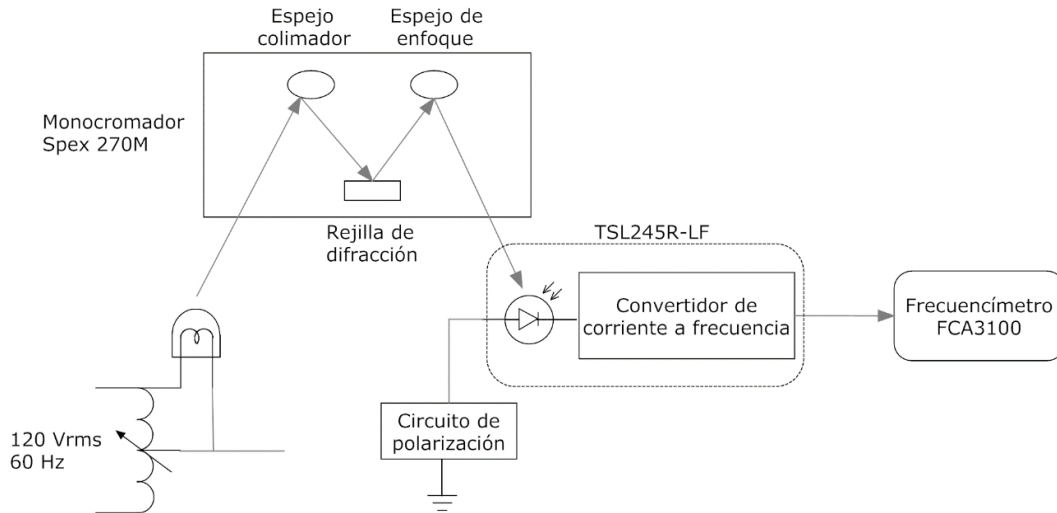


Figura 3-6. Diagrama del montaje experimental para obtener la función $f_o = g(E_e)$.

Por lo tanto, el montaje de la figura 3-6 permite obtener, de manera experimental, la función f [Hz] = $g(E$ [$\mu\text{W}/\text{cm}^2$]) = $h(V_{RMS}$ [V]). Las figuras 3-7 y 3-8 muestran fotografías del montaje en laboratorio.

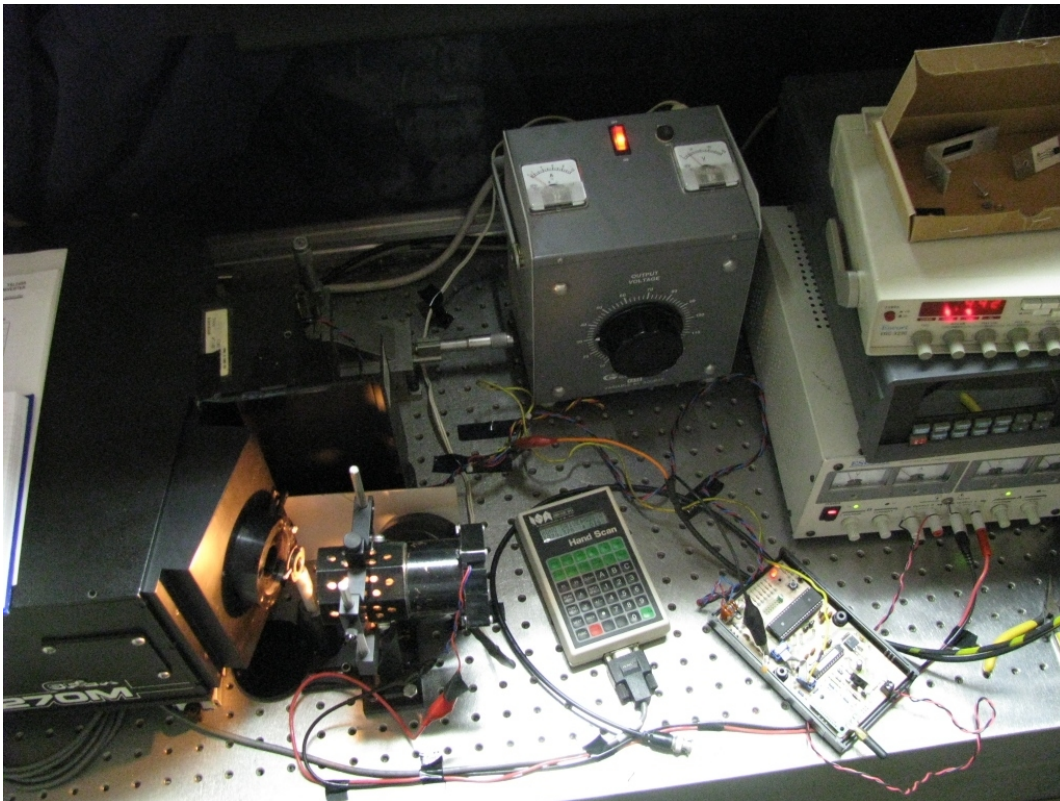


Figura 3-7. Fotografía de los montajes experimentales para obtener la respuesta del fotodiodo cuasi-digital en función de la longitud de onda.



Figura 3-8. Fotografía del montaje detallado del monocromador.

3.1.3 Método y materiales para obtener la característica experimental de la responsividad relativa del sensor cuasi-digital en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida

El montaje experimental de la figura 3-6 fue nuevamente utilizado para obtener la curva de la responsividad relativa en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida por el sensor cuasi-digital. Esta vez, se obtenían los valores de $R_e = \frac{f_o}{E_e}$ para diferentes valores de λ ajustados en la terminal de control del monocromador.

3.1.4 Resultados de las caracterizaciones

La figura 3-7 muestra el resultado de la calibración de la escala del variac que permite conocer la irradiancia emitida a una longitud de onda ajustada en el monocromador. En esa figura se constata la consistencia del rango de medición del fotodetector DET110 con el del fotodetector del visibilímetro TSL245R.

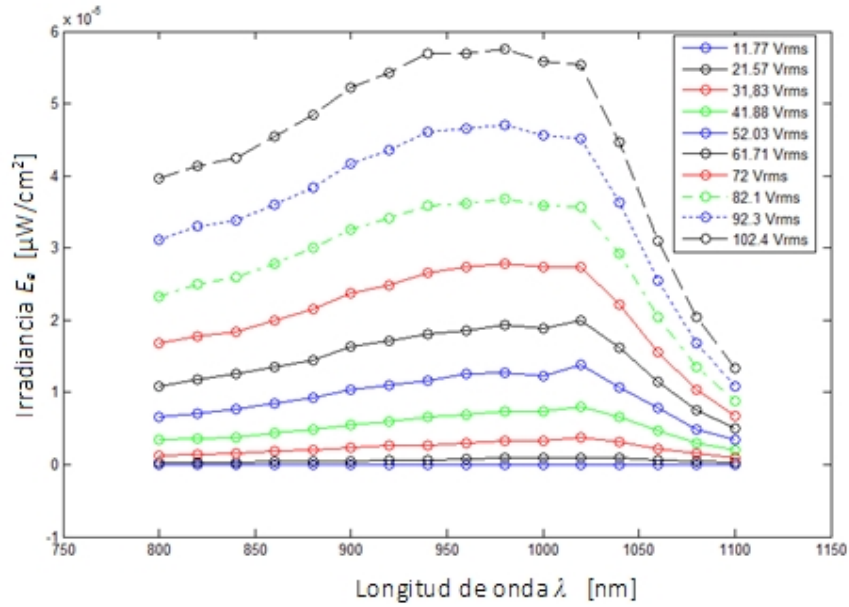


Figura 3-7. Gráficas de la familia de funciones experimentales E_e vs λ correspondientes a distintos valores de voltaje del variac

La figura 3-8 muestra el resultado de obtener experimentalmente la familia de funciones $f_o = g(E_e)$.

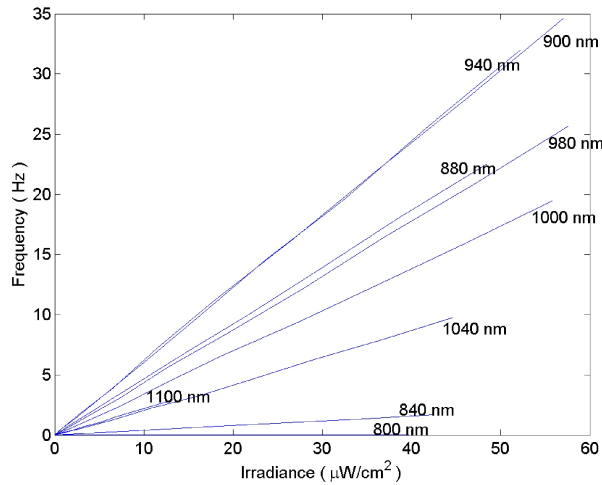


Figura 3-8. Gráficas de la familia de funciones experimentales $f_o = g(E_e)$ correspondientes al sensor cuasi-digital TSL245R-LF.

La figura 3-9 muestra el resultado de obtener experimentalmente la curva de la función $R_e = f(\lambda)$. Solamente se muestra el resultado para la máxima irradiancia emitida por el monocromador $\sim 58 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ($V_{RMS} = 102.4 \text{ V}$).

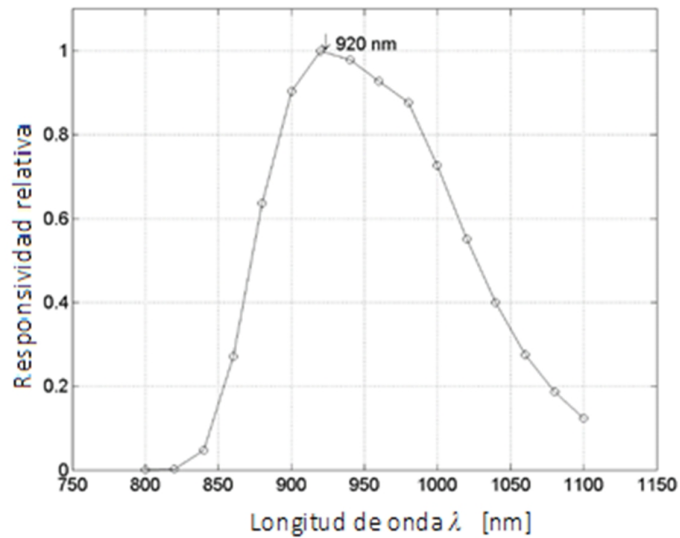


Figura 3-9. Gráfica que muestra la variación experimental de la responsividad relativa en función de la longitud de onda para el sensor TSL245R cuando la irradiancia es máxima $\sim 58 \mu\text{W}/\text{cm}^2$.

3.1.4.1 Discusión sobre los resultados experimentales

Las curvas características mostradas en la figura 3-8 muestran que la salida del sensor TSL245R depende no solamente de la intensidad luminosa recibida sino de la longitud de onda a la cual esta intensidad es emitida. Por lo tanto, es necesario que el sensor del visibilímetro reciba una intensidad luminosa dispersada a una única longitud de onda o, cuando menos, en un espectro estrecho de longitudes de onda.

A diferentes irradiancias, existe un solo valor de responsividad máxima centrado en $\lambda = 920 \text{ nm}$ (diferente a 912 nm según el fabricante). Por lo tanto, la fuente de luz en el sistema óptico del visibilímetro deberá emitir en esta longitud de onda o en sus cercanías. Por otro lado, el sensor cuasi-digital ha de adaptarse para recibir únicamente la irradiancia a la longitud de onda de máxima responsividad.

3.1.5 Búsqueda de la solución material para adaptar el fotodetector cuasi-digital

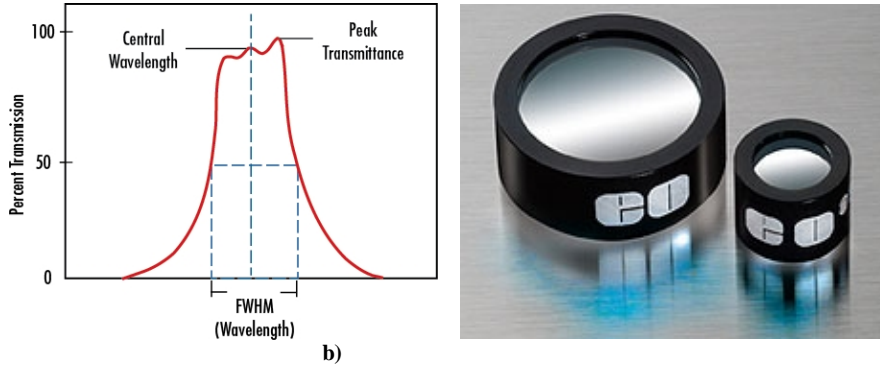
La adaptación del fotodetector cuasi-digital se puede implementar de dos maneras, aunque es posible que no sean las únicas.

Primera solución. Consiste en adaptar al sensor un filtro pasabanda de interferencia—FPI (“Bandpass Interferente Filter”), con una longitud de onda centrada alrededor de los 920 nm y un ancho de banda angosto.

Segunda solución. Consiste en adaptar al sensor un filtro de muesca ajustable (“tunable top notch filter”).

Debido principalmente al coste, la primera solución fue finalmente adoptada. Además es la solución más sencilla.

El FPI es un componente disponible comercialmente [10]. De acuerdo a la respuesta experimental del fotodiodo, se ha seleccionado el filtro NT67-795 de la casa Edmund con una longitud de onda central de 950 nm, un ancho de banda de 10 nm y un diámetro de 12.5 mm. La figura 3-9 a) muestra la respuesta típica del filtro y la figura 3-9 b) el aspecto de éste.



a) b) **Figura 3-9.** a) Gráfica de la respuesta típica del filtro pasabanda de interferencia; b) Fotografía del aspecto físico del filtro. Tomado de [11].

3.1.6 Resultados experimentales de la respuesta del fotodetector cuasi-digital adaptado

El montaje de la figura 3.6 y la técnica asociada descrita anteriormente para este experimento vuelven a utilizarse para obtener la respuesta del fotodetector cuasi-digital adaptado, es decir, provisto del FPI. En este nuevo experimento, se obtuvo la respuesta del sensor para un barrido en el intervalo $\lambda \in [940 \text{ nm}, 960 \text{ nm}]$. La figura 3-10 muestra el resultado.

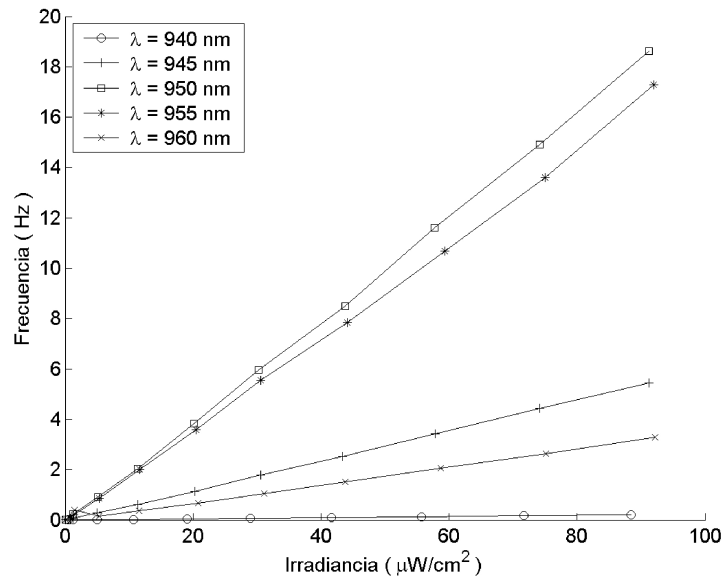


Figura 3-10. Gráficas de la respuesta del fotodiodo cuasi-digital provisto del filtro pasabanda de interferencia.

3.1.6.1 Discusión sobre los resultados experimentales

Las gráficas de la figura 3-10 demuestran que el FPI NT67-795 adaptado a la montura del fotodiodo cuasi-digital, restringe la captación de luz alrededor de la longitud de onda de interés ($\lambda = 950 \text{ nm}$) con una tolerancia de $\pm 5 \text{ nm}$ como se esperaba. El espectro de luz pasante permitirá entonces obtener, con un error de $\pm 0.5\%$, la señal de frecuencia de interés.

3.1.7 Selección del emisor del visibilímetro

A partir de las especificaciones del FPI y de la respuesta del sensor de la figura 3-9, se ha seleccionado un LED infrarrojo (LED IR) de GaAs, modelo SFH4503, marca OSRAM Optosemiconductors [12] con las características indicadas en la tabla 3-2.

Tabla 3-2. Características del emisor del visibilímetro.

CARACTERÍSTICA	VALOR	UNIDADES
Longitud de onda	950	nm
Flujo radiante total	40	mW
Intensidad radiante típica	250	mW/sr

Estas características aseguran una dispersión de buena eficiencia. La responsividad del sensor no se ve afectada sensiblemente, ya que a 950 nm $R_e|_{950\text{nm}} = 0.9$.

Montaje óptico del emisor. En [12], la distancia de la punta del LED IR a un detector no se especifica en el patrón de radiación del dispositivo. Es por esta razón que es necesario montar frente al LED IR un lente plano convexo de 25 mm de diámetro como lente colimador de manera a restringir la muestra de niebla radiada. Los detalles del lente pueden consultarse en [13]. La figura 3-11 muestra el dibujo mecánico de la montura del emisor. En esta figura, el acrónimo BFL corresponde a la *longitud focal trasera* (“Back Focal Length”), distancia a la cual se fijó la punta del LED IR para coincidir con el foco del lente y lograr la colimación de la luz emitida. La montura del LED es movable y permite desplazar el LED IR hacia atrás o hacia delante y lograr un ajuste fino de la posición del LED al foco del lente.

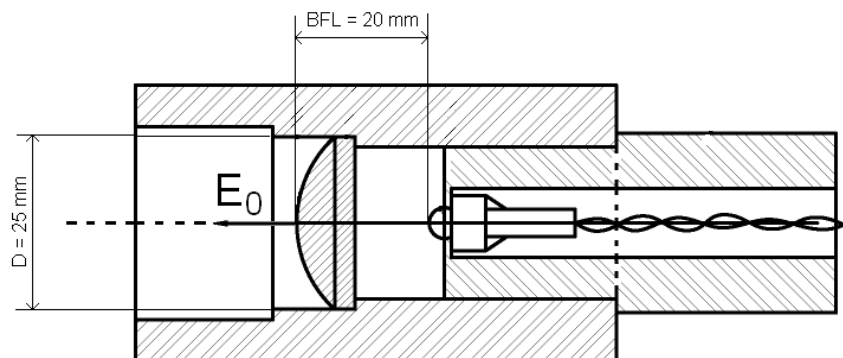


Figura 3-11. Dibujo mecánico de la montura del emisor.

Polarización del LED IR. Como se ha mencionado, interesa detectar una irradiancia dispersada con la mayor intensidad posible. Esta especificación exigiría aumentar la corriente de polarización del LED. Sin embargo, existe un compromiso entre preservar una baja temperatura de unión en el LED y forzarlo a una alta emisión. En [13] se puede observar que la máxima corriente I_F permisible para tener una temperatura de unión $T_A < 30^\circ \text{C}$ es $I_F = 100 \text{ mA}$.

3.1.8 Método y materiales para obtener la característica experimental del LED IR

A fin de conocer un voltaje de polarización para fijar el punto de funcionamiento del LED IR lo más cercano posible a la corriente máxima segura, se diseñó el montaje de la figura 3-12, el cual permite establecer con una incertidumbre de $\pm 0.01 \text{ V}$ el voltaje de funcionamiento V_F .

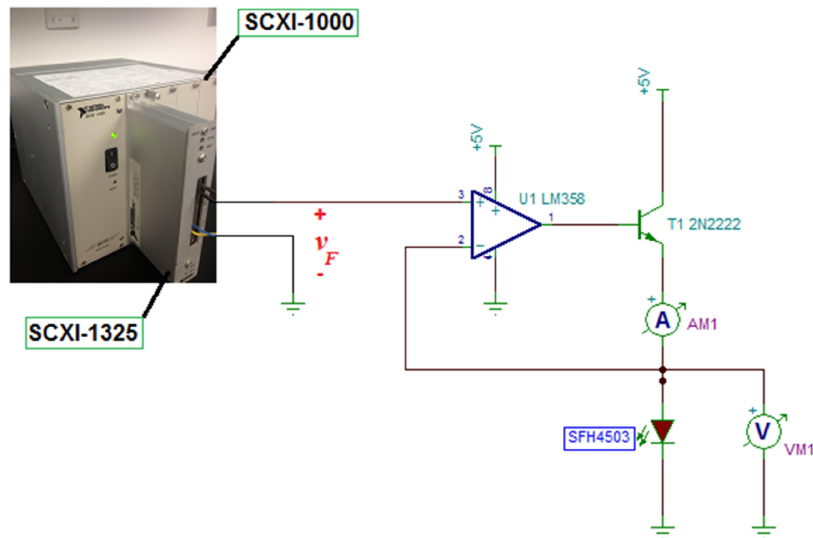


Figura 3-12. Esquema eléctrico del montaje para registrar la característica $i_F = f(v_F)$ del LED IR.

En la figura 3-12 el chasis SCXI-1000 es un acondicionador de señal automatizado de la casa National Instruments que cuenta con 4 ranuras para conectar diferentes módulos de acondicionamiento. En este caso, se requiere generar el voltaje de polarización v_F en el LED IR de manera exacta. Esto se logra aprovechando las salidas analógicas que ofrece el módulo SCXI-1325 que cuenta con convertidores digitales-analógicos (Digital-to-Analog Converter—DAC) comandadas desde una PC regular.

El amplificador operacional LM358 transmite el voltaje de polarización v_F generado desde el módulo SCXI-1325 al LED IR. Por propiedades físicas de la unión PN del LED, se definirá el valor de corriente correspondiente a ese voltaje a través del LED, la cual es suministrada por el “driver” de corriente formado por el LM358 y el BJT 2N2222. El panel frontal del programa LabView para controlar la variación de v_F se muestra en la figura 3-13 y la programación gráfica correspondiente se muestra en la figura 3-14.

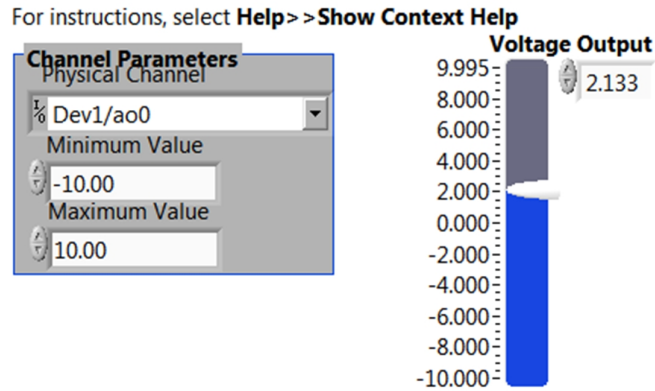


Figura 3-13. Diagrama del panel frontal del programa LabView para generar y controlar el voltaje v_F en el SCXI-1325.

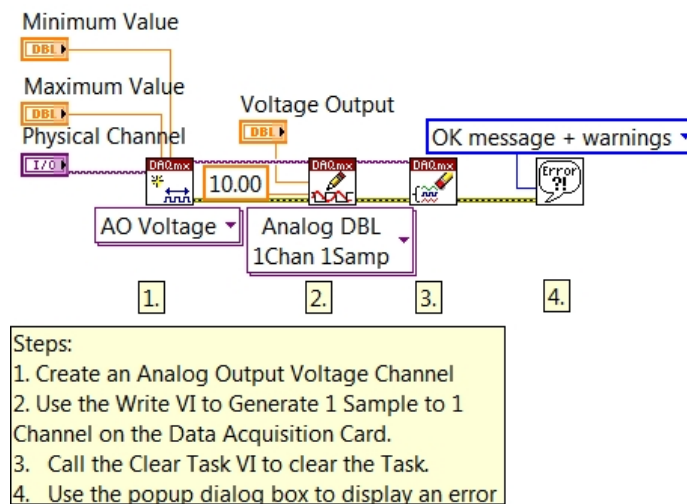


Figura 3-14. Diagrama a bloques de la programación gráfica LabView para controlar la variación de v_F .

La programación G mostrada en la figura 3-14 se ha obtenido del buscador de ejemplos del entorno LabView 8.5 al seguir la siguiente ruta: Help > Find Examples > Hardware Input and Output > DAQmx > Analog Generation > Voltage > Gen Voltage Update.vi. Conforme se va fijando el voltaje v_F desde el panel frontal (voltaje output, figura 3-13), la corriente i_F se mide con un amperímetro AM1 (figura 3-12) y el voltaje v_F , a su vez, con un voltímetro VM1. La gráfica experimental del rango dinámico de los valores (v_F , i_F) se muestra en la figura 3-15 para el LED IR SFH4503.

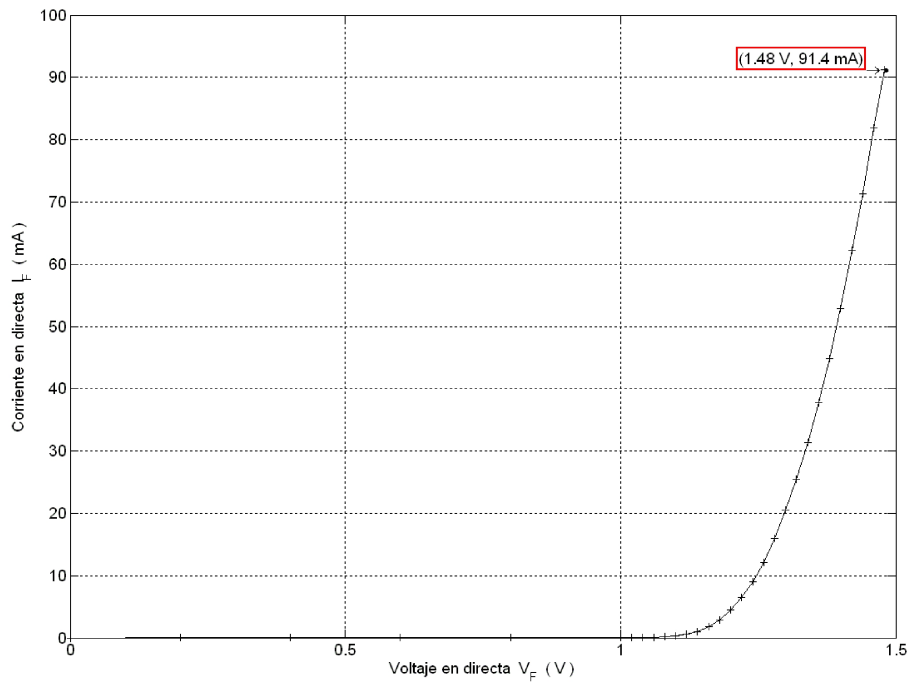


Figura 3-15. Curva experimental característica del LED IR SFH4503.

El punto de funcionamiento (v_F , i_F) = (1,48 V, 91,4 mA) es el punto que el circuito de polarización ha permitido obtener con el mejor acercamiento a $I_F = 100$ mA. Finalmente, el circuito para polarizar el LED IR para el punto de funcionamiento seleccionado se muestra en la figura 3-16.

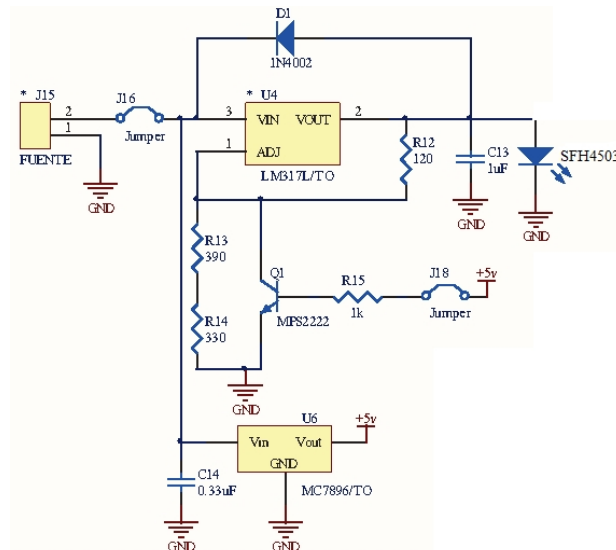


Figura 3-16. Diagrama eléctrico que muestra el circuito de polarización del LED IR SFH4503.

3.1.9 Método y materiales para validar la solución material de la adaptación del sensor

El estudio de la solución material para la supresión de la luz ambiente captada por el visibilímetro, finaliza con la comparación entre la respuesta del sensor cuasi-digital a la longitud de onda $\lambda = 950 \text{ nm}$ con el FPI en condiciones de laboratorio (obtención de la respuesta en la oscuridad) y en condiciones de campo (en exteriores con luz de día). El montaje experimental para ambas mediciones se muestra en la figura 3-17.

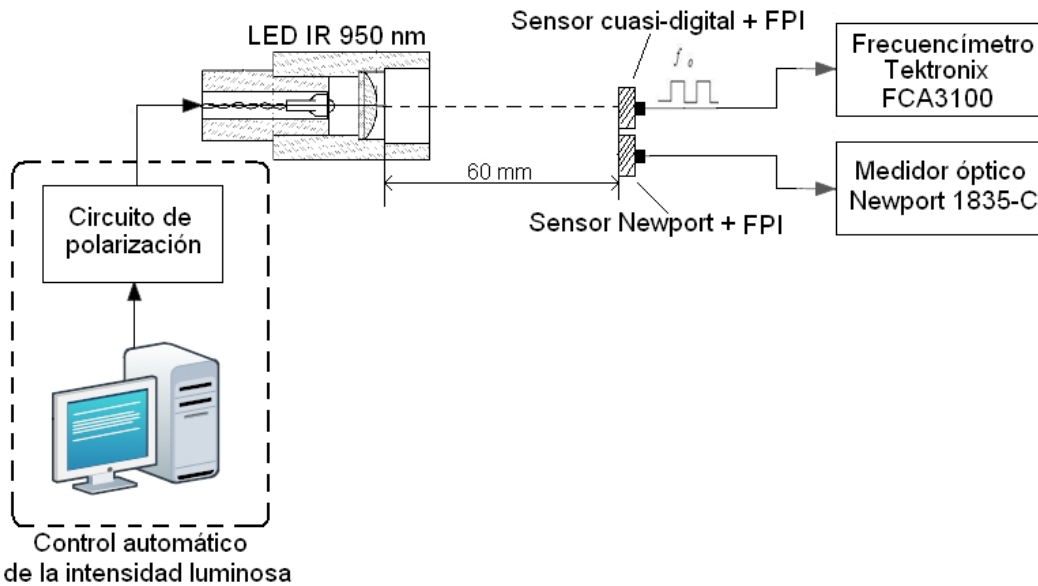


Figura 3-17. Diagrama que muestra el montaje experimental para la medición de la respuesta del fotodiodo cuasi digital con el filtro pasabanda de interferencia para las pruebas en laboratorio y en campo.

El control automático de la intensidad luminosa del LED IR se realiza controlando un circuito de polarización desde el programa .vi de LabVIEW descrito en la sección 3.8. La irradiancia es recibida por el sensor cuasi-digital, el cual responde con una señal de frecuencia medida con un frecuencímetro Tektronix FCA3100, y por el sensor del medidor óptico Newport 1835-C, el cual mide este nivel de irradiancia. La figura 3-18 muestra una foto del montaje experimental probado en campo y, como se ha mencionado, es el mismo utilizado en laboratorio. La figura 3-19 es una fotografía que muestra en detalle el montaje óptico.



Figura 3-18. Fotografía que muestra el montaje experimental para la prueba final en campo del sistema óptico del visibilímetro.

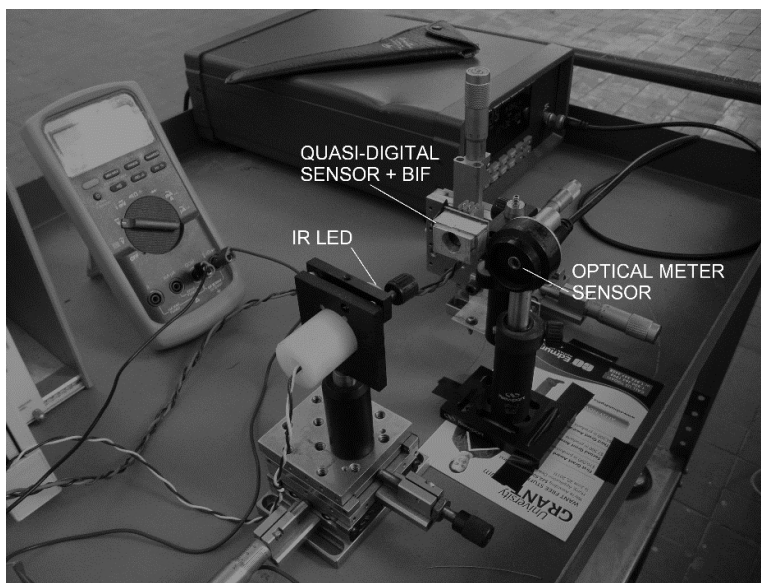


Figura 3-19. Fotografía que muestra el montaje experimental para la prueba final en campo del sistema

3.1.10 Resultados sobre la solución material propuesta

La figura 3-20 muestra la respuesta del sensor cuasi-digital provisto del filtro pasabanda de interferencia (sensor + FPI) en condiciones de laboratorio (oscuridad) y la figura 3-21 es la respuesta del sensor + FPI en condiciones de campo (en exteriores con luz de día). En ambos casos, se ha aplicado un ajuste lineal de primer orden a los datos registrados.

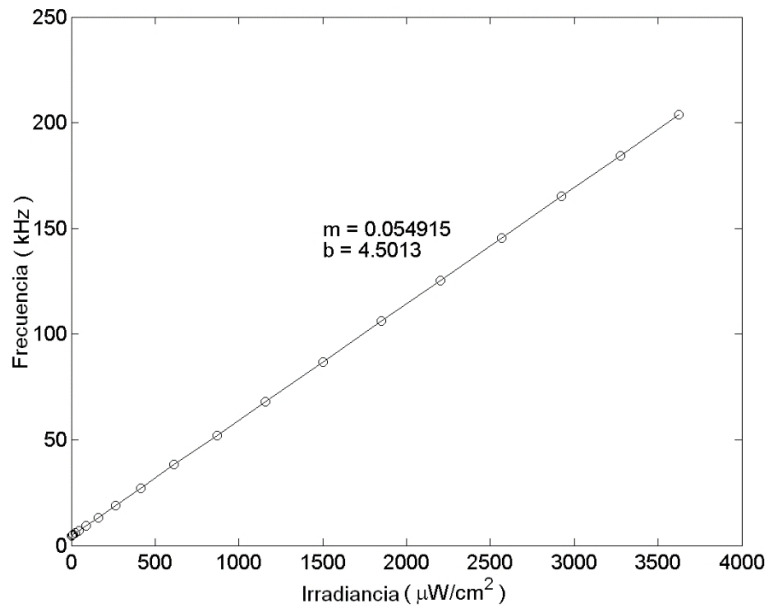


Figura 3-20. Gráfica de la respuesta del sensor+FPI en condiciones de laboratorio.

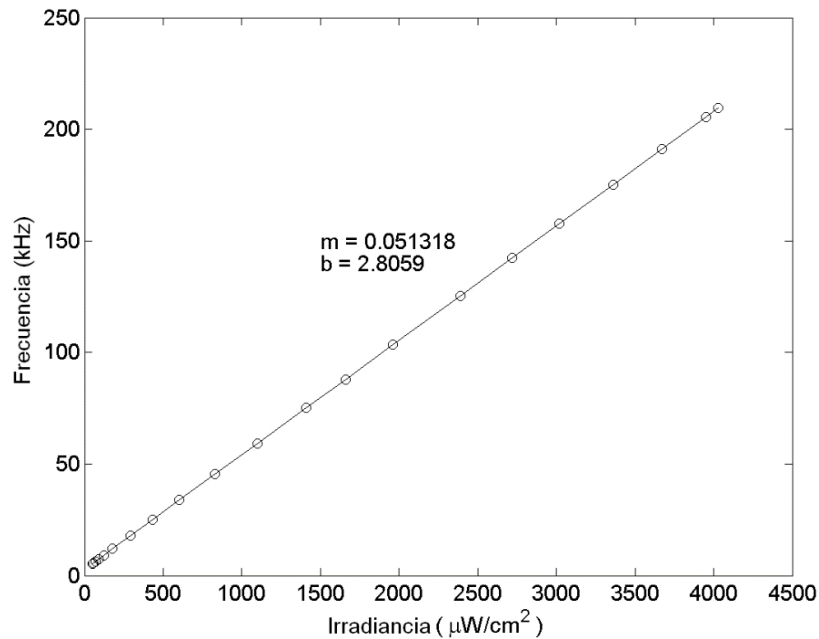


Figura 3-21. Gráfica de la respuesta del sensor+FPI en condiciones de campo.

En el primer caso, figura 3-20, la pendiente es $m_l = 0.0549 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$ y en el segundo caso, figura 3-21, es $m_c = 0.0513 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

3.1.11 Conclusiones sobre la validación

Los resultados del experimento para obtener la frecuencia del sensor cuasi-digital en función de la irradiancia recibida, han mostrado la variabilidad de la salida del sensor cuando se varía la longitud de onda de la irradiancia generada por la fuente de luz. Las características obtenidas revelan la buena linealidad del comportamiento estático del sensor y ayudan a predecir que su sensibilidad aumenta en la vecindad de los 900 nm. El monocromador Spex 270M permitió el registro de las características $f[\text{Hz}] = g(E[\mu\text{W}/\text{cm}^2])$ en el rango de 800nm a 1100nm con incrementos de 10 nm.

Los resultados del experimento para obtener la responsividad del sensor en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida, se resumen en la tabla 3-3.

Tabla 3-3

	Responsividad relativa máxima	[nm]	Diferencia [%]
Dato fabricante	1	940	
Medición	1	920	
			+0.87

Los resultados de la tabla 3-3 son útiles para elegir la longitud de onda de la luz emitida por la fuente de luz del sensor del visibilímetro y, de esta manera, obtener máxima sensibilidad de la respuesta del instrumento. Desafortunadamente, la fuente de luz (LED IR) disponible en el mercado, con la potencia lumínica especificada de 40 mW, emite a 950 nm. Este valor corresponde a una responsividad relativa en el sensor de poco más de 0.9, aunque con ello no se compromete apreciablemente la sensibilidad del instrumento.

La eficacia del método para la medición de la luz dispersada por niebla con las modificaciones al sistema óptico del visibilímetro, ha sido validado en laboratorio, constatándose que la señal de frecuencia generada por el sensor cuasi-digital del instrumento, en condiciones de laboratorio (oscuridad), se corresponde con la irradiancia dispersada que interesa recibir, en campo con luz de día. Los resultados de las mediciones se pueden observar en la tabla 3-4.

Tabla 3-4

	Responsividad a la irradiancia [$\mu\text{W}/\text{cm}^2$]	Diferencia [%]
Laboratorio	0.0549	
Campo	0.0513	
		~6

La pequeña diferencia en las responsividades a la irradiancia se ha logrado, en la solución material, con un FPI frecuencia central = 950 nm, con una tolerancia de ± 5 nm.

El nuevo sistema óptico del visibilímetro será utilizado para la validación final del instrumento en las pruebas de laboratorio para obtener el rango de medición de la visibilidad.

Finalmente, cualquier detector óptico en instrumentos utilizados en aplicaciones ITS, tales como visibilímetros, transmisómetros, disdrómetros ópticos, detectores de lluvia, etc., el cual se usa para medir luz directamente o detectar luz para obtener otra cantidad física y que incorpora un fotodetector cuasi-digital, requerirá, necesariamente, alguna solución material para proveer al sensor de un medio de rechazo de interferencias lumínicas. Los métodos de caracterización de un sensor lumínico cuasi-digital presentados en esta sección, pueden ayudar a sugerir una solución material para proteger la señal del sensor.

3.1.12 Interconexión sensor-microcontrolador

La interconexión sensor-microcontrolador la componen básicamente el sensor casi-digital, el UFDC-1 y el microcontrolador. Se describe a continuación el criterio para la selección de este último.

Criterios de selección del microcontrolador. Existen varios criterios que han influido en la selección del microcontrolador del visibilímetro. Se relacionan a continuación:

- Puesto que se utiliza un convertidor de frecuencia a código digital de características mejoradas (UFDC-1), externo al microcontrolador, no se requieren dispositivos de conversión numérica (ADC) integrados al procesador.
- El microcontrolador deberá incluir un puerto SPI (“Serial Peripheral Interface”) ya que la configuración automática, desde el microcontrolador, se realiza a través del puerto SPI del UFDC-1. Eventualmente, el microcontrolador podría programarse sobre el PCB del instrumento por medio de la técnica ISP (In-System Programming), lo que requiere el uso del puerto SPI.
- El microcontrolador ha de contar con una USART (“Universal Synchronous and Asynchronous serial Receiver and Transmitter”) para la interconexión a un módulo de comunicaciones inalámbrico.
- La generación de señales de control (interrupción de la corriente al LED IR), de monitorización de los sistemas internos (señal CCD del módulo Bluetooth, calibración), interrupciones externas al sistema (inicio de la medición por condición favorable) y señalizaciones, requieren de un microcontrolador con, al menos, dos puertos de E/S.

Los criterios arriba mencionados condujeron a seleccionar al ATmega162 de la casa ATMEL como órgano de procesamiento para este proyecto. Las características de este microcontrolador se pueden consultar en [14].

En la figura 3-22 se muestra el esquema de la solución material correspondiente al conjunto de la interconexión sensor-microcontrolador.

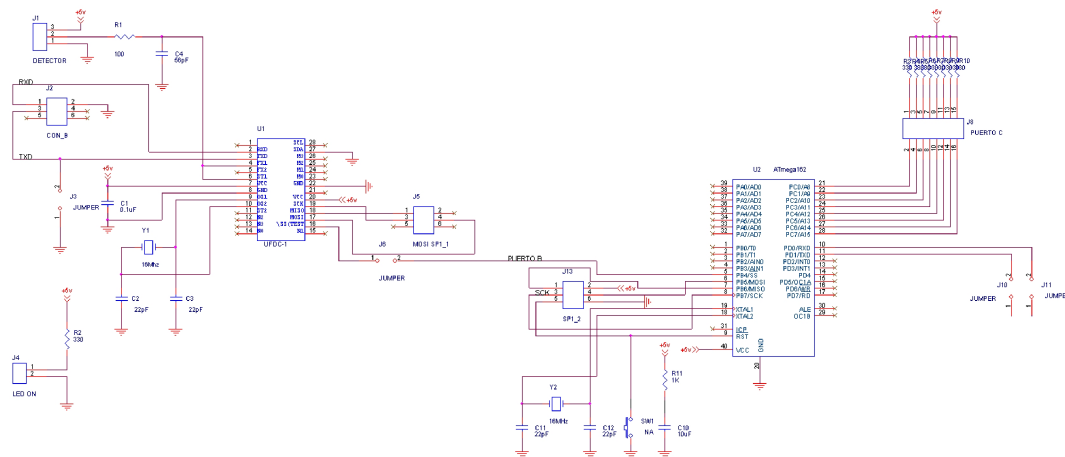


Figura 3-22. Esquema que muestra la interconexión sensor-microcontrolador.

J5 es el conector que comunica el puerto SPI del ATmega162 con el del UFDC-1 en el conector J13. La programación del microcontrolador se ha realizado con la herramienta de desarrollo STK500. La preparación de la herramienta y el procedimiento para programar un microcontrolador se puede consultar en [15].

El puerto C del microcontrolador está especialmente acondicionado para conectar LEDs de señalización. La figura 3-23 muestra una fotografía del aspecto físico del instrumento.

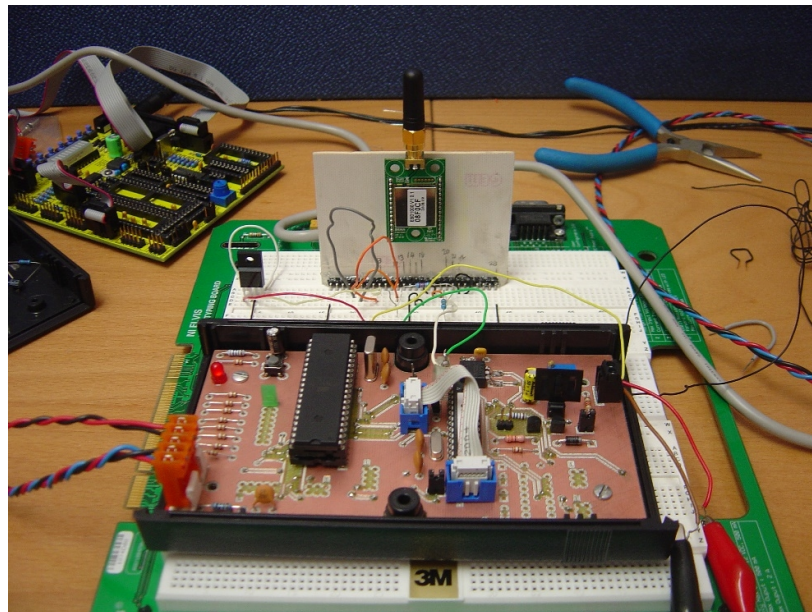


Figura 3-23. Fotografía que muestra el PCB del visibilímetro. El radio Bluetooth no aparece integrado en esta versión del PCB.

Descripción de la operación del sensor de visibilidad. Suponiendo que se ha detectado la aparición de un banco de niebla que requiere la estimación de la visibilidad en la autovía, el instrumento lleva a cabo las siguientes operaciones:

- a) El LED IR iluminará la muestra de niebla, la cual dispersará la luz hacia el foto-detector, es decir, el sensor cuasi-digital.

- b) El sensor cuasi-digital genera una onda cuadrada TTL con un ciclo de trabajo del 50% y una frecuencia proporcional a la irradiancia recibida. Tal como se argumentó en la sección 3.2, se puede considerar que el principio de conversión del sensor es lineal, con lo cual se obtiene una frecuencia de salida del sensor cuasi-digital proporcional a la irradiancia dispersada por la niebla.
- c) El convertidor de frecuencia a código digital recibe la señal del sensor cuasi-digital y se encarga entonces de proporcionar, en cualquiera de sus puertos de salida, el valor codificado de la frecuencia generada por el sensor. Esta representación digital puede ser leída por el microcontrolador y procesarse de manera conveniente para obtener el valor de la irradiancia recibida o realizar una estimación de la visibilidad, en base a este valor. La figura 3-24 muestra el esquema de la conexión del sensor al UFDC-1.

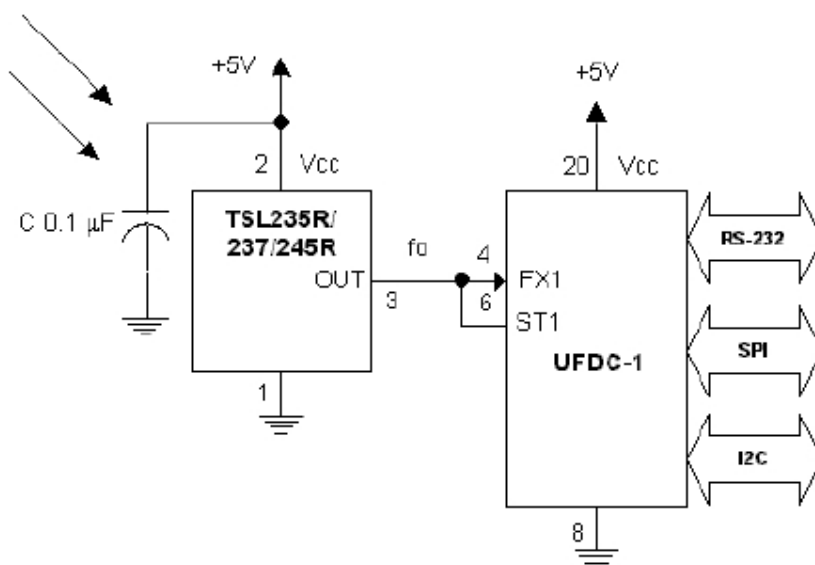


Figura 3-24. Diagrama a bloques del acondicionador frontal del visibilímetro. Tomado de [16].

3.1.13 Descripción de las funciones programadas en el microcontrolador del visibilímetro

En este prototipo, se eligió el bus SPI para obtener el valor codificado de la frecuencia. Se describen a continuación las funciones para leer la salida del convertidor. La codificación de las funciones se puede revisar en el listado del programa ANSIC que aparece en el Anexo A.

Configuración del bus SPI del ATmega162. El diagrama de flujo de la figura 3-25, representa el procedimiento SPI_ConfigMaster() para configurar el bus SPI del ATmega162. El modo de configuración se puede consultar en [14]. La configuración del bus SPI del ATmega162 responde al modo de transmisión que, por omisión, tiene

programado el bus SPI del UFDC-1 [17]. Las líneas del bus SPI del ATmega162 se comparten con algunas líneas de su puerto B de E/S. Un arnés conectado entre el conector J5 y el conector J13, figura 3-22, comunican los buses SPI de cada componente.

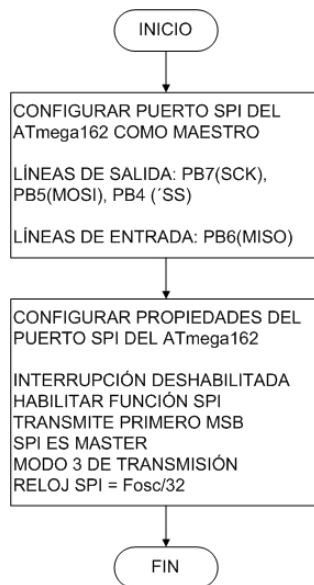


Figura 3-25. Diagrama de flujo del procedimiento SPI_ConfigMaster().

Modo de funcionamiento del convertidor. El UFDC-1 posee varios modos de medición y presentación de la información [17]. Por lo tanto, es necesario programar este componente para obtener la información según lo demande la aplicación. Puesto que, en un principio, únicamente se utiliza un sensor con salida en frecuencia y no es necesaria una alta exactitud, se ha programado el UFDC-1 para una exactitud del 1% y el modo 0 de conexión. La figura 3-26 ilustra el diagrama de flujo del procedimiento SPI_TxCmd() para programar el modo de funcionamiento del convertidor.

Observétese, en la figura 3-26, que es necesario verificar el fin de la transmisión de un comando al UFDC-1. Normalmente, la línea de selección del esclavo debe estar en “1” lógico ($\overline{SS} = 1$) mientras el bus SPI está en reposo. Cuando se está a punto de enviar un comando, se hace $\overline{SS} = 0$ antes de enviar el comando y se regresa el bus al estado de reposo.

NOTA IMPORTANTE. A fin de simplificar la presentación de los diagramas de flujo, se omitirán las instrucciones que controlan el envío y la recepción de un comando del ATmega162 hacia el UFDC-1 a través del bus SPI.

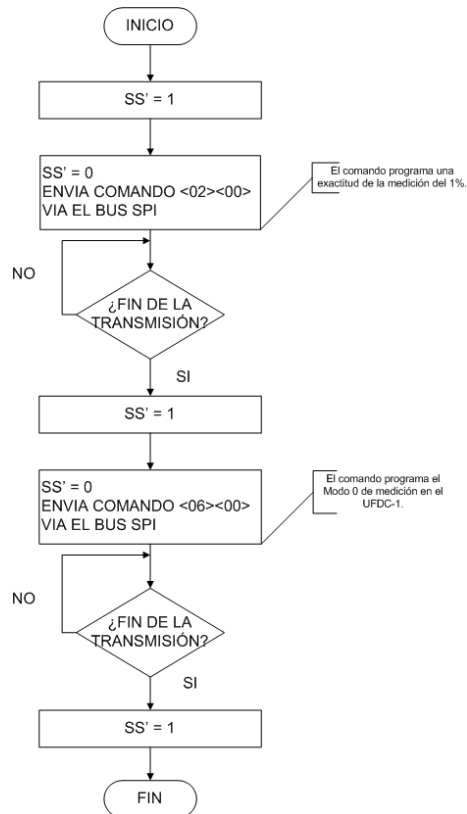


Figura 3-26. Diagrama de flujo del procedimiento SPI_TxCmd().

Medición de la frecuencia. La medición de la frecuencia es controlada también por comandos. A fin de facilitar la lectura de la medición, se solicitan 10 mediciones al UFDC-1 y se obtiene su promedio. Este dato se visualizará en alguna interfaz gráfica de usuario. La figura 3-27 ilustra el diagrama de flujo del procedimiento SPI_Iniciamed() que permite obtener 10 mediciones de la frecuencia f_o .

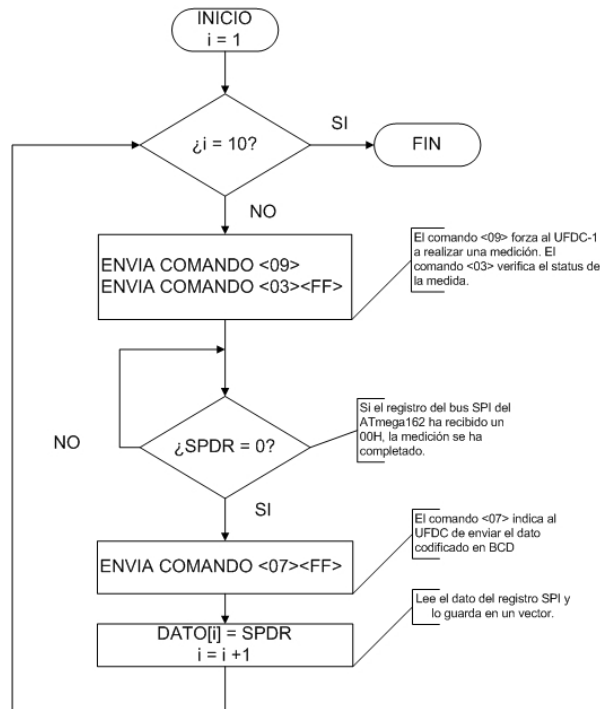


Figura 3-27. Diagrama de flujo del procedimiento `SPI_IniciaMed()`.

Medición de la irradiancia. Es posible obtener la estimación de la irradiancia recibida, con lo cual sería posible obtener una estimación de la visibilidad. Si despreciamos la frecuencia f_D ($f_D = 0.4$ Hz típicamente en condiciones de obscuridad), podemos calcular la irradiancia de la ecuación 3-3 como:

$$E_e \approx \frac{1}{R_e} f_o \quad 3-5$$

Por lo tanto, es necesario multiplicar el inverso de la responsividad por el promedio de las 10 frecuencias medidas por el UFDC-1 para tener una estimación de la irradiancia recibida. El procedimiento `envia()`, de la figura 3-28, también es responsable del cálculo y la visualización del dato de la irradiancia.

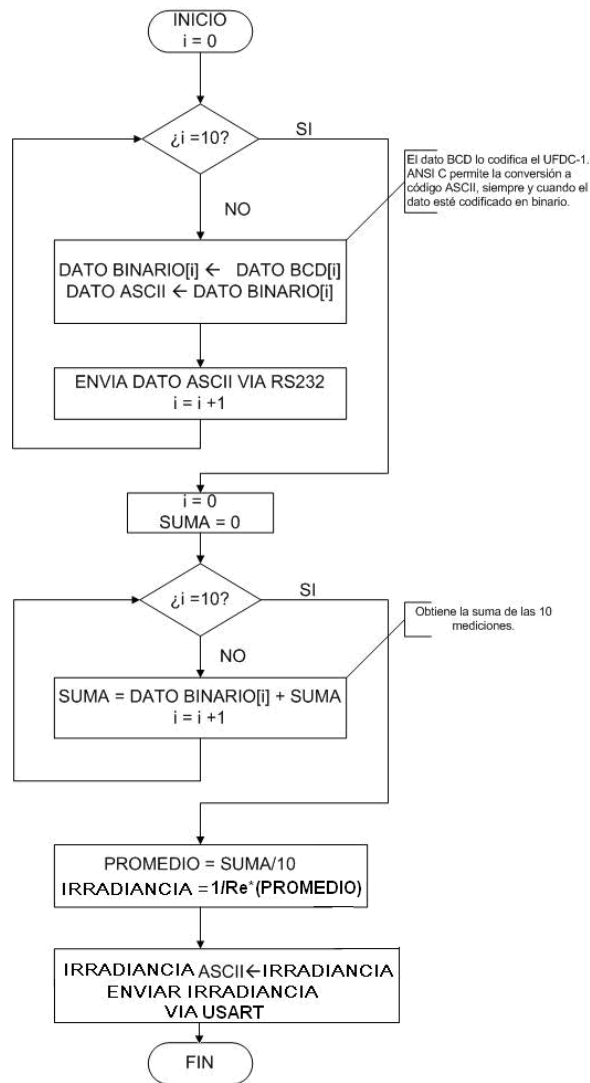


Figura 3-28. Diagrama de flujo del procedimiento `envia()`.

El coeficiente de extinción puede obtenerse a partir de la medición de la irradiancia $E_e = S(\nu)$, ecuación 2-21, y la visibilidad o rango óptico meteorológico se estima a partir de la medición indirecta del coeficiente de extinción, ecuación 2-5.

3.1.14 Capacidad de comunicación inalámbrica del instrumento

Los requerimientos ITS para los instrumentos de monitorización ambiental, incluyen la capacidad de comunicación inalámbrica. En esta sección se describe la solución material de la comunicación inalámbrica del visibilímetro.

Criterios de selección del enlace de comunicación. En el Capítulo 1 se ha hablado de la importancia de utilizar estándares de comunicación inalámbrica, en aplicaciones ITS, compatibles con los medios de comunicación de la industria de los ordenadores. Bluetooth ha sido el estándar elegido para las aplicaciones de este trabajo. Esta elección se justifica según los siguientes criterios:

- El instrumento no es parte de un proyecto de monitorización en muchos sitios distintos. La comunicación se realizará, en principio, entre una infraestructura del camino y el instrumento. Este esquema corresponde a una comunicación punto a punto.
- La infraestructura tendrá que alimentar al instrumento completo (visibilímetro + enlace inalámbrico), por lo tanto, el consumo de energía del dispositivo no se puede considerar como una especificación crítica. En principio, el instrumento no sería alimentado con baterías.
- Aunque el tiempo para volver activo un nodo esclavo Bluetooth es mucho mayor que en el caso de un nodo ZigBee (3 s vs. 15 ms, en promedio) [18], el hecho de comunicar el instrumento con una infraestructura en un esquema punto a punto, no hace crítica esta especificación.
- La razón principal para adoptar un enlace Bluetooth ha consistido en tener a disponibilidad radios Bluetooth con alcances de hasta 1 km, durante el tiempo de desarrollo del prototipo.

Con base en los criterios anteriores, se eligió un módulo Bluetooth Parani ESD-1000 de la casa SENA como solución material para iniciar las pruebas de comunicación. Las principales características de este módulo [19] se resumen en la tabla 3-5.

Tabla 3-5

Características PARANI ESD-1000		
Característica	Valor	Unidades
Velocidad serie máxima	921.6	kbps
Interfase Bluetooth	Bluetooth v2.0 + EDR Perfil: puerto serie Clase: 1 Antena patch-patch: 1000	m
Alimentación: Voltaje Corriente	3.3 60	V DC mA (máxima)

Este módulo se configura mediante comandos AT y, de acuerdo al fabricante, posee un alcance de 1000 m. Se describe a continuación la configuración del módulo y su conexión al visibilímetro.

Conexión del módulo Bluetooth al visibilímetro. La figura 3-29 muestra el esquema eléctrico con el módulo ESD-1000 integrado a la electrónica del visibilímetro.

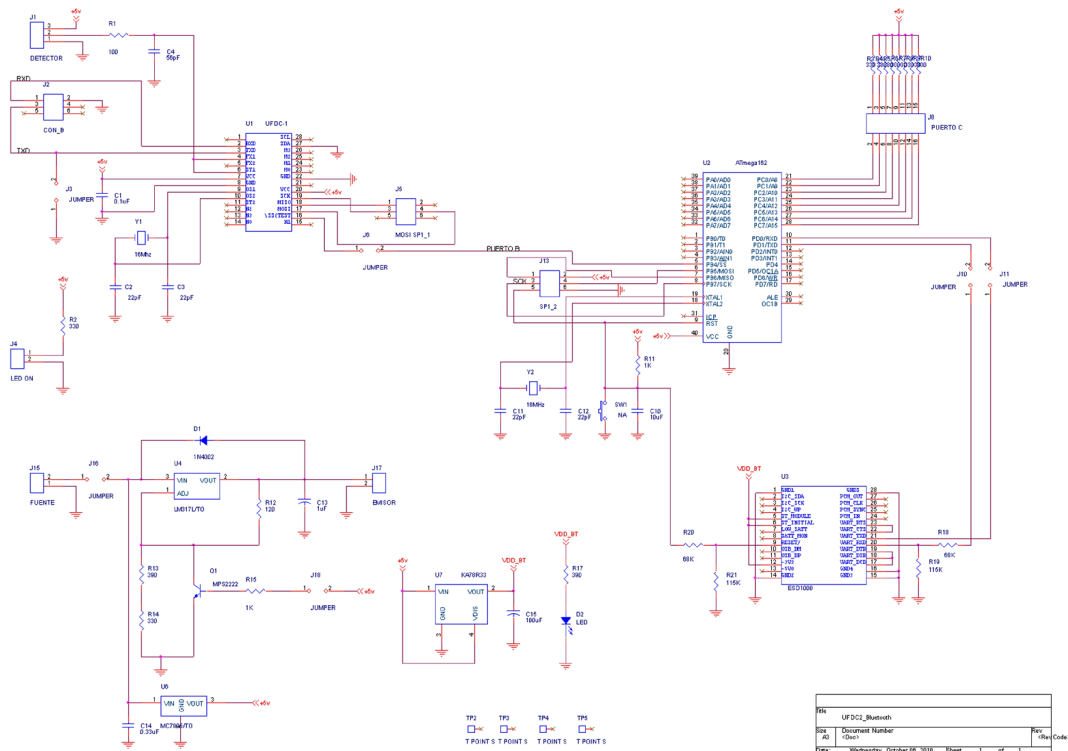


Figura 3-29. Esquema eléctrico que muestra el módulo Bluetooth ESD-1000 integrado al circuito del visibilímetro.

Se recomienda la lectura de la guía de usuario del módulo ESD-1000 para comprender cómo se realiza el enlace Bluetooth con el instrumento.

El módulo ESD-1000 puede programarse en cuatro distintos modos de operación, según se muestra en la tabla 3-6.

Tabla 3-6

MODO DE OPERACIÓN	DESCRIPCIÓN
0	El módulo no está habilitado para establecer un enlace de comunicación. Solamente está habilitado para recibir comandos AT. La configuración del módulo se realiza en este modo de operación.
1	El ESD-1000 funciona como maestro y trata de comunicarse al último dispositivo encontrado.
2	El ESD-1000 funciona como esclavo y espera los mensajes de conexión desde el último dispositivo que lo enlazó.
3	El ESD-1000 es descubrible y cualquier dispositivo Bluetooth se puede conectar a él.

Los modos de operación del módulo ESD-1000 van a determinar el método para presentar la información al conductor en la autovía. Los diferentes escenarios se analizan en la tabla 3-7.

Tabla 3-7

ESCENARIO	DESCRIPCIÓN	OBSERVACIONES
0	El módulo funciona en modo 0	<ul style="list-style-type: none"> - Se puede forzar al instrumento a conectarse a un dispositivo esclavo particular, pero el algoritmo de búsqueda de nuevas direcciones puede ser complicado y la lentitud para establecer una conexión impediría que el mensaje llegue a todos los enlaces simultáneamente (o a una mayoría de ellos) - Si el dispositivo esclavo remoto tiene habilitada su capacidad de seguridad, es imposible recibir la información.
1	El módulo funciona en modo 1	<ul style="list-style-type: none"> - Imposible enviar la información a cualquier vehículo (el dispositivo sólo se conectará al último dispositivo enlazado) - La información puede enviarse a un panel luminoso en la autovía o a una señalización especial.
2	El módulo funciona en modo 2	<ul style="list-style-type: none"> - Imposible solicitar información desde cualquier vehículo (el módulo siempre espera que se conecte el último dispositivo enlazado)
3	El módulo funciona en modo 3	<ul style="list-style-type: none"> - Sería necesario desarrollar una aplicación para equipos portátiles (móvil, PDA, etc.) que permita la conexión al sensor y recuperar la información sobre la visibilidad (abrir un nuevo proyecto)

Consideraciones en la conexión. En el modo 0 del ESD-1000, es posible realizar una búsqueda de los dispositivos Bluetooth en la vecindad del visibilímetro. El comando AT+BTINQ? pone al ESD en estado de búsqueda (“inquiry scan”) y recupera para el ESD las direcciones BD, los nombres y la clase de los dispositivos Bluetooth en la vecindad del ESD. Un máximo de 15 dispositivos pueden localizarse en 30 segundos. La figura 3-30 muestra un ejemplo del resultado de la búsqueda.

Se puede modificar el *registro S* del ESD-1000 para evitar desplegar el nombre de los dispositivos Bluetooth detectados. La secuencia de comandos y la respuesta del módulo aparecen en la figura 3-31.

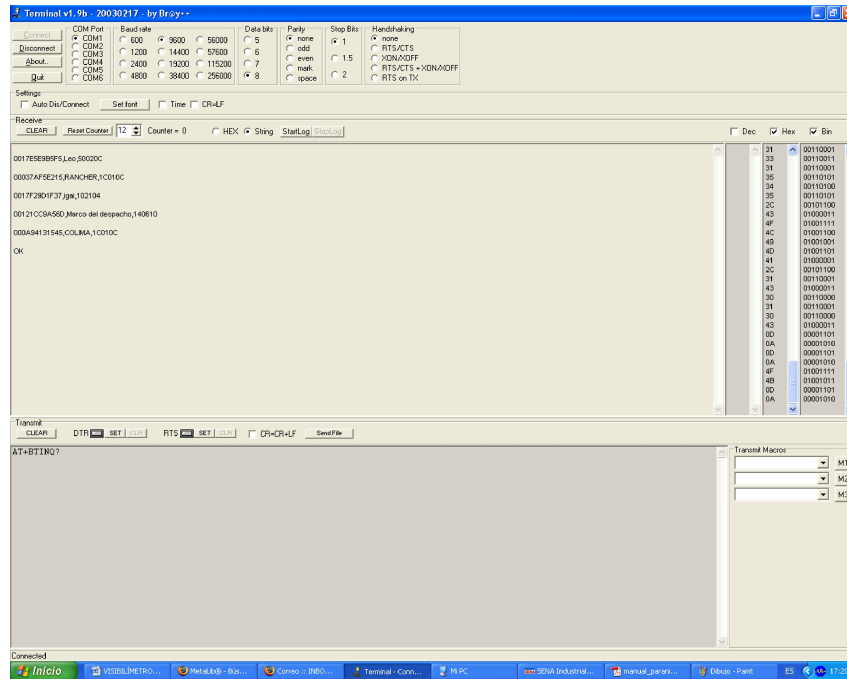


Figura 3-30. Registro de la respuesta al comando AT+BTINQ? sobre una sesión de terminal virtual.

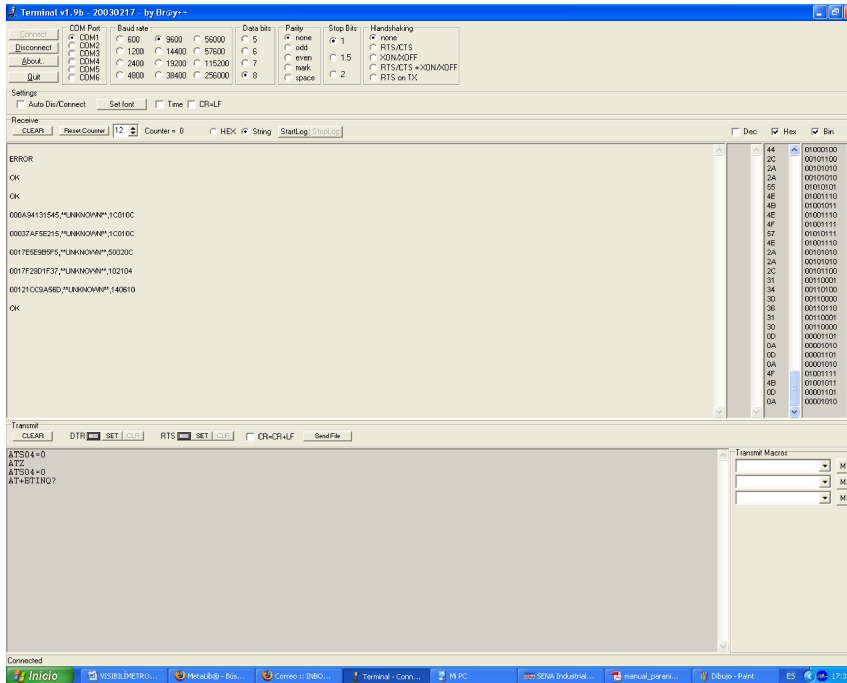


Figura 3-31. Registro de la respuesta al comando ATS04=0 sobre una sesión de terminal virtual.


De acuerdo al esquema de comunicación punto a punto, descrito anteriormente, se ha vislumbrado colocar y conectar un módulo ESD-1000 como esclavo en una infraestructura. La operación de este enlace podría programarse de la siguiente manera:

- a) El módulo ESD-1000 del instrumento, se programa en modo 1 con la dirección del módulo ESD esclavo (colocado en la infraestructura).

- b) El módulo ESD en la infraestructura se programa en modo 2 (esclavo).
- c) La información recibida por el ESD esclavo se procesa para desplegarse en algún medio de visualización (monitor de ordenador, pantalla LCD, etc.)

Prueba de transmisión. Se ha probado a enviar los datos de diez frecuencias medidas y, en base al promedio de estos diez valores, se envía el valor de la irradiancia recibida. La tabla 3-8 resume las características del nodo Bluetooth, del lado del visibilímetro con el módulo ESD-1000, y las del nodo del lado de una PC regular, utilizando un módulo Bluetooth con puerto USB. En la figura 3-32 se muestra una foto del conjunto (el ESD aún sin integrar al PCB del visibilímetro). Las figuras 3-33 a) y b) muestran aspectos del sistema funcionando.

Tabla 3-8

Dispositivo maestro	Características
Parani ESD-1000	Velocidad de la UART del módulo: 921.6 kbps Bluetooth ver. 2.0 + EDR Perfil de puerto serie fijo Clase 1
Dispositivo esclavo	Características
D-Link DBT-122	Bluetooth ver. 1.2 Perfil de puerto serie programable 

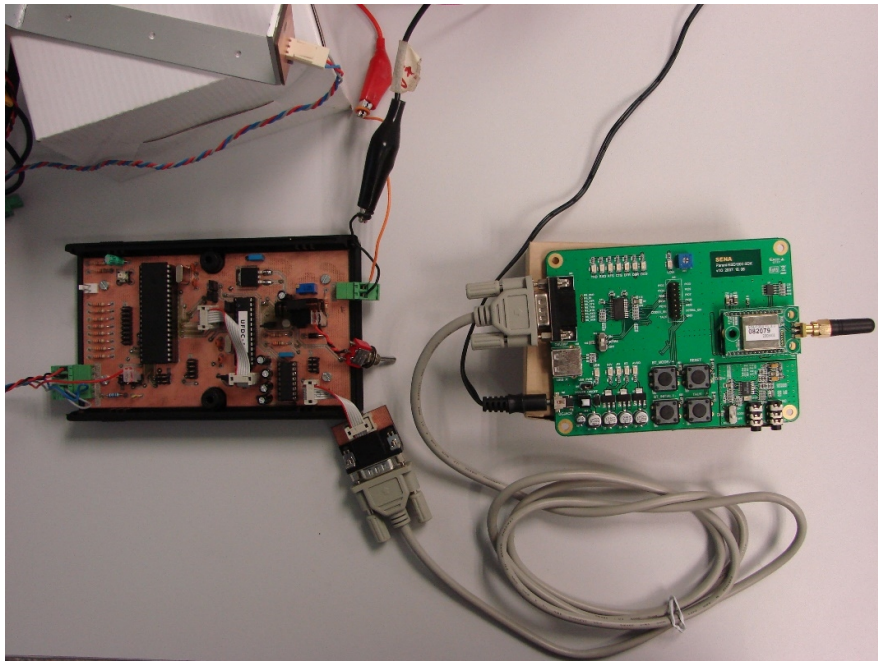


Figura 3-32. Fotografía del equipo para probar la transmisión de información del sensor.

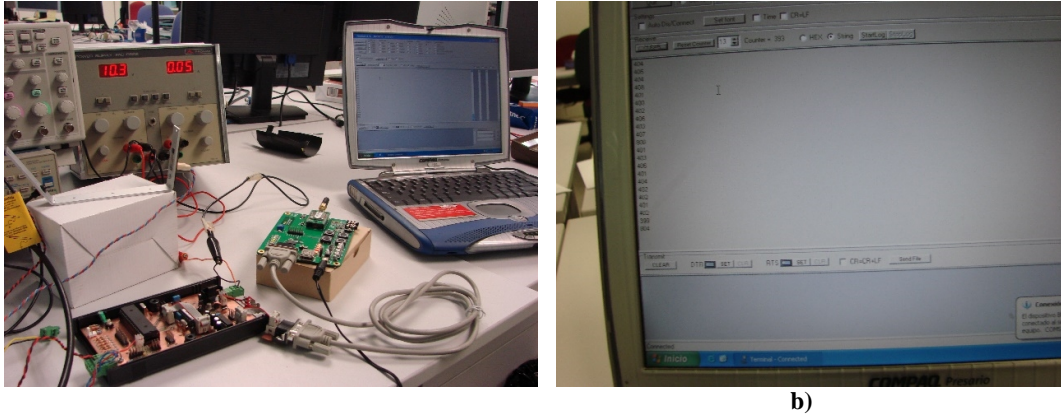


Figura 3-33. a) Fotografía que muestra el circuito del visibilímetro con el módulo Bluetooth funcionando; b) Registro de la transmisión de la información del instrumento sobre una sesión de terminal virtual.

3.1.15 Caracterización del visibilímetro

Característica en frecuencia. La respuesta en frecuencia del instrumento es una de sus características clave porque permite obtener mediciones de la visibilidad confiables con suficiente exactitud. A fin de validar esta respuesta, se diseñó el montaje experimental, mostrado en la figura 3-34, que permite el análisis de la relación $f_{OUT} = g(f_0)$, donde f_{OUT} es la frecuencia medida por el UFDC-1, como salida, y f_0 es una frecuencia de referencia, como entrada.

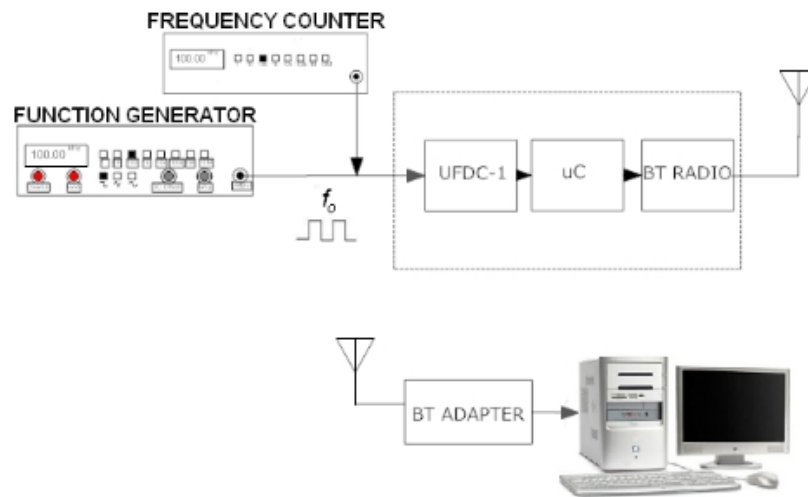


Figura 3-34. Diagrama a bloques del montaje experimental para obtener la característica $f_{OUT} = g(f_0)$.

El generador de funciones HP 33120A produce un tren de pulsos TTL, de frecuencia f_0 , como señal de prueba para el instrumento. La frecuencia de este tren de pulsos se mide con el contador de frecuencia ESCORT EGC-3230. El valor de la frecuencia de salida f_{OUT} , medida por el UFDC-1, se transmite inalámbricamente a una PC regular donde se visualiza en una terminal virtual.

Responsividad experimental del sensor cuasi-digital. El valor experimental de la responsividad del sensor cuasi-digital debe considerarse en el programa del microcontrolador que procesa la señal de frecuencia para obtener la visibilidad.

Recuérdese de la figura 3-10 que la responsividad del sensor depende de la longitud de onda utilizada y debe ser obtenida experimentalmente, ya que se trabaja con un LED IR como fuente de luz, a 950 nm y no a los 920 nm que produce el pico de responsividad (figura 3-9). La figura 3-35 muestra el montaje experimental para obtener este parámetro.

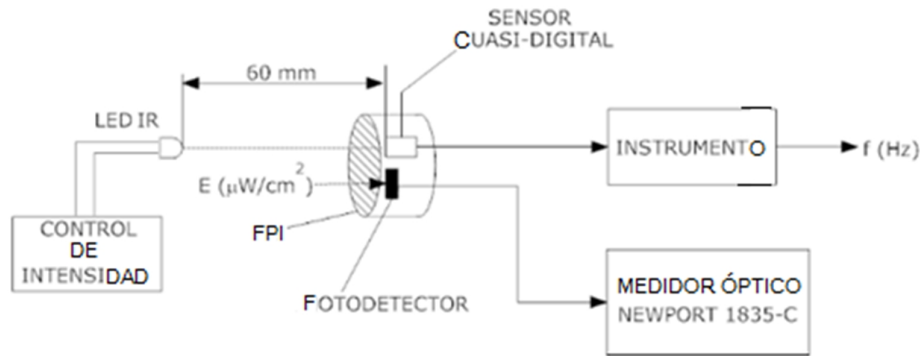


Figura 3-35. Diagrama a bloques del montaje experimental para obtener la responsividad del sensor cuasi-digital para $\lambda = 950$ nm.

El control de intensidad para el LED IR proporciona un haz variable cuya irradiancia E se mide con el medidor óptico Newport 1835-C. La frecuencia proporcional asociada a este valor, generada por el sensor cuasi-digital, se mide directamente con el UFDC-1 en el instrumento. La distancia entre el LED IR y el fotodetector del medidor óptico se ha elegido de manera a obtener altos valores de irradiancia, pero sin saturar la salida del fotodetector. El experimento fue conducido bajo condiciones de “cuarto oscuro” con el FPI como medida de control de la luz ambiente.

3.1.16 Análisis de los resultados experimentales

Carácter lineal de la respuesta en frecuencia del instrumento. El montaje de la figura 3-35 permitió una exploración ascendente y descendente de los valores de salida en frecuencia del instrumento, con lo cual se pudo aplicar una regresión lineal para encontrar la ecuación más exacta de la relación $f_{OUT} = g(f_0)$. La figura 3-36 muestra el resultado gráfico.

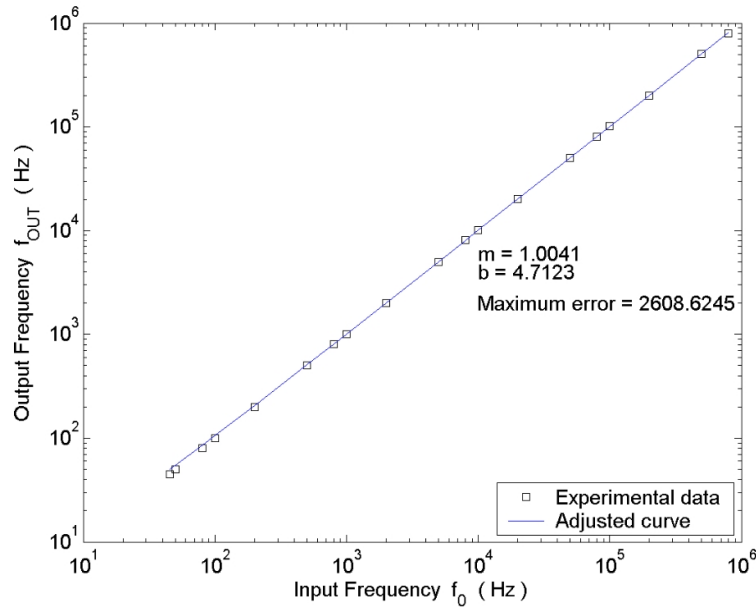


Figura 3-36. Gráfica que muestra la curva ajustada de primer orden de la relación entre la frecuencia f_0 de entrada al UFDC (frecuencia de salida del sensor cuasi-digital) y la frecuencia de salida f_{OUT} del UFDC.

La pendiente es $m = 1,0041$ Hz/Hz y la ordenada al origen es $b = 4,7123$ Hz. Estos parámetros fueron calculados dentro del rango [45 Hz, 800300 Hz], donde el instrumento produjo salidas válidas. La recta definida por la ecuación $f_{OUT} = 1,0041f_0 + 4,7123$ [Hz] es la mejor línea recta para la cual el máximo error porcentual de no-linealidad a máxima escala es: $(2608,6245/(800300 - 45)) \times 100 = 0,326 \%$.

Medición de la responsividad del sensor cuasi-digital. Se realizó una regresión lineal sobre los datos obtenidos con el montaje de la figura 3-35 para estimar el valor práctico de la responsividad k del sensor cuasi-digital. La figura 3-37 muestra la distribución de los datos experimentales y la curva ajustada asociada cuando el experimento se ha conducido bajo condiciones de laboratorio. En este caso: $k_1 = 0,036$ kHz/mW/cm². La misma figura muestra los resultados experimentales cuando el montaje se ha puesto en campo (luz del sol a las 12:00 pm, el sensor orientado para tener el sol detrás y el la línea del haz IR orientada en la dirección Norte). En este caso: $k_2 = 0,04$ kHz/mW/cm². El análisis de datos muestra que el error relativo entre las pendientes k_1 y k_2 es 10%. La responsividad $k = k_2$ se eligió para ser utilizada en el instrumento.

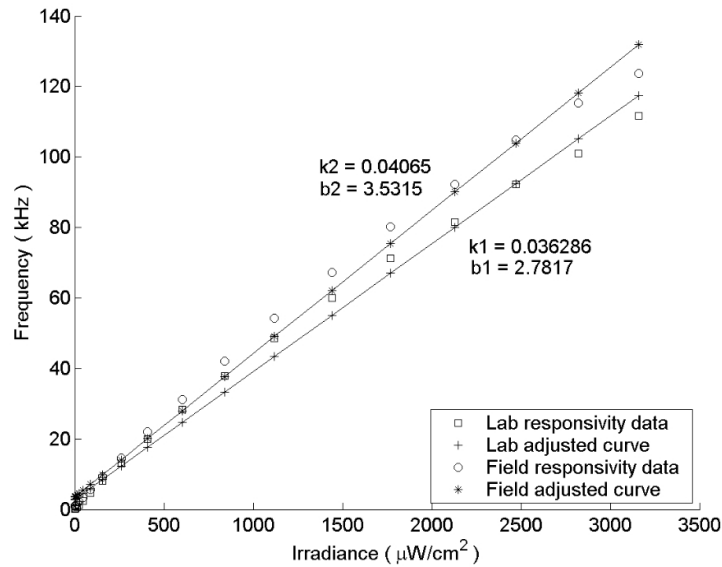


Figura 3-37. Gráfica que muestra la curva ajustada de primer orden correspondiente a la medición de la responsividad del sensor bajo condiciones de laboratorio y condiciones de campo.

3.1.17 Calibración del visibilímetro

Como el FPI mantiene un error relativo bajo entre la responsividad medida en laboratorio y la responsividad medida en campo y no se presenta una luz solar muy intensa cuando la niebla a nivel de terreno aparece, ya que este tipo de niebla es causada por la radiación de la superficie terrestre (niebla de radiación), que propicia su enfriamiento después del atardecer, cuando la Tierra no recibe más calor del Sol [20], se decidió realizar la calibración del instrumento bajo condiciones de laboratorio. Si la luz ambiental se reduce lo suficiente, el instrumento puede hacer una estimación del coeficiente de extinción a partir de la ecuación 2-21:

$$\dagger = aS(40^\circ) = aE(40^\circ) = \frac{a}{k_2} f \quad 3-6$$

La Ley de Koschmieder permite al instrumento estimar la visibilidad, a partir de la ecuación 2-5:

$$ROM = \frac{2,996}{\sigma} = \frac{2,996}{(a/k_2)f} \quad 3-7$$

Donde k_2 es la responsividad del sensor y a es una constante que depende de la intensidad del haz del emisor, la geometría de dispersión y la sensibilidad del sensor cuasi-digital. El único método práctico de determinar esta constante es comparar las mediciones del sensor del visibilímetro, en modo de dispersión directa (forward-scattering), con las de un transmisómetro [21] o las de un visibilímetro estándar.

Debido a la imposibilidad de conseguir un visibilímetro o un transmisómetro a utilizarse como instrumento patrón para proceder a un proceso directo de calibración del

instrumento objeto de este proyecto, se ha tenido que recurrir a un proceso de calibración indirecta.

3.1.17.1 Materiales y método de calibración

La figura 3-38 muestra el montaje para la calibración del visibilímetro de manufactura propia. Un segundo sensor cuasi-digital se añadió al sistema óptico del visibilímetro en la dirección $\theta = 0^\circ$, separado una distancia de $l = 300$ mm de una fuente de luz que emite una irradiancia constante E_0 para, de esta manera, formar un pequeño transmisímetro.

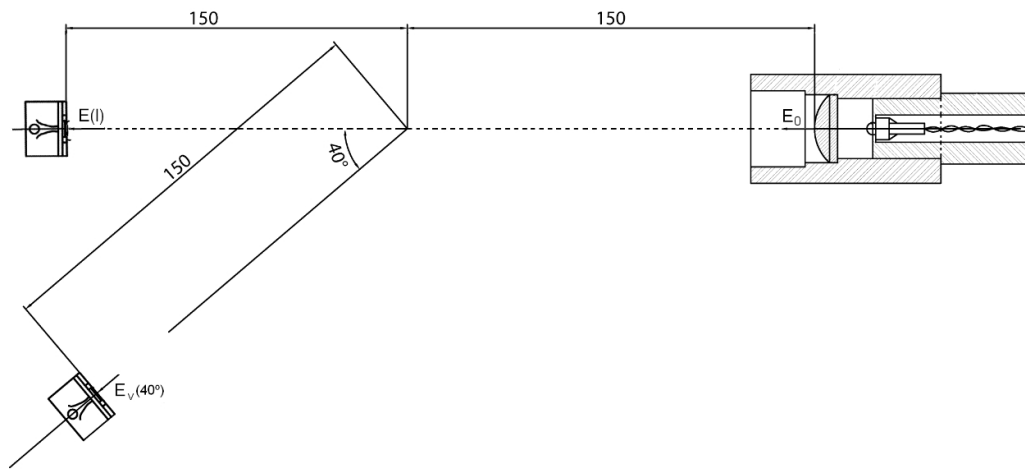


Figura 3-37. Dibujo mecánico que muestra el montaje de calibración para el visibilímetro.

Este montaje fue colocado entonces dentro de una cámara de niebla salina marca Weiss Technik, modelo SC450, programada para correr una prueba de niebla salina (DIN ES ISO 9227), obviamente sin solución salina, y se tomaron los registros de frecuencia de ambos sensores una vez que la niebla saturó el interior de la cámara. La cámara se aisló de la luz ambiental.

El valor promedio de la frecuencia f_0 asociado a la fuente de luz y el de la frecuencia f_T generada por el sensor del transmisímetro se aplican en la fórmula de Bouguer-Lambert para calcular el coeficiente de extinción dentro de la cámara:

$$\sigma_T = \frac{\ln\left[\frac{E_0}{E_l}\right]}{l} = \frac{\ln\left[\frac{f_0/k_2}{f_T/k_2}\right]}{l} = \frac{\ln[f_0/f_T]}{l} \quad 3-8$$

Suponiendo una atmósfera homogénea, el coeficiente de extinción medido por el visibilímetro sería el mismo que el medido por el pequeño transmisímetro. De la ecuación 3-6:

$$\sigma_T = \sigma_V = aE_V(40^\circ) = a \frac{f_V(40^\circ)}{k_2} \quad 3-9$$

Las mediciones de la frecuencia f_V , realizadas por el visibilímetro, generan mediciones indirectas de la irradiancia E_V , recibidas por el instrumento desde el ángulo

$= 40^\circ$, y las mediciones de la frecuencia f_T , realizadas por el pequeño transmisómetro, generan mediciones indirectas del coeficiente de extinción τ . A fin de obtener una estimación del valor de la constante a , se llevó a cabo una regresión de primer orden sobre estos registros indirectos. La figura 3-38 muestra el resultado del ajuste lineal sobre dos juegos de registros.

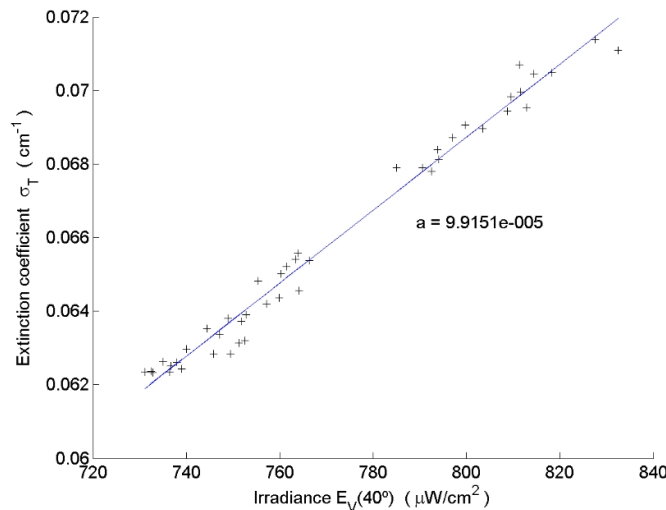


Figura 3-38. Gráfica que muestra el resultado de aplicar una regresión de primer orden a la relación $\tau = aE_v$ para estimar el valor de la constante a .

3.1.18 Procedimiento de medición de la visibilidad

Se ha utilizado la herramienta CodeVisionAVR ver. 2.05.9, con un compilador ANSI C, para programar el microcontrolador. La figura 3-39 muestra el diagrama de flujo del programa para estimar la visibilidad con el visibilímetro diseñado. Los pasos básicos del procedimiento son los siguientes:

1. Se mide la frecuencia de salida del sensor cuasi-digital, la cual es procesada por el UFDC-1. Los parámetros de configuración para este dispositivo se envían desde el microcontrolador. La frecuencia medida es proporcional a la irradiancia en la dirección $= 40^\circ$ y la medición final es el resultado de promediar 10 mediciones consecutivas de la frecuencia.
2. El coeficiente de extinción τ se calcula de la irradiancia recibida anteriormente y se obtiene un valor de la visibilidad (ROM).
3. La siguiente estimación de la visibilidad se obtiene después de una pausa de 5 minutos. De este modo, se evita que el instrumento monitoree la visibilidad en una falsa condición de niebla.

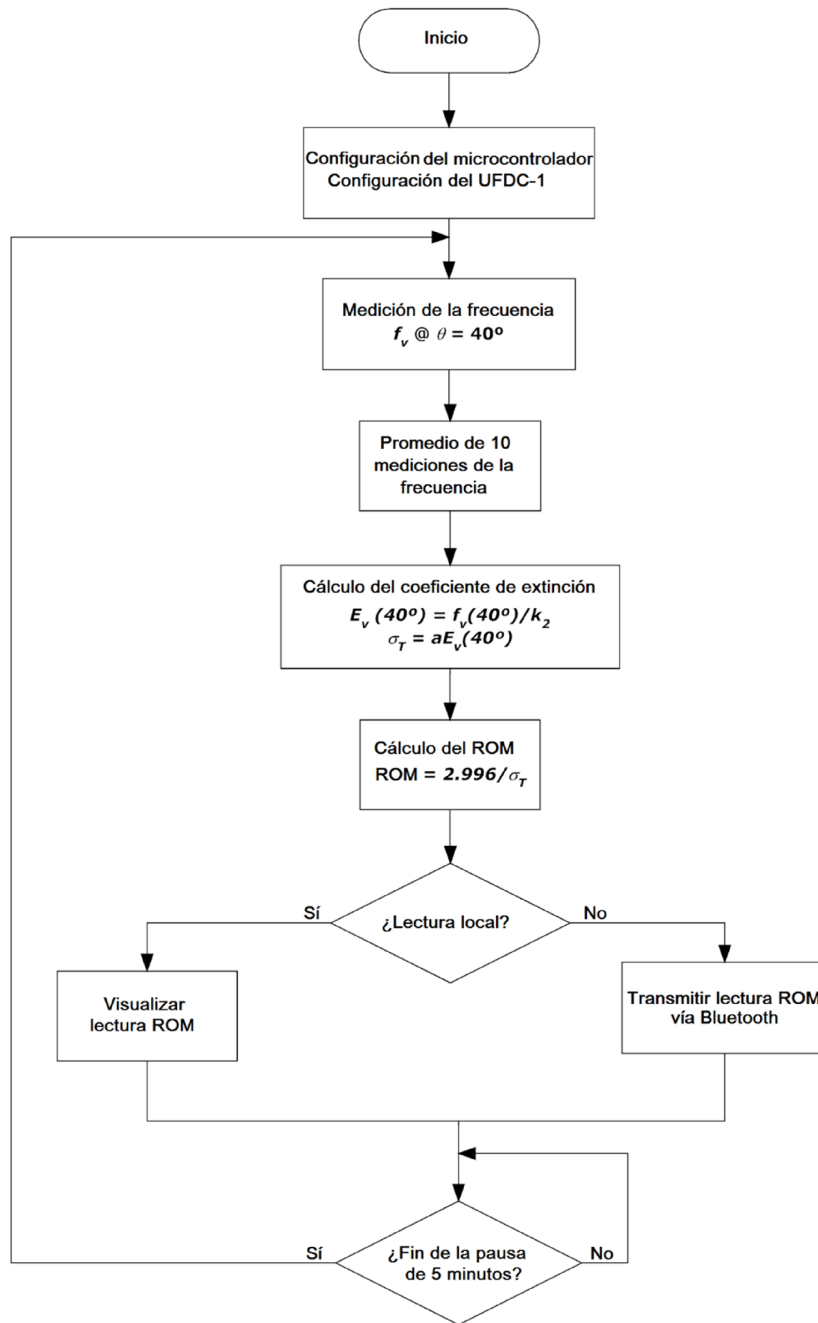


Figura 3-39. Diagrama de flujo del procedimiento de medición de la visibilidad.

La cámara de niebla ha permitido definir un rango dinámico del instrumento para la medición de $f_V(40^\circ)$ de 1854 a 29788 Hz. A este rango dinámico le corresponde un rango dinámico del coeficiente de extinción ν de 0.0045 a 0.0726 cm^{-1} , donde esta figura ha sido calculada utilizando la ecuación 11: $\sigma_V = aE_V(40^\circ) = a \left(\frac{f_V(40^\circ)}{k_2} \right) = 9.9151 \times 10^{-5} \left(\frac{f_V(40^\circ)}{40.65} \right)$ de acuerdo con el procedimiento de calibración. Al aplicar la Ley de Koschmieder (ecuación 3-7) a este rango, es posible estimar la respuesta del visibilímetro. El resultado se muestra en la figura 3-40.

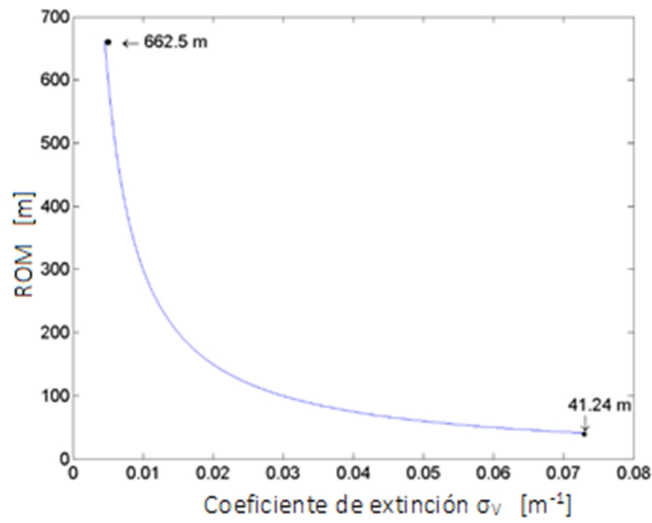


Figura 3-40. Gráfica que muestra la estimación de la visibilidad con el visibilímetro diseñado.

Las figuras 3-41 a), b) y muestran fotografías de diferentes momentos de la calibración del visibilímetro.

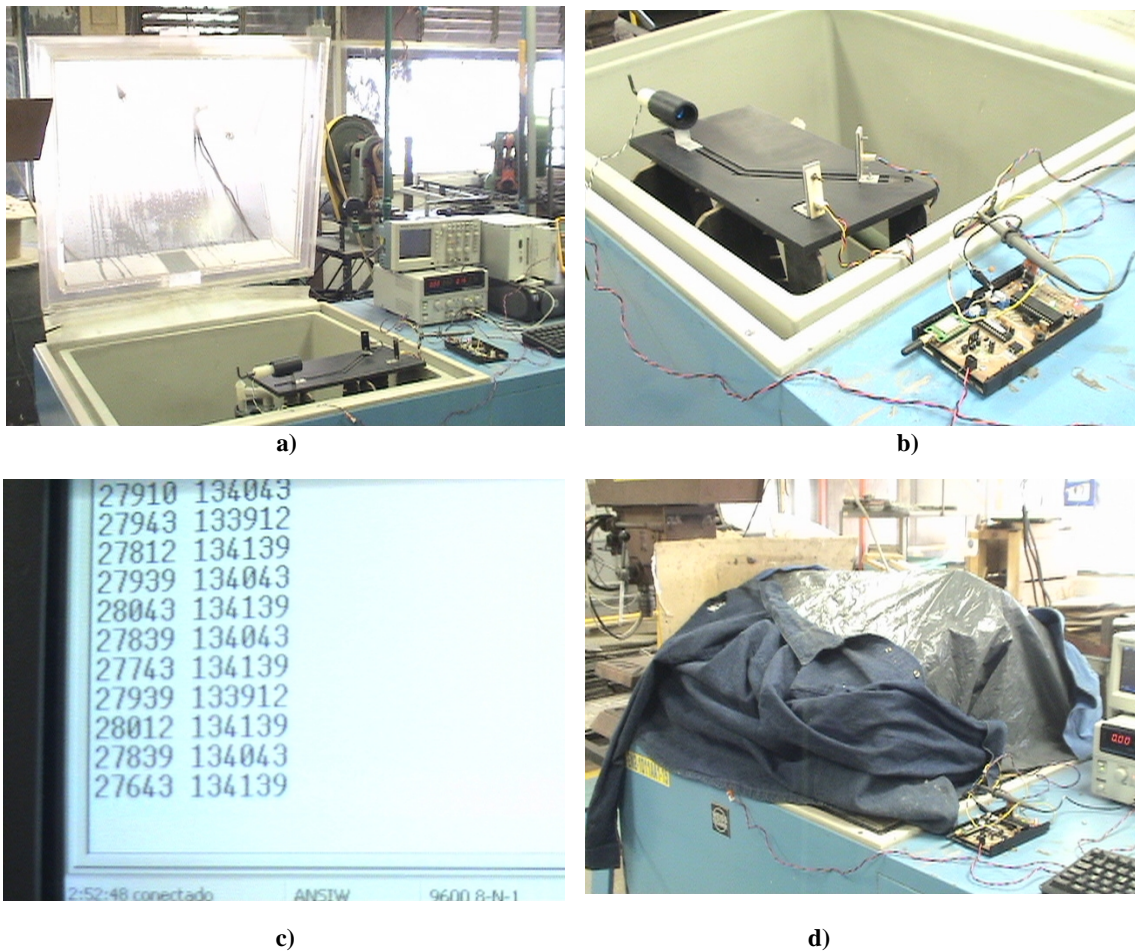


Figura 3-41. a) Fotografía que muestra el montaje de calibración del visibilímetro dentro de la cámara de niebla, b) fotografía que muestra el prototipo del instrumento, c) fotografía que muestra un ejemplo de los registros de f_0 y f_T y d) fotografía que muestra la cámara de niebla aislada de la luz ambiental.

3.2 Concepto de un didrómetro óptico con base en un UFDC

A fin de comprender la estructura del sistema de medición del disdrómetro que se propone en este trabajo, a realizar con base en convertidores universales de frecuencia a código digital, se presenta en primer lugar el método de la medición del índice de precipitación pluvial (IPP) que ha de resolver este sistema de medición.

3.2.1 Método de medición del índice de precipitación pluvial

Con respecto a la figura 2-24, supóngase que un cierto número de gotas cae a través del volumen de sensor V , de forma cilíndrica, producido por el haz colimado del emisor que compone al sensor del disdrómetro en un periodo de muestreo T . La duración del pulso de señal generado por el acondicionador de señal del sensor es equivalente al tiempo t_i que toma a la gota atravesar el volumen de sensor, figura 2-25. Illigworth y Stevens (1987) demostraron la validez de la ecuación 2-22, que se reescribe aquí para propósitos de claridad en la explicación:

$$N = \frac{\sum t_i}{VT} \quad 3-10$$

Donde N es la densidad de gotas de lluvia dentro del volumen de sensor. Por lo tanto, este parámetro se mide en m^{-3} . Este cálculo es válido siempre y cuando un gran número de gotas de lluvia se distribuyan uniformemente en el espacio y si el periodo de muestreo T es grande comparado con el tiempo de transición t_i de cada gota de lluvia.

Por otro lado, la velocidad final de las gotas de lluvia (velocidad cerca del terreno de caída) está dada por la ecuación 2-26. Puesto que el didrómetro óptico que se desea diseñar ha de orientarse a aplicaciones ITS, no hace falta considerar alta exactitud en la medición del índice de precipitación pluvial—IPP, con lo cual la fórmula de Atlas et al. (1977), ecuación 2-26, se toma aquí como medición absoluta de la velocidad final de caída de gotas de lluvia, sin tener en consideración factores como la velocidad del viento o una forma de gota distinta a la esférica. Se puede modificar la ecuación 2-26 para expresar la velocidad en función del diámetro de la gota de lluvia:

$$v_{caída}(r) = 17.67(2r)^{0.67} = 17.67(w)^{0.67} \quad 3-11$$

Donde r es el diámetro de la gota de lluvia, supuesta de forma esférica. Este parámetro se mide en $m \cdot s^{-1}$. De la explicación de la figura 2-25, está claro que existe proporcionalidad entre el valor pico de la señal V_p del acondicionador del disdrómetro óptico, que representa el grado de ocultamiento del haz debido al obstáculo de la gota de lluvia, y el tamaño de la gota. En la sección 3.3.2 se comprueba objetivamente esta relación. Entonces se tiene:

$$V_p = k\phi \quad 3-12$$

Donde V_p es el valor pico de la señal, medida en V, del acondicionador de un disdrómetro óptico, como el concebido en la sección 2.1.2.5, y k una constante de proporcionalidad. La ecuación 3-12 puede substituirse en la ecuación 3-11 para dar:

$$v_{caída}(W) = 17.67 \left(\frac{V_p}{k} \right)^{0.67} \quad 3-13$$

En el cálculo del IPP, es necesario conocer la cantidad de agua precipitada. Sea m la masa de la cantidad equivalente de gotas de lluvia en el periodo de muestreo T y ρ_{H_2O} la densidad de agua, se sabe que aproximadamente:

$$\rho_{H_2O} = 1000 \text{ [kg/m}^3\text{]} \quad 3-14$$

y que:

$$\rho_{H_2O} = \frac{m}{V_g} \quad 3-15$$

Donde V_g es el volumen esférico de una gota de lluvia:

$$V_g = \frac{4}{3} \pi r^3 = \frac{1}{6} \pi \phi^3 \quad 3-16$$

Substituyendo las ecuaciones 3-14 y 3-16 en la ecuación 3-15 al momento de despejar m :

$$m = \rho_{H_2O} V_g = 1000 \left(\frac{\pi}{6} \right) \phi^3 \quad 3-17$$

Cantidad que se mide en kg. Al substituir la ecuación 3-12 en la ecuación 3-17, queda:

$$m = 1000 \left(\frac{\pi}{6} \right) \left(\frac{V_p}{k} \right)^3 \quad 3-18$$

El *IPP* correspondiente a gotas de lluvia de un solo tamaño detectadas en el volumen de sensado V se calcula como:

$$IPP = m N v_{caída}(\phi) \quad 3-19$$

que se expresa en unidades de $\text{kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$. El cálculo del *IPP*, para una sola gota, en función de los parámetros (V_p, t_i) de la señal, figura 2-25, se obtiene al substituir las ecuaciones 3-18, 3-13 y 3-10 en la ecuación 3-19:

$$IPP = 1000(17.67) \left(\frac{\pi}{6} \right) \left(\frac{V_p}{k} \right)^3 \left(\frac{1}{VT} \right) t_i \left(\frac{V_p}{k} \right)^{0.67} \quad 3-20$$

Entonces, en un periodo T de muestreo, el *IPP* total para un número n de gotas sería:

$$IPP = 1000(17.67) \left(\frac{\pi}{6} \right) \left(\frac{1}{VT} \right) k^{-3.67} \sum_{i=1}^n (V_{pi})^{3.67} t_i \quad 3-21$$

El número antes de la sumatoria es una constante. Este método de medición del IPP requiere entonces de la medición del valor pico V_p de la señal producida por el sensor de un disdrómetro óptico y de la duración t_i del ancho de esta señal.

Convencionalmente, el valor pico V_p podría medirse con un ADC y el tiempo t_i podría medirse por comparación de una señal de reloj en un microcontrolador. Como se mencionó en el capítulo 1, el diseño del disdrómetro óptico ha de cumplir el objetivo de utilizar un UFDC y, con ello, materializar una contribución al desarrollo de instrumentos medioambientales para entornos ITS. En las secciones siguientes se explica cómo se ha resuelto el problema de la medición de los parámetros (V_p , t_i) por medio de un UFDC.

3.2.2 Estructura del sistema de medición del didrómetro óptico

A diferencia del concepto de diseño del visibilímetro, presentado en la sección 3.1, es necesario extraer de la señal del sensor de este instrumento los parámetros (V_p , t_i) que intervienen en la estimación del IPP. Evidentemente, no existe, como en el caso del visibilímetro, un sensor cuasi-digital con dos salidas de frecuencia que representen los valores de estos parámetros. Por lo tanto, es necesario diseñar la solución material que genere las señales necesarias para el UFDC. La figura 3-42 muestra el concepto del disdrómetro óptico.

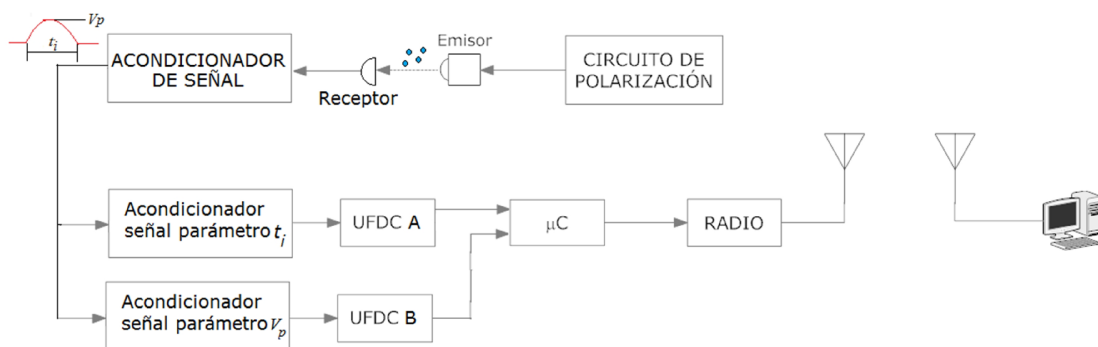


Figura 3-42. Diagrama a bloques del disdrómetro óptico objeto del estudio.

A continuación la descripción de las partes del sistema.

Circuito de polarización y emisor. Como en el caso del visibilímetro, esta parte del instrumento constituye la fuente de luz del sensor óptico que genera el haz cilíndrico para la detección de las gotas de agua. En este caso, también, se elige el emisor como un LED IR con longitud de onda en el espectro infrarrojo cercano (near infra-red—NIR). El circuito de polarización ha de fijar el voltaje necesario para obtener la máxima potencia de emisión sin comprometer la composición del dispositivo.

Receptor y circuito de acondicionamiento de la señal. A diferencia del visibilímetro, no existe un sensor cuasi-digital en el mercado que se adapte a las necesidades del disdrómetro óptico diseñado con base en un UFDC. Por tanto, es menester seleccionar un receptor optoelectrónico adaptado a la longitud de onda del emisor y diseñar un acondicionador analógico de la señal de salida de este receptor que produzca una señal con las características de interés.

Acondicionadores de los parámetros V_p y t_i . Una diferencia significativa en el diseño del disdrómetro electrónico, que resulta ser uno de los problemas planteados en este trabajo, consiste en procesar dos parámetros de una misma señal con sendos convertidores de frecuencia a código digital. Es necesario:

- a) tener una representación cuasi-digital del valor pico V_p de la señal del receptor, ya que este parámetro es fundamental en el cálculo del IPP, ecuación 3-21, y
- b) tener una representación cuasi-digital del tiempo de transición t_i de la gota de agua a través del volumen de sensado, por la misma razón mencionada.

El buen diseño de estos acondicionadores de señal es esencial para la estimación confiable del IPP.

Convertidores de frecuencia a código digital. El UFDC A hará la conversión a código digital de la señal cuasi-digital que contiene la información del parámetro t_i y el UFDC B hará lo mismo con la señal cuasi-digital que contiene la información del parámetro V_p .

El microcontrolador. Es el órgano de control y cálculo. Sus funcionalidades principales consisten en realizar el procesamiento de la información con los valores (V_p , t_i) para obtener el valor estimado del IPP y, como en el caso del visibilímetro, enviar esta información a un panel de avisos luminosos de la autovía vía un enlace Bluetooth.

Radio. Es un módulo Bluetooth con las mismas características que el del visibilímetro.

3.2.3 Sistema óptico del disdrómetro

El sistema óptico del disdrómetro está formado por el emisor y su circuito de polarización, así como el receptor y su circuito de acondicionamiento. Las características de la luz a emitir, principalmente el espectro de luz útil y el rango de longitudes de onda, son aproximadamente las mismas que las del emisor del visibilímetro y, entonces, no hace falta justificarlas. Sin embargo, la formación del volumen de sensado es importante para la detección de las gotas de lluvia ya que:

- a) debe tratarse de un volumen regular para poder hacer el cálculo del IPP, ecuación 3-21, en este caso se ha elegido una forma cilíndrica, con base en los materiales ópticos disponibles (lentes plano-convexos) que permiten colimar el haz del emisor para lograr esa geometría,
- b) el volumen de sensado ha de presentar una habilidad de detección uniforme (homogeneidad) en toda su longitud, a fin de obtener los mismos valores (V_p , t_i), para un mismo tamaño de gota, en cualquier lugar del volumen de sensado, lo que sugiere el uso de un emisor potente.

Selección del emisor. En los trabajos de Illingwort y Stevens [22], Grossklaus, Uhlig y Hasse [23], Löffler-Mang y Joss [24] y Delahaye, Barthès, Golé, Lavergnat y Vinson [25], referentes al diseño de disdrómetros ópticos o espectropluviómetros, se utilizan fuentes de luz IR con emisiones en el espectro NIR. De acuerdo a las características del volumen de sensado, mencionadas arriba, se ha seleccionado un LED infrarrojo (LED IR)

de GaAlAs, modelo HE8404SG, marca Opnext [26] con las características indicadas en la tabla 3-9.

Tabla 3-9. Características del emisor del didrómetro

CARACTERÍSTICA	VALOR	UNIDADES
Longitud de onda pico típica	820	nm
Potencia óptica de salida mínima	40	mW

Se ha elegido este componente debido a su alta potencia (puede emitir hasta 60 mW) y su patrón de emisión casi uniforme a través de un amplio campo de visión (menos de un 5% de variación sobre un ángulo de 80°).

Montaje óptico del emisor. La figura 3-43 muestra el dibujo mecánico de la montura del emisor. Esta montura es idéntica a la del emisor del visibilímetro, excepto que se ha agregado una lente difusora holográfica modelo #54-506, de la casa Edmund [27], que va a permitir una distribución uniforme de la luz del LED IR cuya irradiancia, después de pasar por el lente, es independiente del ángulo [28]. De acuerdo a la guía de aplicaciones de la casa Edmund [29], los ángulos de difusión para aplicaciones de homogeneización de la luz en cortas distancias (Short Distance Homogenization) son de 60° y 80°. En el caso de este trabajo, se seleccionó la lente con las características mostradas en la tabla 3-10.

Tabla 3-10. Características de la lente difusora holográfica #54-506, fabricante Edmund.

CARACTERÍSTICA	VALOR	UNIDADES
Ángulo de difusión	80	°
Diámetro de la lente	25	mm
Rango de longitud de onda	400-1600	nm

A fin de recoger el máximo de luz emitida en el ángulo más amplio para esta aplicación. La figura 3-43 muestra el aspecto del lente y su patrón de difusión.

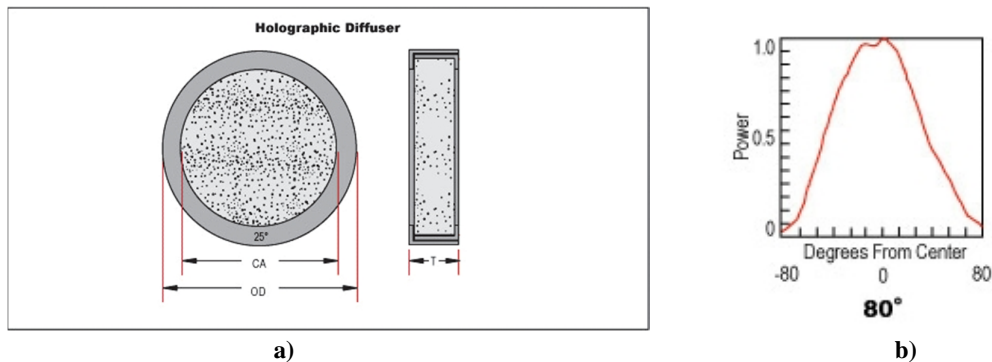


Figura 3-43. a) Esquema mecánico de la lente difusora OD = 25 mm; b) Gráfica que muestra el patrón de difusión de la lente #54-506.

La figura 3-44 muestra el esquema mecánico de la montura del sistema óptico de emisión correspondiente al sensor del didrómetro. Este sistema va entonces a producir un haz colimado cilíndrico de unos 25 mm de diámetro de intensidad homogénea.

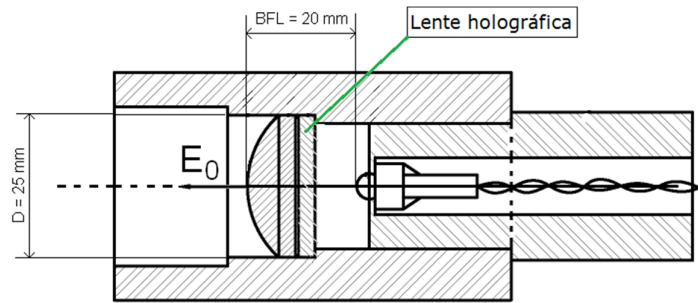


Figura 3-44. Esquema mecánico del sistema óptico de emisión correspondiente al sensor del disdrómetro.

Polarización del LED IR. Interesa que el emisor del disdrómetro produzca un haz de máxima intensidad y, como en el caso del visibilímetro, sin comprometer su composición. Por tanto, es necesario investigar la característica i-v del LED IR del emisor y escoger un punto de funcionamiento (v_F , i_F) adecuado. El fabricante marca una corriente máxima en directo $I_F = 250$ mA.

3.2.4 Método y materiales para obtener la característica experimental del LED IR de alta intensidad

El método y los materiales para obtener la característica i-v experimental del LED IR HE8404SG son los mismos que los empleados para el mismo fin con el emisor del visibilímetro, sección 3.9. La figura 3-45 muestra la característica resultante.

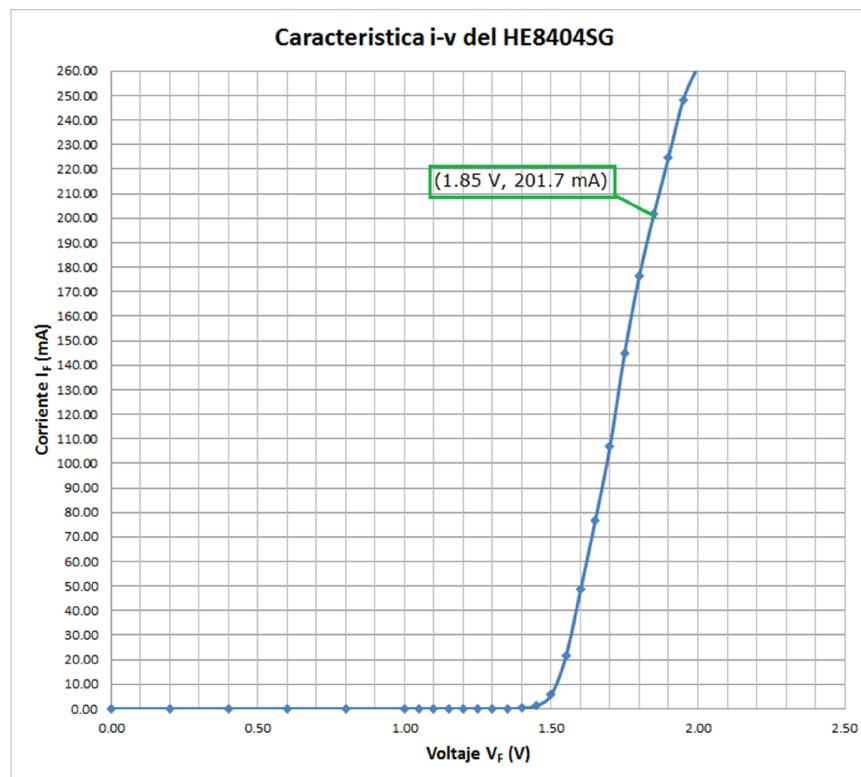


Figura 3-45. Gráfica que muestra la curva experimental característica del LED IR HE8404SG.

En la figura 3-45 se observa que el punto de funcionamiento adecuado para tener máxima intensidad de emisión sin riesgo a sobrecalentar el LED IR es $(V_{F0}, i_{F0}) = (1.85 \text{ V}, 201.7 \text{ mA})$. Finalmente, el circuito para polarizar el LED IR para el punto de funcionamiento seleccionado se muestra en la figura 3-46.

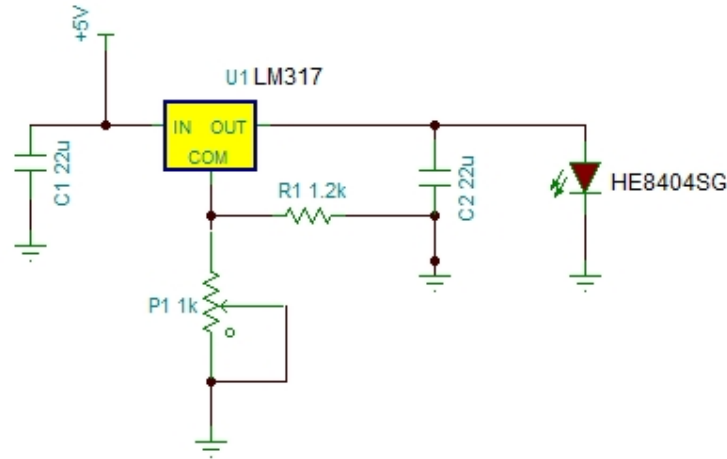


Figura 3-46. Esquema eléctrico del circuito de polarización para el LED IR HE8404SG.

A fin de facilitar la formación del volumen de sensado, la montura de la figura 3-44 se montó, a su vez, en otra montura con un orificio donde se practicó en su orilla un chaflán con dirección al interior de esa montura. La figura 3-47 muestra el diseño mecánico del sistema óptico de emisión completo y una fotografía del haz colimado obtenido con un LED azul de prueba de enfoque.

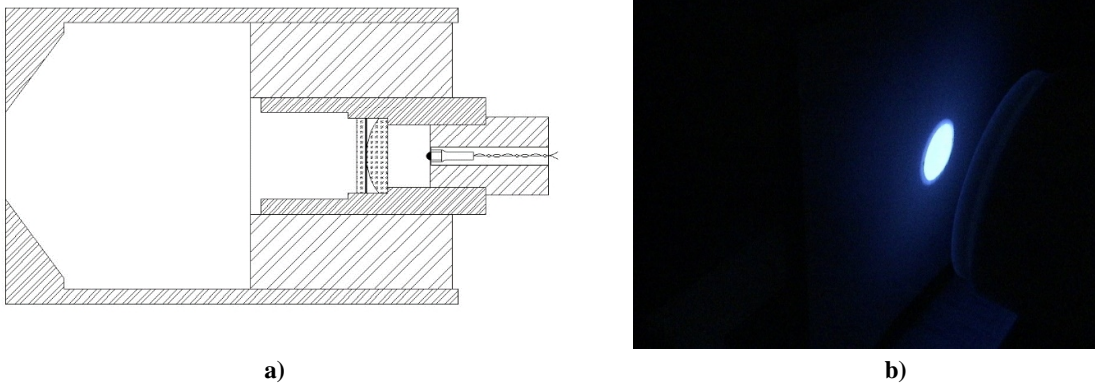


Figura 3-47. a) Esquema mecánico del sistema óptico de emisión final; b) fotografía que muestra el aspecto del haz colimado de luz, a la salida del sistema óptico de emisión.

3.2.5 Selección del receptor del disdrómetro óptico

El receptor ha de cumplir con algunas especificaciones importantes más bien relacionadas con el sistema óptico del sensor:

- tener una buena sensibilidad a la longitud de onda del LED IR y
- poseer un área de recepción “grande” para asegurar una detección del ocultamiento de la luz en un ángulo amplio.

Existen varias soluciones para la detección de la luz. No es el propósito de este trabajo hacer una revisión de cada solución, pero se dan las características principales de cada una de ellas y que han ayudado a la selección final. Las soluciones disponibles y sus características más interesantes son:

- a) *El fotodiodo PIN de silicio.* Típicamente, presenta una respuesta al espectro de luz como la que se muestra en la figura 3-48. Se observa entonces una alta sensibilidad para longitudes de onda en el infrarrojo cercano (NIR). Su tiempo de respuesta es del orden de ns cuando su área es pequeña y se retarda hasta las centenas de ns conforme el área de captación aumenta. Esto determina un compromiso entre la rapidez de respuesta, para eventos donde la luz aparece y desaparece rápidamente, y la cantidad de luz que se ha de detectar, como en el caso de aplicaciones con luz dispersada. Un incremento del área implica también un aumento del ruido captado y/o generado por la misma unión semiconductor.

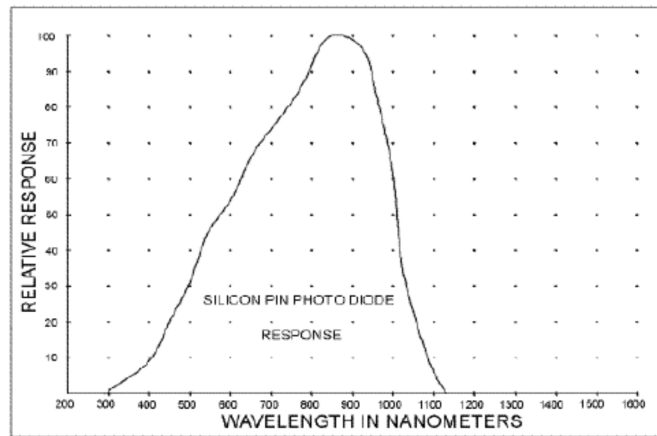


Figura 3-48. Gráfica que muestra respuesta típica de un fotodiodo PIN de silicio. Tomado de [30].

- b) *El fotodiodo PIN de InGaAs.* La respuesta típica de este fotodiodo se muestra en la figura 3-49, donde se observa que este dispositivo es marginalmente útil en la región del infrarrojo cercano.

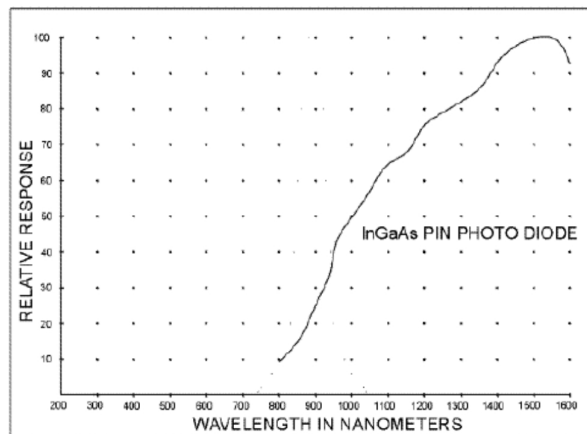


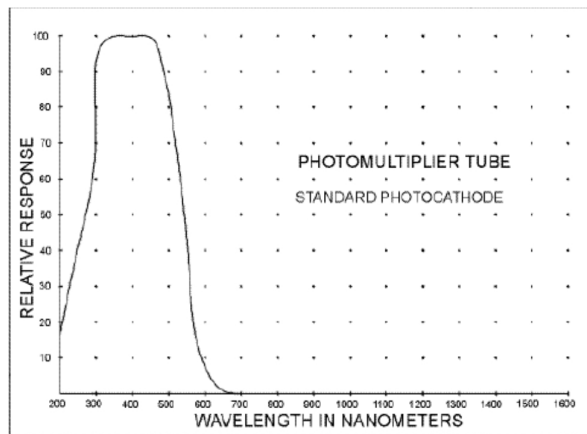
Figura 3-49. Gráfica que muestra la respuesta típica de un fotodiodo PIN de InGaAs. Tomado de [30].

Esta respuesta es típica en las aplicaciones de telecomunicación y, como esta tecnología es reciente, los componentes resultan caros.

- c) *El foto-transistor.* Es un dispositivo muy bien conocido por los desarrolladores de aplicaciones optoelectrónicas. Ofrece la ventaja de una mayor sensibilidad para el mismo espectro de luz del fotodiodo PIN de silicio, pero el transistor asociado al diodo detector retarda mucho su respuesta (del orden de decenas de μs) y capta más ruido. No es muy flexible porque el fotodiodo siempre presenta un área de captación pequeña.
- d) *Fotodiodo de avalancha.* Es también un dispositivo de tecnología reciente. Su principal ventaja consiste en una sensibilidad mucho mayor que la de un fotodiodo PIN, pero se necesita polarizarlo con voltajes del orden de 150 V, su alta sensibilidad vuelve muy complicado y costoso su circuito de detección y su área de captación es muy reducida, por lo que no se considera adecuado para aplicaciones de captación a distancia.
- e) *Tubo fotomultiplicador.* Un dispositivo antiguo, figura 3-50 a), pero de muy alta sensibilidad. Normalmente, se le utiliza para captar señales luminosas muy débiles y permite obtener 10 000 veces más corriente que un fotodiodo PIN utilizado para el mismo propósito. Es preciso seleccionar el modelo que permita la captación de señales en la zona del infrarrojo cercano. En la Fig. 3-50 b) se muestra un dispositivo cuya respuesta al espectro luminoso no incluye la región del infrarrojo cercano. Además, debido a su método de captación, siempre es propenso a interferencias de luz parásita.



a)



b)

Figura 3-50. a) Fotografía que muestra un tubo fotomultiplicador; b) Gráfica que muestra la respuesta típica de un tubo fotomultiplicador. Tomado de [30].

Finalmente, la selección estaría más bien determinada por la disponibilidad de los componentes en el mercado.

El análisis de las características de las soluciones encontradas para la selección del detector de luz y la investigación de mercado, condujeron a la selección de un fotodiodo PIN de silicio. El dispositivo encontrado en el mercado es el TEMD5010X01 de la casa Vishay. Algunas de sus características se muestran en la tabla 3-11.

Tabla 3-11

PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
Área de captación	7.5	mm ²
Tiempo de respuesta	100	ns
Ángulo medio	±65	°

La figura 3-51 a) muestra la curva de la responsividad del diodo PIN seleccionado y que se ha extraído de la hoja de datos del componente [31]. Al observar esta curva, es posible confirmar que la longitud de onda del emisor $\lambda_{EMISOR} = 820 \text{ nm}$ se corresponde con una responsividad del receptor de aproximadamente 0.9, con lo cual se asegura una muy buena detección del ocultamiento de la señal luminosa del emisor por las gotas de lluvia. En la figura 3-51 b) se muestra el aspecto físico del componente.

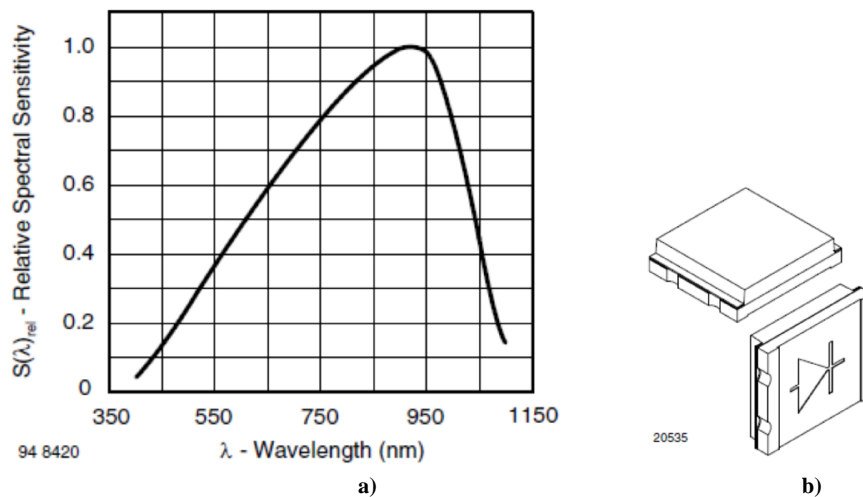


Figura 3-51. a) Gráfica que muestra la curva de responsividad del TEMD5010X01; b) aspecto físico del componente. Tomado de [31].

La figura 3-52 muestra el dibujo mecánico de la montura correspondiente al receptor del sistema óptico del disdrómetro. Físicamente, se trata de una tablilla circular de circuito impreso sobre la cual se ha soldado el dado TMED5010X01 y sus cables de conexión. Esta tablilla va montada en un receptáculo móvil para permitir el enfoque de la lente plano-convexa de 25 mm de diámetro y que recibe el haz colimado del emisor a una distancia de 70 mm. Las distancias focales son las mismas que las de las lentes usadas en el visibilímetro, figura 3-11. La figura 3-53 muestra el interior de la montura del receptor. Finalmente, las monturas del emisor y el receptor del disdrómetro se han colocado en sendos soportes para poder realizar las pruebas de laboratorio. La figura 3-54 muestra el conjunto.

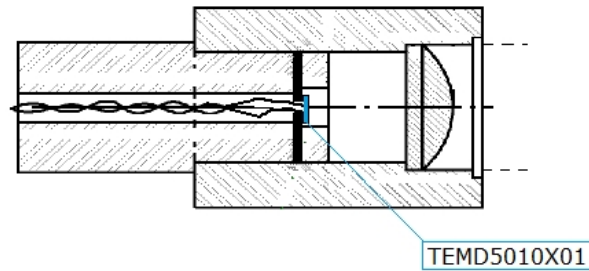


Figura 3-52. Esquema mecánico de la montura del receptor correspondiente al sensor del disdrómetro óptico.

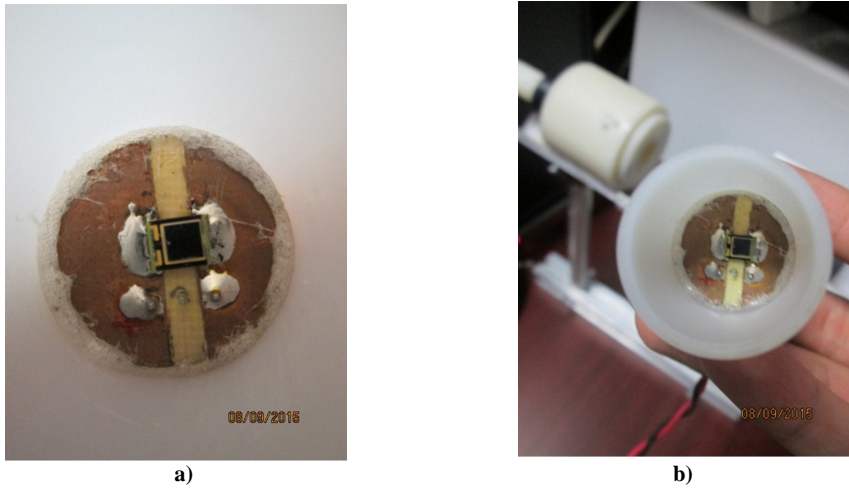


Figura 3-53 a), b). Fotografías que muestran el montaje mecánico del diodo PIN en el receptáculo del receptor del disdrómetro.

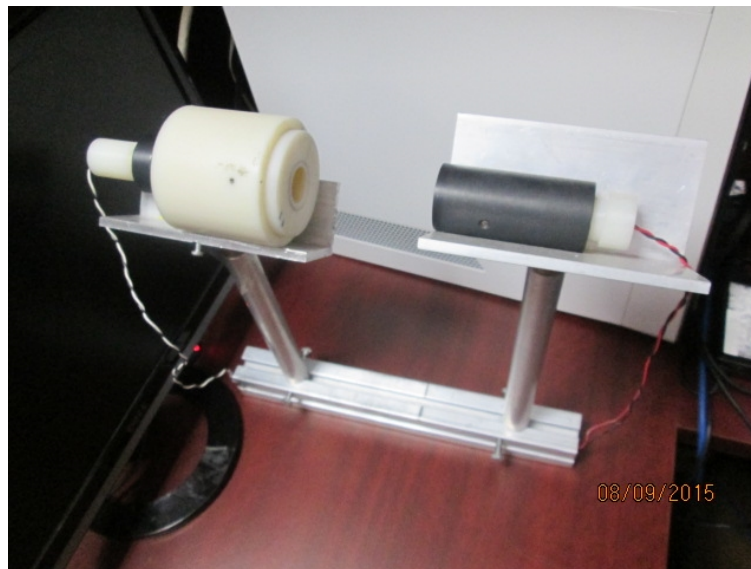


Figura 3-54. Fotografía que muestra el sistema óptico completo del disdrómetro.

3.2.6 Acondicionador del receptor del disdrómetro

Los problemas a los que se enfrenta la señal generada por el receptor de TEMD5010X01 son:

- El fotodiodo PIN genera una corriente proporcional a la irradiancia recibida. Las medidas llevadas a cabo demuestran que su valor absoluto probablemente sea siempre menor de $50 \mu\text{A}$. El valor de esta señal no debe degradarse por sobrecarga del fotodiodo PIN.
- El fotodiodo PIN es propenso a recibir radiaciones parásitas que no sólo interferirían con la señal de interés, sino que pueden ocasionar su saturación.
- El ruido intrínseco del acondicionador de la señal del fotodiodo PIN (convertidor corriente/voltaje) puede degradar la fidelidad de la señal durante su procesamiento. Esto sucede así porque el ruido de entrada es amplificado por el acondicionador de la siguiente manera [32, p. 108]:

$$e_{noe} \approx \frac{1 + R_F C_D S}{1 + R_F C_F S} e_{ni} \quad 3-22$$

Donde R_F y C_F son componentes en la retroalimentación del acondicionador y C_D es la capacitancia intrínseca del fotodiodo PIN. Resulta evidente que haciendo $C_F \gg C_D$ el ruido del acondicionador disminuiría, aunque sería necesario estudiar el detrimento en el ancho de banda del circuito. Existe también el compromiso de que a mayor área de recepción del PIN, mayor es su capacitancia intrínseca.

El problema básico es encontrar una técnica de conversión de corriente a tensión que afronte con éxito los problemas mencionados arriba. Se exploraron dos soluciones:

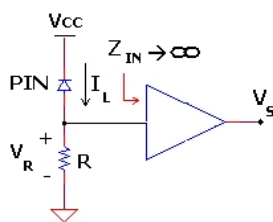


Figura 3-55. Circuito detector de alta impedancia.

1ª. La figura 3-55 muestra una primera solución, la cual consiste en utilizar un *detector de alta impedancia*. Tiene como mayor inconveniente que la saturación del fotodiodo PIN, debida a su exposición a una radiación potente (sol, faros, etc.), no se puede evitar ($V_R \approx V_{CC}$). Esto obligaría a utilizar un filtro óptico pasa-banda. El efecto capacitivo del PIN (circuito RC en CA) no se elimina.

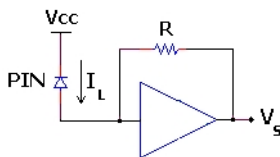


Figura 3-56. Circuito detector con amplificador de transimpedancia.

2ª. La figura 3-56 muestra la configuración de un *amplificador de transimpedancia*. Evita el efecto capacitivo del PIN, pero continúa el problema de la saturación en el fotodiodo.

El problema de la saturación del fotodiodo PIN se ha controlado en laboratorio de manera implícita al alojar el receptor en una montura cerrada a interferencias lumínicas y cuidadosamente alineada con la montura de emisor. Como en el caso del visibilímetro, el paradigma de la adquisición de datos por medio de la conversión frecuencia a código digital exige minimizar o eliminar cualquier clase de interferencias por medios no convencionales. En este caso, y si el prototipo lo requiriese, es posible añadir un filtro óptico adecuado como la película Wratten IR #87C de la casa Edmund. Por otro lado, no se trata de medir con exactitud, como en el caso del visibilímetro, una magnitud lumínica,

sino el tamaño de la ocultación del haz por las gotas de lluvia, tanto en tiempo como en espacio y las posibles interferencias que, por razonamiento común, no inciden en esta clase de detección.

El diseño del acondicionador del emisor se ha realizado con base en la segunda solución. Sin embargo y como es sabido, el modelo eléctrico del amplificador de transimpedancia para acondicionar la señal del LED IR, figura 3-57, va a comprometer la estabilidad del circuito, ya que este montaje es propenso a oscilar.

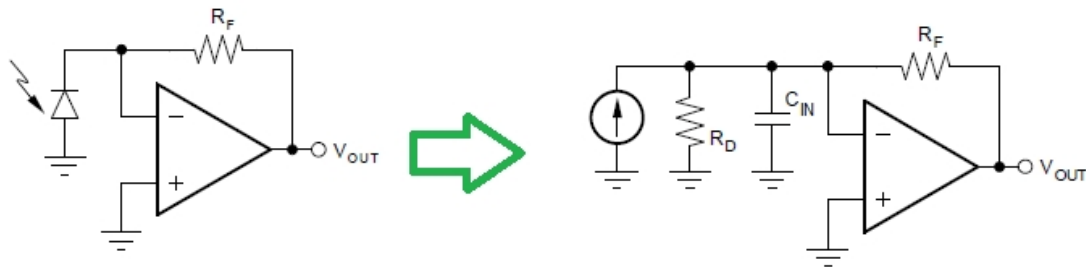


Figura 3-57. Esquema eléctrico del modelo equivalente del amplificador de transimpedancia como acondicionador de un LED IR.

La tabla 3-12 lista las variables en la figura 3-57.

Tabla 3-12

VARIABLE	SIGNIFICADO
R_D	Resistencia equivalente del LED IR
C_D	Capacitancia equivalente del LED IR
C_{AO}	Capacitancia de entrada del amplificador operacional
C_{IN}	$C_{IN} = C_D // C_{AO}$
R_F	Resistencia de retroalimentación

A fin de evitar la posibilidad de que el montaje de la figura 3-57 oscile, es necesario conectar un capacitor C_F , figura 3-58, de manera que se introduzca un polo que se encuentre antes de la frecuencia de ganancia unitaria de la respuesta en lazo abierto ($f_P < f_{BW}$) pero sin degradar el ancho de banda del amplificador en lazo cerrado.

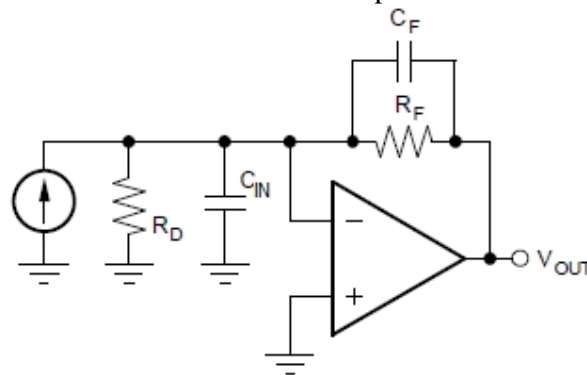


Figura 3-58. Esquema eléctrico del modelo equivalente del amplificador de transimpedancia compensado en frecuencia.

El cálculo del capacitor C_F para cumplir tal propósito es [33]:

$$C_F = \frac{1}{4\pi R_F (GBW)} \left[1 + \sqrt{1 + 8\pi R_F C_{IN} (GBW)} \right] \quad 3-23$$

Donde GBW es el producto ganancia \times ancho de banda del amplificador operacional. En este diseño, se seleccionó como amplificador operacional el OP27G de la casa Analog Devices por sus excelentes características como amplificador de precisión. Los datos de la tabla 3-13 se han obtenido de la hoja de datos del LED IR [31] y del OP27G [34] para poder realizar el cálculo del valor del capacitor de compensación C_F .

Tabla 3-13

COMPONENTE	DATO
TMD5010X01	$C_{DTYP} = 25 \text{ pF}$
OP27G	$GBW_{TYP} = 8 \text{ MHz}$ $C_{AO} = 4 \text{ pF}$

A partir de los datos de la tabla 3-13 y con $R_F = 10 \text{ k}$, se tiene $C_F = 8,65 \text{ pF}$ de la aplicación numérica en la ecuación 3-23, con lo cual se selecciona un capacitor de compensación C_F de valor comercial igual a 10 pF . El circuito queda como en la figura 3-59, la cual también muestra el aspecto de la señal de salida correspondiente para una gota de agua atravesando el volumen de detección.

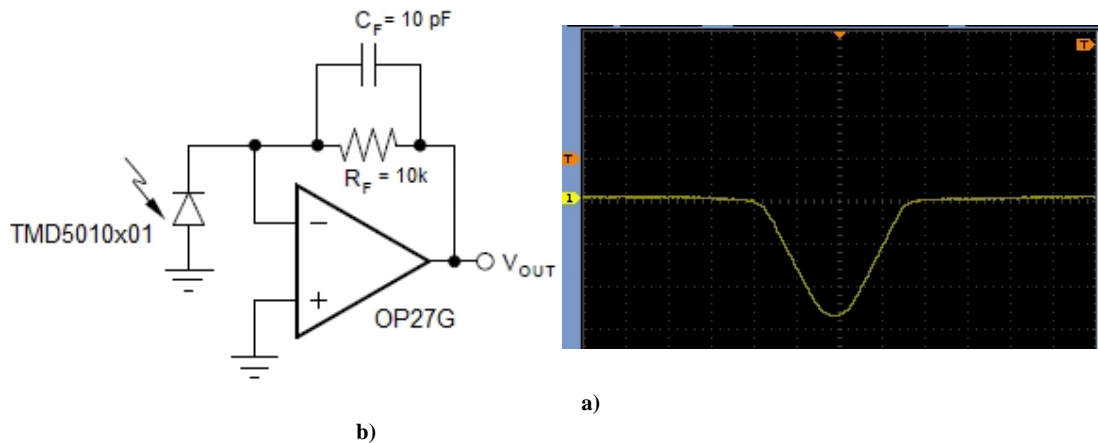


Figura 3-59. a) Esquema eléctrico del amplificador de transimpedancia compensado; b) oscilograma de la señal de salida del amplificador para una gota detectada dentro del volumen de sentido.

Como se puede apreciar en la figura 3-59 b), la señal a la salida del amplificador de transimpedancia presenta un voltaje de desequilibrio (offset) y, por el tipo de retroalimentación del amplificador, la señal presenta valores negativos. La necesidad de eliminar este voltaje de desequilibrio y presentar una señal con valores positivos para poder ser procesada posteriormente por un UFDC, ha exigido interconectar un filtro de promediación y un inversor de precisión. La figura 3-60 presenta la solución referida y la figura 3-61 el resultado de la señal procesada.

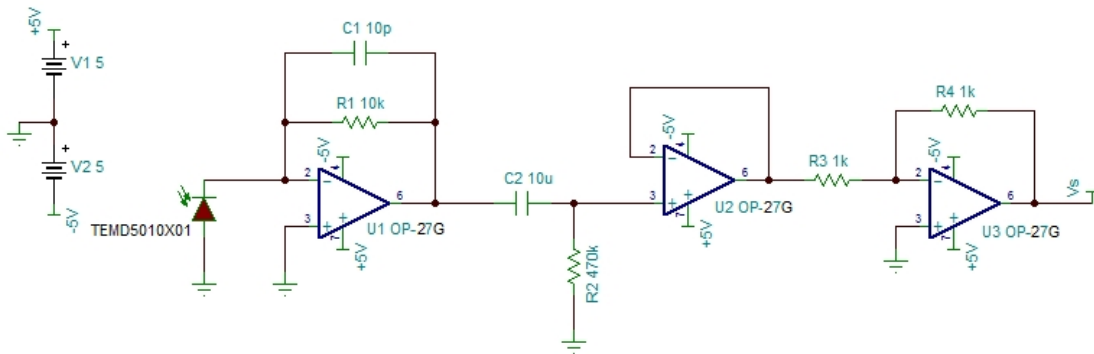


Figura 3-60. Esquema eléctrico del acondicionador de señal completo para el sensor del disdrómetro óptico.

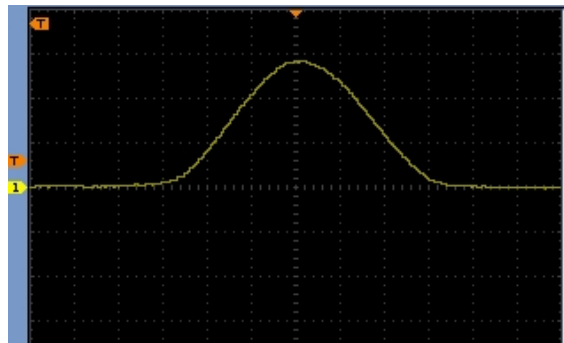


Figura 3-61. Oscilograma de la señal del emisor procesada con el circuito de la figura 3-60.

3.2.7 Métodos y materiales para validar la homogeneidad del volumen de detección en el sensor del disdrómetro

Al suponer que durante un periodo de muestreo T , la precipitación pluvial es constante y, por lo tanto, el tamaño de las gotas de lluvia es el mismo, se podría estimar el IPP siempre y cuando el sensor produjera un conjunto uniforme de señales correspondiente al conjunto de gotas de lluvia detectadas en ese periodo. De ahí que sea de importancia capital verificar la homogeneidad del volumen de detección, generado por el sensor, para obtener la misma señal a lo largo de su longitud.

Los LED IR ya producen una luz homogénea y se ha compensado el uso de una luz potente, como lo hicieron Illingworth y Stevens (1987) con su lámpara de halógeno, mediante el uso de un LED de alta potencia. La lente difusora, sección, 3-23, corregiría defectos de distribución de la luz debidas a la construcción del receptáculo del material semiconductor del LED IR. Sin embargo, la homogeneidad del volumen luminoso de detección ha de ser comprobada. Se realizaron dos pruebas de comprobación, descritas enseguida.

1ª comprobación. Medición de la irradiancia en función de la longitud del volumen de detección. La figura 3-61 muestra el diagrama a bloques del montaje experimental utilizado para medir la irradiancia a lo largo del volumen de detección. La longitud del volumen es de 70 mm, medida desde el flanco de la montura del emisor hasta el flanco de la montura del receptor. La longitud de este volumen de luz se ha elegido con base en la experiencia de Illingworth y Stevens (1987) quienes hicieron sus pruebas de detección

de gotas de lluvia entre los 50 mm y los 220 mm, y donde, como es de esperar, la magnitud de las señales recibidas eran mayores a distancias poco mayores a los 50 mm.

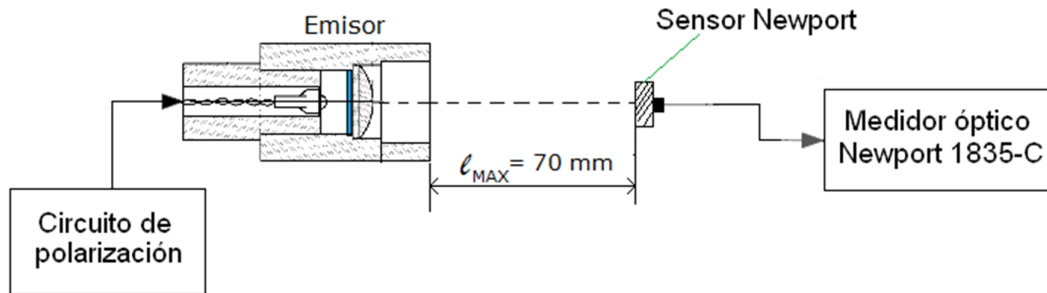


Figura 3-61. Diagrama a bloques que muestra la disposición del montaje experimental para medir la irradiancia a lo largo del volumen de detección.

Como en el caso del visibilímetro, el medidor óptico Newport 1835-C posee un sensor IR con un rango de medición que incluye la longitud de onda del emisor del disdrómetro ($EMISOR = 820$ nm) y el instrumento ajustado a esa longitud de onda. La prueba se realizó sin el lente difusor holográfico y con la lente difusora de 5° #54-506.

2ª comprobación. Comprobación de la señal de salida del sensor del disdrómetro para una gota de agua del mismo tamaño. La segunda comprobación del sensor del disdrómetro ha consistido en verificar que el valor pico de la señal de salida de éste presente un valor aproximadamente igual para gotas de agua de un mismo tamaño aproximado. Esta prueba se ha realizado gracias al montaje de la figura 3-62.

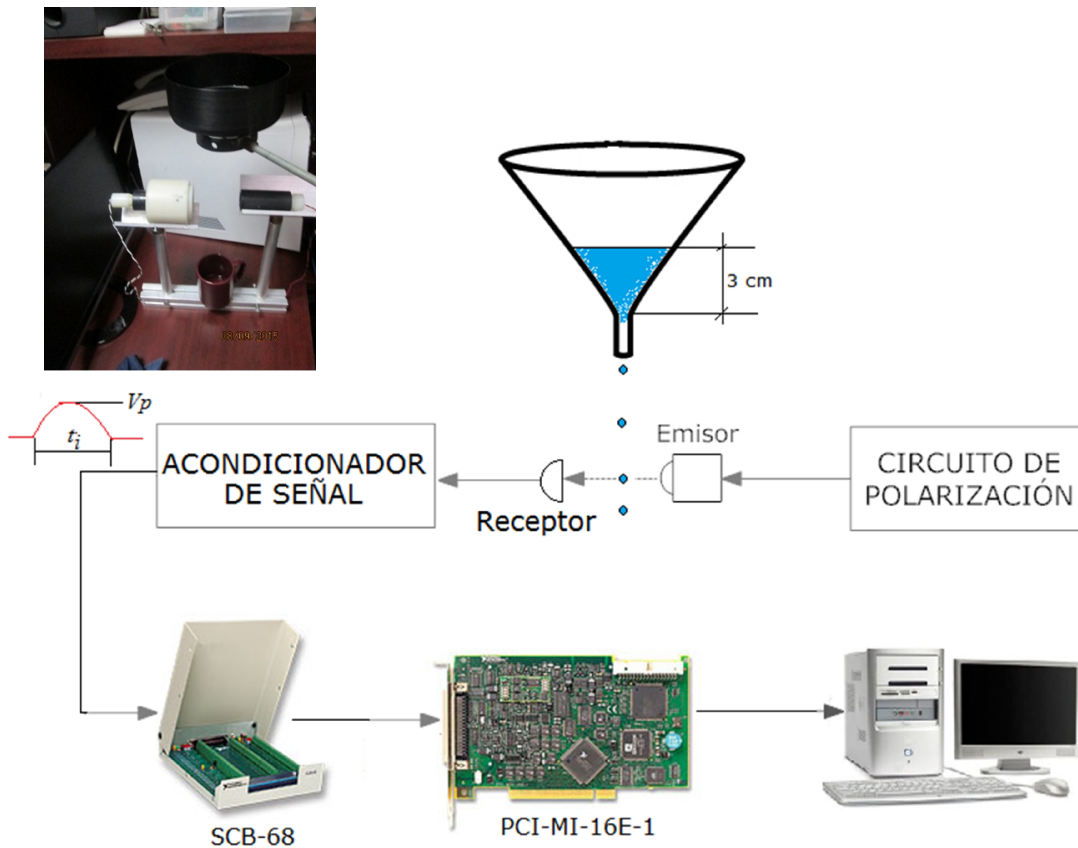


Figura 3-62. Diagrama a bloques y fotografía que muestran el montaje experimental diseñado para comprobar la señal de salida del sensor del disdrómetro.

En este montaje, la señal acondicionada a la salida del detector es convertida a una señal digital, para su posterior análisis, por medio de la cadena de procesamiento compuesta por el adaptador SCB-68 y una tarjeta de adquisición de datos instalada en una PC regular. Se han utilizado los siguientes materiales:

1. El embudo anodizado negro del kit de calibración FC-525 de la casa Texas Electronics [35] provisto de una pipeta de bronce #65. Al llenar de agua este embudo a un nivel de unos 3 cm por arriba de la boquilla, se precipitan gotas de agua separadas y de un tamaño aproximadamente igual.
2. La caja de interconexiones SCB-68, de la casa National Instruments, va a adaptar las conexión del acondicionador del sensor a la tarjeta de adquisición de datos.
3. Tarjeta de adquisición de datos PCI-MI-16E-1 (1,25 Mm/s, 12 bits, 14,369 mV), de la casa National Instruments, es el instrumento para obtener una versión digital de la señal del sensor útil para un análisis posterior de la misma. Esta tarjeta se ha instalado en una PC regular.

El programa vi de LabView que permite el almacenamiento de datos se muestra en las figuras 3-63 y 3-64.

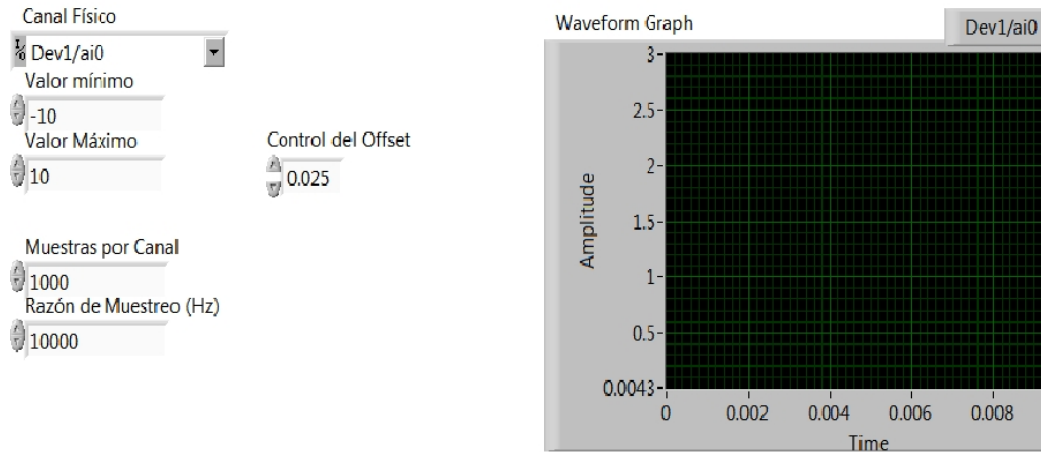


Figura 3-63. Imagen del panel frontal del programa vi para almacenar los datos digitales de la señal correspondiente al sensor del disdrómetro.

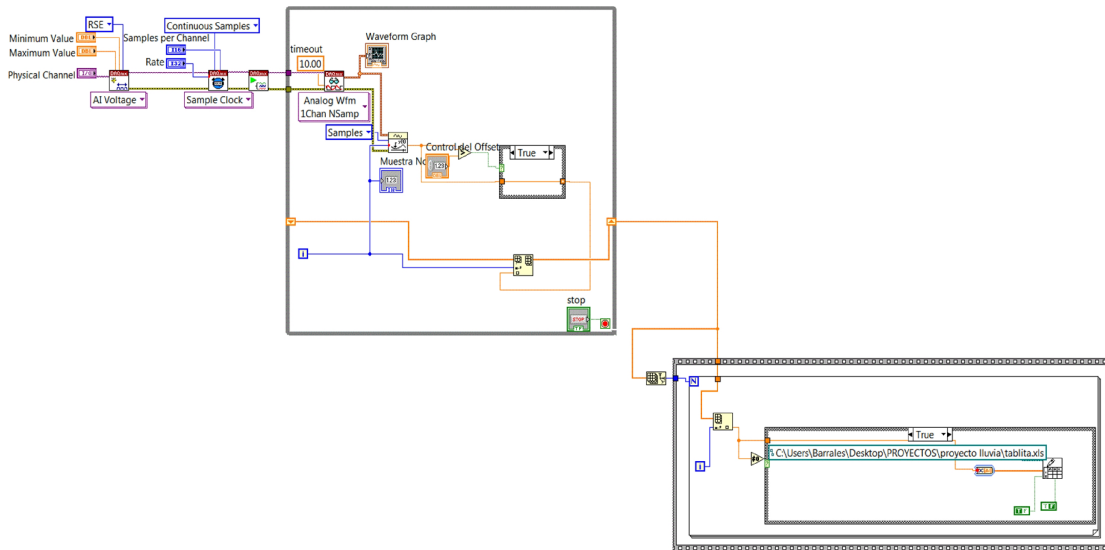


Figura 3-64. Imagen del diagrama a bloques del programa vi para almacenar los datos digitales de la señal correspondiente al sensor del disdrómetro.

Nótese que el vi crea un archivo Excel para almacenar los datos, en este caso, el dato relevante es el valor pico de la señal V_p que se espera sea aproximadamente el mismo para el tamaño de gota determinado por el embudo FC-525. Se obtuvieron 3 series de datos para una trayectoria de caída de la gota desde el embudo contigua a la boca de la montura del emisor, una trayectoria de la gota que atraviesa la parte media del volumen detector y una trayectoria contigua a la boca de la montura del detector.

3.2.8 Análisis de los resultados de la validación experimental del sensor

Resultado primera prueba de homogeneidad. La tabla 3-14 muestra las mediciones de las irradiancias máximas y mínimas cuando el sensor carece de la lente difusora y con ésta.

Tabla 3-14

	E_{min} [mW/cm ²], $l = 0$	E_{max} [mW/cm ²], $l = 70$ mm
Sin lente difusora	3.48	2.29
Con lente difusora #54-506	2.85	2.63

Los resultados de la tabla 3-14 se han realizado para demostrar, de manera rápida, la utilidad del lente holográfico. Al parecer es conveniente su uso, aunque se ensayó una prueba más completa al medir la irradiancia con la lente difusora a intervalos de 5 mm. El resultado de medir la intensidad luminosa del emisor del disdrómetro a lo largo del volumen de detección se muestra en la figura 3-65, donde la diferencia entre los valores de irradiancia máximo y mínimo es de 7.7 %. Esta diferencia va a ser admisible en la medida de los resultados de una comparación con un instrumento patrón, pero, a favor, podemos decir que es aceptable porque el instrumento no se está orientando a la medición exacta del tamaño de las gotas de agua y su velocidad de caída.

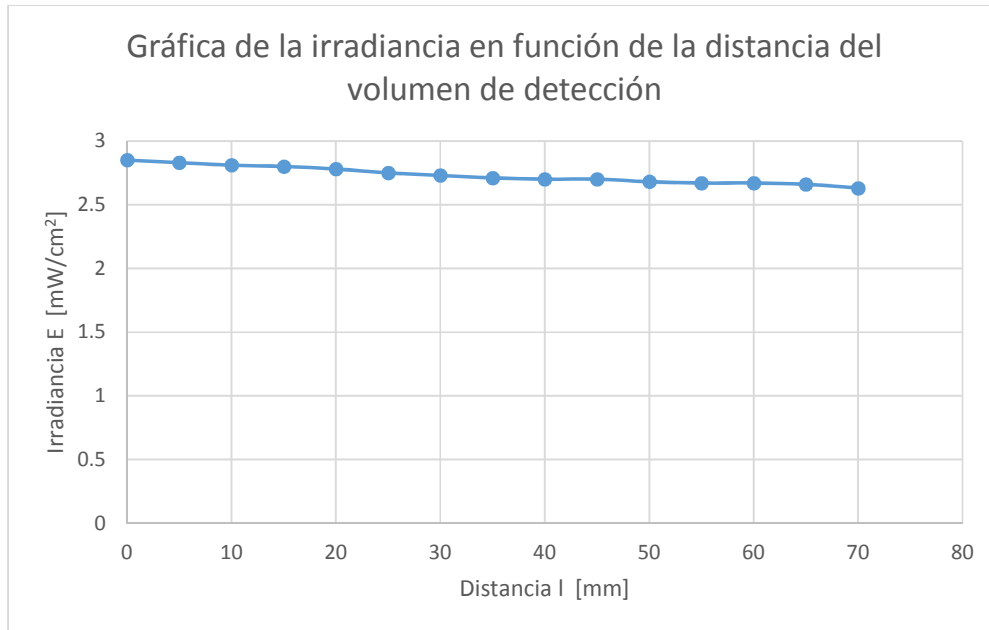
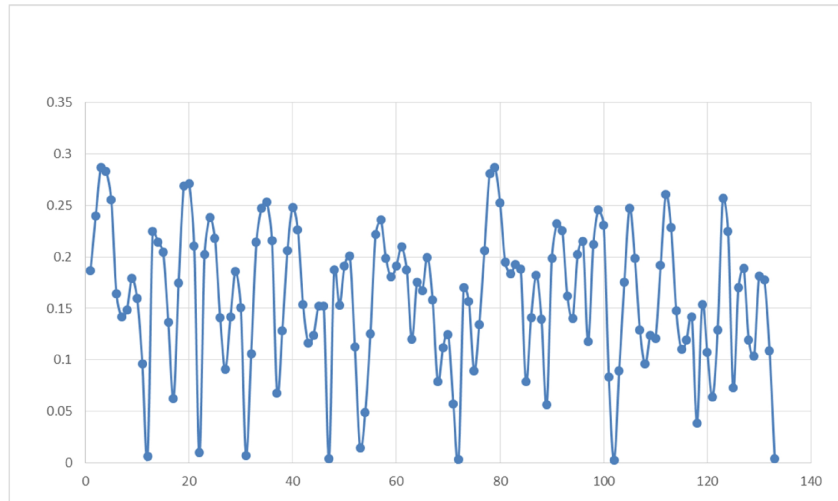
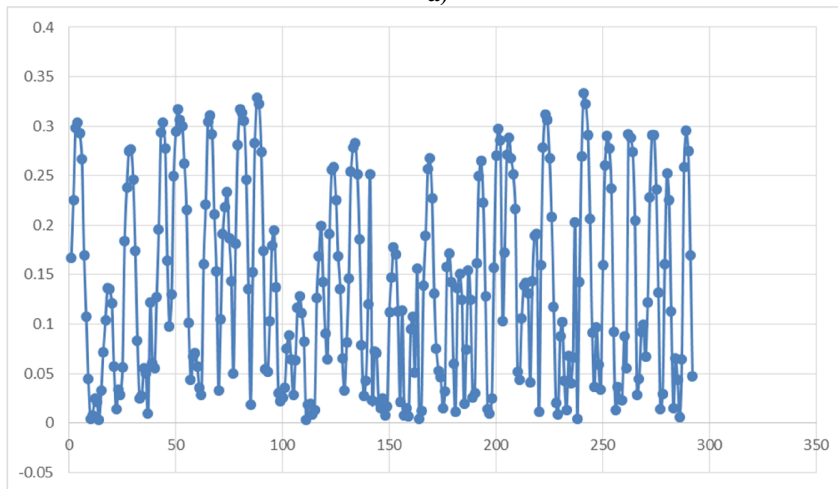


Figura 3-65. Gráfica que muestra la irradiancia emitida del sensor del disdrómetro en función de la distancia del volumen de detección.

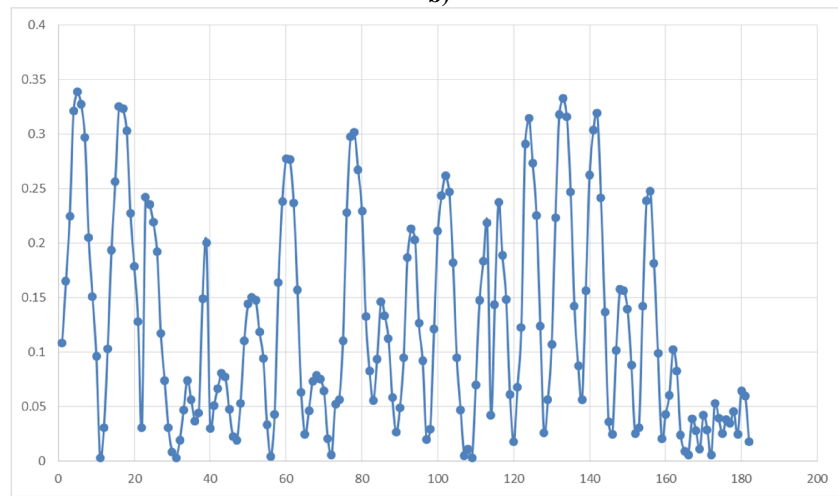
Resultado segunda prueba de homogeneidad. Los resultados de la medición de la señal de detección usando el embudo que permite la precipitación de una gota de agua de un tamaño similar, en las mismas posiciones de la primera prueba, se presenta en la figura 3-66. En esa figura se presentan únicamente las gráficas de los datos adquiridos, pero la tabla 3-15 muestra los promedios para las tres distintas distancias de prueba.



a)



b)



c)

Figura 3-66. Gráficas que muestran los resultados de la adquisición de datos de la señal del sensor a) para $l = 0$ (trayectoria de la gota contigua a la boca de la montura del emisor, b) $l = 35$ mm (trayectoria de la gota a la mitad de la longitud del volumen de detección, c) $l = 70$ mm (trayectoria de la gota contigua a la boca de la montura del receptor).

Tabla 3-15

DISTANCIA l [mm]	VALOR PICO PROMEDIO V_p [V]
0	0,27
35	0,3
70	0,33

Si se toma como valor central el valor pico promedio cuando $l = 35$ mm, el error máximo del valor pico promedio, a lo largo del volumen de detección, es del 10 %, el cual es aceptable para la clase de medición requerida por el disdrómetro óptico en un entorno ITS.

3.2.9 Características de la señal del sensor

La figura 3-67 repite la figura 3-61 pero con las indicaciones de las características de interés de la señal del sensor para la medición del IPP.

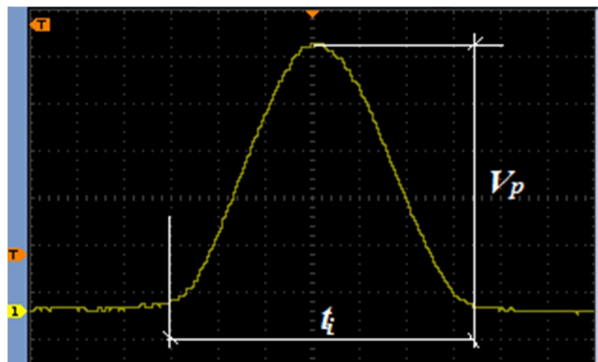


Figura 3-67. Oscilograma de la señal del sensor del disdrómetro que muestra las características interesantes de medición para obtener el IPP.

El parámetro t_i es la duración que tarda la gota en atravesar el volumen de detección y lleva implícita su velocidad de caída, aunque en el algoritmo de la ecuación 3-21 no se requiere la medición de ésta. Esta medición ha de obtenerse con el UFDC-A, figura 3-42, como un valor digital que el microcontrolador pueda procesar directamente.

El parámetro V_p es el valor pico de la señal que produce la gota al atravesar el volumen de detección y refleja el tamaño de ésta. Antes de diseñar un sistema electrónico que produzca una señal TTL de frecuencia proporcional a V_p , será necesario obtener la función que relaciona este valor pico con el tamaño de la gota para comprobar la hipótesis de la ecuación 3-12.

Se presenta en primer lugar el circuito para medir t_i , en segundo lugar la caracterización del sensor para comprobar la relación lineal de la función $V_p = f()$, con el diámetro de una gota de agua supuesta esférica y, en tercer lugar, el sistema electrónico para obtener la representación frecuencial de V_p .

3.2.10 Método y materiales para extraer el parámetro t_i

La medición del parámetro t_i es posible al configurar el UFDC-A en el modo 3 [36] (time interval between start- and stop- impulse, \ddagger_x). Sin embargo, y de acuerdo a la información técnica del dispositivo, es necesario arrancar la medición con un pulso de inicio (start) y detenerla con otro pulso (stop), lo cual implica el diseño de un sistema electrónico que detecte el inicio y el final de la señal del sensor, figura 3-67. La figura 3-68 muestra el circuito electrónico del generador de pulso básico diseñado para este propósito.

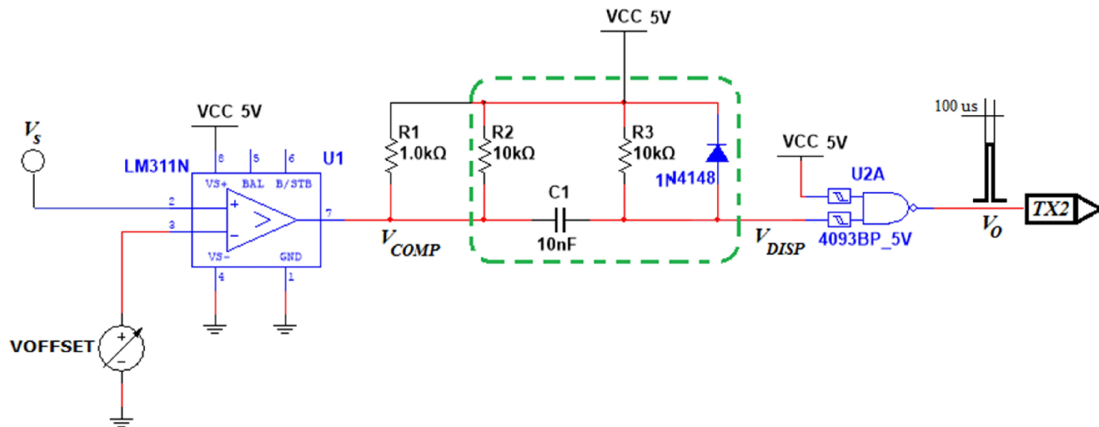


Figura 3-68. Esquema eléctrico del generador de pulso básico para controlar el modo 3 del UFDC-A.

Con respecto a la figura 3-68, el LM311 es un comparador de voltajes, de colector abierto, que va a comparar el nivel de la señal del sensor contra un voltaje V_{OFFSET} ajustado apenas por arriba del cero de la señal, con lo cual la salida del comparador conmuta rápidamente de 5V a 0 cuando la señal v_s del sensor cumple con $v_s < V_{OFFSET}$. La red eléctrica encerrada en la línea punteada genera un pulso de descarga V_{DISP} originado por el flanco de bajada de la señal a la salida del comparador V_{COMP} . La respuesta del monoestable es el pulso VO cuyo ancho está definido por la fórmula $t_w = 1.1R_3C_1$, como se ilustra en la figura 3-69.

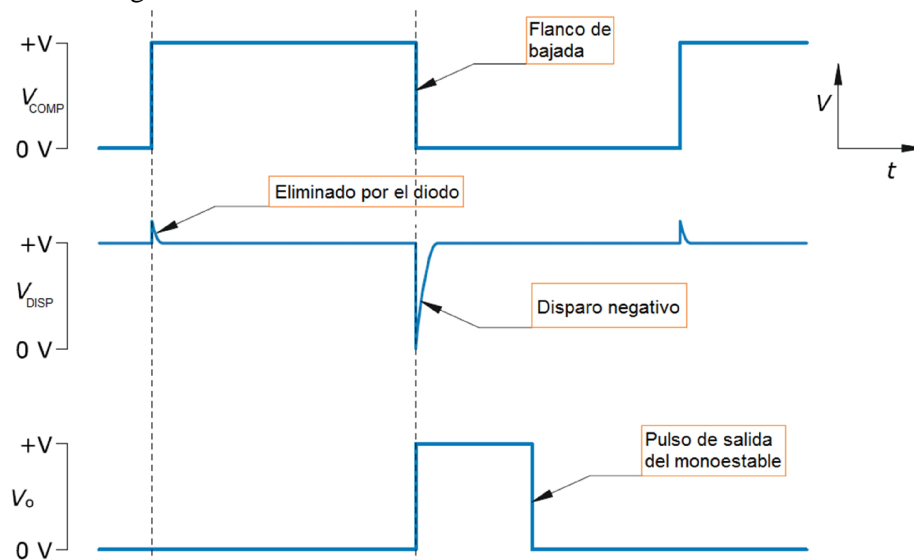


Figura 3-69. Cronograma que muestra las señales del generador de pulsos de la figura 3-68.

En el caso descrito, el circuito de la figura 3-68 generaría el pulso que indica que la gota de lluvia ha abandonado el volumen de detección y la medición de t_i ha de suspenderse. El ancho de este pulso se ha definido de unos 100 μ s, lo que corresponde a $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}$ y $C_3 = 10 \text{ nF}$. Es claro que un circuito similar es necesario para generar el pulso para el arranque de la medición de t_i . La figura 3-70 muestra el circuito completo con la parte complementaria del circuito de la figura 3-68.

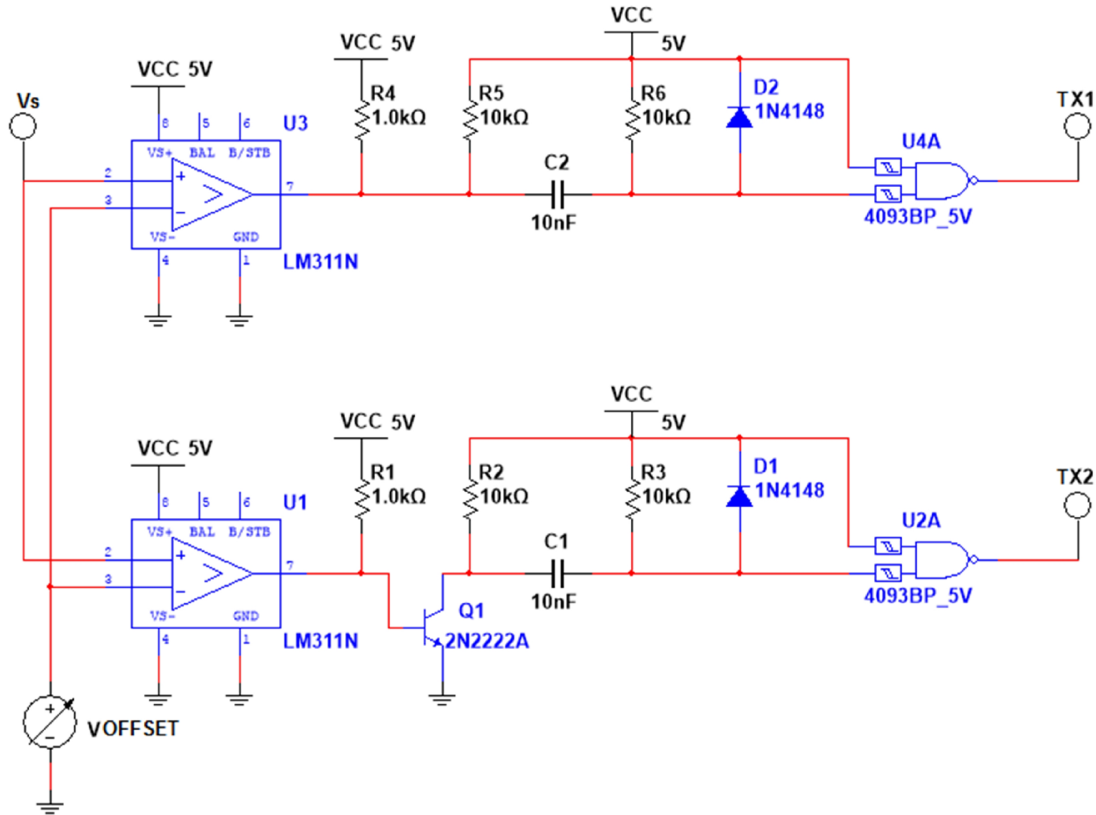


Figura 3-70. Esquema eléctrico del sistema electrónico para generar el pulso de arranque TX1 y el pulso de paro TX2 necesarios para medir el tiempo t_i de la señal del sensor con el UFDC-A.

3.2.11 Método y materiales para obtener la curva característica de transferencia $V_p = f(\)$ del sensor

A fin de comprobar la hipótesis de la ecuación 3-12, se ha utilizado el montaje experimental de la figura 3-62 con el mismo vi de la figura 3-63 para obtener, de manera estadística, una representación matemática de la relación $V_p = f(\)$, la cual, intuitivamente, se piensa que es lineal.

La variación del diámetro de las gotas de agua se simula con balines (bolitas de acero) con los diámetros que se muestran en la tabla 3-16.

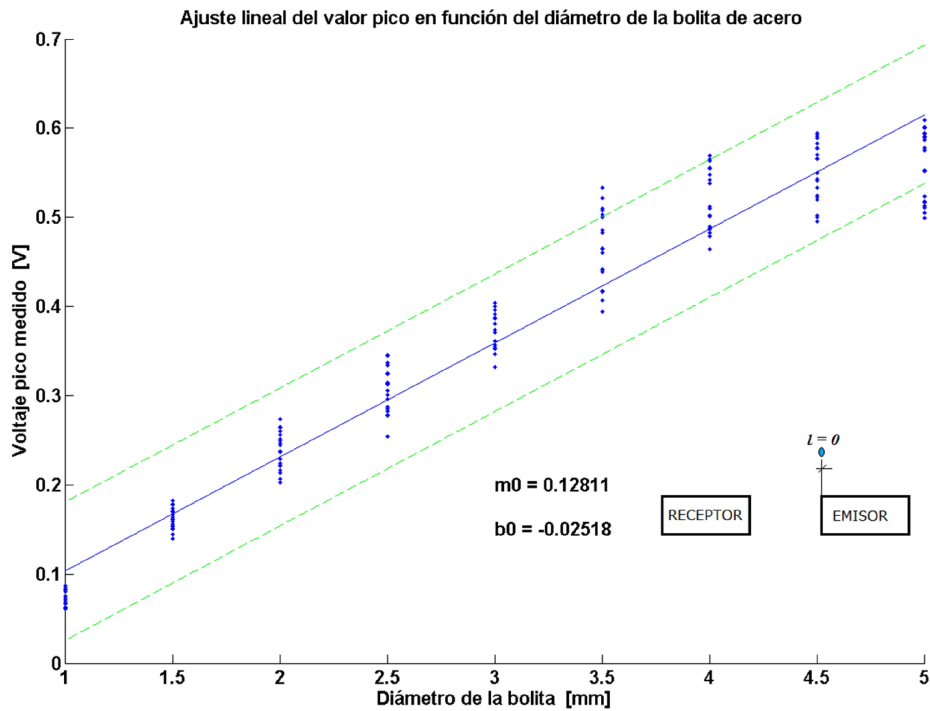
Tabla 3-16. Diámetros de las bolitas de acero

[mm]	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
------	---	-----	---	-----	---	-----	---	-----	---

La caracterización ha consistido en obtener el voltaje pico V_p de la señal de cada bolita en 20 ensayos para esa bolita atravesando el haz cerca del emisor ($l = 0$), a la mitad del volumen de detección ($l = 35$ mm) y cerca del receptor ($l = 70$ mm).

3.2.12 Análisis de los resultados de la validación de la hipótesis $V_p = k$

El análisis de datos ha consistido en obtener un ajuste lineal de la función $V_p = f()$ para cada valor de la distancia l y revisando los intervalos de confianza de todos los ensayos para cada posición de tiro de cada bolita. El programa MATLAB del apéndice B se desarrolló para el análisis de datos. La figura 3-71 muestra los resultados de los ajustes lineales en cada caso.



a)

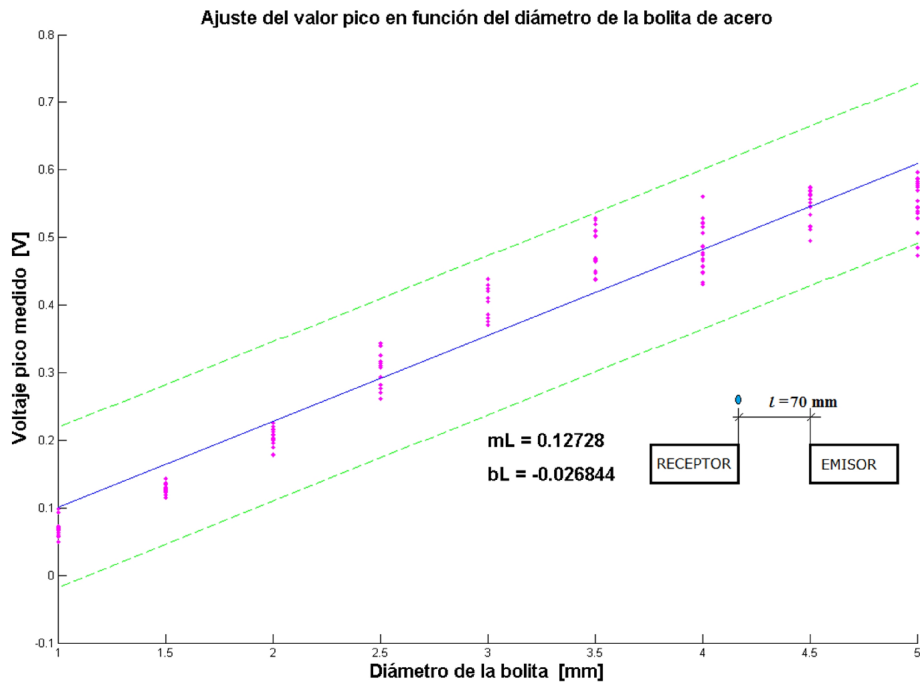
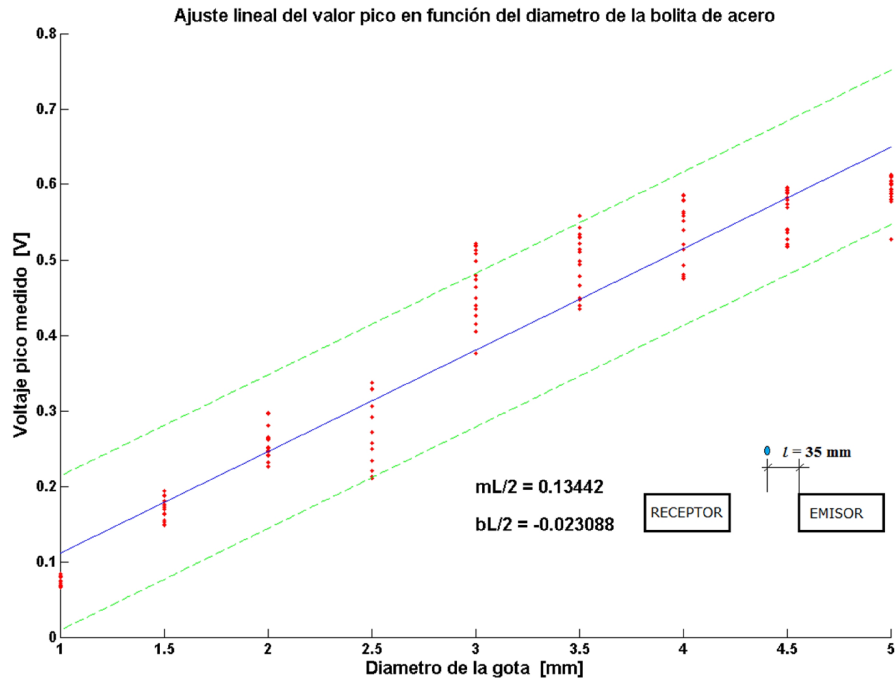


Figura 3-71. Ajustes lineales de la función $V_p = f(\)$ y sus límites de tolerancia cuando a) $l = 0$; b) $l = 35$ mm y c) $l = 70$ mm.

En la figura 3-72 se puede observar que prácticamente la totalidad de los ensayos se encuentran dentro de los límites de tolerancia del ajuste lineal. Por tanto, y

considerando un promedio de cada uno de los ajustes, la función lineal que relaciona el valor pico V_p de la señal de la gota con su diámetro d , suponiendo una forma esférica, es:

$$V_p = 0.1299 d - 0.025 \quad (3-23)$$

La ordenada al origen es despreciable, con lo cual la relación $V_p = f(d)$ puede considerarse estrictamente lineal:

$$V_p \approx 0.1299 d \quad (3-24)$$

Con lo cual se demuestra que es necesario obtener el valor pico de la señal del sensor, convertir este valor a una representación en el dominio de la frecuencia por el UFDC-B y, con ayuda de este valor, obtener una estimación del IPP. Al comparar la ecuación 3-24 con la ecuación 3-12, y considerando la congruencia de unidades, se encuentra que $k = 129.9 \text{ V/m}$.

3.2.13 Método y materiales para extraer el parámetro V_p

La medición del parámetro V_p es posible al configurar el UFDC-B en el modo 0 [36] (Frequency (channel 1), f_{x1}) que es el modo natural del convertidor de frecuencia a código digital. Por tanto, es menester, en primer lugar, obtener el valor pico de la señal del sensor y, en segundo lugar, realizar una conversión voltaje a frecuencia (V/F) de este valor. La figura 3-72 muestra el concepto de diseño.

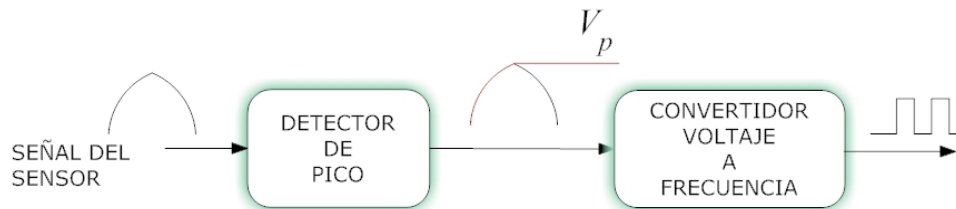


Figura 3-72. Diagrama a bloques que muestra el método para obtener una representación en el dominio de la frecuencia del parámetro V_p .

El detector de pico utilizado para este propósito es bien conocido en el procesamiento analógico de señales [37, p. 446] y se muestra en la figura 3-73.

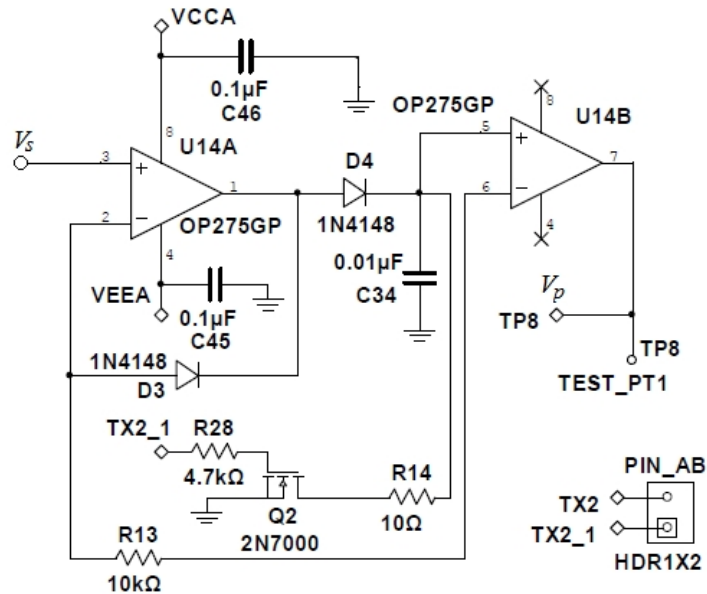


Figura 3-73. Esquema eléctrico que muestra el sistema electrónico para obtener el valor pico V_p de la señal del sensor.

La descarga rápida del capacitor C34, figura 3-73, una vez realizada la conversión V/F, se puede realizar desde el microcontrolador o aprovechando el pulso TX2 del circuito de la figura 3-70. La conversión V/F necesaria para el UFDC-B se muestra en la figura 3-74.

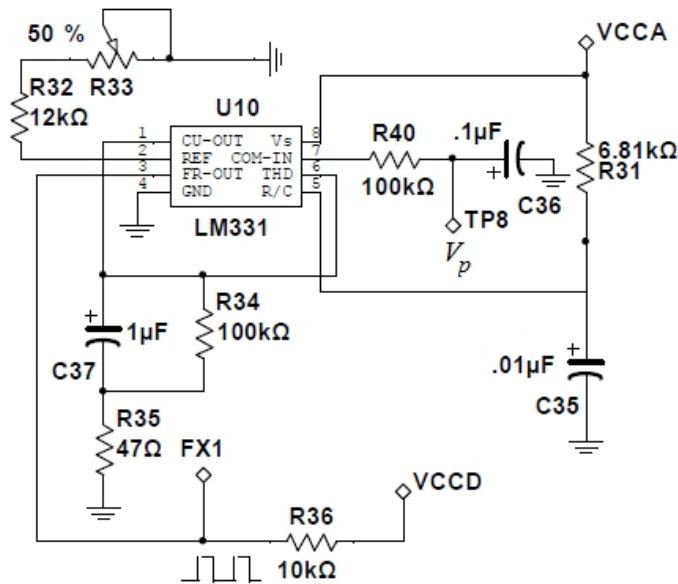


Figura 3-74. Esquema eléctrico que muestra el sistema electrónico para realizar la conversión V/F del valor pico V_p de la señal del sensor.

Es criticable el uso de esta vieja solución material [38], sin embargo, se tuvo que elegir esta opción debido a contratiempos en la adquisición de componentes óptimos. Una solución más robusta y simple consiste en usar el CI AD7740KRMZ de la casa Analog Devices. El sistema utilizado, una vez calibrado, permite una linealidad del 0.01% entre el valor detectado (V_p) y la frecuencia correspondiente, de acuerdo al fabricante. De cualquier manera, se ha obtenido una curva característica de transferencia experimental

del convertidor V/F mostrada en la siguiente sección. Finalmente, la figura 3-75 muestra una fotografía del circuito impreso con el sistema electrónico del disdrómetro.

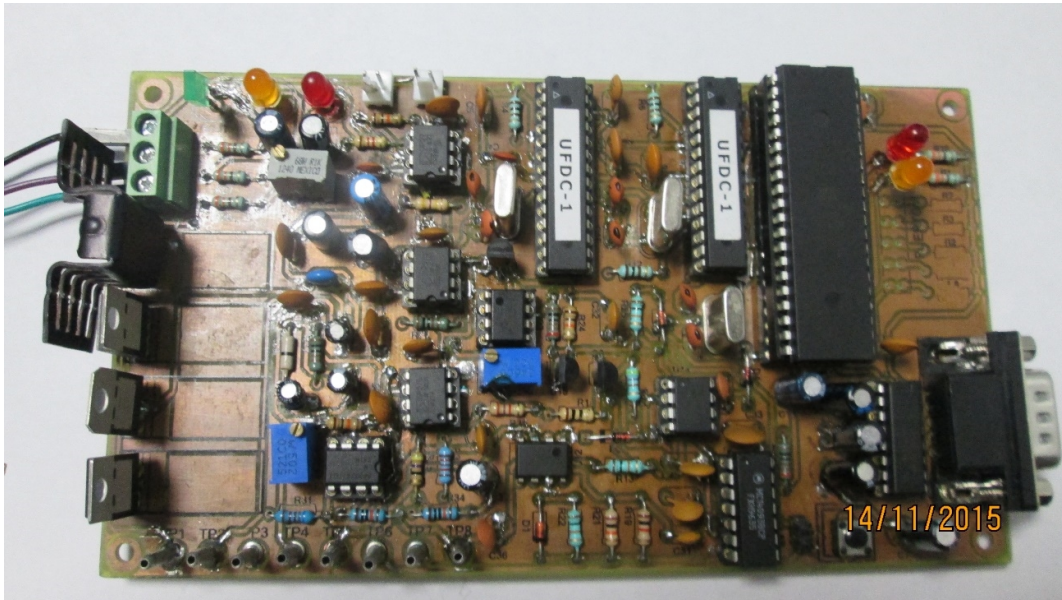


Figura 3-75. Fotografía que muestra el circuito impreso del sistema electrónico del disdrómetro.

3.2.14 Resultados obtenidos para t_i y V_p

En la figura 3-76 a) se muestra un oscilograma que registra el pulso de inicio de la señal utilizada para arrancar la medición del parámetro t_i (señal TX1) en el UFDC-A programado en modo 3 y producida por el sistema electrónico de la figura 3-70. La figura 3-76 b) muestra, en complementación, el pulso utilizado para finalizar dicha medición.

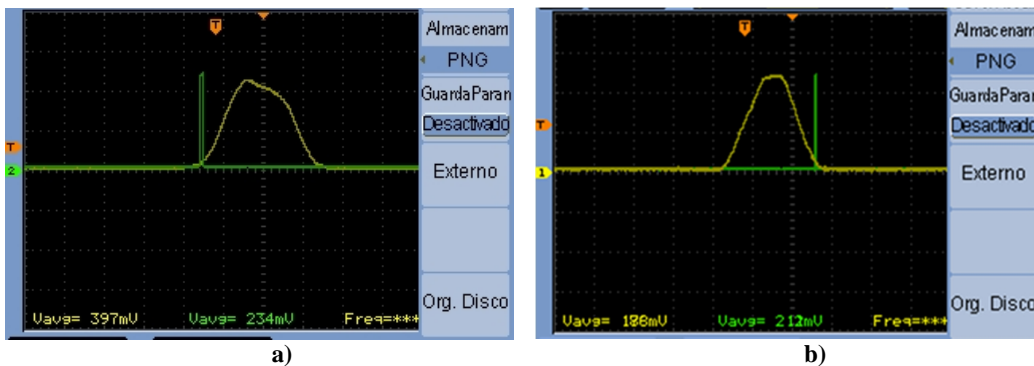


Figura 3-76. a) Oscilograma que muestra el pulso al inicio (start) de la señal del sensor; b) oscilograma que muestra el pulso al final de la señal del sensor (stop).

La figura 3-77 muestra un oscilograma que registra la salida del detector de pico con el valor V_p de la señal del sensor.

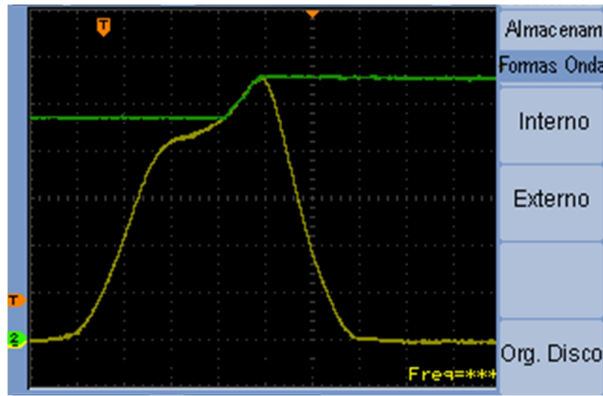


Figura 3-77. Oscilograma que muestra el voltaje de salida del detector de pico correspondiente al valor V_p de la señal del sensor.

La figura 3-78 muestra la curva característica de transferencia experimental del convertidor V/F de la figura 3-74. La ecuación de la curva ajustada es $f(V_p) = 319.84V_p + 2$.

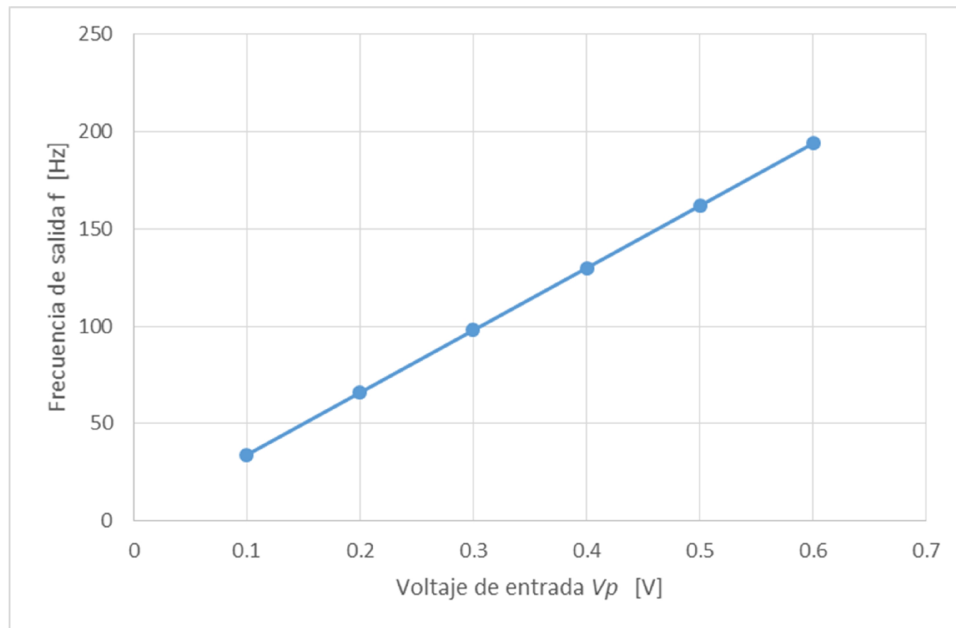


Figura 3-78. Gráfica que muestra la curva característica de transferencia experimental del convertidor V/F y la medición correspondiente de la frecuencia realizada por el UFDC.

Los esquemas de la solución material completa se muestran en el apéndice C.

3.2.15 Método de medición de los parámetros t_i y V_p

El UFDC-A hará la medición del intervalo de tiempo t_i de la señal del sensor y el UFDC-B hará lo mismo para la representación en frecuencia del voltaje V_p . Recuérdese de la ecuación 3-21 que la medición acumulativa de ambos parámetros, es decir, ambas mediciones por cada gota detectada, permitirá una estimación del IPP. Esto implica que el microcontrolador debe adquirir ambos datos de manera coordinada en el sistema y acumularlos durante un periodo T . La figura 3-79 muestra el diagrama de flujo para

preparar los convertidores de frecuencia a código digital en los modos convenientes, ya descritos.

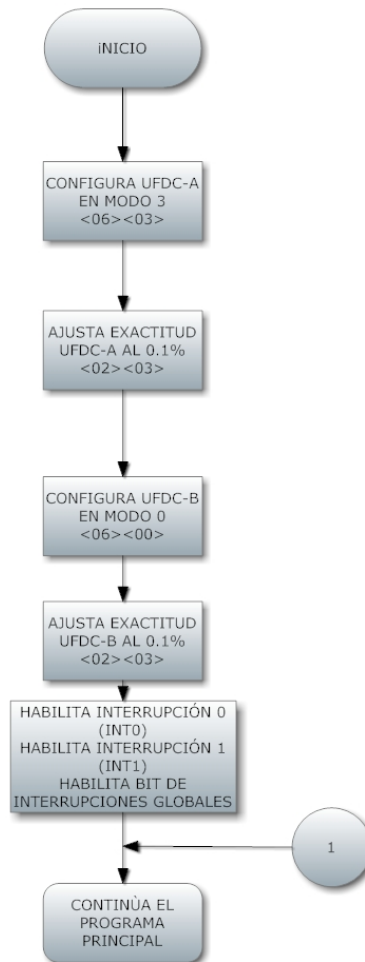


Figura 3-79. Diagrama de flujo que muestra el procedimiento de configuración de los UFDC por el microcontrolador.

En el último proceso de la figura 3-79, el microcontrolador puede ser externamente interrumpido por la señal INTO aplicada al microcontrolador y generada por el pulso de salida TX1, figura 3-70, la cual no solamente indica al UFDC-A el inicio de la medición del intervalo t_i , sino que provocará el inicio de la rutina de servicio para INTO. Esta rutina se aprecia en la figura 3-80.

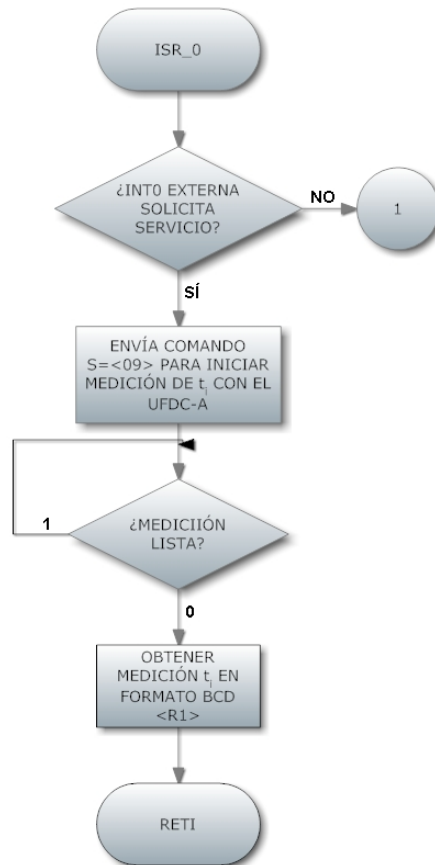


Figura 3-80. Diagrama de flujo que muestra la rutina de servicio para la interrupción INTO.

El pulso TX2 generado por el circuito de la figura 3-70, indica al UFDC-A el fin de la medición de t_i . Este mismo pulso provoca el inicio de la rutina de servicio para la interrupción INT1 encargada de transferir el valor en código digital del voltaje V_p convertido por el UFDC-B. La figura 3-81 muestra el diagrama de flujo de la rutina de servicio INT1.

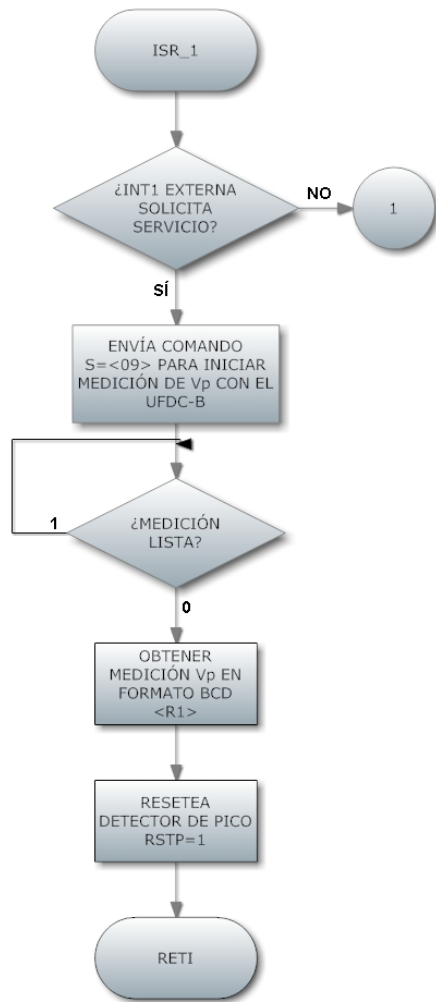


Figura 3-81. Diagrama de flujo que muestra la rutina de servicio para la interrupción INT1.

El programa ANSI C correspondiente a la programación de los diagramas de flujo de las figura 3-79, 3-80 y 3-81 aparece en el apéndice D.

3.2.16 Caracterizaciones del disdrómetro

Característica $f|_{Hz} = f(\emptyset)$. La frecuencia de la señal de salida generada por el LM331 (figura 3-74) contiene la información del valor pico V_p de la señal generada por el sensor al detectar una gota al paso del volumen de detección. Esta relación es una característica importante del disdrómetro, la cual se ha obtenido aprovechando el montaje de la figura 3-62. El resultado de la caracterización correspondiente se presenta en la figura 3-82 para el caso cuando las gotas atraviesan por la mitad del volumen de detección ($l = 35$ mm).

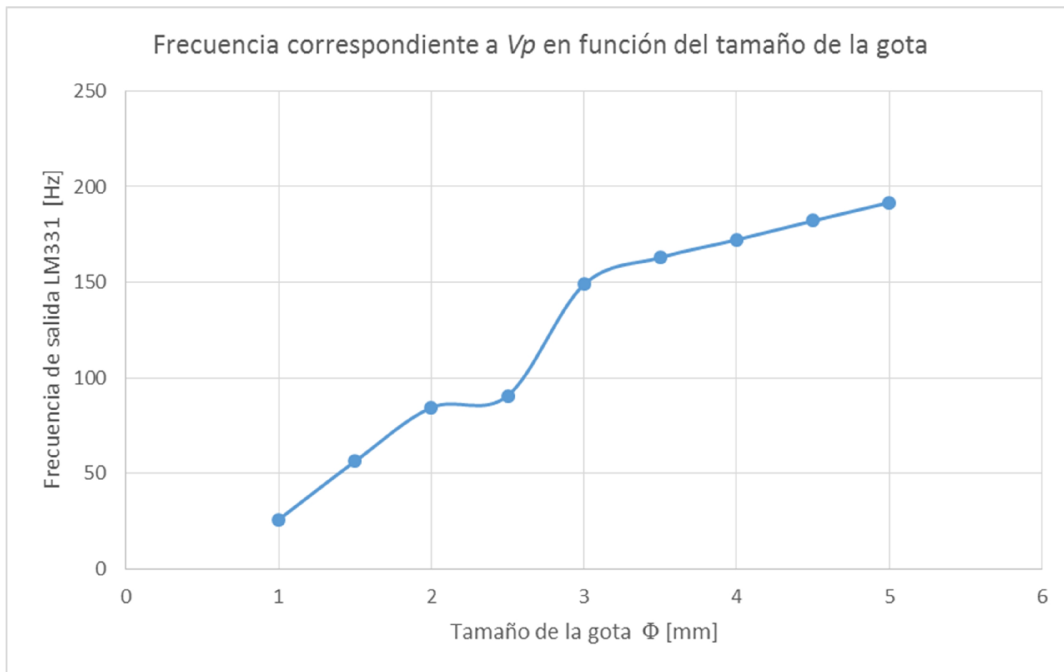


Figura 3-82. Gráfica de la característica correspondiente a la relación entre el tamaño de la gota y la frecuencia generada por el convertidor V/F.

Esta gráfica se generó con base en el voltaje V_p promedio correspondiente a los tamaños de gota simulados con bolitas de acero (tabla 3-16).

Característica $t_i = f(\)$. La segunda característica importante es la que relaciona el tiempo de paso t_i a través del volumen de detección con el tamaño de la gota. El sistema de la figura 3-70 genera dos pulsos con separación igual a t_i que sirven para que el UFDC-A convierta este tiempo a frecuencia. La característica experimental obtenida se observa en la figura 3-83.

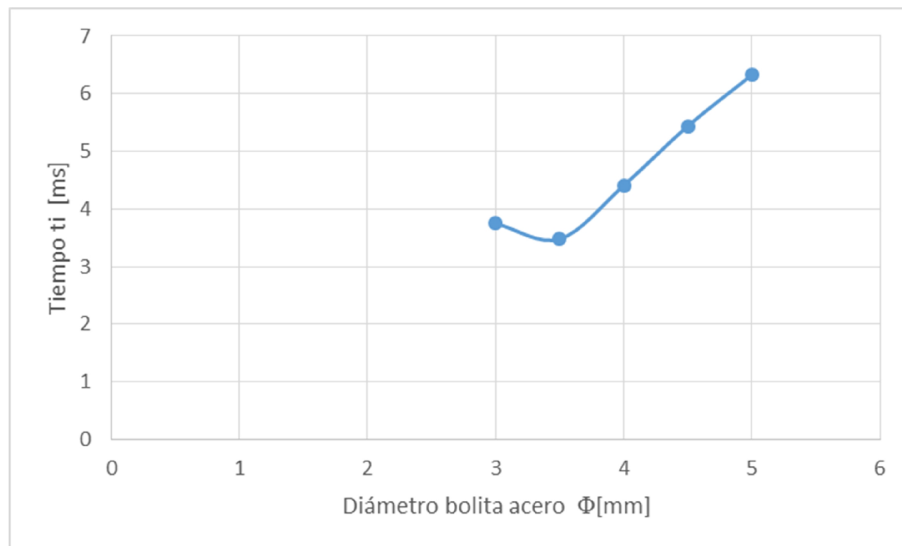


Figura 3-83. Gráfica de la característica correspondiente a la medición de t_i para los tamaños de gota.

Como en el ejemplo anterior, se utilizaron las bolitas de acero de la tabla 3-16 y se obtuvo un promedio de t_i para cada bolita.

3.2.17 Medición comparativa del IPP

La validación del disdrómetro no ha podido hacerse convencionalmente en campo, donde se habría tenido que hacer comparaciones de las mediciones del IPP entre un pluviómetro patrón y el instrumento propuesto. Esto se ha debido a que no se presentaron lluvias en México para cuando el instrumento estaba listo para la fase de pruebas y, en segundo lugar, no fue posible conseguir un sitio de pruebas de campo con el equipamiento necesario.

Sin embargo, se presenta en la tabla 3-17 los resultados obtenidos en laboratorio que es posible utilizar para evaluar el desempeño del instrumento. En esa tabla, los cálculos teóricos se han realizado suponiendo que la pipeta del embudo, la cual tiene un diámetro de 4 mm, figura 3-84, va a formar gotas de lluvia esféricas de ese diámetro. La cantidad de agua utilizada para las pruebas fue de 10 ml con un periodo de medición $T = 60$ s.

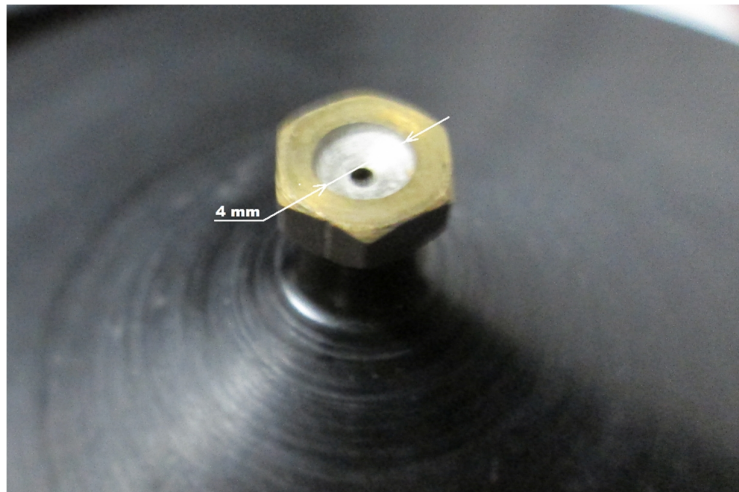


Figura 3-84. Fotografía que muestra la boquilla del embudo de pruebas del disdrómetro.

Tabla 3-17

Medición teórica del IPP			Medición del IPP experimental		
Datos			Datos		
Variable	Valor	Unidades	Variable	Valor	Unidades
d , diámetro de la gota de agua	0,004	m	k	129,9	V/m
r , radio del cilindro de detección	0,0125	m	$V_C = r^2h$, volumen del cilindro detector	$34,36 \times 10^{-6}$	m^3
h , altura del cilindro detector	0,07	m	T , periodo de medición	60	s
$V_C = r^2h$, volumen del cilindro detector	$34,36 \times 10^{-6}$	m^3			
ρ , densidad H_2O	1.000	kg/m^3			
$V_g = (1/6) \pi r^3$, volumen de la gota	$3,351 \times 10^{-8}$	m^3			
$m = \rho V_g$, masa de una gota de lluvia	$33,51 \times 10^{-6}$	kg			
$v = \frac{m}{t}$, velocidad de una gota de lluvia	$328,73 \times 10^{-6}$	m/s			
n , número de gotas contadas	122				
IPP	0,039	$Kg \cdot m^{-2} \cdot s^{-1}$	IPP (ecuación 3-21)	0,031	$Kg \cdot m^{-2} \cdot s^{-1}$

3.3 Referencias

- [1] H. C. Van de Hulst, *Light Scattering by Small Particles*, Dover Publications, 1957, ISBN: 0-486-64228-3.
- [2] Roberto Nebuloni, *Empirical Relationships between Extinction Coefficient and Visibility in Fog*, Applied Optics, Vol. 44, No. 18, pp. 3795-3804, 20 June 2005.
- [3] J. V. Winstanley, M. J. Adams, *Point Visibility Meter: A Forward Scatter Instrument for the Measurement of Aerosol Extinction Coefficient*, Applied Optics, Vol. 14, No. 9, September 1975.
- [4] Robert A. Maffione, David R. Dana, *Instruments and Methods for Measuring the Backward-Scattering Coefficient of Ocean Waters*, Applied Optics, Vol. 36, No. 24, 20 August 1997.
- [5] <http://www.aadi.no/Aanderaa/Document%20Library/1/Data%20Sheets/Mira%20Visibility%20Sensor.pdf>
- [6] (2005) Infrared Light-to-Frequency Converter (TSL245R), Datasheet, [Online], Disponible: <http://www.taosinc.com/productdetail.aspx?product=46>
- [7] <http://www.taosinc.com/images/product/document/TSL245R-e19.pdf>
- [8] Intelligent Opto Sensor, *Data Book SOYDE02B*, Texas Instruments, 1996.
- [9] Graaf G. de, R.F. Wolffenbuttel, Light-to-frequency converter using integrated mode photodiodes. In *Proceedings of IMTC'96*, 4-5 June, 1996, Brussels, Belgium, 1072-1075.

- [10] (2012) 700 – 999nm Bandpass Interference Filters, [Online], Available: <http://www.edmundoptics.com/optics/optical-filters/bandpass-filters/700-999nm-bandpass-interference-filters/3198>
- [11] http://www.edmundoptics.com/images/articles/fig-1-of_lg.gif
- [12] <http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do?favOid=00000000003d0970001003a&act=showBookmark&catId=EN&lang=en>
- [13] http://www.edmundoptics.com/techsupport/resource_center/product_docs/prnt_48766.pdf
- [14] http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2513.pdf
- [15] R. Barnett, L. O’Cull, S. Cox, *Embedded C Programming and the Atmel AVR*, 2nd Ed., Thomson Delmar Learning, ISB 1-4180-3959-4, 2007.
- [16] Sergey Y. Yurish, *Intelligent Opto Sensors’ Interfacing Based on Universal Frequency-to-Digital Converter*, *Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest)*, Vol. 56, Issue 6, June 2005, pp. 326-334.
- [17] http://www.sensorsportal.com/DOWNLOADS/UFDC_1.pdf
- [18] Nick Baker, *Bluetooth Strength and Weaknesses for Industrial Applications*, *IEE Computing & Control Engineering*, April/May 2005, pp. 21-25.
- [19] http://www.sena.com/download/manual/manual_parani_esd1000-v1.0.1.pdf
- [20] AeroGrapher’s Mate, Module 05—Basic Meteorology, Ch. 5, Atmospheric Phenomena, Radiation Fog, [Online]. Disponible: http://www.tpub.com/content/aerographer/14312/css/14312_143.htm.
- [21] Burnham, D. C. Fog, Snow, and Rain Calibrations for Forward-scatter Visibility Sensors; Scientific and Engineering Solutions, Inc.: Orleans, MA, 1993.
- [22] A. J. Illingworth, C. J. Stevens, *An Optical Disdrometer for the Measurement of Raindrop Size Spectra in Windy Conditions*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 1987; 4: 411-421.
- [23] Martin Grossklaus, Klaus Uhlig, Lutz Hasse, *An Optical Disdrometer for Use in High Wind Speeds*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 1998; 15: 1051-1059.
- [24] Martin Löffler-Mang, Jürg Joss, *An Optical Disdrometer for Measuring Size and Velocity of Hydrometeors*, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 2000; 17: 130-139.
- [25] Denby B., Prevotet J.C., Garda P., Granado B., Barthes L., Gole P., Lavergnat J., Delahaye J.Y., *Combining Signal Processing and Machine Learning Techniques for Real Time Measurement of Raindrops*, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 50, No. 6, Dec. 2001.
- [26] <http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/153394/OPNEXT/HE8404SG.html>
- [27] <http://www.edmundoptics.com/optics/windows-diffusers/optical-diffusers/holographic-diffusers/1363/>
- [28] <http://www.edmundoptics.com/technical-resources-center/optics/diffuser-selection-guide/>.
- [29] <http://www.edmundoptics.com/technical-resources-center/frequently-asked-questions/index.cfm/?categoryid=15&site=LA&countryid=141>
- [30] <http://www.imagineeringezine.com/taoc-pdf/OTTAC-Handbook.PDF>
- [31] <http://www.vishay.com/docs/84679/temd501.pdf>
- [32] Jerald G. Graeme, *Photodiode Amplifiers Op Amp solutions*, McGraw-Hill, 1996.
- [33] <http://www.ti.com/lit/an/sboa055a/sboa055a.pdf?keyMatch=compensate%20transimpedance%20amplifiers%20intuitively&tisearch=Search-EN-TechDocs>
- [34] <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP27.pdf>
- [35] http://texaselectronics.com/media/mconnect_uploadfiles/f/i/field_calibration_kit_manual_new.pdf
- [36] http://www.sensorsportal.com/DOWNLOADS/UFDC_1.pdf
- [37] Sergio Franco, *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*, McGraw-Hill Interamericana, México, 2005.
- [38] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm331.pdf>

4. Discusión de resultados

4.1 Visibilímetro con base en un UFDC

En este instrumento, la irradiancia E_e , medida por el foto-detector cuasi-digital, es la única variable a procesar, aunque, como se ha demostrado, era necesario encontrar la máxima responsividad del sensor y las posibles interferencias que pudiesen impedir obtener esta variable fielmente. Las principales observaciones sobre los resultados de las caracterizaciones se presentan enseguida.

4.1.1 Análisis de resultados

Responsividad del sensor cuasi-digital. La obtención de la gráfica que describe el comportamiento de la responsividad del sensor era muy necesaria para obtener la máxima responsividad experimental y, en consecuencia, seleccionar un emisor IR con un rango de longitud de onda que donde el sensor respondiese al máximo. La máxima responsividad del sensor ocurre a $\lambda = 920$ nm y el sensor comercial seleccionado emite a 950 nm. La diferencia con el valor óptimo es del 5% (figura 3-9).

Adaptación del sensor cuasi-digital. Un filtro pasabanda de interferencia con un ancho de banda de 10 nm y longitud de onda central en 950 nm, ha sido la solución material adoptada para suprimir las interferencias debidas a la luz visible que pudiesen impedir la recepción fiel de la señal del emisor de luz IR. La caracterización presentada en la figura 3-10 demuestra que el error en la obtención de la señal de interés es de $\pm 0.5\%$. Las diferencias de la medición de la irradiancia de interés, en campo y en laboratorio, tuvieron una diferencia de 6% (tabla 3-4).

Comportamiento del UFDC. El UFDC realizó la conversión a código digital con un error porcentual de no-linealidad a máxima escala de 0,326 % (figura 3-36), con lo cual los procesamientos posteriores diseñados para obtener el ROM contarían con una buena exactitud. La prueba final del conjunto sensor-UFDC (figura 3-37) probó tener un error máximo del 10% entre las pruebas de campo y las de laboratorio.

4.1.2 Análisis de la calibración

El procedimiento de calibración ha estado encaminado, principalmente, a obtener la constante a en la ecuación 3-7, la cual se obtuvo indirectamente por medición directa del coeficiente de extinción con el uso de un transmisímetro diseñado especialmente para este trabajo. El método es autocalibrado, así que el valor exacto de esta constante solamente depende de las cualidades del instrumento de calibración, que son las mismas que las del visibilímetro, ya que se usaron los mismos materiales y mismas técnicas para medir el coeficiente de extinción.

La cámara de niebla utilizada para la calibración del visibilímetro permitió un rango de variación del coeficiente de extinción ν de 0.0045 a 0.0726 cm^{-1} , el cual podría ser insuficiente para diseñar un instrumento con una capacidad extendida en la medición del ROM.

4.2 Disdrómetro óptico con base en un UFDC

En el caso del disdrómetro óptico, el método de medición del índice de precipitación pluvial exigía la medición directa de dos características eléctricas de la señal del sensor su valor pico V_p y su duración t_i , con lo cual las caracterizaciones del instrumento y el procesamiento de las señales se duplicaban con respecto a las del visibilímetro. Como se constata más adelante, las limitaciones encontradas en la medición de la señal de gotas de lluvia menores a 3 mm ha devenido en un alcance parcial de la capacidad de diseño que se espera en estos instrumentos (tabla 2-1).

4.2.1 Análisis de resultados

Característica del sensor. Puesto que la longitud de onda del emisor $\lambda_{EMISOR} = 820$ nm se corresponde con una responsividad del receptor de aproximadamente 0.9 y no se está midiendo un nivel de intensidad como en el caso del visibilímetro sino las características de la señal por la oclusión del sensor, una caracterización de la respuesta del sensor no fue necesaria.

Validación del sensor. La prueba de homogeneidad del volumen de detección generado por el sensor del disdrómetro, demostró que, a la máxima distancia de detección de 70 mm, la intensidad de la luz IR recibida disminuía casi un 8% (figura 3-65). Esta disminución es tolerable en el sentido de que la medición del IPP no va a exigir exactitudes por debajo del 5%. Debido a la incapacidad del instrumento para medir la duración de gotas de lluvia por debajo de 3 mm, no se realizó un estudio de la incidencia del error en la homogeneidad del volumen detector en el tamaño de las gotas de agua.

Hipótesis $V_p = k$. Esta hipótesis se valida parcialmente ya que para gotas de lluvia mayores a 3 mm de diámetro, es clara la dispersión de los datos más allá de los límites de tolerancia del ajuste lineal.

Medición de V_p . La medición de este parámetro es convencional en lo que respecta a los métodos de medición usando el paradigma metrológico de la frecuencia. El voltaje pico V_p de la señal que representa el tamaño de la gota, se convierte a un voltaje de CD que posteriormente se convierte a una señal de frecuencia que puede procesar el UFDC. La exactitud de esta conversión está determinada por las características del dispositivo conversor LM331 y fijada en $\pm 0.5\%$.

Medición de t_i . Debido a que el instrumento no ha sido capaz de medir duraciones t_i del paso de gotas de lluvia, a través del volumen de detección, menores a 3 mm (figura 3-83), no se realizó una característica de validación de esta medición. La causa más probable de este defecto sea la baja sensibilidad del sensor que debería corregirse con el uso de una luz de longitud de onda distinta, el aumento de la potencia del emisor IR o un rediseño del sistema óptico del sensor que garantice un error de homogeneidad menor al 8% encontrado.

Medición del IPP. La medición del IPP se ha hecho de manera comparativa con el modelo matemático propuesto por Illingworth y Stevens [22], ya que no se pudieron medir tamaños de gota menores a 3 mm. Con los datos presentes, la IPP medida tuvo un error del 0.8%.

4.2.2 Análisis de la calibración

Por la capacidad limitada de medición del instrumento, la calibración del mismo no se realizó.

4.3 Discusión acerca del uso de un convertidor universal de frecuencia a código digital en el diseño de sensores medioambientales para aplicaciones ITS

Como se anticipó en la sección 2.2, el uso de convertidores universales de frecuencia a código digital (Universal Frequency-to-Digital Converter—UFDC), tiene claras ventajas sobre la metrología basada en convertidores numéricos convencionales (ADC).

Las ventajas del uso de UFDCs en el diseño de sensores medioambientales para aplicaciones ITS consisten en:

- el ahorro de espacio y, por lo tanto, la disminución del coste,
- la sencillez de la interconexión con el microcontrolador,
- la disposición inmediata de un código digital que representa la información a procesar,
- la inmediata conexión al UFDC cuando el sensor ya integra medios de conversión de la variable física a una señal TTL cuya frecuencia lleva implícita la información.

El visibilímetro diseñado presenta estas ventajas. Es interesante que las medidas adoptadas para suprimir las interferencias sobre el mesurando sean distintas con respecto a la de los instrumentos electro-ópticos convencionales porque da una oportunidad de hacer contribuciones originales al estado del arte de los sensores medioambientales para aplicaciones ITS.

El caso del disdrómetro óptico ha sido muy diferente. Por un lado, es evidente que el mesurando no se puede medir directamente, como en el caso de la irradiancia en el visibilímetro, sino que su medición es indirecta, es decir, no existe un sensor cuasi-digital de las variables que se necesitan medir en el disdrómetro. Por otro lado, se miden mesurandos distintos por separado, el tamaño de la gota y el tiempo de caída, y se les representa de manera convencional, un voltaje V_p y un tiempo t_i , mediante el uso de subsistemas electrónicos a veces convencionales (detector de pico), a veces de diseño original (detector de límites temporales) y después se ha de generar una señal de cada mesurando en forma de señal TTL con información en el parámetro de frecuencia (conversión V/F para el caso de V_p). Afortunadamente, la medición de t_i es directa con el UFDC. Esto ha significado perder las ventajas de una interconexión sencilla del sensor al UFDC, el aumento del espacio del instrumento y, probablemente, un aumento del coste, y no contar con la frecuencia de información de manera directa, con lo cual algunas de las exigencias de diseño en sensores ITS no se cumplen.

5. Conclusiones Finales

5.1 Visibilímetro

- Se ha demostrado la viabilidad de utilizar el paradigma metrológico de la conversión de frecuencia, como parámetro de información, a código digital en el diseño y construcción de un visibilímetro orientado a aplicaciones ITS.
- En el diseño del visibilímetro, se ha aprovechado la existencia comercial de un sensor infrarrojo cuasi-digital, con lo cual el acondicionamiento necesario para la entrada de la señal de frecuencia se ha ahorrado.
- Como se esperaba, el visibilímetro propuesto ha presentado problemas de interferencia de la señal diferentes a las convencionales que han requerido soluciones materiales novedosas (uso de un filtro pasabanda de interferencia).
- La interconexión sensor-UFDC-microcontrolador es reducida y deviene en ahorro de espacio, alimentación y coste.
- El método de calibración del visibilímetro y, al mismo tiempo, el de su validación, se realizó por intercomparación con un transmisímetro diseño para tal propósito, utilizando el mismo sistema óptico del visibilímetro.
- El diseño de un instrumento exacto de medición no es el objetivo de este trabajo porque no es necesaria la medición precisa de la visibilidad. El instrumento se utiliza para generar alarmas preventivas cuando se ha determinado que la visibilidad ha llegado a un nivel de riesgo para la conducción de vehículos (< 40 m).
- Las principales características del visibilímetro son: estimación de la visibilidad en el rango de 41 a 662 m, transmisión de información inalámbrica por enlace Bluetooth hasta 100 m, compacto, bajo coste y adquisición de datos novedosa.
- La contribución principal del diseño novedoso del visibilímetro se ha demostrado con la obtención de la patente No. 331622 otorgada por el Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial.

5.2 Disdrómetro óptico

- Se ha demostrado la viabilidad de utilizar el paradigma metrológico de la conversión de frecuencia, como parámetro de información, a código digital en el diseño y construcción de un disdrómetro óptico orientado a aplicaciones ITS.
- Al no existir un sensor comercial cuasi-digital de los parámetros para medir la IPP, se ha hecho necesario diseñar el acondicionamiento necesario para la entrada de la señal de frecuencia en los UFDC, con lo cual no se ha podido ahorrar espacio.

- Por la naturaleza del mesurando, y a diferencia del visibilímetro, no ha hecho falta adoptar medidas para suprimir las posibles interferencias de la señal en el sensor del instrumento.
- El diseño ha debido de considerar el uso de dos dispositivos UFDC para la extracción de la información que representa el tamaño de las gotas de lluvia y su tiempo de caída a través del volumen de detección, ya que la medición del IPP no es directa.
- Desafortunadamente, el disdrómetro diseñado no es capaz de detectar gotas de lluvia por debajo de los 3 mm de diámetro y los resultados de la medición del IPP son parciales y validados a partir del modelo teórico y no de una intercomparación con un instrumento patrón. Sin embargo, considerando las correcciones apuntadas en el apartado 4.2.1, los métodos de medición son contribuciones importantes al estado del arte de los sensores medioambientales para aplicaciones ITS, donde se ha demostrado la viabilidad del uso de UFDCs.

En general, se ha de tener en cuenta que el propósito final de los sensores medioambientales para aplicaciones ITS no implica una medición exacta de los mesurandos de interés, sino una estimación de ellos que permita tomar las debidas medidas de seguridad para el conductor en autovías. Desde este punto de vista, las incertidumbres inherentes encontradas durante las caracterizaciones de cada instrumento no son significativas.

6. Futuras líneas de investigación

- La experiencia con el sistema óptico del disdrómetro indica la necesidad de mejorar el diseño del sensor en el visibilímetro para obtener intensidad homogénea del haz detector. Esta experiencia de diseño ha de extenderse a otros sensores medioambientales para aplicaciones ITS (medición del ROM debida a nieve o granizo, fuerza de impacto del granizo, medición del coeficiente de adherencia al asfalto en autovías, medición de la densidad de partículas contaminantes, etc.).
- El estudio de la puesta en funcionamiento de los instrumentos en diversas regiones donde son conocidos los riesgos para la conducción de vehículos debidos a la niebla y a la lluvia.
- La aplicación del paradigma metrológico de la frecuencia en otros sensores medioambientales ITS: detector de nieve, medición de contaminantes, impacto del granizo, etc.
- Obtener las versiones VLSI de los sistemas de medición diseñados, concretamente los usados en el disdrómetro óptico, a fin de realizar sensores cuasi-digitales que cumplan con las especificaciones de los instrumentos medioambientales ITS.

7. Aportaciones originales

La tabla 7-1 resume las aportaciones originales emanadas del trabajo de tesis presente. Una copia de estas aportaciones se incluye en el apéndice E.

PRODUCTOS		
	No.	Descripción
Artículos publicados en congreso nacional o internacional	1	<i>Los Sistemas RFID y WAVE para Comunicaciones en Entornos ITS.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, José Humberto Arroyo Núñez, Antonio Mocholí Salcedo, Alexander Arroyo Núñez, Nieves Gallego Ripoll. VII Congreso Nacional sobre Sistemas Inteligentes de Transporte (2007)
	2	<i>Caracterización de un Amplificador de Transimpedancia Reactivo como Acondicionador Frontal de un Detector IR.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, José Humberto Arroyo Núñez, Antonio Mocholí Salcedo, Alexander Arroyo Núñez. I Congreso Internacional De Mecatrónica, Ii Congreso Nacional Uupp (2008).
	3	<i>Tendencias en el Diseño de Sensores Inteligentes.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez. IX Congreso Nacional de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Mayab (2009).
	4	<i>Método para la Caracterización de un Transductor Inductivo Orientado a la Medición de Gasto.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Jorge López Ortega. Primer Congreso Nacional de Ciencias de la Ingeniería y Económico Administrativas (2010)
	5	<i>A Bluetooth Development Platform for Wireless Sensors.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Barrales Guadarrama Víctor Rogelio. Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA) (2010)
	6	<i>Desarrollo Teórico-Experimental de un Sensor Inductivo para Aplicaciones ITS.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, José Vázquez Martínez. XXII Reunión de Otoño Comunicaciones, Computación, Electrónica y Exposición Industrial ROCC 2011.
	7	<i>A Technique for Adapting a Quasi-Digital Photodetector to a Frequency-to-Digital Converter.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama. 2012 Ninth Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference.
Artículos publicados en revista indexada	1	<i>A New Forward-Scatter Visibility Sensor Based on a Universal Frequency-to-Digital Converter.</i> R. Barrales-Guadarrama, A. Mocholí-Salcedo, M. E. Rodríguez-Rodríguez, V. R. Barrales-Guadarrama & E. R. Vázquez-Cerón. Instrumentation Science & Technology (2013).

Carteles	1	<p><i>Cuantificación de la Eficacia de un Filtro Óptico para Instrumentación Optoelectrónica (Quantifying the Effectiveness of a Filter Optical Instrumentation Optoelectronics).</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Dulce Yolotzin Medina Velázquez, Ezequiel Melitón Rodríguez Rodríguez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón (2012).</p>
Informes técnicos	1	<p><i>Visibilímetro de Bajo Coste con Enlace Bluetooth.</i> Raymundo Barrales Guadarrama UPV (2008)</p>
	2	<p><i>Primer prototipo de un visibilímetro para el entorno del automóvil.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, José Humberto Arroyo Núñez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez. UAM-A (2010).</p>
	3	<p><i>Segundo Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, José Humberto Arroyo Núñez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón. UAM-A (2010).</p>
	4	<p><i>Comunicación Bluetooth para Sensores Utilizados en Aplicaciones de Control de Tráfico</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Alexander Arroyo Núñez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón. UAM-A 2010.</p>
	5	<p><i>Teoría Básica del Principio de Medición de un Nuevo Pluviómetro Electrónico para Aplicaciones ITS.</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, José Humberto Arroyo Núñez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón. UAM-A 2010</p>
	6	<p><i>Validación del Método de Medición de un Visibilímetro Provisto de un Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital</i> Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón UAM-A 2011.</p>
Patentes	1	<p>Título de patente No. 331622 Sistema de medición de la visibilidad en autovías Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón. Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial, 2015.</p>

APÉNDICE A

Programa ANSI C correspondiente al control y procesamiento de la señal del visibilímetro.

```
/******
```

```
This program was produced by the  
CodeWizardAVR V1.24.8a Evaluation  
Automatic Program Generator  
© Copyright 1998-2006 Pavel Haiduc, HP InfoTech s.r.l.  
http://www.hpinfotech.com
```

```
Project : Sensor de Niebla (más chido)  
Version :  
Date    : 29/07/2008  
Author  : R. Barrales  
Company : ITACA-UPV-SCT  
Comments: En esta versión, se controla al UFDC via el puerto SPI.
```

```
Chip type       : ATmega162  
Program type    : Application  
Clock frequency : 3,680000 MHz  
Memory model    : Small  
External SRAM size : 0  
Data Stack size : 256  
*****/
```

```
#include <mega162.h>  
#include <delay.h>  
#include <stdlib.h>  
#include <stdio.h>
```

```
#define XTAL 3680000L  
//#define XTAL 16000000L  
#define BAUD 9600  
#define MYUBRR XTAL/16/BAUD-1  
#define ESPERA_FIN_TX while(!(SPSR & 0x80))  
#define REN 10  
#define COL 13  
#define CLM 6
```

```
static unsigned int cuenta;  
unsigned char config[4] = {0x02,0x00,0x06,0x00};  
unsigned char comc[3] = {0x03, 0xFF, 0xFF};  
unsigned char i, j, k, m;  
unsigned char dato[REN][COL];  
unsigned long int entera[REN][CLM];  
unsigned long int n[REN];  
unsigned long int u;  
char c[CLM];  
char s[4] = "ATZ";  
char d[16] = "ATD001B1162FA48";
```

```
// Función para enviar un "carriage return" a la hiperterminal  
void CR0(void)  
{  
    while((UCSR0A & 0x20) == 0)
```

```

;
UDR0 = 0x0D; // CR
}

// Configura el SPI del Megal62 como MASTER
void SPI_ConfigMaster(void)
{
// SCK, MOSI, SS salidas; MISO entrada
PORTB = 0x00;
DDRB = 0xB0;
//SPI del megal62 es MASTER; SCK = xtal/32; no interrupciones;
modo 3
SPSR = 0x01;
SPCR = 0x5E;
}

// Función para enviar comandos de configuración al UFDC
void SPI_TxCmd(void)
{
PORTB.4 = 1;
delay_us(2);

// Programa EXACTITUD = 1% en el UFDC-1
for (i = 0; i < 2; i++)
{
PORTB.4 = 0; // ~SS low para enviar un dato
SPDR = config[i];
ESPERA_FIN_TX
;
k = SPDR; // Así limpia la bandera SPIF
}
PORTB.4 = 1; // Ya te envié un comando

// Programa MODO 0 en el UFDC-1
for (i = 2; i < 4; i++)
{
PORTB.4 = 0;
SPDR = config[i];
ESPERA_FIN_TX
;
k = SPDR;
}
PORTB.4 = 1; // Comando enviado
}

// Función para obtener una medición del UFDC
void SPI_IniciaMed(void)
{
for (i = 0; i < REN; i++)
{
// Comando para iniciar medición
PORTB.4 = 0;
SPDR = 0x09;
ESPERA_FIN_TX
;
k = SPDR; // Limpia bandera
PORTB.4 = 1; // Comando enviado
delay_ms(10);
}
}

```



```

// Envia comando para preguntar por el fin de la medición
for (m = 0; m < 3; m++)
{
    PORTB.4 = 0;
    SPDR = comc[m];
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    k = SPDR;
}

// Espera respuesta del UFDC-1
while (k != 0x00)
{
    //PORTB.4 = 1;
    PORTB.4 = 0;
    SPDR = 0xFF;
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    k = SPDR;
}
PORTC = 0xBF;

// El UFDC ya hizo la medición, pásala al control
SPSR = SPSR & 0x7F;
PORTB.4 = 1;
delay_us(2);

// Le pide el dato en BCD
PORTB.4 = 0;
SPDR = 0x07;
ESPERA_FIN_TX
;
k = SPDR;

PORTB.4 = 0;
SPDR = 0xFF;
ESPERA_FIN_TX
;
k = SPDR;

// Jala 1 dato BCD y repite el procedimiento 10 veces
for (j = 0; j < COL; j++)
{
    PORTB.4 = 0;
    SPDR = 0xFF;
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    dato[i][j] = SPDR;
}
}

/* // Envia los datos capturados a la hiperterminal
for (i=0; i< REN; i++)
{
    for (j=0; j<COL; j++)
    {
        while((UCSR0A & 0x20) == 0)

```

```

    ;
    UDR0 = dato[i][j];
  }
  CRO();
}*/
}

// Función para visualizar el dato en la hiperterminal
void envia(void)
{
  // Envía el dato a la hiperterminal usando la USART0
  // Antes conviértelo a ASCII (sólo la parte entera)
  // Aísla cada cifra BCD
  for(i = 0; i < REN; i++)
  {
    entera[i][0] = dato[i][4] >> 4;
    entera[i][1] = dato[i][4] & 0x0F;
    entera[i][2] = dato[i][5] >> 4;
    entera[i][3] = dato[i][5] & 0x0F;
    entera[i][4] = dato[i][6] >> 4;
    entera[i][5] = dato[i][6] & 0x0F;
  }

  // Convierte el número BCD a binario
  for (i = 0; i < REN; i++)
  {
    n[i] = entera[i][0]*100000 + entera[i][1]*10000 +
    entera[i][2]*1000 + entera[i][3]*100 + entera[i][4]*10 +
    entera[i][5];
    u = n[i];
    // Convierte el dato binario a ASCII
    ltoa(u,c);
    // Hazlo visible en la hiperterminal
    for (j = 0; j < CLM; j++)
    {
      while((UCSR0A & 0x20) == 0)
      ;
      UDR0 = c[j];
    }
    CRO();
  }
  // Calcula el promedio de 10 medidas y lo multiplica por 2 para
  tener la irradiancia
  u = 0;
  for (i=0; i<10; i++)
  {
    u = n[i] + u;
  }
  u = u/5;
  ltoa(u,c);
  for (j = 0; j < CLM; j++)
  {
    while((UCSR0A & 0x20) == 0)
    ;
    UDR0 = c[j];
  }
  CRO();
}

```

```

// Función para conectar el ESD al BT de la portátil
void com_bt(void)
{
  for (i = 0; i < 3; i++)
  {
    while((UCSR0A & 0x20) == 0)
      ;
    UDR0 = s[i];
  }
  CR0();
  m = 0;
  while (m != 0x4F)
  {
    while((UCSR0A & 0x80) == 0)
      ;
    m = UDR0;
  }
  for (i = 0; i < 15; i++)
  {
    while((UCSR0A & 0x20) == 0)
      ;
    UDR0 = d[i];
  }
  CR0();
  m = 0;
  while (m != 0x4F)
  {
    while((UCSR0A & 0x80) == 0)
      ;
    m = UDR0;
  }
}

// Rutina de servicio para la interrupción de la USART
//interrupt [USART0_TXC] void usart_transmit_isr(void)
//{
//if(k <= 5) UDR0 = datob[k++];
//}

// Rutina de servicio para la interrupción por overflow del Timer 0
interrupt [TIM0_OVF] void timer0_ovf_isr(void)
{
  TCNT0 = 26;      // Ajuste para un timeout de 500us
  ++cuenta;      // Incremento al contador de 1s
  if(cuenta == 2000)
  {
    SPI_IniciaMed();
    envia();
    cuenta = 0;
  }
}

void main(void)
{
  // Crystal Oscillator division factor: 1
  #pragma optsize-

```

```

CLKPR=0x80;
CLKPR=0x00;
#ifdef _OPTIMIZE_SIZE_
#pragma optsize+
#endif

// Input/Output Ports initialization
// Inicializa el SPI como Master
SPI_ConfigMaster();

// Port C initialization
PORTC=0xFF;
DDRC=0xFF;

// Timer/Counter 0 initialization
// Clock source: System Clock
// Clock value: Timer 0 Stopped
// Mode: Normal top=FFh
// OC0 output: Disconnected
TCCR0=0x02;
TCNT0=0x00;
OCR0=0x00;

// Deshabilita interrupciones externas
MCUCR = 0x00;
EMUCR = 0x00;

// Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) initialization
TIMSK=0x02;
ETIMSK=0x00;

// Inicializa la USART
// Define el baud rate
UBRR0H = 0x00;
UBRR0L = MYUBRR;
// Habilita Tx, Rx no interrupciones
UCSR0A = 0x00;
UCSR0B = 0x18;
UCSR0C = 0x86;

// Deshabilita comparador
ACSR = 0x80;

delay_ms(300);
// Transmite comandos de configuración al UFDC
SPI_TxCmd();

// Conecta el ESD al BT de la portátil
com_bt();

// Habilita interrupciones globales
#asm("sei")

while (1)
{
;

```

}
}

APÉNDICE B

```
% Caracteristica del sensor del disdrometro optico
% Estimacion de la funcion Voltaje = f(diametro)

% Balin en el extremo del emisor (L =0)
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja4');
n = length(M);
%x = zeros(1,n);
picos = zeros(1,n);
for i = 1:n
    %x(i) = M(i,1);
    picos(i) = M(i,1);
end
% Datos para el ajuste lineal
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja5');
n = length(M);
x = zeros(1,n);
y = zeros(1,n);
for i = 1:n
    x(i) = M(i,2);
    y(i) = M(i,1);
end
% Grafica de los picos de voltaje en funcion del diametro de los
balines
% Se realizaron 20 ensayos por cada balin
% plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'b.');
```

% Se obtiene la regresion lineal

```
X = [ones(n,1),x'];
[B,BINT,R,RINT,STATS] = regress(y',X,0.05);

% Se agregan las curvas de los intervalos de confianza del modelo
lineal
vecX = (1:0.01:5);
Ypred = B(1) + B(2)*vecX;
Sresiduos = sqrt(sum(R.*R)/(180-2));
% Calculo del intervalo que delimita la region de confianza conjunta
para
% B(1) y B(2)
IntervaloC = tinv(0.975,180-2)*Sresiduos*sqrt(1 + 1/180 +((vecX -
mean(x')).^2)/((180-1)*var(x')));
figure(1)
hold on
% Se dibujan los puntos de cada ensayo
plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'b.');
```

% Se agrega la curva de regresion lineal

```
refline(B(2),B(1));
% Se agregan las curvas que delimitan los intervalos de confianza
plot(vecX, Ypred - IntervaloC, 'g--');
plot(vecX, Ypred + IntervaloC, 'g--');
hold off
text(3,0.2,['m0 = ', num2str(B(2))])
text(3,0.15,['b0 = ', num2str(B(1))])
title('Curva Caracteristica Sensor Disdrometro Medicion Tamaño
Gotas');
```

```

xlabel('Diametro de la gota [mm]');
ylabel('Voltaje pico medido [V]');

% Grafica de los residuos
figure(2)
plot(B(1) + B(2)*x',R,'b.')
refline(0,0)
xlabel('Predicciones')
ylabel('Residuos')
title('Grafica de los residuos en funcion de las predicciones')

% -----

% Balin a la mitad del haz (L/2)
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja6');
n = length(M);
%x = zeros(1,n);
picos = zeros(1,n);
for i = 1:n
    %x(i) = M(i,1);
    picos(i) = M(i,1);
end
% Datos para el ajuste lineal
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja7');
n = length(M);
x = zeros(1,n);
y = zeros(1,n);
for i = 1:n
    x(i) = M(i,2);
    y(i) = M(i,1);
end
% Grafica de los picos de voltaje en funcion del diametro de los
balines
% Se realizaron 20 ensayos por cada balin
% plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'b.');
```

% Se obtiene la regresion lineal

```

X = [ones(n,1),x'];
[B,BINT,R,RINT,STATS] = regress(y',X,0.05);

% Se agregan las curvas de los intervalos de confianza del modelo
lineal
vecX = (1:0.01:5);
Ypred = B(1) + B(2)*vecX;
Sresiduos = sqrt(sum(R.*R)/(180-2));
% Calculo del intervalo que delimita la region de confianza conjunta
para
% B(1) y B(2)
IntervaloC = tinv(0.975,180-2)*Sresiduos*sqrt(1 + 1/180 + ((vecX -
mean(x')).^2)/((180-1)*var(x')));
figure(3)
hold on
% Se dibujan los puntos de cada ensayo
plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'r.');
```

% Se agrega la curva de regresion lineal

```

refline(B(2),B(1));
```

```

% Se agregan las curvas que delimitan los intervalos de confianza
plot(vecX, Ypred - IntervaloC, 'g--');
plot(vecX, Ypred + IntervaloC, 'g--');
hold off
text(3,0.2,['mL/2 = ', num2str(B(2))])
text(3,0.15,['bL/2 = ', num2str(B(1))])
title('Curva Caracteristica Sensor Disdrometro Medicion Tamaño
Gotas');
xlabel('Diametro de la gota [mm]');
ylabel('Voltaje pico medido [V]');

% Grafica de los residuos
figure(4)
plot(B(1) + B(2)*x',R,'r.')
refline(0,0)
xlabel('Predicciones')
ylabel('Residuos')
title('Grafica de los residuos en funcion de las predicciones')

% -----
% -----

% Balin en el extremo del sensor (L)
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja8');
n = length(M);
%x = zeros(1,n);
picos = zeros(1,n);
for i = 1:n
    %x(i) = M(i,1);
    picos(i) = M(i,1);
end
% Datos para el ajuste lineal
M = xlsread('D:\PROY_LLUVIA\DISDRÓMETRO_ÓPTICO\data\balinp.xls',
'Hoja9');
n = length(M);
x = zeros(1,n);
y = zeros(1,n);
for i = 1:n
    x(i) = M(i,2);
    y(i) = M(i,1);
end
% Grafica de los picos de voltaje en funcion del diametro de los
balines
% Se realizaron 20 ensayos por cada balin
% plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'b.');
```

```

% Se obtiene la regresion lineal
X = [ones(n,1),x'];
[B,BINT,R,RINT,STATS] = regress(y',X,0.05);
```

```

% Se agregan las curvas de los intevalos de confianza del modelo
lineal
vecX = (1:0.01:5);
Ypred = B(1) + B(2)*vecX;
Sresiduos = sqrt(sum(R.*R)/(180-2));
% Calculo del intervalo que delimita la region de confianza conjunta
para
% B(1) y B(2)
```



```

IntervaloC = tinv(0.975,180-2)*Sresiduos*sqrt(1 + 1/180 + ((vecX -
mean(x')).^2)/((180-1)*var(x')));
figure(5)
hold on
% Se dibujan los puntos de cada ensayo
plot([ones(1,20) ones(1,20)*1.5 ones(1,20)*2 ones(1,20)*2.5
ones(1,20)*3 ones(1,20)*3.5 ones(1,20)*4 ones(1,20)*4.5
ones(1,20)*5],picos,'m. ');
% Se agrega la curva de regresion lineal
refline(B(2),B(1));
% Se agregan las curvas que delimitan los intervalos de confianza
plot(vecX, Ypred - IntervaloC, 'g--');
plot(vecX, Ypred + IntervaloC, 'g--');
hold off
text(3,0.2,['mL = ', num2str(B(2))])
text(3,0.15,['bL = ', num2str(B(1))])
title('Curva Caracteristica Sensor Disdrometro Medicion Tamaño
Gotas');
xlabel('Diametro de la gota [mm]');
ylabel('Voltaje pico medido [V]');

% Grafica de los residuos
figure(6)
plot(B(1) + B(2)*x',R,'m. ')
refline(0,0)
xlabel('Predicciones')
ylabel('Residuos')
title('Grafica de los residuos en funcion de las predicciones')

```

APÉNDICE C

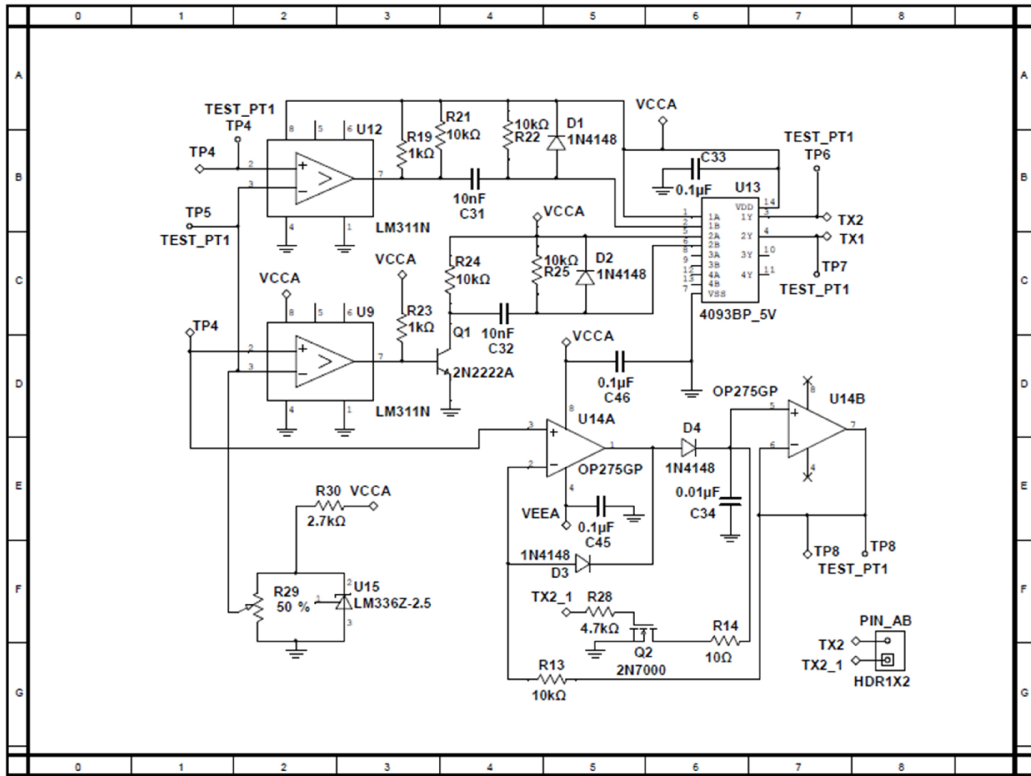


Figura C-1. Esquema eléctrico del generador de pulsos para el control de la medición de t_i y V_p .

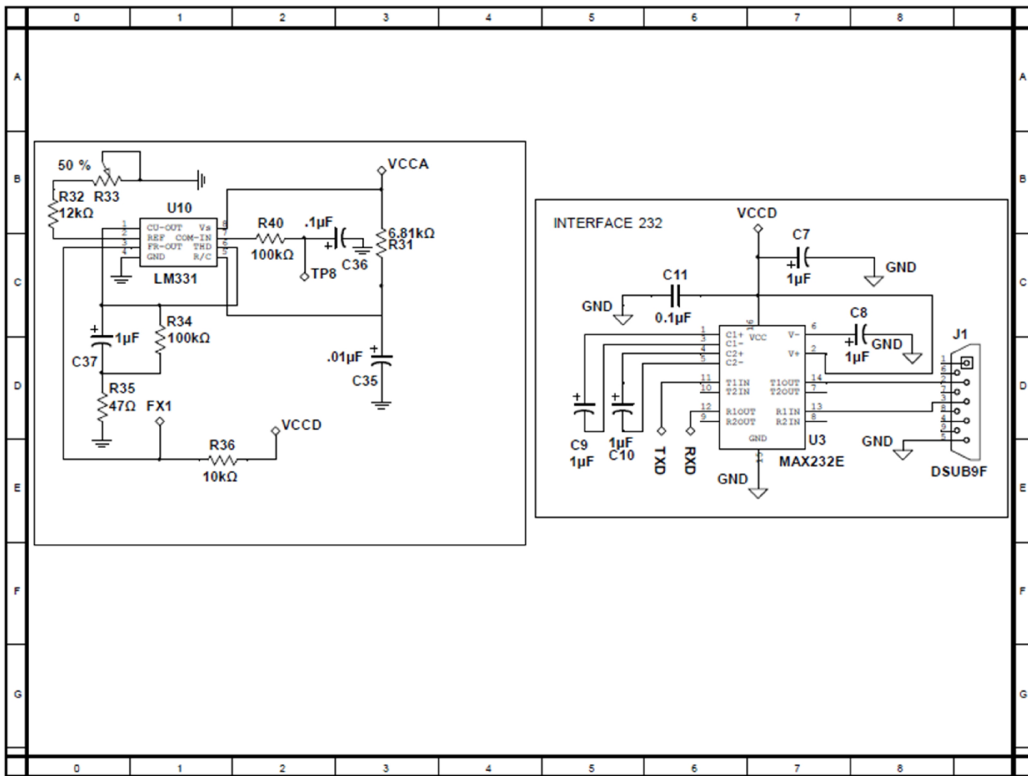


Figura C-2. Esquema eléctrico del convertidor V/F y el puerto de comunicaciones RS-232.

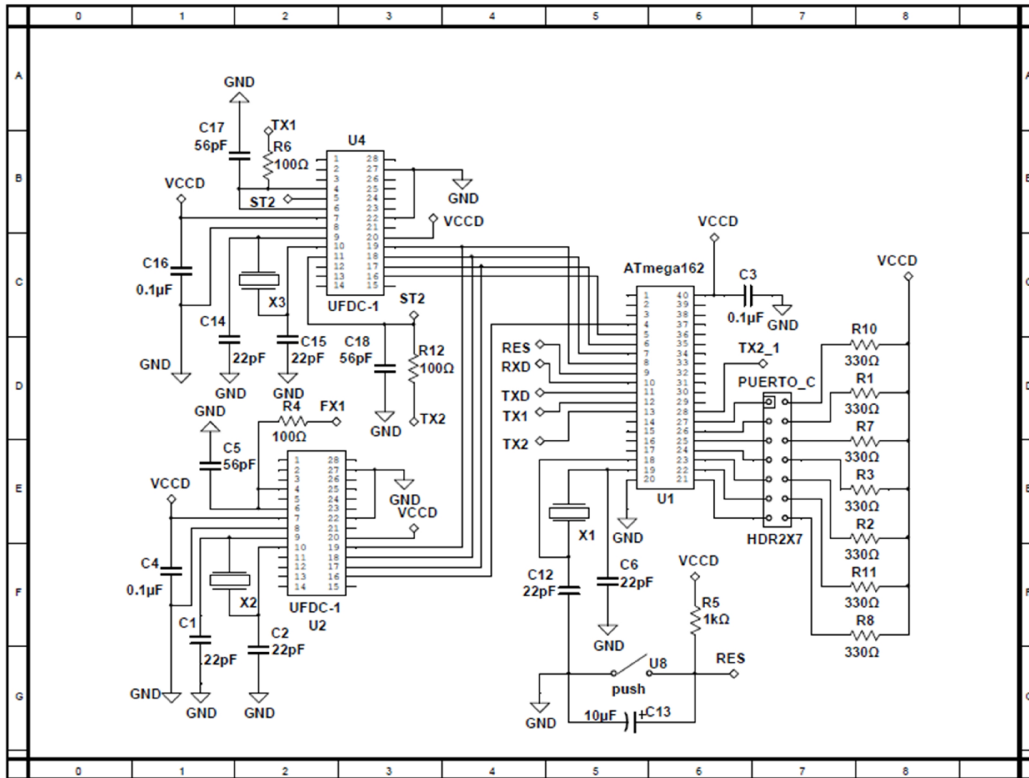


Figura C-3. Esquema eléctrico de Los convertidores UFDC y el microcontrolador.

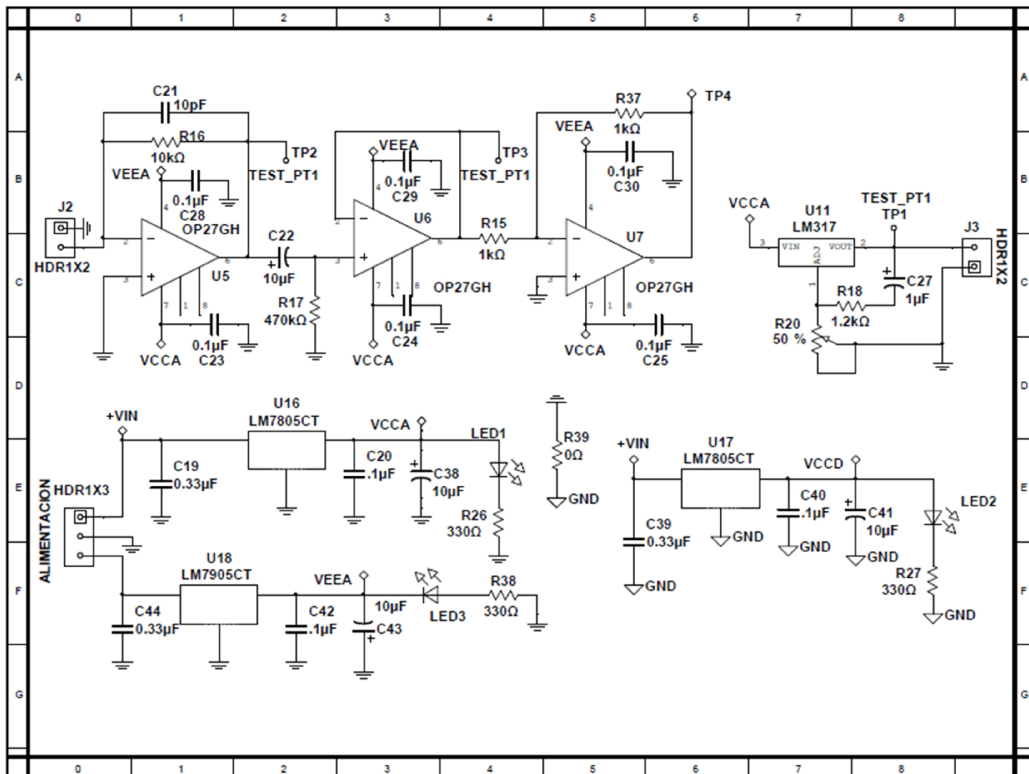


Figura C-4. Esquema eléctrico del acondicionador de la señal del sensor y fuentes de alimentación.

APÉNDICE D

El programa de microcontrolador para la estimación del IPP usado en el disdrómetro óptico se muestra de manera parcial porque los derechos intelectuales correspondientes aún no están protegidos.

```
/*
 * disdrometer.c
 *
 * Created: 24/09/2015 03:56:20 p. m.
 * Author: Raymundo Barrales
 */

#define F_CPU 8000000UL
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <stdlib.h>

// #define XTAL 3680000L
// #define XTAL 16000000L
#define BAUD 9600
#define MYUBRR F_CPU/16/BAUD-1
#define ESPERA_FIN_TX while (!(SPSR & 0x80))
#define RENA 1
#define COLA 13
#define CLM 6

// static unsigned int cuenta;
unsigned char config[4] = {0x02,0x00,0x06,0x03};
unsigned char comc[3] = {0x03,0xFF,0xFF};
unsigned char i, j, k, m;
unsigned char datoA[RENA][COLA];
// unsigned char datoA[RENB][COLB];
unsigned long int entera[RENA][CLM];
unsigned long int n[RENA];
unsigned long int u;
char c[CLM];
// char s[4] = "ATZ";
// char d[16] = "ATD001B1162FA48";

// Función para enviar un "carriage return" a la hiperterminal
void CR0(void)
{
    while((UCSR0A & 0x20) == 0)
        ;
    UDR0 = 0x0D; // CR
}

// Configura el SPI del Mega162 como MASTER
void SPI_ConfigMaster(void)
{
    // SCK, MOSI, SSA, SSB salidas; MISO entrada
    PORTB = 0x00;
    DDRB = 0xB0;
    // SPI del Mega162 es MASTER; SCK = xtal/32; no interrupciones; modo 3
    SPSR = 0x01;
    SPCR = 0x5E;
}

// Función para enviar comandos de configuración al UFDC-A
```

```

void SPI_TxCmd(void)
{
    //PORTB.4 = 1;
    PORTB|=(1<<4);
    _delay_us(2);

    // Programa EXACTITUD = 1% en el UFDC-A
    for (i = 0; i < 2; i++)
    {
        //PORTB.4 = 0; // SSA low para enviar un dato
        PORTB&=~(1<<4);
        SPDR = config[i];
        ESPERA_FIN_TX
        ;
        k = SPDR; // Así limpia la bandera SPIF
    }
    //PORTB.4 = 1; // Ya te envié un comando
    PORTB|=(1<<4);

    // Programa MODO 3 en el UFDC-A
    for (i = 2; i < 4; i++)
    {
        //PORTB.4 = 0;
        PORTB&=~(1<<4);
        SPDR = config[i];
        ESPERA_FIN_TX
        ;
        k = SPDR;
    }
    //PORTB.4 = 1; // Comando enviado
    PORTB|=(1<<4);
}

// Función para obtener una medición del UFDC-A
void SPI_IniciaMed(void)
{
    // Comando para iniciar medición
    //PORTB.4 = 0;
    PORTB&=~(1<<4);
    SPDR = 0x09;
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    k = SPDR;
    //PORTB.4 = 1;
    PORTB|=(1<<4);
    _delay_ms(10);

    // Envía comando para preguntar por el fin de la medición
    for (m = 0; m < 3; m++)
    {
        //PORTB.4 = 0;
        PORTB&=~(1<<4);
        SPDR = comC[m];
        ESPERA_FIN_TX
        ;
        k = SPDR;
    }

    // Espera respuesta del UFDC-A
    while (k != 0x00)
    {
        //PORTB.4 = 1;

```

```

        //PORTB.4 = 0;
        PORTB&=~(1<<4);
        SPDR = 0xFF;
        ESPERA_FIN_TX
        ;
        k = SPDR;
    }
    //PORTC = 0xBF; // Enciende LED medición hecha
    PORTC=0xBF;

    // El UFDC-A ya hizo la medición, jálala
    SPSR = SPSR & 0x7F;
    //PORTB.4 = 1;
    PORTB|=(1<<4);
    _delay_us(2);

    // Le pide el dato en BCD
    //PORTB.4 = 0;
    PORTB&=~(1<<4);
    SPDR = 0x07;
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    k = SPDR;

    //PORTB.4 = 0;
    PORTB&=~(1<<4);
    SPDR = 0xFF;
    ESPERA_FIN_TX
    ;
    k = SPDR;

    // Jala 1 dato BCD
    for (j = 0; j < COLA; j++)
    {
        //PORTB.4 = 0;
        PORTB&=~(1<<4);
        SPDR = 0xFF;
        ESPERA_FIN_TX
        ;
        datoA[RENA][j] = SPDR;
    }
}

// Función para visualizar el dato en la hiperterminal
void envia(void)
{
    // Envía el datoA a la hiperterminal usando la USART0
    // Antes convierte el dato a ASCII (sólo la parte entera)
    // Aísla cada cifra BCD
    entera[RENA][0] = datoA[RENA][4] >> 4;
    entera[RENA][1] = datoA[RENA][4] & 0x0F;
    entera[RENA][2] = datoA[RENA][5] >> 4;
    entera[RENA][3] = datoA[RENA][5] & 0x0F;
    entera[RENA][4] = datoA[RENA][6] >> 4;
    entera[RENA][5] = datoA[RENA][6] & 0x0F;

    // Convierte el número BCD a binario
    n[RENA] = entera[RENA][0]*100000 + entera[RENA][1]*10000 +
    entera[RENA][2]*1000 + entera[RENA][3]*100 + entera[RENA][4]*10 +
    entera[RENA][5];
    u = n[RENA];
}

```

```

// Convierte el dato binario a ASCII
ltoa(u,c,10);
// Hazlo visible en la hiperterminal
for (j = 0; j < CLM; j++)
{
    while ((UCSR0A & 0x20) == 0)
        ;
        UDR0 = c[j];
}
CR0();
}

int main (void)
{
    // Inicializa SPI ATmega162 como master
    SPI_ConfigMaster();

    // Inicializa puerto C
    DDRC=0xFF;
    PORTC=0xFF;

    // Inicializa la USART
    // Define el baud rate
    UBRRH = 0x00;
    UBRRL = MYUBRR;
    // Habilita Tx, Rx, no interrupciones
    UCSR0A = 0x00;
    UCSR0B = 0x18;
    UCSR0C = 0x86;

    // Deshabilita comparador
    ACSR = 0x80;

    _delay_ms(300);
    // Configura UFDC-A
    SPI_TxCmd();

    // Habilita interrupciones globales
    // #asm("sei");

    // Hola
    PORTC=0xDF;

    while(1)
    {
        // Inicia medición ti UFDC-A
        SPI_IniciaMed();
        envia();
    }
}

```

APÉNDICE E

LOS SISTEMAS RFID Y WAVE PARA COMUNICACIONES EN ENTORNOS ITS

José Humberto Arroyo Núñez.

Maestro en Ciencias. Profesor-Investigador Titular “B” de Tiempo Completo.
Departamento de Ingeniería Electrónica,
Universidad Politécnica de Tulancingo
Tulancingo, Hidalgo, México
jharroyo@itaca.upv.es

Raymundo Barrales Guadarrama.

Maestro en Ciencias. Profesor-Investigador Titular “A” de Tiempo Completo.
Grupo de Sensores y Señales,
Área de Instrumentación,
Departamento de Electrónica, División de CBI,
Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco,
México D. F., México
rbg@correo.azc.uam.mx, raybargu@itaca.upv.es

Antonio Mocholí Salcedo.

Doctor Ingeniero Industrial. Catedrático de Tecnología Electrónica.
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT)
Instituto ITACA-UPV Camino de Vera s/n
Valencia, España
amocholi@itaca.upv.es

Alexander Arroyo Núñez.

Ingeniero en Electrónica. Jefe de Proyectos.
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT)
Instituto ITACA-UPV Camino de Vera s/n
Valencia, España
arroyo@itaca.upv.es

Nieves Gallego Ripoll.

Ingeniera en Telecomunicaciones. Jefa de Proyectos.
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT)
Instituto ITACA-UPV Camino de Vera s/n
Valencia, España
ngallego@itaca.upv.es

Todos los autores se pueden encontrar en la siguiente dirección y teléfono:

Universidad Politécnica de Valencia
ITACA-Grupo SCT
Ciudad de la Innovación, Edificio 8G, Primer piso
Camino de Vera s/n
Valencia, 46022
Valencia, España
Tel: 96 387 72 78 ext. 88261

El expositor de la presentación será: M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama.

RESUMEN.

Los Sistemas Inteligentes de Transporte (ITS) desarrollados en todo el mundo, intentan obtener un sistema de transporte rápido, seguro, conveniente y cómodo, que garantice un funcionamiento sostenible y al mismo tiempo sea compatible con la conservación del medio ambiente. Los sistemas de comunicaciones inalámbricos para ITS no se han implementado de forma eficiente y definitiva ya que están a la espera de una completa definición de determinadas normas que fijen los estándares de comunicación a utilizar. Los sistemas de Comunicaciones Dedicadas de Corto Alcance (Dedicated Short Range Communications—DSRC) están orientados a aplicaciones ITS que aún esperan utilizar dispositivos totalmente aprobados. Los sistemas RFID se pueden considerar como sistemas DSRC por tener alcances máximos de 100 m. y se están investigando sus aplicaciones en los ITS, específicamente en las comunicaciones de infraestructura a vehículo. Las tarjetas RFID ofrecen características importantes como, bajo coste y lectores de identificación móviles. Una de las iniciativas de mayor interés es la de Sistemas Inalámbricos para Entornos Vehiculares (Wireless Access for Vehicular Environments—WAVE). En lo referente a un estándar WAVE se encuentran trabajando organismos como el grupo de trabajo E17.51 de la American Society for the Testing and Materials (ASTM) y el grupo de trabajo 802.11p de la IEEE. Mientras que la Intelligent Transportation Society of America (ITS America) se encuentra trabajando sobre la definición de un servicio óptimo y su reglamentación. En este trabajo se revisa la organización básica de un sistema inteligente de transporte (ITS) y la contribución de los sistemas RFID y WAVE al mismo.

1. INTRODUCCIÓN.

El aumento de las áreas urbanas y el particular incremento del número de vehículos en estas áreas, son factores importantes a tener en cuenta cuando se analizan las causas de los atascos en las ciudades, ya que esto traen consigo que el número de accidentes de tráfico aumenten así como el deterioro del medio ambiente. Estos problemas aparecen tanto en países desarrollados como en países sub-desarrollados y una posible solución a éstos podría ser el ampliar la capacidad de la red de caminos actual gracias a la construcción de vías suplementarias. Sin embargo, en general, las ciudades no cuentan con más espacio para construir este tipo de obras civiles y los fondos para financiarlas son difíciles de conseguir. Por otra parte, el problema de los atascos de tráfico no puede quedarse sin

solución ya que contribuye al incremento del precio del combustible y a un daño mayor al ambiente.

Los sistemas que se han presentado para resolver los problemas antes descritos y otros problemas relacionados con el tráfico de vehículos y las necesidades de los conductores, consideran al vehículo y a la autovía de manera simultánea. Estos sistemas se conocen como Sistemas Inteligentes de Transporte (Intelligent Transportation Systems—ITS). El principal propósito de un ITS es construir un sistema de transporte rápido, seguro, conveniente y cómodo que garantice un desarrollo sostenible de la economía y preserve el medio ambiente.

En estos sistemas, se utiliza tecnología de punta y se desarrolla nueva tecnología para resolver los problemas de tráfico. Los servicios ITS de control e información del tráfico se pueden clasificar según se ilustra en la Fig. 1.

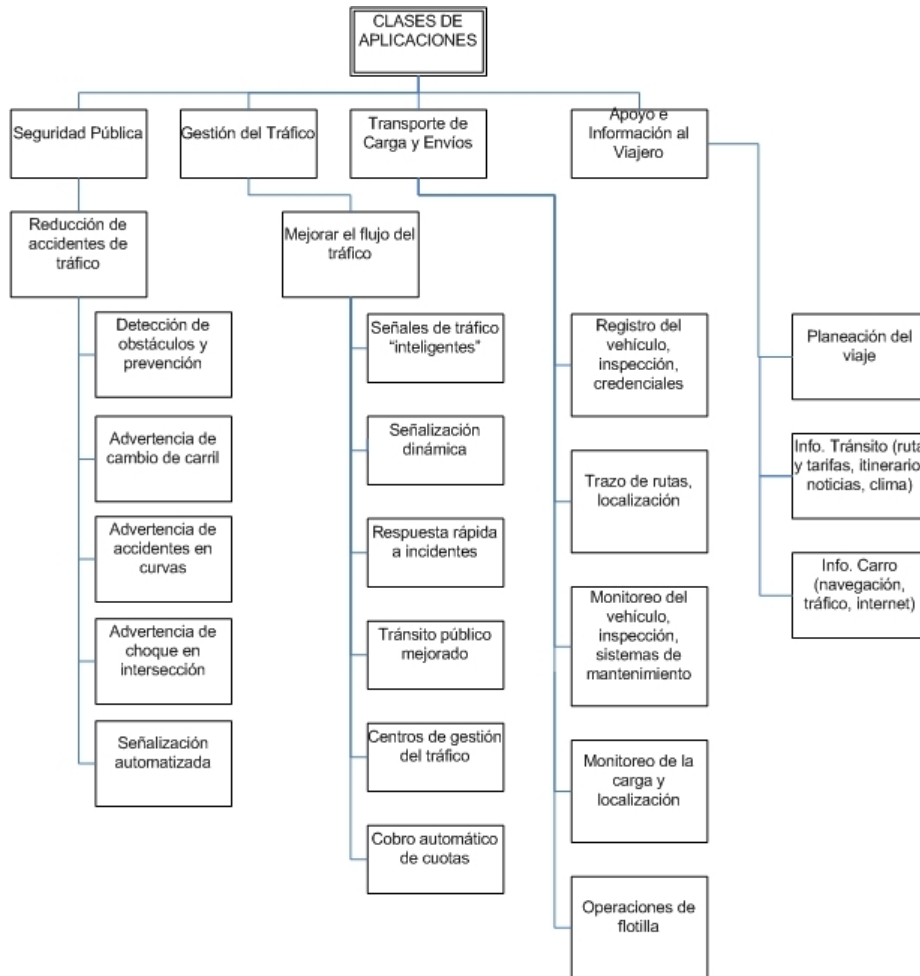


Fig. 1. Esquema que muestra las posibles aplicaciones dentro de un ITS.

Como se puede observar en la Fig. 1, las diferentes aplicaciones dentro de un ITS requieren de una comunicación confiable entre vehículos, entre los vehículos y la infraestructura del camino o entre infraestructuras de camino particulares, para comunicar las decisiones de los órganos inteligentes de las unidades o centros de control de tráfico. Esto es lo que le da el carácter "Inteligente" al sistema. Los sistemas de comunicación utilizados en un ITS tienen la característica evidente de ser inalámbricos puesto que los vehículos se mantienen en movimiento dentro del ITS. Por lo tanto, son de gran importancia los avances tecnológicos que permitan desarrollar sistemas de comunicación inalámbrica de uso confiable en las aplicaciones ITS.

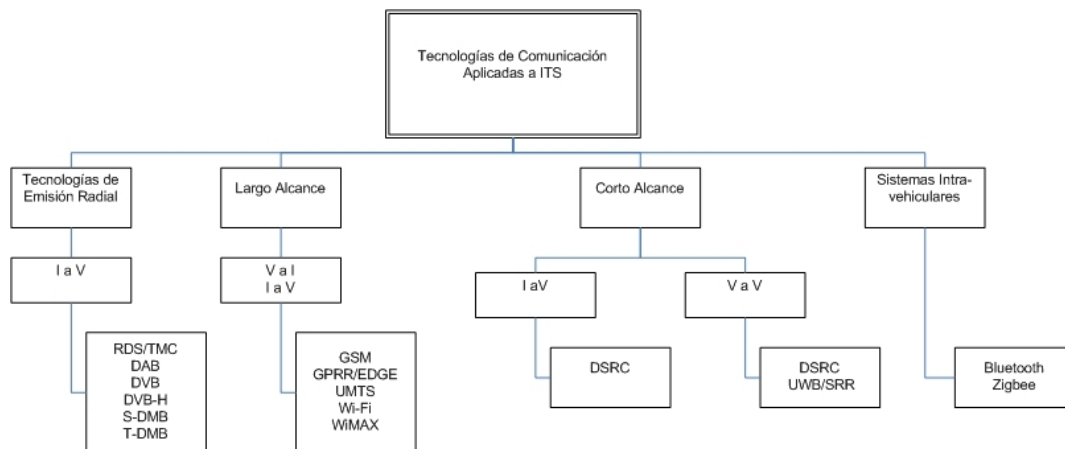
En la siguiente sección, se presenta una revisión de la evolución de los sistemas de comunicación inalámbrica utilizados en aplicaciones ITS con el fin de ayudar a comprender la necesidad e importancia de las normas de comunicación adoptadas en los ITS del mundo.

En la siguiente sección también se plantea una alternativa pertinente que podría permitir la participación de los grupos académicos de investigación en ITS con el fin de colaborar en el diseño de un sistema de control robusto del tráfico de vehículos y que considera sistemas de comunicación con el estándar 802.11a y los sistemas RFID.

2. PLANTEAMIENTO.

2.1 Evolución de los sistemas de comunicación empleados en los ITSs.

Los sistemas de comunicación inalámbrica orientados a aplicaciones ITS se vislumbraron en el programa japonés JSK de los años 80s del s. XX (Asociación de Tecnología Electrónica para la Conducción y el Tráfico de Automóviles) y en programas como el PATH en California y el Chauffer en la UE en los años 90s del mismo siglo. Basándose en la literatura [1], [2], [3] un diagrama de clasificación de los sistemas de comunicación aplicados a los ITS se muestra en la Fig. 2.



Glosario:

I a V: Infraestructura a Vehículo

V a I: Vehículo a Infraestructura

V a V: Vehículo a Vehículo

Fig. 2. Diagrama a bloques de los sistemas de comunicación ITS.

Los sistemas de comunicación inalámbrica de largo alcance se consideraban tradicionalmente en aplicaciones donde un vehículo y una infraestructura requerían

comunicarse (Vehicle-to-Infrastructure—V2I). Sin embargo, para implementar estas aplicaciones, se utilizan cada vez más los sistemas de comunicación inalámbrica de corto alcance conocidos como DSRC por sus siglas en inglés (Dedicated Short Range Communications).

Cualquier sistema global de comunicaciones móviles 2G o 3G (Global System for Mobile Communications—GSM) que utilice servicios generales de empaquetamiento por radio (General Packet Radio Services—GPRS) o sistemas de tasas de datos mejorados para GSM (Enhanced Data Rates for GSM Evolution—EDGE), presentan características óptimas para garantizar la implementación de aplicaciones V2I (un alcance en las comunicaciones de decenas de kilómetros, banda de 900/1 800 MHz, al menos 9.6 kbps/usuario, transmisión de voz y datos e infraestructura instalada); pero, por ejemplo, el Departamento de Transporte de los Estados Unidos (Department of Transportation—DoT) no considera la implementación de las aplicaciones V2I (o cualquier otra) mediante el uso de algún sistema GSM [4]. Además, dificultades en la organización entre los diferentes proveedores de GSM y los precios prohibitivos de las infraestructuras actuales hacen que este sistema no sea práctico para esa clase de aplicaciones. WiMAX (World Interoperability for Microwave Acces) es un tipo de red de área local inalámbrica (Wireless Area Network—WAN) con un rango más que suficiente para aplicaciones ITS (50 km), con un estándar aprobado (IEEE 802.16a) y una banda de frecuencia legalmente reservada (2-11 GHz), pero requiere la instalación de estaciones base o antenas y no ha sido diseñada para nodos móviles de alta velocidad¹. Tanto los sistemas GSM como los sistemas WiMAX no serían prácticos en amplias áreas abiertas con poca necesidad de grandes infraestructuras de tráfico.

Los sistemas DSRC han sido la respuesta a todas las aplicaciones ITS fuera de los circuitos de comunicación públicos o privados utilizados por las autoridades o por aplicaciones específicas del tipo infraestructura a vehículo (Infrastructure-to-Vehicle—I2V) [5] como se muestra en la Fig. 3.

¹ El WiMAX móvil ha sido recientemente aprobado (Diciembre 2005) [6], bajo el estándar IEEE 802.16a lo que permite tener terminales móviles, pero en los ITS no se le ha considerado una tecnología aceptable, debido a que al significativo avance en la investigación de otras tecnologías como el estándar 802.11p.

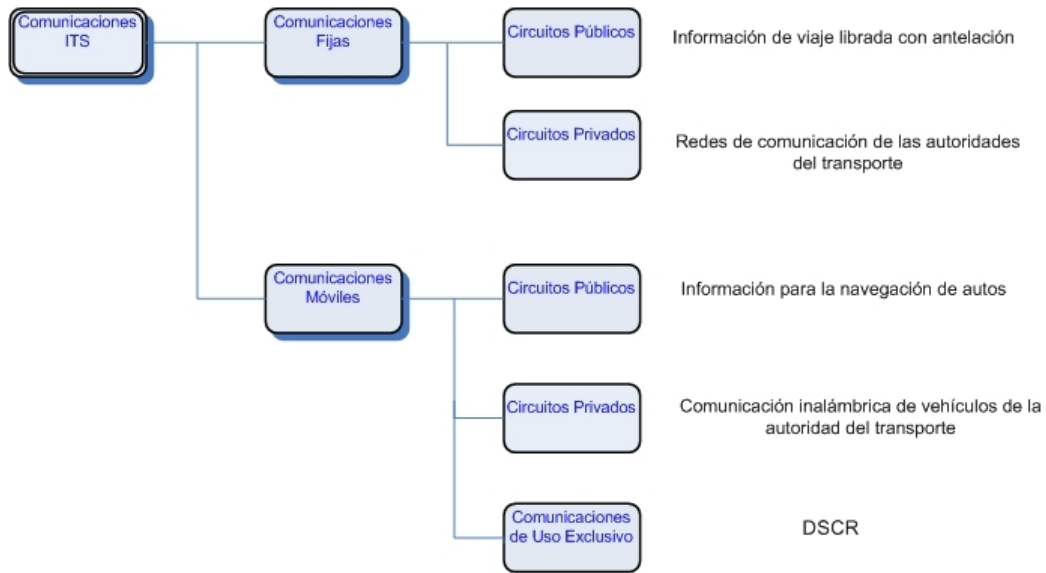


Fig. 3. Modos de comunicación aplicados a ITS. Tomado y adaptado de [5].

Al principio, los sistemas DSRC se diseñaron como sistemas de comunicación e información de vehículos (Vehicle Information and Communication Systems—VICS) y cobro automático de cuotas de peaje (Electronic Toll Collection—ETC). Estos son ejemplos de aplicaciones I2V y V2I, respectivamente, como lo muestra la Fig. 4.

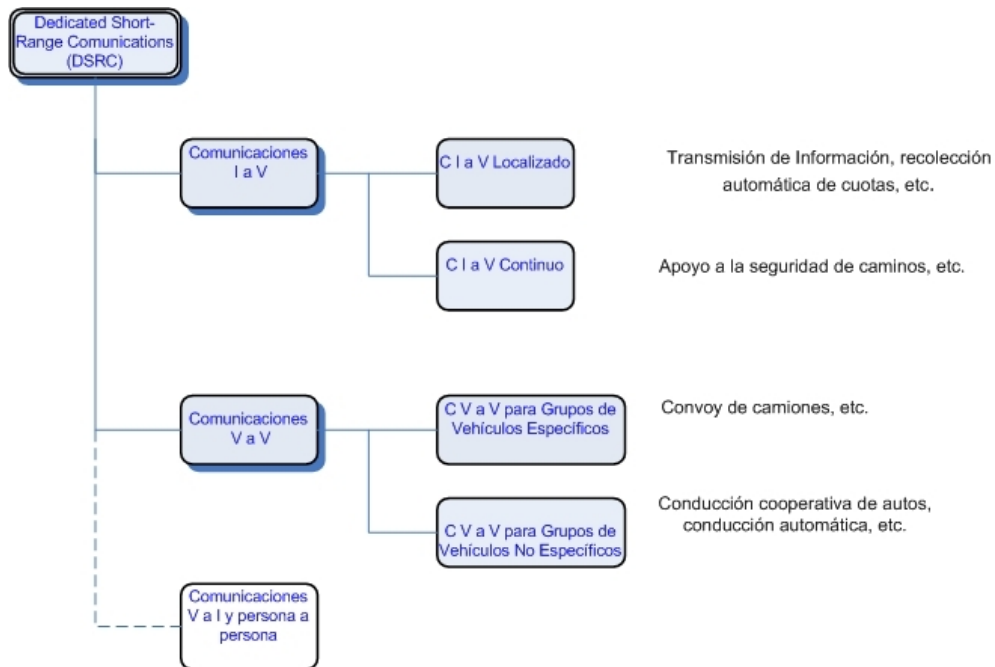


Fig. 4. Aplicaciones donde se utiliza DSRC. Tomado y adaptado de [5].

En la Fig. 4, se puede observar que las aplicaciones que utilizan sistemas de comunicación entre una infraestructura y un vehículo, se han dividido en comunicaciones de infraestructura a vehículo de tipo localizado y de tipo continuo. La primera categoría es interesante porque es un sistema aún en uso en Estados Unidos y da una idea de la necesidad de un sistema estándar de comunicaciones ITS de corto alcance. Estos sistemas se conocen por las siglas RVC (Road-Vehicle Communications) y se subdividían en 4 tipos:

1. *Radio-difusión (“Broadcasting”)*. Donde existen múltiples fuentes de datos que se transmiten por canales FM como en el caso de la radio-difusión FM multiplexada.
2. *Difusión simultánea localizada (“Localizad simulcasting”)*. Las comunicaciones se realizan para un área limitada a través de un solo canal para fuentes locales de información emitidas simultáneamente.
3. *Comunicaciones individuales de área amplia (“Wide-area individual communications”)*. Es un sistema donde se utiliza un canal dúplex (i.e. teléfonos de auto) de área amplia para la recolección de información del camino, su procesamiento y retroalimentación.
4. *Comunicaciones localizadas individuales (“Localized individual communications”)*. Donde la comunicación es dúplex en una zona localizada y puede ser continua o intermitente.

Estos sistemas han contado con características como: a) altos niveles de velocidad y calidad, b) mérito económico debido a su consumo de baja energía, c) alta eficiencia en el uso de la banda de frecuencia debido a que es la misma para todo un país, d) habilidad para ofrecer la información adaptada a la localidad y e) habilidad para variar la densidad de la instalación en correspondencia con las necesidades emergentes. Los sistemas RVC del tipo 2 son los más característicos y cuyo concepto subsiste en versiones modernas dentro de los ITS. Fueron inicialmente implementados con radio-balizas, opto-balizas y canales FM de radio-difusión multiplexada. Proporcionaban información estática (ubicación actual y guías del área) e información dinámica (tiempo de travesía y estacionamiento disponible). Las radio-balizas, instaladas principalmente en carreteras, transfieren datos alrededor de un área de 70 m de diámetro a una tasa de transmisión de 64 kbps y a una frecuencia de 2.5 GHz (ver Fig. 5).

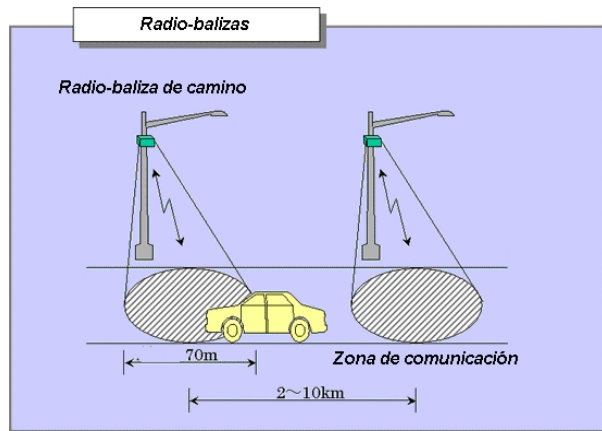


Fig. 5. Esquema del uso de radio-balizas para ITS. Tomado y adaptado de [5].

Estos sistemas también utilizaban opto-balizas. Éstas se instalaban típicamente antes de las intersecciones del camino y se equipaban con sensores de detección del coche. Podían transmitir datos a mayor velocidad (1 Mbps) en una zona aproximada a los 3.5 m. Debido a su muy corto alcance de comunicación, este sistema no es aceptable para cierto tipo de aplicaciones ITS (control dinámico de señalizaciones, aplicaciones para vehículos prioritarios, etc.)

Al presente, aún se utilizan los sistemas de difusión simultánea localizada en Europa, Japón y Norte América. En Europa y Japón, estos sistemas adoptaron la banda alrededor de los 5.8 GHz, mientras que en Norteamérica adoptaron la banda de los 915 MHz, con las características mostradas en la Tabla I.

Parámetro	Europa	Norte América	Japón
Frecuencia	5.8 GHz	915 MHz	5.8 GHz
Comunicaciones	Pasiva, semi-duplex	Activa, pasiva, semi-duplex	Activa, full-duplex para la baliza, semi-duplex para el vehículo
Velocidad de transmisión de datos	De salida: 500 kbps De entrada: 250 kbps	De salida: 500 kbps De entrada: 500 kbps	De salida: 1024 kbps De entrada: 1024 kbps
Protocolo	Asíncrono	Síncrono, asíncrono	Síncrono

Tabla I. Principales características de los sistemas DSRC antes del año 2001. Tomado y adaptado de [5].

Como se mencionó en la introducción, la severa situación del tráfico motivó diferentes iniciativas alrededor del mundo para enfrentarla. Organismos como ASTM, IEEE, ISO, SAE,

AASHTO e ITS-A en Norteamérica, CEN en Europa y ARIB T75 en Japón están trabajando en la realización de un ITS coherente.

2.2 El sistema de comunicación del ITS Norteamericano.

Quizá el ITS más importante, es el que ha definido el DoT, desde 2003, para los Estados Unidos y que se muestra en la Fig. 6.

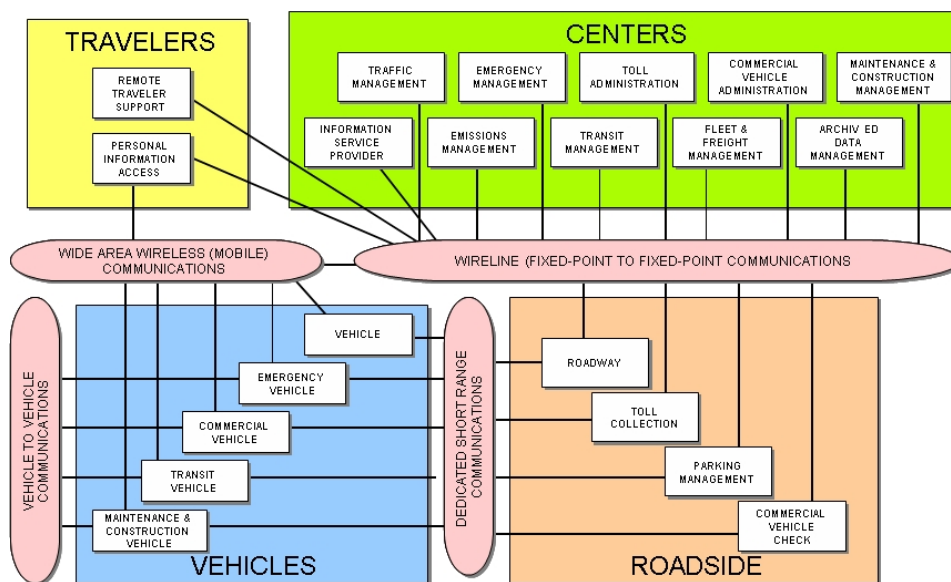


Fig. 6. Arquitectura del ITS en Estados Unidos.

En este ITS, se ha definido por primera vez el uso de sistemas DSRC para aplicaciones V2I. En Febrero de 2003, la Federal Communications Commission—FCC reservó un espectro de 75 MHz alrededor de la banda de 5,9 GHz para los sistemas DSRC cuyo propósito principal es mejorar la seguridad en el transporte y la eficiencia en las carreteras [6]. Una exigencia adicional de este ITS es la de proporcionar servicios de información de alta velocidad para conductores y pasajeros y, así, esta exigencia llevó a la especificación de los sistemas WAVE (Wireless Access for Vehicular Environments). Por definición, los sistemas WAVE se implementarían con tecnologías para desarrollar redes de área local inalámbricas (WLAN). Específicamente, los sistemas de comunicación WAVE se pueden ver como una extensión de la norma IEEE 802.11a [7], pero con modificaciones para poder emplearse en exteriores o para una comunicación entre vehículos. Los sistemas WAVE operan en la banda 5,850-5,925 GHz y, para obtener velocidades de transmisión de 6-27 Mbs/s, estos sistemas emplearían modulación mediante división ortogonal multiplexada de la frecuencia

(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing—OFDM). Los sistemas DSRC actuales, tales como los sistemas de difusión simultánea localizada, deberán “migrar” hacia sistemas WAVE y los gobiernos están trabajando para garantizar interoperabilidad nacional de los sistemas de comunicación WAVE. El ITS norteamericano es quizá el más documentado y de mayor avance. La Intelligent Transportation Society of America—ITS-A ha trabajado activamente en definir el servicio óptimo y las reglas que regirán las licencias de uso de los diversos estándares. El Grupo de Trabajo E17.51 de la American Society for the Testing and Materials—ASTM y el Grupo de Trabajo IEEE 802.11p están trabajando en el estándar WAVE, que se aplicará por igual en Canadá, Estados Unidos y México. El estándar ASTM E 2213-03 ha definido las comunicaciones WAVE para un rango de 1 000 m para velocidades típicas de una autopista a lo largo de 7 canales de la banda de los 5,9 GHz como se muestra en la Fig. 7.

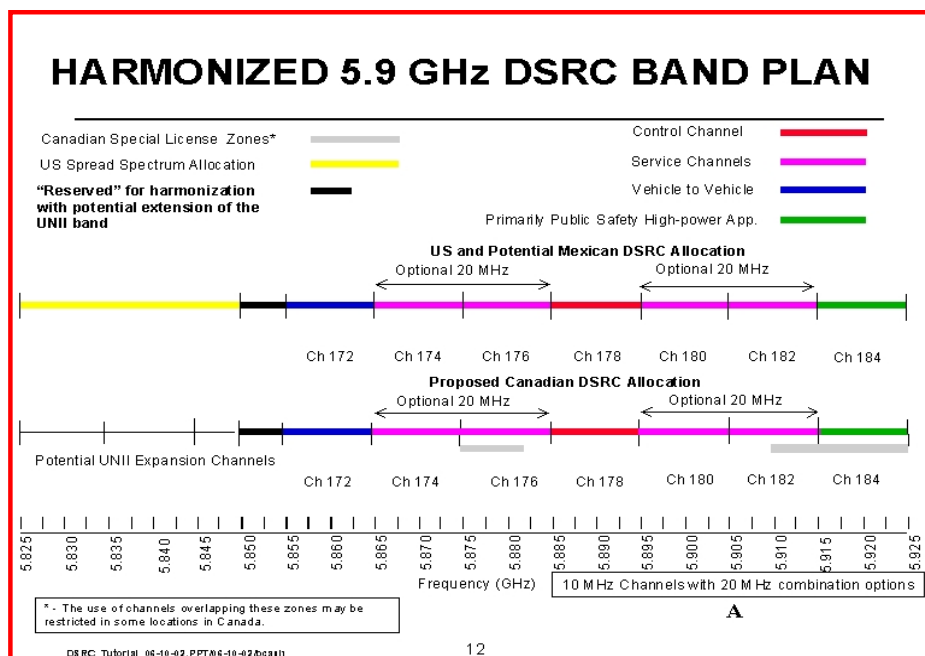


Fig. 7. Reparto de la banda de los 5.9 GHz para los sistemas DSRC compatibles con WAVE.

El DSRC Industry Consortium (DIC) formado por las empresas MARK IV, Raytheon, Sirit y TransCore, consiguió en Febrero de 2004 [8] un contrato para la puesta en marcha de los nuevos sistemas DSRC que darían soporte a los sistemas de comunicación WAVE del ITS Norteamericano. El consorcio tiene amplio apoyo del DoT de los Estados Unidos. De acuerdo al programa del DIC, a mediados de 2008 se instalaría la infraestructura de comunicación ya probada y regulada. Hasta donde nuestro conocimiento alcanza, sólo los

grupos del UnWiReD lab en la UCLA y la Universidad de California en Berkeley representarían la investigación académica en el desarrollo de los sistemas WAVE y otros para el ITS de los Estados Unidos [9]. En general, estos grupos académicos están vinculados a los organismos de regulación o al DIC.

2.3 Los sistemas RFID.

Los sistemas RFID (**R**adio **F**requency **I**dentification) transmiten el dato de la identidad o número de serie de un objeto o persona de forma inalámbrica mediante el uso de ondas de radio. Tradicionalmente, se les ha considerado como sistemas pertenecientes a las *tecnologías de identificación automática*, tales como los lectores de código de barras o las tecnologías biométricas, porque ayudan a reducir el trabajo y el tiempo de captura manual de datos y mejorar la exactitud de éstos. Los sistemas RFID son interesantes porque los lectores del número de identificación capturan los datos de la identidad y los transmiten a un ordenador sin necesitar de un operario humano, a diferencia, por ejemplo, de los lectores de código de barras [12].

El número de identidad está almacenado en un microchip conectado a una antena de radio y el conjunto, conocido como transponder (**t**ransmitter-**r**esponder), se adhiere de alguna manera al objeto constituyendo un nuevo objeto conocido como etiqueta RFID (“RFID tag”). El chip puede almacenar hasta 2 kbytes de datos. La información en la etiqueta puede recuperarse mediante el uso de un lector que porta antenas que emiten señales de radio a las etiquetas. Éstos responden con una señal de radio que transporta la información de su identidad y, entonces, el lector la comunica digitalmente a un ordenador.

En 1935 ya se utilizaban los rudimentos de la radio-identificación para reconocer aviones de guerra. En 1973 se patentó el primer dispositivo RFID con el concepto que se conoce actualmente, aunque el uso extendido de esta tecnología se ha dado en los últimos años ya que, entre 1999 y 2003, con el apoyo de grandes empresas y el Departamento de Defensa de los Estados Unidos, se desarrollaron protocolos para la interfase RFID aérea, se definió el esquema de numeración para la identificación (Electronic Product Code—EPC y se diseñó la arquitectura de red para buscar la información de las etiquetas en la Internet.

2.4 Categorías de sistemas RFID.

Existen dos categorías principales de etiquetas RFID: las etiquetas activas y las etiquetas pasivas. Las etiquetas pasivas se alimentan de la onda emitida por el lector. Las etiquetas activas portan su propia alimentación (en general, una pila). Éstas emiten una señal que lleva la información almacenada en el microchip [13].

2.4.1 Etiquetas RFID activas.

Las etiquetas RFID activas, como la de la Fig. 8, se utilizan en grandes contenedores de material (contenedores de carga, vagones de carga, contenedores reutilizables, etc.), que requieren rastrear sobre largas distancias (un patio de distribución, un muelle de carga/descarga, etc.).



Fig. 8. Fotografía de una etiqueta RFID activa.

Operan normalmente a 455v MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz con alcance medios de lectura de 20 m a 100 m. Estas etiquetas se subdividen en dos tipos: transponders y balizas. Los transponders activos se “despiertan” cuando reciben una señal desde el lector. Se utilizan en sistemas automáticos de cobro de cuotas, puntos de verificación, etc. Por ejemplo, cuando un coche con un transponder activo se aproxima a una caseta de cobro, un lector en la caseta genera una señal que “despierta” al transponder sobre el parabrisas del coche. El trasponder emite entonces su número de identificación único al lector. Los trasponders activos conservan energía al sólo emitir señales en el rango del lector.

Las balizas se utilizan en sistemas de localización de tiempo real, donde se requiere rastrear la ubicación precisa de un objeto. En este caso, la baliza emite su número de identificación única a intervalos predeterminados de tiempo y, al menos, tres lectores reciben su señal dentro del perímetro donde interesa localizar el objeto.

Las etiquetas RFID activas pueden utilizarse a distancias máximas de 100 m y su costo oscila entre los 7 € y los 38 € dependiendo de sus características.

2.4.2 Etiquetas RFID pasivas.

Las etiquetas RFID pasivas no portan fuente de alimentación, por lo tanto, son baratas (15 a 30 céntimos) y no requieren mantenimiento. Son las preferidas de las grandes cadenas comerciales, aunque su alcance máximo es de 10 m.

Un transponder RFID pasivo, como el de la Fig. 9, consiste de un microchip unido a una antena que generalmente se monta sobre un substrato que se puede pegar a una superficie adherente a modo de pegatina. También pueden pegarse a tarjetas plásticas, llaveros, muros o empaques especiales a prueba del medio ambiente.



Fig. 9. Fotografía de etiquetas RFID pasivas.

Los rangos útiles de frecuencia son: a bajas frecuencias (124 kHz, 125 kHz, 135 kHz), a altas frecuencias (13.56 MHz) y ultra-alta frecuencia UHF (860-960 MHz). A veces también se utiliza la frecuencia 2.45 GHz. Los diferentes rangos de frecuencia se utilizan de acuerdo al uso del transponder pasivo: las etiquetas RFID pasivas de baja frecuencia son útiles donde se necesita leer la información de la etiqueta a través de un material o a través del agua a cortas distancias, pero se necesita acercarse al lector a la etiqueta a no menos de 30 cm porque utilizan el principio del acoplamiento inductivo para la transmisión de información. A frecuencias mayores, es difícil leer la información de la etiqueta si ésta se encuentra dentro de contenedores de metal o rodeada de agua. Los RFID en la banda UHF alcanzan mayores distancias (más de 3.3 m) y usan el principio del acoplamiento por propagación, pero, parte del problema de la absorción de la onda por el agua, el acoplamiento es difícil de controlar y se pueden leer etiquetas equivocadas.

3. RESOLUCIÓN.

3.1 Propuesta de trabajo.

Los ITS alrededor del mundo se desarrollarán con coherencia hacia normas locales o nacionales de precaución, conducción, ahorro de energía y técnicas probadas de control de tráfico. El avance del ITS Norteamericano se erige como modelo para otros ITS en el mundo, pero su normativa no será necesariamente la misma para cada país o región. Por otro lado, es evidente que los grupos académicos de investigación para el desarrollo de sistemas de control de tráfico acumularán suficiente experiencia para desarrollar ITS robustos y el intercambio de ideas es valioso en este sentido. Si el desarrollo de las normas y de los prototipos que intervendrán en un ITS sólo se deja a los organismos de regulación nacionales y a consorcios particulares, la investigación de estos grupos perderá su valor. Mientras los estándares se terminan de definir y los prototipos de comunicación terminan su periodo de desarrollo y pruebas, el ITS Norteamericano y de otras regiones puede beneficiarse de las experiencias de los grupos académicos de investigación no necesariamente vinculados a los organismos de regulación o consorcios, al permitir la retroalimentación de experiencias hacia el diseño actual de los ITS.

En concreto, en este trabajo se propone la pertinencia de tomar en cuenta los resultados de la valoración de:

- a) los sistemas de comunicación I2V y V2I mediante el estándar 802.11a y
- b) los sistemas RFID como sistemas DSRC de aplicación particular.

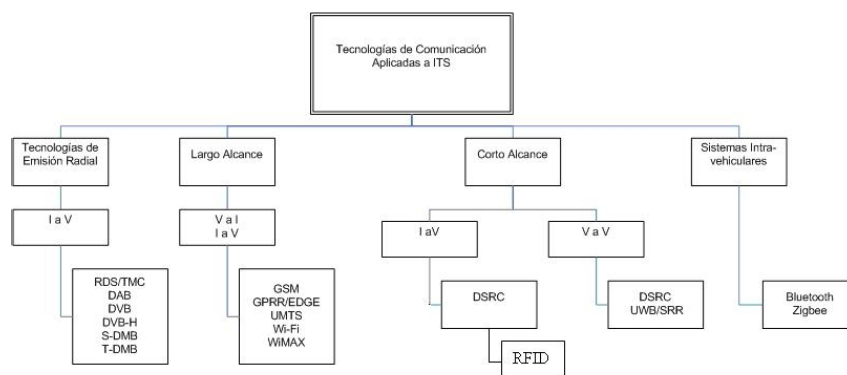
3.2 Justificación de la propuesta.

Puesto que el estándar 802.11p es una extensión del estándar 802.11a [7], en el sentido de que este último se está adaptando a las comunicaciones móviles de alta velocidad, ciertas aplicaciones en la categoría I2V (control dinámico de señalizaciones, vía libre a vehículos prioritarios, reconocimiento de objetos en imágenes, notificación del clima de la región, etc.) y en la categoría V2I (advertencia de aproximación, incorporación cooperativa a vías transitadas, faros de advertencia, solicitud de información para el viajero, etc.) tienen posibilidades de implementarse con el estándar 802.11a ya existente. La propuesta de trabajar provisionalmente con el estándar 802.11a está reforzada por las siguientes razones:

- a) Los detalles del estándar 802.11p no son del dominio público y los grupos de trabajo encargados del diseño de prototipos están vinculados con los comités que definen los estándares y a información que se genera en estos comités es confidencial.
- b) Las herramientas de desarrollo que pueden implementar sistemas experimentales de comunicación con el estándar 802.11p son raros y fuera de las posibilidades económicas de los grupos de investigación académica [10].

Por el momento, la implementación de sistemas de comunicación ITS del tipo WAVE, por parte del investigador académico, sólo es posible mediante el uso de sistemas 802.11a pues son los que mejor se aproximan a las capas PHY y MAC de aquellos. Los sistemas ITS así diseñados, se aproximarían al comportamiento de un sistema WAVE y pruebas cuidadosas de estos sistemas serían valiosas para validar los sistemas WAVE futuros en aplicaciones I2V y V2I.

En cuanto a los sistemas RFID aplicados a ITS, se propone que se integren como sistemas DSRC, como se muestra en la Fig. 10, porque son sistemas con un alcance no mayor a 100 m, son de bajo coste y no se requiere una infraestructura especializada para su uso. Los sistemas RFID se limitarían a aplicaciones de identificación y rastreo de gran número de objetos y se perciben como sistemas ideales en zonas con alta densidad vehicular donde las tareas citadas deban llevarse a cabo a gran velocidad y volumen (se esbozan unas aplicaciones más adelante).



Glosario:

- I a V: Infraestructura a Vehículo
- V a I: Vehículo a Infraestructura
- V a V: Vehículo a Vehículo

Fig. 10. Clasificación propuesta de los sistemas RFID dentro de los sistemas de comunicación en un ITS.

3.3 Métodos de valoración propuestos para los sistemas de comunicación ITS implementados con el IEEE 802.11a.

Los métodos considerados para realizar la valoración de los sistemas de comunicación ITS en aplicaciones I2V y V2I implementados con el estándar 802.11a son:

- a) Las pruebas se deben de realizar en entornos vehiculares reales para entender mejor la propagación de las ondas RF.
- b) La medición de la calidad de la transmisión se puede llevar a cabo para diferentes valores de la potencia de emisión. Se podría obtener un trazado de la probabilidad de recepción en función de la distancia.
- c) Tal como lo indica la Tabla 2, existen varias similitudes entre las capas PHY del IEEE 802.11a y del IEEE 802.11p. Una validación del modelo IEEE 802.11p puede obtenerse mediante la modificación de las características del “chipset” que implementa la capa PHY del IEEE 802.11a de manera a optimizarlo par aplicaciones en exteriores.
- d) Aplicar figuras de mérito para la fiabilidad del IEEE 802.11a que podrían servir para el caso del 802.11p.
- e) Un modelo del rendimiento de los sistemas de comunicación ITS que empleen el IEEE 802.11a puede ayudar a desarrollar nuevas figuras de mérito para validar el modelo cuando se emplee el IEEE 802.11p.

Parameter	DSRC	IEEE 802.11a
Information Date Rate	3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24 and 27Mbits/s (3,6, and 12Mbits/s are mandatory)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, and 54Mbit/s.
Modulation	BPSK OFDM QPSK OFDM 16-QAM OFDM 64-QAM OFDM	BPSK OFDM QPSK OFDM 16-QAM OFDM 64-QAM OFDM
Error Correction Coding	K=7 (64 states) Convolutional Code	K=7 (64 states) Convolutional Code
Coding Rate	1/2, 2/3, 3/4	1/2, 2/3, 3/4
Number of Subcarriers	52	52
OFDM Symbol Duration	8.0us	4.0us
Guard Interval	1.6us	0.8us
Occupied bandwidth	8.3MHz	16.6MHz
Frequency	5.850~5.925 GHz	5.15~5.25GHz, 5.25~5.35GHz, 5.725~5.850GHz

Tabla 2. Tomado y adaptado de [7].

3.4 Aplicaciones ITS donde el sistema RFID puede ser útil.

En cuanto a los sistemas de comunicación RFID aplicados a ITS, se propone implementar sistemas de comunicación de mensajes cortos útiles en las siguientes aplicaciones:

- a) Identificar vehículos en tiempo real.
- b) Permitir, a través de las tarjetas RFID, la prioridad de vehículos de emergencia al emitir señales para sincronizar los semáforos.
- c) Colocar tarjetas RFID en el asfalto, con información de la ubicación.

Puesto que se ha propuesto anteriormente la búsqueda de aplicaciones donde el sistema RFID sea una solución económica y fácil de implementar, los métodos de valoración del desempeño de dichas aplicaciones se deben establecer una vez probada la viabilidad de la comunicación en las aplicaciones.

4. CONCLUSIONES.

El estándar 802.11a se ha valorado para algunas aplicaciones ITS [2], [11], pero existen aplicaciones interesantes o particulares que no se han explorado y que hace falta valorar para poder contribuir al robustecimiento de un ITS regional o nacional. En este trabajo, se han enumerado algunas aplicaciones ITS donde se puede utilizar este estándar como medio de comunicación y se ha propuesto una serie de métodos para valorar su uso en un ITS.

Los sistemas RFID no se han considerado como sistemas DSRC de un ITS, aunque las ventajas y usos que tienen estos sistemas y que se han presentado en este trabajo, los vuelven sistemas interesantes de considerar en la construcción de un ITS. Se ha propuesto aquí incluirlos en la categoría DSRC para ITSs.

Los sistemas de comunicación basados en el estándar IEEE 802.11a y los sistemas RFID tienen buenas posibilidades de integrarse a las aplicaciones dentro de un ITS regional, nacional o internacional. Estas posibilidades se volverán más sólidas en cuanto los grupos de investigación que desarrollan los sistemas de control de tráfico consideren la pertinencia de su uso y presenten las valoraciones en favor de estos sistemas.

AGRADECIMIENTOS.

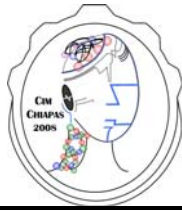
Estos trabajos de investigación han sido llevados a cabo gracias al:

- *Servicio de Transportes y Circulación* del Ayuntamiento de Valencia (Convenio singular entre el ayuntamiento de Valencia y la Universidad Politécnica de Valencia en relación con los sistemas de gestión de tráfico de la ciudad de Valencia).
- Ministerio de Educación y Ciencia (Proyecto CICYT – “*Sistema Integral para la Gestión del Trafico en Vías Convencionales: sensores, señalización y comunicaciones*” Referencia: DPI2006-15703-C02-01/).

REFERENCIAS.

- [1] <http://www.learmstrong.com/dsrc/dsrchomeset.htm>
- [2] Subir Biswas, Raymond Tatchikou, Francois Dion, “*Vehicle-to-Vehicle Wireless Communication Protocols for Enhancing Highway Traffic Safety*”, IEEE Communications Magazine, Enero 2006, pp. 74-82.
- [3] Li Li, Jingyan Song, Fei-Yue Wang, Wolfgang Niehesen, Nan-Ning Zheng, “*IVS05: New Developments and Research Trends for Intelligent Vehicles*”, IEEE Intelligent Systems Magazine, 2005, pp. 10-14.
- [4] Vehicle Infrastructure Integration (VII), USDOT Major Initiative, <http://www.its.dot.gov/vii/>.
- [5] http://www.its-lectures.ae.keio.ac.jp/english/05_1020/1020Be.html
- [6] Notice of Proposed Rulemaking and Order FCC 03-324, Federal Communications Commission, Feb. 2003.
- [7] Wanbin Tang, “*Comparison of Physical Layer between DSRC and IEEE 802.11a*”, UC-Berkeley Report, Oct. 2006.
- [8] DSRC Technology and the DSRC Industry Consortium (DIC) Prototype Team, white paper prepared by Randy Roebuck, SIRIT Technologies, <http://www.itsa.org/itsa/files/pdf/DSRCICWhitePaper.pdf>.
- [9] http://www.unwired.ee.ucla.edu/dsrc/dsrc_testbed_simple.htm.
- [10] <http://www.signalion.com/45-0-NoName.html>
- [11] Jun Luo, Jean-Pierre Hubaux, “*A Survey of Inter-Vehicle Communication*”, School of Computer and Communication Sciences, EPFL, CH-1015 Lausanne, Switzerland, Technical Report IC/2004/24, 2004.

- [12] Finkenzeller, Klaus, *"RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification"*, John Wiley & Sons, ISBN 0470844027
- [13] <http://www.rfidc.com>



CIM-CHIAPAS 2008

1er. Congreso Internacional de
Mecatrónica y
2do. Congreso Nacional UPP
Tuxtla Gutiérrez, Chiapas, México.



Caracterización de un Amplificador de Transimpedancia Reactivo como Acondicionador Frontal de un Detector IR

R. Barrales Guadarrama⁽¹⁾⁽³⁾, J. H. Arroyo Núñez⁽²⁾⁽³⁾, A. Mocholí Salcedo⁽³⁾, A. Arroyo Núñez⁽³⁾

⁽¹⁾Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México D.F., México

⁽²⁾Universidad Politécnica de Tulancingo, Tulancingo, Hidalgo, México

⁽³⁾Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España

e-mail: raybargu@itaca.upv.es

Resumen: El ahorro de espacio, el bajo costo, el bajo consumo de energía y la autonomía son de las principales características a tener en cuenta en el desarrollo de sistemas electrónicos útiles en la investigación o el mercado tecnológico. Las soluciones materiales más simples son de gran valor cuando se trata de integrar sistemas electrónicos de funcionalidades especiales con las características mencionadas. En este artículo, se describe la etapa frontal del acondicionador de un detector de luz infrarroja para diversas aplicaciones, realizado con componentes comerciales, y se demuestra que, siendo un circuito muy simple, posee características óptimas para su integración en sistemas miniaturizados y de bajo costo.

Abstract: Space saving, low cost, low power consumption and portability are some of the main characteristics to consider when developing electronic systems useful for the research or the technological market. Simple hardware solutions are of great value when electronic systems with special functions must be integrated and fulfil the characteristics above mentioned. In this paper, the frontal conditioning circuit of an infrared detector for multiple applications, made of commercial parts, is described. Although the circuit is very simple, we showed that it is suitable to be integrated in low cost and reduced electronic systems.

Keywords: detector IR, LED IR, amplificador operacional de precisión, amplificador de transimpedancia, convertidor corriente a voltaje.

1. Introducción

Los laboratorios de desarrollo tecnológico y de investigación realizan su labor bajo la demanda de encontrar soluciones materiales simples y de bajo costo, pero robustas y fiables. El diseño de prototipos industriales o de instrumentación especializada para la investigación responde a estas y otras características como el ahorro de espacio, el bajo consumo de energía, la compatibilidad, la autonomía, etc. En los centros de investigación, no es raro encontrar instrumentación electrónica que reúne varias funcionalidades más o menos complejas.

La necesidad de crear prototipos flexibles con componentes comerciales y la demanda de encontrar soluciones fiables pero de bajo costo, exige que los ingenieros de aplicaciones encuentren soluciones materiales simples pero que logren las funcionalidades requeridas. La claridad de los conceptos de diseño y análisis básico y la capacidad del ingeniero de relacionar estos conceptos con las funcionalidades del prototipo son aspectos fundamentales en la confección de los prototipos deseados.

En este trabajo, se describe el circuito de un detector de luz infrarroja (IR) para cuantificar la disminución de la visibilidad en las autovías debida a la presencia de niebla, pero el método de detección puede utilizarse para otros propósitos y sus características lo hacen útil en la integración de sistemas electrónicos complejos frente a soluciones más convencionales.

En la segunda sección, se presenta el circuito y su estudio teórico. En la tercera sección, se describen las metodologías para caracterizarlo y los resultados obtenidos. En la cuarta sección, se reportan las características de una solución material convencional para poder realizar una comparación. Las últimas



secciones se dedican a la discusión y las conclusiones, respectivamente.

2. Presentación y estudio del circuito

Una de las líneas de investigación del Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT) en el instituto ITACA de la Universidad Politécnica de Valencia, España, se centra en el desarrollo de sensores miniaturizados de bajo costo para la vigilancia de condiciones atmosféricas adversas para el tráfico de vehículos. Eventualmente, la información de estos sensores debe enviarse a los conductores por algún medio de comunicación inalámbrica. La niebla, la lluvia y la nieve llegan a provocar graves accidentes en las autovías [1] y se justifica instalar un sistema de advertencia en los sitios donde la probabilidad de accidentes, debida a condiciones meteorológicas adversas, es mayor. La densidad de la niebla y la intensidad de la lluvia y la nieve son parámetros que pueden estimarse a través de la detección de las partículas presentes en el aire en estas condiciones climatológicas. La Fig. 1 muestra el rango de valores del diámetro de las partículas que forman diversos fenómenos de la atmósfera [2].

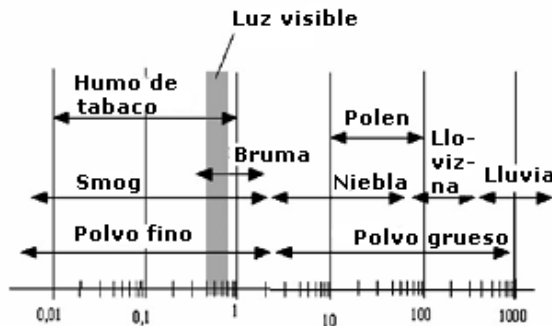


Figura 1. Escala de los diámetros de las partículas de diferentes fenómenos atmosféricos. Diámetros en nm. Tomado y adaptado de [2].

La medición del tamaño de las partículas de aerosoles disueltos en la atmósfera, de la lluvia o la nieve requiere de la aplicación de métodos distintos que tengan en cuenta no sólo su tamaño, sino su distribución espacial y el medio de detección. Así, encontramos que se aplican distintos métodos y teorías para estimar el tamaño de las partículas de los distintos aerosoles en la atmósfera. La Fig. 2 ilustra las metodologías aplicadas para la medición de partículas de acuerdo a su tamaño y el medio al que pertenecen [2].

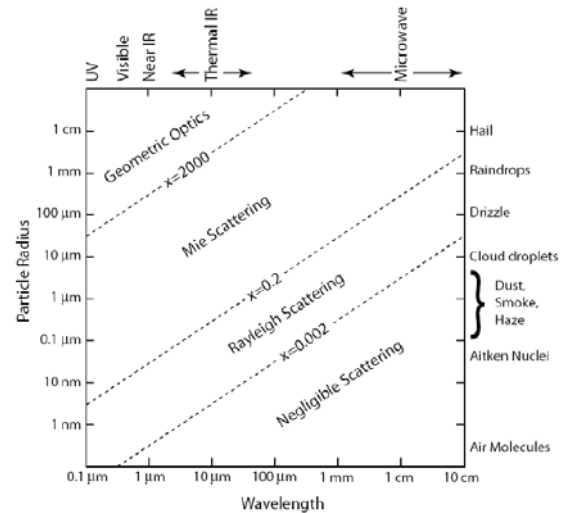


Figura 2. Métodos de medición de las partículas de acuerdo a su tamaño. Tomado y adaptado de [3].

La densidad de la niebla en las autovías hace disminuir la visibilidad del conductor, probablemente siguiendo la variación de una función exponencial de exponente racional negativo [4], lo que provoca graves accidentes. De la Fig. 1, se observa que la banda de longitudes de onda del espectro IR cercano es idónea para detectar la presencia de partículas de niebla. Normalmente, el medio se explora excitando una fuente de luz en el espectro IR cercano (750-3000 nm). El medio dispersa la luz IR emitida por la fuente porque el tamaño de sus partículas es mayor o igual a la longitud de onda IR utilizada. La dispersión genera una nueva señal de luz IR que puede ser analizada para extraer características del medio y relacionarlas con una medida específica (visibilidad, distancia, factor de extinción luminosa, factor de absorción luminosa, etc.).

Comercialmente, existen LEDs IR que emiten en el infrarrojo cercano. En nuestro caso, utilizamos un LED IR con una longitud de onda de emisión de 950 nm. La selección del detector IR se facilita porque se tiene especificada la aplicación. El detector idóneo es un fotodiodo PIN de área grande (en el mercado existen dispositivos de hasta 7.5 mm²) porque la aplicación exige una recolección suficiente de la señal de luz dispersada y sensibilidad máxima a la longitud de onda de trabajo. Un ejemplo de la curva de sensibilidad de un fotodiodo PIN se muestra en la Fig. 3.

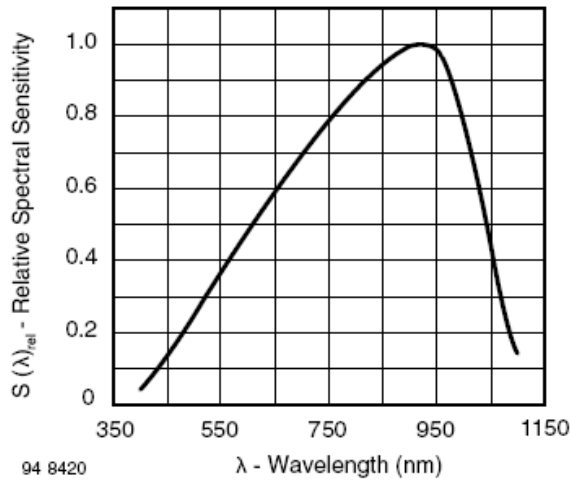


Figura 3. Curva de sensibilidad de un fotodiodo PIN. Tomado y adaptado de [5].

En la Fig. 3, aunque $\left. \frac{dS}{d\lambda} \right|_{\lambda=950nm} \approx 0$ el fotodiodo PIN responde a otras longitudes de onda, incluidas las del espectro visible (400 a 700 nm). Para asegurar que se amplifica únicamente la luz que emite el LED IR, se acostumbra a modular la emisión a una frecuencia diferente a la de usos comerciales o militares. Una modulación de la emisión IR alrededor de los 40 kHz es adecuada para esta aplicación.

El fotodiodo PIN funciona como un transductor de irradiancia a corriente cuya función característica de transferencia es lineal. Convencionalmente, se utiliza un convertidor de corriente a voltaje con ganancia y un filtro pasabanda activo sintonizado a la frecuencia de modulación del emisor IR. En lugar de este esquema, se utilizó el circuito mostrado en la Fig. 4.

El circuito de la Fig. 4 muestra un amplificador de transimpedancia con un circuito tanque cuya frecuencia de resonancia se sintoniza con la frecuencia de modulación del emisor IR, que realiza la conversión i-v y que rechaza el nivel de DC de la luz ambiental. Es un circuito simple, pero ingenioso porque cumple con varias funcionalidades en una sola etapa. La frecuencia angular característica del circuito RLC resonante en paralelo es:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

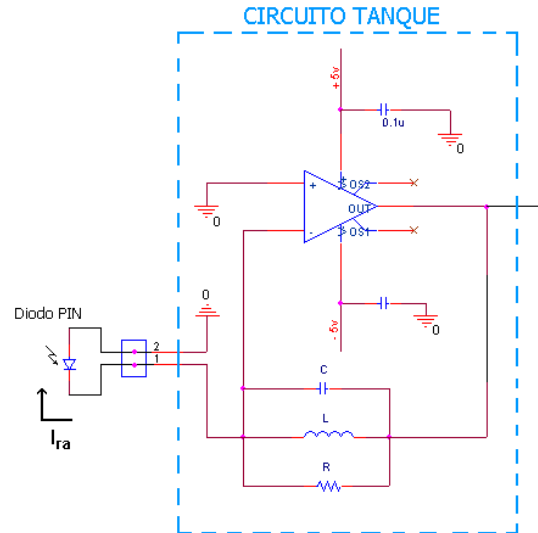


Figura 4. Amplificador de transimpedancia del fotodiodo PIN.

Para un valor de la inductancia de 33 mH y suponiendo una modulación a 40 kHz, el valor de la capacidad es:

$$C = \frac{1}{L\omega_r^2} = \frac{1}{(33 \cdot 10^{-3})(2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^3)^2} = 479 \text{ pF} \quad (2)$$

El valor comercial del condensador es 470 pF. El papel de la resistencia es limitar el valor del factor de calidad Q del circuito tanque para evitar oscilaciones indeseables del circuito. Para el circuito de esta aplicación, si $R = 68 \text{ k}\Omega$:

$$Q = \frac{R}{2\pi f_r L} \approx 8.2 \quad (3)$$

El ciclo de trabajo, en esta aplicación, es del 68%. De esta forma, se mantiene una buena selectividad para un ciclo de trabajo promedio. El ancho de banda teórico es:

$$BW = \frac{1}{RC} = 4979.82 \text{ Hz}$$

2.1. Análisis del circuito

El análisis del circuito de la Fig. 4 se ha realizado sobre un modelo simplificado del circuito, lo cual permite obtener un resultado de manera sencilla. El modelo se presenta en la Fig. 5.

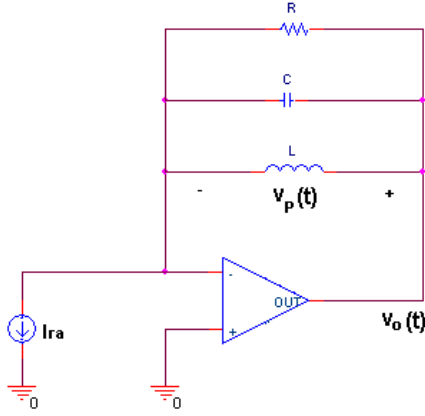
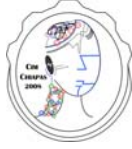


Figura 5. Esquema del modelo simplificado para el análisis del amplificador de transimpedancia reactivo y el fotodiodo PIN.

Este modelo está justificado por el hecho de que el orden de la resistencia R_D asociada al fotodiodo PIN es del orden de $M\Omega$ y su capacidad intrínseca C_D presenta alta impedancia para un pulso de corriente continua. Se trata de obtener la expresión de $v_o(t)$ para una entrada escalón de la corriente $i_{RA}(t)$. La Ley de Kirchoff de corrientes establece la ecuación del circuito:

$$i_{RA}(t) = i_C(t) + i_R(t) + i_L(t)$$

$$\Leftrightarrow i_{RA}(t) = LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L \quad (4)$$

La ecuación homogénea en el dominio de Laplace, después de arreglar términos, es:

$$s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (5)$$

Cuya solución en el dominio del tiempo es:

$$i_L(t) = K_1 e^{-\alpha t} \cos \beta t + K_2 e^{-\alpha t} \text{sen} \beta t \quad (6)$$

por tener raíces complejo conjugadas. Para los valores de los componentes pasivos de la aplicación:

$$\alpha = 15644.55 \quad \beta = 253435.94$$

Si la excitación se realiza con una función escalón, que es una función muy utilizada en aplicaciones IR, la solución completa a la ecuación (4) es:

$$i_L(t) = I_{RA} u(t) + K_1 e^{-\alpha t} \cos \beta t + K_2 e^{-\alpha t} \text{sen} \beta t \quad (7)$$

Inicialmente, la corriente en el inductor es cero:

$$i_L(0) = 0 \therefore I_{RA} u(t) + K_1 = 0 \Leftrightarrow K_1 = -I_{RA}$$

y el voltaje en el condensador es cero:

$$v_C(0) = L \frac{di_L(0)}{dt} = 0 \Leftrightarrow -\alpha K_1 + \beta K_2 = 0 \quad (8)$$

Substituyendo los valores de α y β en (8):

$$K_2 = 61.73 \times 10^{-3} K_1 = 61.73 \times 10^{-3} I_{RA}$$

El voltaje $v_o(t)$, a la salida del amplificador operacional, es el mismo que aparece a través del circuito tanque:

$$v_o(t) = v_p(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (9)$$

La solución de (9) es la salida del circuito buscada:

$$v_o(t) = -252470.21 I_{RA} e^{-15644.55t} \text{sen}(253435.94t) \quad (10)$$

La Fig. 6 muestra una gráfica de la ecuación (10) para una variación de $t \in [0, 200 \mu\text{s}]$ y un escalón $I_{RA} = 2.5 \mu\text{A} u(t)$.

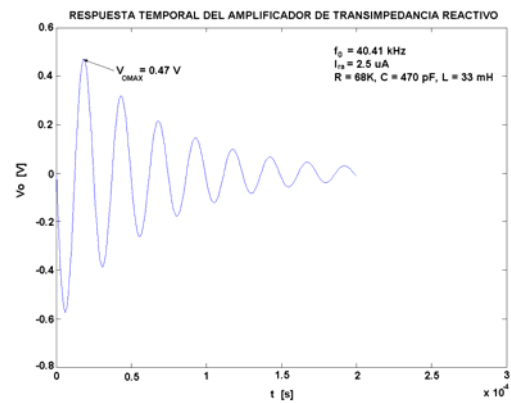
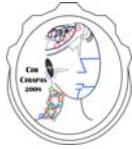


Figura 6. Gráfica de la respuesta temporal del amplificador de transimpedancia reactivo.



De la Fig. 6, se aprecia que $v_{OMAX} = 0.47 \text{ V}$.

Para tratar de establecer la sensibilidad teórica del circuito, se ha calculado el punto $(5\mu\text{A}, 0.9418\text{V})$, lo que da como resultado $S = 188200 \text{ V} / \mu\text{A}$

2.2. Simulación del circuito

La Fig. 7 muestra una simulación de la salida del amplificador de transimpedancia del fotodiodo PIN para un pulso de corriente continua de $2.5 \mu\text{A}$. La salida se ha registrado añadiendo un amplificador con una ganancia en voltaje $G_V = 13$ para poder, posteriormente, comparar con el registro real. La simulación se realizó con el software ORCAD Capture 9.2.

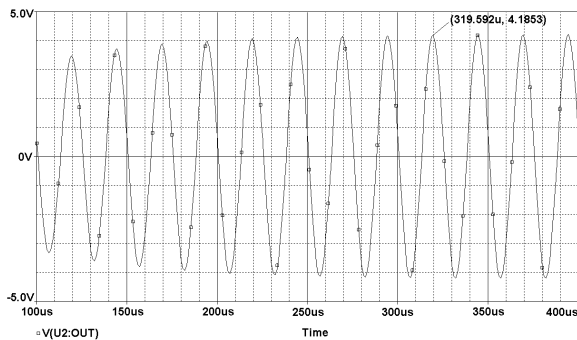


Figura 7. Gráfica de la salida del amplificador de transimpedancia reactivo para una corriente en el fotodiodo PIN de $2.5 \mu\text{A}$.

La Fig. 8 muestra la respuesta en frecuencia esperada para el mismo circuito.

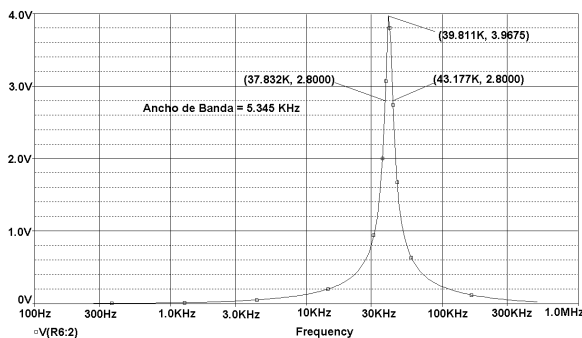


Figura 8. Gráfica de la respuesta en frecuencia esperada del amplificador de transimpedancia reactivo.

3. Caracterización del circuito

El amplificador de transimpedancia con el circuito tanque en su lazo de retroalimentación se caracterizó en amplitud y frecuencia.

3.1. Característica en amplitud

El método para el registro de la característica en amplitud consistió en registrar la corriente DC generada por el fotodiodo PIN y el voltaje RMS de la salida del circuito. La variación de la corriente en el fotodiodo PIN se obtuvo mediante el uso de pantallas de papel con diferentes tonos de gris y colocadas a una distancia de 10 cm. La Fig. 9 muestra tanto la exploración ascendente como la descendente de la variación de la corriente y el voltaje de salida correspondiente.

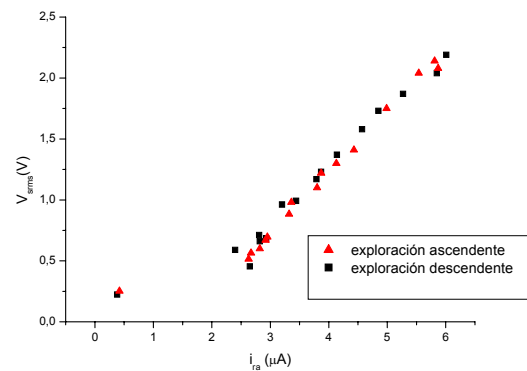


Figura 9. Gráfica de la exploración del rango de variación de la corriente en el fotodiodo PIN.

La Fig. 10 muestra el ajuste lineal de la exploración. La ecuación de la curva del ajuste lineal es $V_{rms} = 4056383,2593 * i_{ra} - 0.35677$. El factor de correlación es: 0.96.

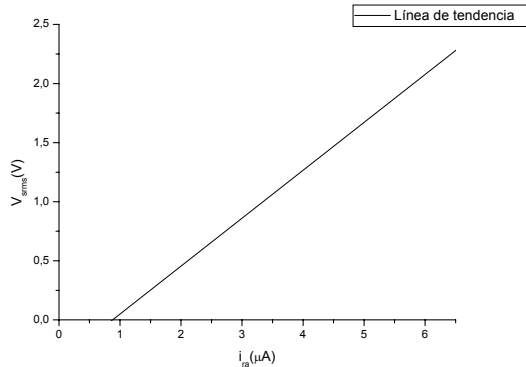


Figura 10. Gráfica del ajuste lineal de la exploración del rango de variación de la corriente en el fotodiodo PIN y la ecuación del ajuste.

La Fig. 11 muestra un oscilograma¹ de la salida del amplificador de transimpedancia reactivo amplificada 13 veces.

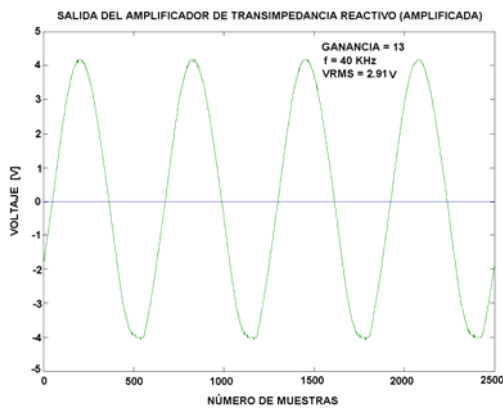


Figura 11. Oscilograma de la salida del amplificador de transimpedancia reactiva (amplificada).

3.2. Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia del amplificador de transimpedancia reactivo se obtuvo haciendo variar la frecuencia de modulación de la fuente IR y registrando el voltaje RMS a la salida del amplificador asociado. La Fig. 12 muestra el registro de la respuesta.



Figura 12. Registro de la respuesta en frecuencia del amplificador de transimpedancia del fotodiodo PIN.

4. Características de una solución material convencional

Una solución convencional, utilizada por ejemplo en sistemas de telecomunicación, consiste en un convertidor de corriente a voltaje estable y un filtro pasa-banda sintonizado a la frecuencia de modulación de la fuente IR. La Fig. 13 muestra el convertidor i-v para el fotodiodo PIN utilizado en este trabajo.

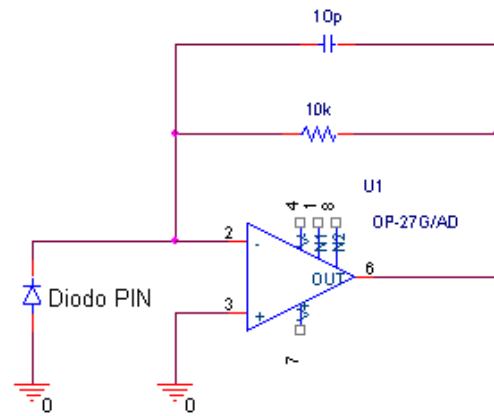


Figura 13. Esquema del convertidor i-v estabilizado.

La resistencia en el lazo de realimentación R_F se ha elegido para generar una salida del orden de mV. El fotodiodo PIN tiene, en el peor de los casos, una capacidad $C_J = 70$ pF, la capacidad C_{CM} de entrada del OP27 se puede estimar en un promedio de 15 pF y su

¹ Registro tomado con un osciloscopio Tektronix TDS2024B.



producto ganancia-ancho de banda f_{GBW} es 8 MHz. El condensador de estabilización se calcula como [6]:

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{IN}}{2\sqrt{2}\pi f_{GBW} R_F}} \quad (11)$$

El cálculo arroja un valor comercial $C_F = 10$ pF. Con ayuda del paquete Filter Pro, se diseñó un filtro pasa-banda activo con una ganancia de 30, de dos polos y $Q = 10$ centrado en 36 kHz (la frecuencia real de modulación). La Fig. 14 muestra el filtro especificado.

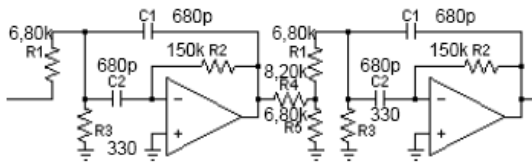


Figura 14. Esquema del filtro pasa-banda de dos polos.

El circuito de la Fig. 14 se coloca a continuación del de la Fig.13 para formar el circuito convencional que acondiciona la señal del fotodiodo PIN. La simulación de la respuesta en frecuencia de este sistema se presenta en la Fig. 15.

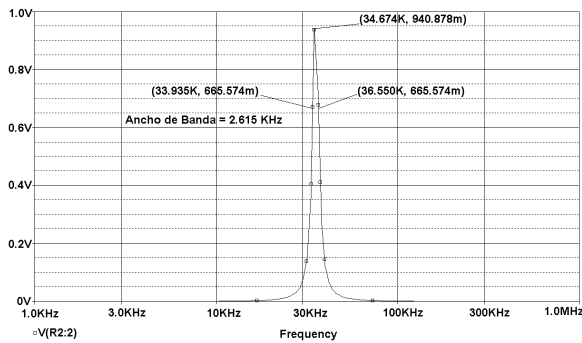


Figura 15. Resultado de la simulación de la respuesta en frecuencia del circuito convencional.

Se aplican las mismas metodologías descritas en las secciones 3.1 y 3.2 para obtener la característica en amplitud del sistema y su respuesta en frecuencia. Estas características se presentan en las Figs. 16 y 17, respectivamente.

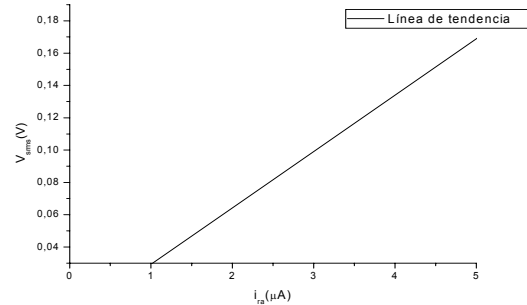


Figura 16. Curva del ajuste lineal de la exploración del rango de variación de la corriente en el fotodiodo PIN y la ecuación del ajuste para el circuito convencional.

En este caso, la ecuación del ajuste lineal es $V_{rms} = 34861,1111 * i_{ra} - 0.0055$, con un factor de correlación de 0.93.

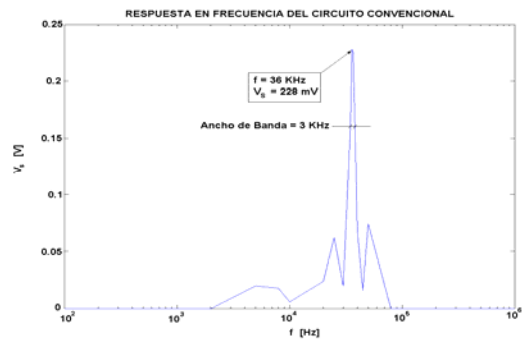


Figura 17. Registro de la respuesta en frecuencia del circuito convencional.

5. Discusión

La Tabla 1 agrupa las figuras de mérito que se han considerado para evaluar tanto la solución con el amplificador de transimpedancia reactivo, como la que ofrece el circuito convencional.



Tabla 1. Figuras de mérito de las soluciones materiales propuestas

Figura de mérito	Circuito 1	Circuito 2
Ancho de banda teórico	4.97 kHz	N/A
Ancho de banda simulado	7 kHz	3 kHz
Ancho de banda real	5.345 kHz	2.616 kHz
Sensibilidad teórica [V/ μ A] (sin amplificar)	188200	N/A
Sensibilidad [V/ μ A] (amplificada con un valor G)	4056383.25 (G = 13)	34861.11 (G = 30)
Alcance de la corriente en el detector	> 6 μ A	4 μ A
Número de componentes pasivos	5	14
Número de componentes activos	3	4

Circuito 1: Amplificador de transimpedancia reactivo.

Circuito 2: Circuito convencional—convertidor i-v + filtro pasa-banda.

Al comparar las figuras de mérito de las soluciones materiales evaluadas, es claro que el amplificador de transimpedancia reactivo presenta ventajas frente a la solución convencional.

El ancho de banda real de la solución convencional se ha desviado un -14% del resultado de la simulación, pero su menor sensibilidad y menor alcance de medida, no lo hacen recomendable para aplicaciones de teledetección o telecomunicación óptica. El ancho de banda real del amplificador de transimpedancia reactivo se ha desviado un -7% de la figura teórica y un -24% del resultado de la simulación, pero sus otras características aunadas a los dispositivos que lo componen, lo hacen una solución recomendable en la integración de sistemas electrónicos de funcionalidades múltiples.

Las señales comprendidas por debajo del ancho de banda del amplificador de transimpedancia reactivo son rechazadas adecuadamente, aunque pueden existir registros de señales parásitas si la amplificación de la señal es mayor a 10. Señales como la mostrada en la Fig. 18 podrían interpretarse como registros válidos. Una circunstancia que es menos probable con el circuito convencional. Una posible solución es realizar un diseño cuidadoso donde la frecuencia de modulación de la fuente IR sea estable y se aumente el factor de calidad del circuito tanque, sin derivarlo a la oscilación.

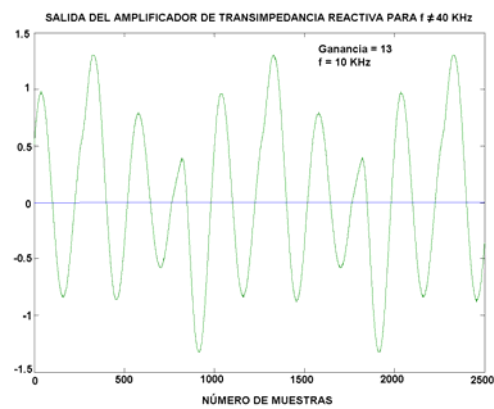


Figura 18. Oscilograma de la salida del amplificador de transimpedancia reactivo cuando $f \neq f_0 = 40$ KHz.

6. Conclusiones

Se ha diseñado y evaluado un amplificador de transimpedancia reactivo que proporciona una solución material capaz de integrarse en sistemas electrónicos de funcionalidades múltiples, ya que consta de pocos dispositivos. Es una solución que ha combinado las propiedades de sintonía del circuito tanque clásico con la sensibilidad de los detectores de señales IR modernos. Esta combinación de funciones ha exigido una evaluación de las características de la solución propuesta y su contraste con una solución convencional. La Tabla 1 muestra las sensibilidades de cada una de las soluciones. Estas figuras representan la rapidez de variación de la salida de cada circuito, que están dadas por las pendientes de las curvas en las figuras 10 y 16. Se observa que la sensibilidad del amplificador de transimpedancia reactivo es más de 1000 veces mayor que la del circuito convencional, aun habiendo implementado una ganancia de 30 en este último. Mientras la señal recibida por el amplificador de transimpedancia se encuentre dentro de su ancho de



banda, las señales parásitas serán eficientemente rechazadas. El circuito presentado es una opción excelente en instrumentación para aplicaciones de teledetección y telecomunicación ópticas por su simplicidad y buenas características.

7. Referencias

- [1] H. Remeijn, "The Dutch Fog-Detection and Warning Project", Road Traffic Monitoring, 1992 (IEE Conf. Pub. 355), pp. 89-93.
- [2] S. A. Tjugum, J.S Vaagen, T. Jakobsen, B. Hamre, "Use of Optical Scatter Sensors for Measurement of Visibility", J. Environ. Monit., 2005, 7, 608-611.
- [3]
http://irina.eas.gatech.edu/EAS8803_Fall2007/Lectures14-15.pdf
- [4] J. A. Curcio, G. L. Knestruck, "Correlation of Atmospheric Transmission with Backscattering", J. Opt. Soc. Am., Vol. 48, No. 10, pp. 686-689, October 1958.
- [5] TEMD5000 Silicon PIN Photodiode Datasheet, Vishay Semiconductors, Document Number 81552, Rev. 1.5, 28-Nov-06.
- [6] D. Westerman, "Understand and Apply the Transimpedance Amplifier", <http://www.planetanalog.com/features/showArticle.jhtml;jsessionid=OJGU03GDU5AEUQSNDLRCKHSCJUNN2JVN?articleID=201305077>, Ago, 2007.

8. Biografías



Raymundo Barrales Guadarrama, recibió el título de Ingeniero en Electrónica, con especialidad en sistemas digitales, por parte de la Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco (UAM-A, México, 1986). Recibió el título de Maestría en Ingeniería Biomédica por parte de la Universidad Autónoma Metropolitana—Iztapalapa (Mexico, 2003). Fue director de ventas y socio fundador de la empresa Electrónica Especializada (1987-1992) y colaborador en otras empresas donde adquirió su experiencia profesional. Desde 2001 es profesor-investigador titular en el Departamento de Electrónica de la UAM-A y trabaja con el Grupo de Sensores y Señales en el diseño de instrumentación para sensores y el procesamiento de señales. Actualmente, lleva a cabo estudios de doctorado en electrónica en la Universidad Politécnica de Valencia, España. Correo electrónico: raybargu@itaca.upv.es



José Humberto Arroyo Núñez, obtiene el título de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez en 1998. Obtiene el título de Maestría en Ciencias con especialidad en Electrónica del Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica en el 2002. Profesor Investigador de la Universidad Politécnica de Tulancingo desde 2004. Actualmente, realiza los estudios de doctorado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Politécnica de Valencia, España. Su línea de investigación es: diseño de sensores y transmisión de señales por radio frecuencia. Correo Electrónico: jharroyo@itaca.upv.es



Antonio Mocholí Salcedo, Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Valencia (UPV) en 1984. Doctor Ingeniero Industrial por la UPV en 1991. Inicialmente trabajo en el desarrollo de sensores aplicados a la bioingeniería y Sistemas de Telemedicina, siendo el coordinador del Grupo de investigación de Bioingeniería, Electrónica y Telemedicina (BET). En la actualidad es director del grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT) del Instituto ITACA de la UPV, cuyo trabajo se centra en el desarrollo de sensores, actuadores y elementos de control aplicados a los Sistemas Inteligentes de Transporte (ITS). Correo electrónico: amocholi@eln.upv.es



Alexander Arroyo Núñez, obtiene el título de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez en 2000. Obtiene el diploma de estudios avanzados (DEA) de la Universidad Politécnica de Valencia en el 2002, y da continuidad con los estudios de Doctorado del departamento de electrónica de la misma universidad. Actualmente, es jefe de proyectos en el grupo de investigación Sistemas de Control de Tráfico (SCT) del Instituto ITACA de la Universidad Politécnica de Valencia, España. Sus líneas de investigación son: diseño de sensores, desarrollo hardware y software para sistemas de tiempo real, comunicaciones inalámbricas y sistemas de control de tráfico. Correo electrónico: arroyo@itaca.upv.es

TENDENCIAS EN EL DISEÑO DE SENSORES INTELIGENTES

Raymundo Barrales Guadarrama¹, Antonio Mocholí Salcedo², Víctor Rogelio Barrales Guadarrama¹, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez¹

¹ Universidad Autónoma Metropolitana—Unidad Azcapotzalco, rbg@correo.azc.uam.mx, vrbg@correo.azc.uam.mx, err@correo.azc.uam.mx

² Universidad Politécnica de Valencia, amocholi@eln.upv.es

Resumen. Diferentes esfuerzos se llevan a cabo para simplificar las soluciones materiales que realizan la monitorización de parámetros físicos en entornos industriales como el control de procesos, los sistemas multi-prueba, la domótica, la robótica, los sistemas inteligentes de transporte, los laboratorios de analítica, etc. Algunos ejemplos de tales esfuerzos comprenden los sistemas microelectromecánicos, la instrumentación virtual y la telemetría. En muchos casos, reales y didácticos, la combinación de instrumentos miniaturizados, de bajo costo, y el diseño de plataformas de desarrollo para añadir capacidades adicionales a los instrumentos, resulta en la implementación de soluciones materiales de medición que abaratan su instalación y mantenimiento. Además, si estos instrumentos cumplen con normas como la IEEE 1451, la compatibilidad entre fabricantes está asegurada. En este trabajo, se describen tres tendencias tecnológicas que se siguen para implementar sensores inteligentes. Se concluye que cada tendencia se ajusta a las posibilidades económicas del diseñador, aunque cada una guarda un lugar coherente en el diseño moderno de instrumentos de telemetría.

Palabras Clave: telemetría, sensor inteligente, IEEE1451.

Abstract. Different efforts have been achieved in order to simplify the hardware monitoring physical parameters in industrial environments like process control, multitest systems, domotic and robotic systems, intelligent transport systems, analytic laboratories, etc. Some efforts include microelectric and mechanical devices, virtual instrumentation and teledetection. Hence, in many real or didactic cases, the combination of both miniaturized instruments of low cost and the design of new design platforms results in new efficient applications easy to install and maintain. The compatibility of instruments made by different manufacturers is guaranteed when standards like IEEE1451 are accomplished. This work describes three technological tendencies in the design of smart sensors. The tendency is chosen by the designer and it is related to both particular instrumentation capabilities and economic possibilities. However, each one does take a coherent role in the modern design of teledetection instruments.

Keywords: teledetection, smart sensor, IEEE1451.

1. INTRODUCCIÓN.

Los avances tecnológicos en sistemas microelectromecánicos, arquitecturas de procesamiento óptimas y comunicaciones inalámbricas de bajo consumo han permitido la implementación de nuevos dispositivos capaces de monitorizar parámetros físicos a

costos bajos, consumos mínimos de alimentación y con funcionalidades múltiples. Este es el caso de los sensores inteligentes inalámbricos. Estos dispositivos son capaces de adquirir información de su entorno y transmitirla por radio a su destino final. Áreas de actividad humana tales como la medicina, la agricultura, la ecología, el rastreo a distancia, etc. se han convertido en campos de aplicación emergentes donde estos dispositivos se consideran muy útiles [1]. Una Red Inalámbrica de Sensores (RIS) puede entonces definirse para un grupo de sensores inteligentes inalámbricos, que proporcionan información de su entorno particular y, gracias a la comunicación inalámbrica, reúnen una información más completa sobre un fenómeno en particular. Algunos ejemplos son: la monitorización de las variables fisiológicas de pacientes en hospitales o pacientes ambulantes como medida profiláctica, la monitorización del clima en áreas extensas de cultivo para dosificar el consumo de agua y fertilizantes, la monitorización de agentes contaminantes para evitar daños al ecosistema, etc. La necesidad de desplegar un numeroso grupo de estos dispositivos, que realicen una monitorización continua y de largo plazo y cuya posición sea dinámica, ha determinado características particulares en el diseño de los sensores inteligentes inalámbricos. Puesto que este tipo de sensores deben ser portátiles, funcionando por largos periodos de tiempo, es necesario que la tecnología de comunicación y el acondicionamiento de la señal del sensor sean lo suficientemente compactos para poderse interconectar con microcontroladores sencillos y de bajo costo. Un sensor inteligente inalámbrico verdadero es autónomo y, por lo tanto, su diseño ha de optimizarse para que su consumo de energía sea mínimo [2]. Claramente, la solución material final no debe representar un costo excesivo. En este trabajo, reseñamos las tendencias que se siguen para desarrollar sensores inteligentes inalámbricos con las características requeridas. Destacamos la tendencia que resulta más apta en centros académicos de desarrollo tecnológico o instituciones con recursos limitados, pero con capacidad de competencia en el mercado.

En la segunda sección, se presentan los campos de aplicación de los sensores inteligentes y las tendencias de diseño de estos sistemas. La tercera sección presenta un balance de las tecnologías de diseño. En la conclusión se establece el papel que guarda cada tendencia en el desarrollo de la instrumentación moderna.

TENDENCIAS EN EL DISEÑO DE SENSORES INALÁMBRICOS INTELIGENTES.

El desarrollo de un sensor inteligente inalámbrico miniaturizado, de bajo consumo y bajo costo se realiza de acuerdo a varias tendencias, las cuales son consecuencia de la diversidad tecnológica existente. Estas tendencias tienen sus ventajas e inconvenientes, se eligen de acuerdo a la experiencia del desarrollador y se adoptan en función de la disponibilidad de recursos existente en el centro de desarrollo. Hemos identificado tres tendencias: 1) el desarrollo de sensores mediante la fabricación de un circuito integrado que incluya tanto el dispositivo sensor como el acondicionador de su señal y los periféricos de interconexión al microcontrolador, 2) el uso de dispositivos lógicos programables complejos (Complex Programmable Logic Devices—CPLD) o de mediana complejidad (Field Programmable Gate Array—FPGA) que permiten implementar modelos bajo un lenguaje descriptor del hardware (Hardware Description Language—HDL) del sensor y su electrónica de acondicionamiento, así como también del microcontrolador asociado y 3) el uso de componentes electrónicos discretos, comerciales que poseen

funcionalidades que permiten una rápida integración de los sistemas que conforman al sensor inteligente inalámbrico.

Sensores fabricados en circuito integrado.

En esta tendencia, se fabrica un circuito integrado donde los materiales empleados para fabricar los circuitos (silicio, polisilicio, aluminio y dieléctricos) sirvan también para detectar parámetros físicos con sensibilidad suficiente [3]. Tienen ventajas decisivas: el costo se reduce dramáticamente debido a la fabricación en serie, el tamaño y las interconexiones son minúsculas y la fiabilidad aumenta. En contra, no todas las variables físicas se pueden detectar con materiales basados en silicio (e.g. material biológico, agentes contaminantes, etc.), sus señales son débiles, presentan voltajes de desequilibrio y curvas características de transferencia no lineales. Como la detección de la señal es, básicamente, un proceso analógico, la exposición del chip, el cual alberga tanto al sensor como a su acondicionador, a ambientes industriales hostiles degrada su funcionamiento porque dependen de circuitos analógicos bien apareados. Esto implica consideraciones en el diseño analógico o híbrido del sensor, en las características de la señal, en el medio ambiente al que se someterá y las funciones de procesamiento necesarias. En general, el microsensado, el circuito de interfaz y el empaque que los contiene se diseñan en conjunto. Este proceso requiere entonces un conocimiento específico e interdisciplinario y técnicas especiales para lograr un sensor inteligente del rendimiento exigido por el usuario. Se utilizan dos técnicas de fabricación: 1) el "microsistema" y 2) el "micromódulo". En la primera técnica, tanto el sensor como sus circuitos se fabrican en un mismo circuito integrado. Es una técnica de fabricación rígida porque se aplica el mismo proceso (grosor de las capas, concentraciones de dopaje, reglas de diseño, etc.) tanto para el sensor como para sus circuitos. Esto implica tener menos grados de libertad al momento de tratar de optimizar el rendimiento del sensor. Es caro en la medida de la tecnología aplicada (la fabricación en el orden de submicras es la más cara) y tiene el riesgo de tener que descartar todo el dispositivo, si se presentan defectos en el sensor. Tiene todas las ventajas de un circuito integrado (reducción del número de conexiones, reducción de efectos parásitos, fabricación simple y de bajo costo, características reproducibles, etc.). En la técnica del micromódulo, el sensor se fabrica separadamente de sus circuitos. Esto permite optimizar el rendimiento del sensor y reducir su costo de fabricación porque, en general, se fabrica con tecnología de bajo costo (tamaños de varias micras y uso de pocas máscaras). Sin embargo, el encapsulado es costoso y, al tener separado el sensor de sus circuitos, no se garantiza inmunidad a interferencias y apareamiento de los elementos del sensor y los elementos de su interface, con lo cual, un sensor bien optimizado podría volverse inútil si el comportamiento de sus conexiones con los circuitos de acondicionamiento es impredecible. En la Fig. 1 se muestra un ejemplo de un sensor desarrollado bajo cada técnica.

El añadir la capacidad de comunicación inalámbrica a un sensor inteligente, fabricado como circuito integrado, puede resultar una tarea complicada. Los radios se fabrican utilizando una composición de varias tecnologías: GaAs para el amplificador de potencia, BiCMOS para el mezclador y la etapa de IF y CMOS para la capa de banda base ("baseband") [6]. Un avance significativo será tener un radio de alta integración fabricado completamente en silicio porque, de esta forma, su integración a sensores inteligentes se

facilitaría. Mientras tanto, se adopta la técnica del micromódulo, donde se tiene por separado el radio para la comunicación con el sensor.



Fig. 1. a) Fotomicrografía de un microsensado para detectar contaminantes mediante la técnica del microsistema. *Tomado y adaptado de [4].* b) Fotografía de un acelerómetro mediante la técnica del micromódulo. *Tomado y adaptado de [5].*

Sensores fabricados con dispositivos lógicos programables.

El uso de dispositivos programables para implementar sensores inteligentes es también una solución muy conveniente porque permite cumplir con las especificaciones de bajo consumo y espacio reducido. Los dispositivos preferidos son FPGAs y CPLDs. La elección de uno u otro dependerá de la complejidad del modelo de máquina digital que se tenga. Evidentemente, los modelos más complejos, es decir, modelos que requieren cientos de macroceldas, se implementan con CPLDs. El sensor inteligente se implementa como un micromódulo, en el sentido de que el sensor se mantiene separado del dispositivo programable, por razones lógicas. En esta tendencia de diseño, no se trata de describir el modelo de los circuitos del acondicionador y del procesador y programarlos ciegamente en el dispositivo. Más bien, se realiza una interpretación del estándar IEEE1451 para interfaces inteligentes con sensores y actuadores. El estándar que se ha mostrado más interesante para los desarrolladores [7], [8], [9] es el IEEE1451.2 [10], el cual establece la arquitectura y funcionamiento del módulo de interface para un transductor inteligente (Smart Transducer Interface Module—STIM), cuyo diagrama funcional aparece en la Fig. 2.

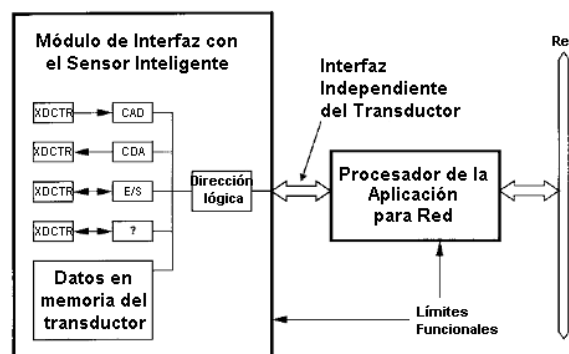


Fig. 2. Diagrama funcional de un sensor inteligente, de acuerdo al estándar IEEE1451.

La implementación del sensor inteligente con un dispositivo programable trata entonces de resolver no sólo las especificaciones principales del sensor, sino el problema de disminuir el costo de realizar el estándar IEEE1451, puesto que ya se encuentran fabricantes [11] que ofrecen módulos OEM del estándar IEEE1451.2, a precios alrededor de 300USD. El uso de un lenguaje descriptor de la solución material que implementa el STIM del sensor y su unidad de procesamiento o, incluso, una capa física de comunicaciones, permite la migración a una nueva tecnología de implementación sin necesidad de cambiar el código fuente de la descripción y facilita la reconfiguración del sistema. Un prototipo de una unidad STIM para un detector ultravioleta de fuego [9] se muestra en la Fig. 3.

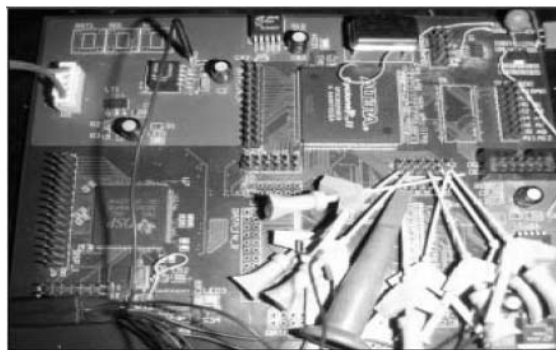


Fig. 3. Fotografía de una unidad STIM, según el estándar IEEE1451.2, implementada con un FPGA. Tomado y adaptado de [9].

Un circuito integrado ASIC (“Application Specific Integrated Circuit”) supera a los dispositivos programables por el desarrollador porque contiene funciones lógicas y analógicas o combinaciones de éstas y una alta densidad de las celdas. Sin embargo, se han diseñado para ser programados por máscara, es decir, no son programables por el usuario, su costo inicial es muy alto y sólo conviene cuando se trata de lanzar un producto al mercado en grandes cantidades. Una consideración importante de señalar, es que la naturaleza completamente digital de los dispositivos programables obliga a adquirir la señal del sensor a partir de características como la frecuencia, el periodo, los intervalos de tiempo o el ciclo de trabajo. Un convertidor analógico/digital (Analog-to-Digital Converter—ADC) se puede interfazar entre el sensor y el dispositivo programable, pero la especificación referente al ahorro de espacio dejaría de cumplirse y pueden aparecer los problemas comunes a los micromódulos. Cada vez, más fabricantes liberan sensores con salidas que pueden ser directamente conectadas a sistemas digitales, lo que hace innecesaria la inclusión de un ADC convencional. La capacidad de comunicación se realiza añadiendo un módulo de comunicaciones comercial. La elección depende de la aplicación o las necesidades que tiene que cubrir el producto. En general, los radios transceptores se diseñan para las bandas autorizadas por los organismos internacionales (ETSI, FCC, Bijaku, etc.) y muchos fabricantes ofrecen múltiples soluciones [12]. Los radios que responden a normas bien establecidas y apoyadas por grupos industriales [13], [14], se tienen en cuenta cuando se desea que un producto compita en el mercado. Es el caso de los estándares como el 802.15.1 (Bluetooth) o el 802.15.4 (ZigBee). En general, la interconexión entre el sensor inteligente y su órgano de comunicaciones no presenta graves problemas de compatibilidad electromagnética porque solamente se manejan señales digitales.

Sensores fabricados en base a sistemas embebidos.

Una tercera tendencia consiste en implementar los sensores inteligentes en base a componentes comerciales discretos, sistemas embebidos y plataformas de desarrollo. Las principales especificaciones del diseño (miniaturización, bajo consumo y bajo costo) dependerán del grado de funcionalidades integradas en los componentes y de la experiencia del desarrollador en temas como la selección pertinente de componentes y la síntesis de soluciones sencillas, pero robustas. La protección del mesurando y la compatibilidad electromagnética cobran especial relevancia en el diseño de este tipo de soluciones. La inversión inicial no es muy costosa (ver Tabla 1), las soluciones con sistemas embebidos son flexibles y, en general, el diseño se agiliza cuando se utilizan plataformas de desarrollo y pruebas. Esta tendencia de diseño se acostumbra en laboratorios didácticos y centros de desarrollo con recursos limitados. No se requiere de un equipo interdisciplinario para llegar a una solución integral, como en el caso de los microsistemas o micromódulos o del diseño y depuración de un modelo descriptivo de la solución material, como en el caso de los dispositivos lógicos programables.

Tradicionalmente, la exactitud del instrumento de medición, su sensibilidad, su rango dinámico, su linealidad y su inmunidad al ruido dependen de las características de los componentes analógicos de sus acondicionadores de señal y de las características de la fuente de alimentación. Es posible lograr diseños robustos si se eligen componentes analógicos de precisión [15] y se aplican técnicas de compatibilidad electromagnética [16]. Se han logrado excelentes figuras de mérito en convertidores como el ADC7760 [17] donde se tienen resoluciones de 24 bits, conversiones numéricas de 2.5 MSPS, relaciones señal a ruido de 100 dB y linealidades de menos del 0.0005%. Una unidad como esta se puede comprar en 65USD. Es claro que un instrumento de altas prestaciones, en base a convertidores numéricos especializados, puede tener un costo significativo y este costo permanece alto porque los instrumentos de calidad no suelen ser de uso común. En esta clase de instrumentos, el costo no depende únicamente del valor económico del sensor. En este sentido, es fundamental la experiencia del desarrollador en la selección de componentes para proporcionar una solución de medición de bajo costo, pero eficiente.

Desde hace poco más de cuatro años [18], una nueva generación de dispositivos ha venido a simplificar las soluciones que implementan sensores inteligentes en la tendencia de los sistemas discretos. Estos dispositivos son los convertidores de frecuencia a código digital, conocidos como “Universal Frequency-to-Digital Converter—UFDC”. El uso de estos dispositivos significa un ahorro de espacio en la solución material y una simplificación de la programación de control porque se prescinde de un ADC convencional en el diseño. La Fig. 4 muestra un diagrama a bloques conceptual de esta técnica.

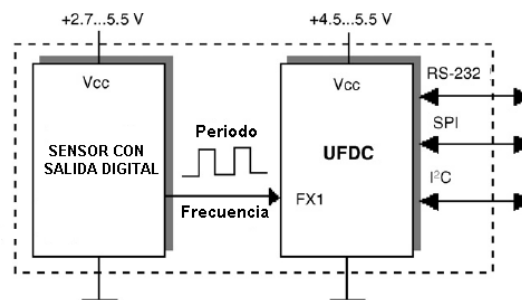


Fig. 4. Diagrama a bloques de la conexión de un convertidor de frecuencia a código digital.

Tendencia	Ventajas	Inconvenientes	Observaciones
1	Máxima optimización del sistema en términos de espacio, costo y consumo. Máxima reducción del costo de fabricación cuando el sistema se produce en serie.	Se requiere un grupo interdisciplinario de desarrolladores con experiencia en el campo. Alto costo de la inversión inicial.	Tendencia fuera de las posibilidades de pequeñas empresas de desarrollo porque requiere una instalación industrial de desarrollo.
2	No requiere equipos interdisciplinarios. No requiere de instalaciones de desarrollo industrial.	Desarrollo de un modelo descriptivo del hardware del sistema. Inversión relativamente alta (150 USD costo típico de la herramienta de desarrollo). Costo final todavía marcado por el costo del sensor y su acondicionador frontal.	El desarrollo inicial es lento al inicio, pero el modelo definido es flexible y rápido de modificar. El costo se reduce en función del uso de sensores con salida digital. Tendencia preferida por empresas pequeñas a medianas.
3	No requiere equipos interdisciplinarios. No requiere de instalaciones de desarrollo industrial. Bajo costo de la inversión inicial (menor a 50 USD). El desarrollador puede crear sus propias herramientas de desarrollo.	Sistema propenso a interferencias electromagnéticas. Alto costo del acondicionador frontal analógico (40 USD costo típico de un amplificador de instrumentación preciso). No puede competir en precio y calidad con las unidades industriales.	El costo del acondicionador frontal irá disminuyendo conforme se extienda el uso de sensores con salida digital. Tendencia seguida por laboratorios didácticos y pequeñas empresas.

Tabla 1. Comparativa entre las tendencias de diseño.

En esta técnica, se requiere un sensor con salida digital, es decir, un sensor donde la frecuencia, periodo, ciclo de trabajo, intervalo de tiempo, número de pulsos o corrimiento de la fase de la señal sea proporcional a la variación del parámetro físico que se necesita medir. Antiguamente, la conversión de frecuencia/tiempo a código digital se realizaba por programación en un microcontrolador que implementaba métodos convencionales como el conteo proporcional (“ratiometric counting method”), el conteo recíproco (“reciprocal counting method”), el conteo dependiente (“dependent count method—DCM”), etc. [19, p. 89]. Sin embargo, como la exactitud de estos métodos depende del rango de la frecuencia de salida, la medición de algunos parámetros, como la intensidad luminosa, la cual cubre un rango de 1 Hz a 1 MHz, no es posible. Además, el microcontrolador debía usar métodos de conversión orientados al programa [19, p. 143], lo que introduce errores adicionales debidos a efectos relacionados con el software, por ejemplo, el error generado por el retardo en la reacción a una interrupción y el error por el corrimiento en el tiempo al responder a la interrupción [20]. Los UFDC [21], utilizan métodos DCM mejorados que permiten el manejo de señales en el rango 0.05 Hz a 7.5 MHz, exactitud programable entre 1% y 0.001%, tiempo de conversión no redundante, calibración automática, etc. [22]. Poseen puertos serie de salida (RS-232, SPI, I²C) para obtener el valor directo de la

frecuencia o interconectar un microcontrolador para procesar posteriormente este valor y controlar su visualización. Si se cuenta con un sensor cuasi-digital [19], [22], su señal de salida, al ser discreta, es inherentemente inmune al ruido y a variaciones de la fuente. En esta técnica, el rango dinámico de la señal de salida no depende más del valor de la fuente.

Se advierten ventajas importantes en el uso de un UFDC para sistemas de medición inalámbricos. No sólo el acondicionamiento analógico y digital de la señal se resuelve con un UFDC, sino que el costo del producto se reduce porque la elección del órgano de procesamiento y control se limita a la selección de microcontroladores sencillos, desprovistos de ADC y con sus puertos de E/S disponibles. Por lo tanto, el desarrollador puede diseñar sus propias plataformas de desarrollo y utilizar software de programación de distribución gratuita para implementar un sistema embebido de medición de bajo costo. Añadir capacidad de comunicación inalámbrica al sistema de medición, es una tarea semejante a la de los instrumentos de la segunda tendencia, con los mismas ventajas e inconvenientes. Por ejemplo, un sistema básico convencional (excluyendo el costo del sensor), puede estar compuesto de un amplificador de instrumentación (40USD) un microcontrolador con canales de conversión numérica integrados (8USD) y un módulo Bluetooth (42USD). Un sistema completamente digital estaría compuesto de un UFDC (15USD), un microcontrolador sin ADC integrado (3USD) y un módulo Bluetooth (42USD). Habría una diferencia de 30USD a favor del sistema UFDC.

Existen herramientas de desarrollo que se valen de la posibilidad de definir la pila (“stack”) del protocolo de un estándar de comunicación. Esta posibilidad es frecuente en sistemas de desarrollo que integran convertidores numéricos, un procesador y radios Bluetooth [23], pero el costo inicial de la herramienta puede ser caro. El uso de UFDCs, herramientas de desarrollo propietarias y software gratuito evitan el uso de herramientas costosas de desarrollo, pero exigen que el diseñador desarrolle plataformas de pruebas que ayuden en la evaluación del producto final [24], [25]. El grupo de pruebas determina el costo inicial de la herramienta de desarrollo propietaria la cual, en general, constituye más bien una inversión de trabajo y tiempo. En general, las herramientas de desarrollo se valen de utilizar ambientes gráficos de desarrollo como LabView o Simulink (MATLAB) porque las funcionalidades de un sistema de pruebas son fáciles de integrar bajo estos ambientes. La visualización de la información, la configuración del equipo y el control de pruebas se realizan, virtualmente, a través de una interfaz gráfica del usuario (Graphical User Interface—GUI). La Fig. 5 muestra el aspecto de una GUI para la prueba de transmisión de datos serie de un sensor inteligente con capacidad Bluetooth. Otra posibilidad consiste en recurrir al uso de una interfaz gráfica de usuario realizada con ayuda de lenguajes de programación orientados a objetos como Visual Basic o Visual C++.

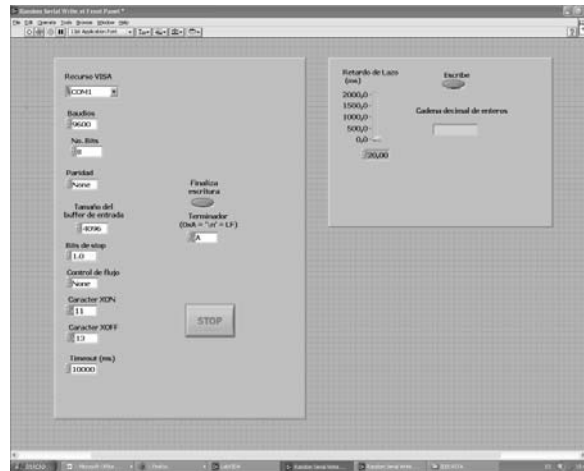


Fig. 5. Aspecto de la interfaz gráfica de un probador de transmisión serie para un sensor con salida Bluetooth.

BALANCE DE LAS TENDENCIAS DE DISEÑO.

Las tendencias en el desarrollo de sensores inteligentes, descritas en la sección anterior, se aplicarán de acuerdo a las posibilidades de cada centro de desarrollo y a los objetivos específicos que debe cumplir cada aplicación. Si bien el desarrollo de sistemas se optimiza al máximo en la primera tendencia, soluciones de capacidades suficientes, a un bajo costo, se pueden lograr siguiendo la tercera tendencia. En la Tabla 1 se ha tratado de resumir el balance de las tres tendencias.

CONCLUSIONES.

En este trabajo, se han presentado tres tendencias tecnológicas en el desarrollo de sensores inteligentes. No se puede decir que alguna de estas tendencias predomine sobre las demás porque su aplicación está condicionada por la disponibilidad de recursos y las características del producto. En general, la tendencia donde se implementan sistemas con circuitos integrados ofrece las mejores ventajas tecnológicas, pero la fuerte inversión que supone una instalación industrial, la reunión de un equipo interdisciplinario especializado y la conveniencia de fabricar un producto que compense la fuerte inversión, determina que esta tendencia no sea la más extendida. En la segunda tendencia, se tienen sistemas implementados con dispositivos lógicos programables cuya inversión inicial es menor a 200 USD y donde la mayor dificultad consiste en desarrollar un producto inicial. Después de la fase inicial de desarrollo, las implementaciones subsecuentes o mejoras del producto son rápidas. Es posible implementar instrumentos de altas prestaciones, pero esto implica aumentar su costo debido a la precisión requerida en el acondicionador analógico frontal. En la tendencia donde los sistemas se implementan con dispositivos discretos, probablemente tengan un rendimiento limitado y un costo que dependa mucho del sensor utilizado y de su acondicionador, pero las soluciones donde se convierte directamente la señal del sensor en una señal digital, están reduciendo los costos de la implementación final. La última tendencia es la más extendida a nivel popular porque no requiere de una fuerte especialización para manejar las herramientas de desarrollo e, incluso, algunas de éstas son gratuitas. La tercera

tendencia es hereditaria de las técnicas de desarrollo de soluciones materiales que se iniciaron con la disponibilidad de los microcontroladores y los componentes analógicos de precisión y sus técnicas han demostrado tener gran valor didáctico en la formación de las personas que desarrollan sistemas de instrumentación. No obstante, las tendencias guardan un lugar lógico y consecuente: la industria de fabricación de componentes electrónicos impulsa la aplicación de los avances tecnológicos, los cuales, en general, provienen de las universidades, y logran productos novedosos. Las empresas medianas y pequeñas adoptan estos productos para reducir costos de fabricación. Las universidades o centros de investigación utilizan los recursos a su alcance para diseñar soluciones de bajo costo que serán optimizadas a nivel industrial. Al final, tanto los objetivos del proyecto como la disponibilidad de recursos, marcarán la tendencia de diseño a seguir.

REFERENCIAS.

- [1] P. Baronti, P. Pillai, V. Chook, S. Chessa, A. Gotta, Y. Fun Hu, *Computer Communications*, **30**, 7 (2007) 1655-1695.
- [2] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, E. Sisinni, A. Taroni, *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, **54**, 6 (2005) 2359-2363.
- [3] A. Baschiroto, P. Malcovati, *Technology-driven alternatives for smart sensor interfaces*, "Sensors Update 13", 46-81, (2004).
- [4] <http://www.sciencedaily.com/images/2007/09/070917172927.jpg>
- [5] <http://www.memagazine.org/backissues/membersonly/april05/features/pumpedup/34.jpg>
- [6] P. R. Gray, R. G. Meyer, *Future directions in silicon ICs for RF personal communications*, (Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, CICC) (1995).
- [7] A. Castro, J. M. Chaquet, E. Morejón, T. Riesgo, J. Uceda, *A system-on-chip for smart sensors*, (*Proc. IMTC03*, Vail, CO), 716-720, (2003).
- [8] A. Depari, P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, A. Taroni, *IEEE Sensors J.*, **7**, 5, (2007) 619-626.
- [9] J. Cui, D. Huang, Z. Wang, D. Qin, *Implementation of network smart sensors for ultraviolet fire detector*, (Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Luoyang, China), 2388-2392, (2006).
- [10] IEEE Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators—Transducer to Microprocessor Communication Protocols and Transducer Electronic Data Sheet (TEDS Formats, IEEE Standard 1451.2-1997, 1997.
- [11] <http://www.telemonitor.com/doc/pricelst.pdf>
- [12] www.electronicdesignworld.com
- [13] <http://www.bluetooth.com/Bluetooth/SIG/>
- [14] <http://www.zigbee.org/en/index.asp>
- [15] Walt Kester, James Bryant, Walt Jung, *Amplifiers for Signal Conditioning*, "SECTION 3, Sensor Signal Conditioning On-Line Seminar" (http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/489168400sscsect3.PDF).
- [16] Walt Kester, *Hardware Design Techniques*, "SECTION 10, Sensor Signal Conditioning On-Line Seminar", (http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/173574898sscsect10.PDF).

- [17] http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD7760.pdf.
- [18] “Universal Frequency to Digital Converter”, New Products, *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, (2005) 66.
- [19] N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpak, V. P. Deynega, “Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors”, (John Wiley & Sons, Chichester, UK), (2002).
- [20] S. Y. Yurish, F. Reverter, R. Pallàs-Areny, *Meas. Sci. Technol.*, **16**, 8 (2005) 1660-1666.
- [21] http://www.sensorsportal.com/HTML/E-SHOP/PRODUCTS_4/UFDC_1.htm
- [22] S. Y. Yurish, *Digital sensors design based on universal frequency sensors interfacing IC*, “Sensors and Actuators A 132”, 265-270, (2006).
- [23] CASIRA Bluetooth Development Kit, Ref: LT02V3.0, Cambridge Silicon Radio Ltd., 2000.
- [24] Z. Salcic, **21**, 4 (1997) 249-256.
- [25] D. Lynch, *Circuit Cellar*, 213 (2008) 14-21.

DISEÑO DE CIRCUITOS ANALOGOS Y DIGITALES

MÉTODO PARA LA CARACTERIZACIÓN DE UN TRANSDUCTOR INDUCTIVO ORIENTADO A LA MEDICIÓN DE GASTO

Raymundo Barrales Guadarrama, Antonio Mocholí Salcedo¹, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Jorge López Ortega

Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, ¹Universidad Politécnica de Valencia

rbg@correo.azc.uam.mx, amocholi@eln.upv.es, vrbg@correo.azc.uam.mx,
err@correo.azc.uam.mx, george_treslunas@hotmail.com

RESUMEN

Un torrente de agua, visto como un flujo de partículas cargadas en movimiento, producirá un campo magnético relacionado con la velocidad promedio del torrente. En este trabajo, se presenta un modelo que permite orientar las características físicas de una bobina a la medición sensible de gasto. La optimización de los parámetros físicos de la bobina parte de los resultados del uso de la técnica lock-in para la medición de señales de muy bajo nivel y de la adquisición de datos con LabView. Los mejores parámetros, para un máximo voltaje inducido de 4.8 μV , en la bobina de detección son: calibre del alambre, 22 AWG; número de espiras, 40; largo, 10 cm; frecuencia: 200 Hz. El método de medición de las variaciones magnéticas de un flujo en movimiento promete ser innovador porque evitaría la necesidad de implementar una señal de referencia, como en los medidores magnéticos de caudal tradicionales.

ABSTRACT

A water flow behaves as a moving flux of charged particles that can produce a magnetic field whose intensity is related to the average flow velocity. In this work, a model of a general magnetic behaviour of a solenoid for purposes of flow measurement is presented in order to select the solenoid physical parameters allowing increased flow measurement sensitivity. Physical solenoid parameter optimization is obtained from the lock-in technique for the measurement of low level signals and the data acquisition with LabView. The optimal parameters for a maximum induced voltage of 4.8 μV in the detection coil are: a 22AWG wire, 40 turns, 10 cm long and a frequency of 200 Hz. The measurement of a flow magnetic variations promises to be innovative because it could avoid the need to implement a reference signal, as it actually occurs with traditional flow gauges.

1. INTRODUCCIÓN

Tradicionalmente, se han utilizado principios electromagnéticos para medir cantidades físicas relacionadas con torrentes líquidos con conductividades no inferiores a 0.05 $\mu\text{S}/\text{cm}$ [1]. Si se permite que un fluido conductor circule con velocidad v , por un tubo de diámetro inferior d , y un sistema electromagnético dirige un campo magnético B a través de una sección del tubo, de modo que actúe perpendicularmente a la dirección del movimiento del fluido, se produce un voltaje

inducido V que, de acuerdo a la Ley de Faraday, será proporcional a la velocidad del flujo y al campo magnético [2]. Este principio ha permitido el desarrollo de medidores magnéticos de caudal [1], los cuales explotan con éxito la conductividad del fluido.

Sin embargo, sería posible obtener una fuerza electromotriz (fem) inducida, aprovechando el campo magnético que produciría un chorro de cargas en movimiento y no depender de un sistema electromagnético que dirija un campo magnético. En particular, este principio se aprovecharía para propósitos de medición de gasto, de velocidad media del flujo, de masa, de la intensidad de precipitación pluvial, etc.

Con el propósito de demostrar la factibilidad del uso de una bobina como sensor de flujo de líquidos, se desarrolló una metodología que permite estimar teórica y experimentalmente los mejores parámetros para este sensor. Para ello, este trabajo se ha organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se introduce el concepto de flujo bipolar, el cálculo del campo magnético producido por una carga en movimiento y por un chorro de cargas. En la sección 3, se presenta el modelo de comportamiento general de una bobina utilizada como dispositivo de detección de la fem inducida y las características óptimas indicadas por el modelo general para obtener una bobina detectora de alta sensibilidad. En la sección 4, se presentan los materiales y métodos experimentales utilizados para corroborar el modelo de comportamiento general de la bobina detectora y el diseño de una bobina optimizada. La sección 5 presenta los resultados experimentales y las discusiones. La sección 6 presenta las conclusiones.

2. CONCEPTOS TEÓRICOS BÁSICOS

La técnica propuesta, tiene como principal objeto el estudio de las características físicas de un torrente de agua con base en la medición de parámetros electromagnéticos relacionados con flujos líquidos. En una molécula de agua, los núcleos de oxígeno son mucho más electronegativos que los de hidrógeno, lo que dota a los dos enlaces de una fuerte polaridad eléctrica, con un exceso de carga negativa del lado del oxígeno y de carga positiva del lado de los hidrógenos[3]. La Fig. 1 muestra el modelo físico de la molécula de agua. De acuerdo a este modelo, la molécula del agua puede considerarse una partícula cargada electronegativamente.

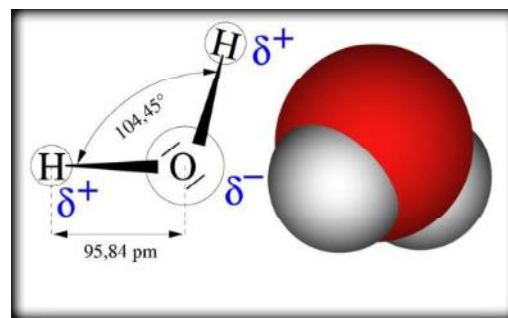


Fig. 1. Figura que ilustra el modelo físico de la molécula de agua. Tomado y adaptado de [4].

2.1 Campo magnético de una carga en movimiento

Para medir las variaciones en la cantidad de agua que pasa por unidad de tiempo y por cierta sección transversal, se aprovecha el hecho de que una carga en movimiento produce un campo magnético, el cual, de acuerdo con la Ley de Ampère-Laplace [5], está dada por:

$$\vec{B}_q = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{qv \times \hat{e}_r}{r^2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{qv \sin\theta}{r^2}, \quad (1)$$

donde el significado de todos los símbolos está indicado en la Fig. 2.

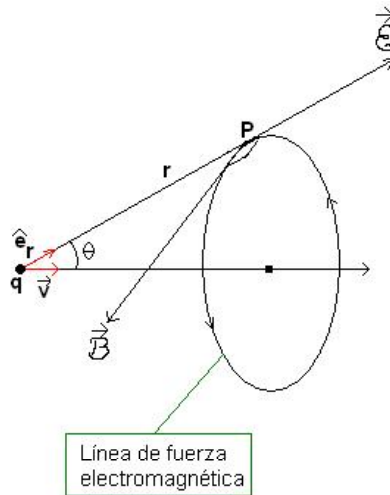


Fig. 2. Esquema que muestra los campos eléctrico y magnético producidos por una carga en movimiento.

La interpretación consiste en considerar que una partícula cargada en movimiento es capaz de producir un campo magnético, en el punto P , dado por la ecuación 1, con dirección perpendicular a \vec{r} y a \vec{v} . Las líneas de fuerza magnética forman circunferencias como la que se muestra en la figura. Es importante observar que el módulo del campo magnético es cero en la línea de movimiento y es máximo sobre el plano perpendicular a la misma y que pasa por la carga.

Entonces, aunque una carga en reposo produce únicamente un campo eléctrico, $\vec{E} = \frac{q\hat{e}_r}{4\pi\epsilon_0 r^2}$ una

carga en movimiento produce tanto un campo eléctrico como uno magnético, los cuales están relacionados por:

$$\vec{B} = \mu_0 \epsilon_0 (\vec{v} \times \vec{E}) = \frac{1}{c^2} (\vec{v} \times \vec{E}), \quad (2)$$

donde $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 2,9979 \times 10^8 \text{ m/s}$. Por tanto, si un chorro de cargas está en movimiento, el

efecto de cada carga se sumará, de acuerdo con el principio de superposición y el campo magnético producido será de mayor intensidad respecto del obtenido para una carga. Esta fenomenología es la que se aprovecha para proponer el diseño de un medidor de flujo de agua. A fin de obtener un modelo del campo magnético producido por un chorro de cargas, se hará un estudio del campo producido por un flujo de cargas a lo largo de un alambre de longitud finita.

2.2 Cálculo del campo magnético \vec{B}_p en un punto P arbitrario debido a un flujo de cargas en un alambre de longitud finita

Tal como se muestra en la Fig. 3, se calculará el campo \vec{B}_p en un punto arbitrario $P(r, \phi, z)$ en la vecindad de un alambre de longitud finita a través del cual circula una corriente eléctrica. La situación planteada tiene simetría azimutal, es decir, no depende de ϕ y, por lo tanto, un sistema de referencia apropiado es el de coordenadas cilíndricas, con el alambre orientado a lo largo del eje z y centrado en el origen.

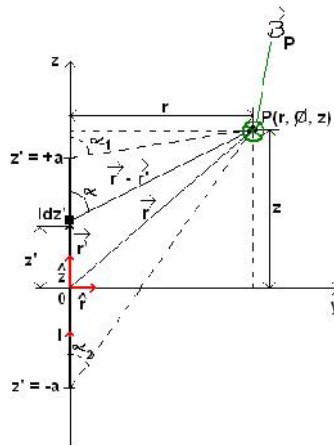


Fig. 3. Esquema que muestra los parámetros para el cálculo del campo magnético en un punto arbitrario cerca de un alambre de longitud finita por el que circula una corriente.

Aplicando la Ley de Biot-Savart [5], el campo $d\vec{B}_P$ en el punto P debido al elemento de corriente $I dz'$, localizado en $r' = z' \hat{z}$ a una distancia $\vec{R} = |\vec{r} - \vec{r}'|$, si $\vec{r} = r\hat{r} + z\hat{z}$ y $\vec{R} = |r\hat{r} + z\hat{z} - z'\hat{z}| = |r\hat{r} + (z - z')\hat{z}|$, entonces $R = \sqrt{r^2 + (z - z')^2}$ desde el punto P con $\hat{R} = \frac{\vec{R}}{R} = \frac{(r - r')}{R} = \frac{[r\hat{r} + (z - z')\hat{z}]}{R}$ y $\text{sen}\alpha = \frac{r}{[r^2 + (z - z')^2]^{1/2}}$

queda:

$$d\vec{B}_P = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I r dz}{[r^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \hat{\phi} \quad (3)$$

Para encontrar el campo total en el punto P , es necesario integrar la expresión anterior sobre toda la longitud del alambre:

$$\vec{B}_P = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{z'=-a}^{z'=+a} \frac{I r dz'}{[r^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \hat{\phi} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} \left[\frac{z + a}{\sqrt{r^2 + (z + a)^2}} - \frac{z - a}{\sqrt{r^2 + (z - a)^2}} \right] \hat{\phi}.$$

Analizando la geometría de la Fig. 3, el campo magnético \vec{B}_P en $z = 0$ será:

$$\vec{B}_P = \frac{\mu_0 I a}{2\pi r \sqrt{r^2 + a^2}} \hat{\phi} \quad (4)$$

que sería la solución para encontrar el campo \vec{B}_P en el punto $P(r, \phi, 0)$, equidistante como lo muestra la Fig. 4.

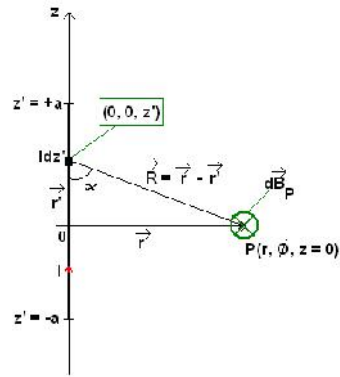


Fig. 4. Esquema que muestra el sistema de coordenadas utilizado y los puntos de fuente y observación para el cálculo del campo magnético en un punto equidistante de un alambre de longitud finita por el que circula una corriente.

Si $r \ll a$ la ecuación anterior toma la forma:

$$\vec{B}_p \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \hat{\phi} \quad (5)$$

Para una corriente I dada y una distancia r dada, la relación (5) nos puede ayudar a hacer una estimación de la intensidad de campo generado en un punto $P(r, \phi, 0)$, equidistante del alambre, en condiciones controladas. La Tabla I muestra aplicaciones numéricas del campo B_p sobre la relación (5).

Tabla I

I (A)	A (cm)	r (cm)	$ \vec{B}_p $ (T)
1	2.5	2.5	8×10^{-6}
1	1.25	1.25	16×10^{-6}

Tabla I. Tabla que muestra aplicaciones numéricas para $\left| \vec{B}_p \right|$. $\mu_0 = 1.2566 \times 10^{-6} \text{ m} \cdot \text{kg} \cdot \text{c}^{-2}$.

3. MODELO DE COMPORTAMIENTO DEL CAMPO MAGNÉTICO PRODUCIDO POR UNA CORRIENTE RECTILÍNEA.

El campo magnético, producido por las variaciones del flujo de agua, podría originar una corriente eléctrica inducida sobre las espiras de una bobina y obtener un voltaje inducido que, por supuesto, tendrá una magnitud directamente proporcional al flujo de agua. Este concepto de medición supone la hipótesis de que el flujo de agua ha de formar una corriente aproximadamente rectilínea de, en principio, moléculas polares de agua y iones positivos y negativos. Para todas las cargas contenidas en el agua y en movimiento a lo largo de esta línea recta, tenemos un campo magnético asociado. Por ejemplo: el campo magnético producido por una corriente de iones positivos que se mueven en línea recta estará dado según la Fig. 5 a). En contraste, para una corriente de iones negativos, la dirección del campo será contraria respecto del producido para una corriente de iones positivos, como lo ilustra la Fig. 5 b).

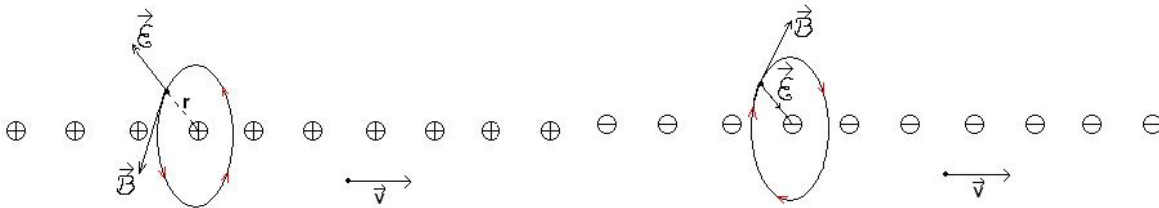


Fig. 5. a) Esquema que muestra el campo magnético producido por una corriente de iones positivos que se mueven en línea recta; b) Esquema que muestra el campo magnético producido por una corriente de iones negativos que se mueven en línea recta.

El campo magnético total será, entonces, la suma de todas las contribuciones. De acuerdo a lo anterior, habrá contribuciones que se anulen y contribuciones dominantes. De cualquier manera, estas últimas reflejarán el comportamiento del flujo de agua. Además, se aprovecha el hecho experimental de que un solenoide es capaz de inducir diferencias de potencial a pesar de que los campos detectados sean de muy bajo nivel. Con el fin de hacer una estimación de la magnitud del voltaje inducido en una bobina para un determinado campo magnético producido, se presentan los cálculos siguientes.

3.1 Cálculo del campo magnético en un punto P sobre el eje de un “lazo” (bobina de una vuelta) de corriente

Como primer procedimiento, se calcula el campo magnético \vec{B}_p en un punto P sobre el eje perpendicular al plano que forma una corriente circular (espira), Fig. 6.

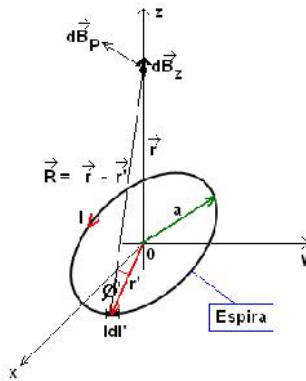


Fig. 6. Esquema que muestra una espira circular de radio a por la que circula una corriente I produciendo un campo \vec{B}_p a lo largo de su eje sólo con una componente en z .

Este problema tiene simetría azimutal, por tanto, es conveniente utilizar un sistema de coordenadas cilíndricas. De acuerdo a la Fig. 7: $\hat{R} = \frac{\vec{R}}{R}$, $\vec{R} = \vec{r} - \vec{r}'$, $\vec{r} = z\hat{z}$ y

$\vec{R} = z\hat{z} - a\hat{r} \Rightarrow |\vec{R}| = R = \sqrt{z^2 + a^2} \therefore R^3 = (z^2 + a^2)^{3/2}$. Empleando la Ley de Biot-Savart:

$$d\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I d\vec{l}' \times \hat{R}}{4\pi R^2} \text{ con } d\vec{l}' = d\vec{r}' \Rightarrow Id\vec{r}' = I(\hat{r}dr' + \hat{\phi}r'd\phi' + \hat{z}dz'), \hat{R} = z\hat{z} - a\hat{r}, \text{ donde } r'd\phi' \text{ es la}$$

longitud diferencial dl' en coordenadas cilíndricas. Luego

$$d\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I d\vec{r}' \times \vec{R}}{4\pi R^3} = \frac{\mu_0 I (\hat{r}dr' + \hat{\phi}r'd\phi' + \hat{z}dz') \times (z\hat{z} - a\hat{r})}{4\pi (z^2 + a^2)^{3/2}}. \text{ Resolviendo el producto cruz e}$$

integrando, de 0 a 2π , queda:

$$\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I a^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} \hat{z} \quad (8)$$

En el centro de la espira ($z = 0$), el campo \vec{B}_p será: $\vec{B}_{ctr} = \frac{\mu_0 I}{2a} \hat{z}$.

3.2 Cálculo del campo magnético en un punto P sobre el eje de una bobina

La ecuación (8) puede utilizarse directamente para evaluar el campo \vec{B} dentro de una bobina (solenoides). Para ello, se hará la siguiente aproximación: la bobina ha de estar enrollada en forma muy compacta y con un diámetro ϕ del alambre mucho menor a su longitud l , entonces es posible tratar el problema en términos de una corriente superficial equivalente de densidad:

$J_s = \frac{NI}{l}$ A/m, donde: N es el número de vueltas del solenoide y I es la corriente que fluye en el alambre. Esta aproximación equivale a visualizar al solenoide como una lámina donde circula la densidad de corriente J_s . Entonces, la corriente en un elemento de longitud dz' , tal como se

muestra en la Fig. 7, está dada por $J_s dz' = \frac{NI}{l} dz'$.

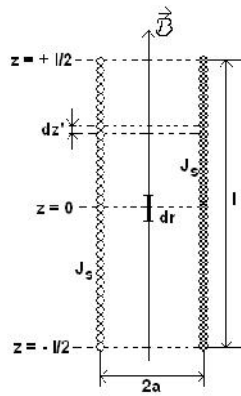


Fig. 7. Esquema que muestra la sección transversal del solenoide como si fuera una lámina con densidad de corriente J_s .

Cada longitud dz' del solenoide se puede visualizar como un "lazo" de corriente circular o bobina de una sola espira, como se hizo para obtener la ecuación (8). Luego, se utilizaría este resultado para encontrar el campo \vec{B} en cualquier punto z a lo largo del solenoide. La diferencial $d\vec{B}$ de campo, para cualquier punto z a lo largo del eje del solenoide, debido al "lazo" que se está considerando, de espesor diferencial dz' localizado a una distancia z' , desde el centro ($z = 0$) del

solenoides, está dado por $d\vec{B} = \frac{\mu_0 \left(\frac{NI}{l} dz' \right) a^2}{2 \left[a^2 + (z - z')^2 \right]^{3/2}} \hat{z}$. Para encontrar el campo total \vec{B} del

solenoides en cualquier punto de z a lo largo de su eje, se integra $d\vec{B}$, de $-l/2$ a $l/2$, para tomar en cuenta la contribución de todos los "lazos", quedando:

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 NI}{2l} \left[\frac{z + l/2}{\sqrt{a^2 + (z + l/2)^2}} - \frac{z - l/2}{\sqrt{a^2 + (z - l/2)^2}} \right] \hat{z} \quad (9)$$

Particularmente, en el centro del solenoide, donde $z = 0$:

$$B_{ctr} = \frac{\mu_0 NI}{\sqrt{4a^2 + l^2}} \hat{z} \quad (10)$$

3.3 Cálculo de la corriente inducida en una bobina

Si bien la ecuación (10) es útil para calcular el campo magnético en el centro del solenoide, también puede ser utilizada para estimar su corriente inducida dado un campo en su interior:

$$I_{IND} = \frac{|\vec{B}_{ctr}| \sqrt{4a^2 + l^2}}{\mu_0 N} \quad (11)$$

Suponiendo que se ha logrado inducir un campo magnético constante $|\vec{B}_{ctr}| = 16 \mu\text{T}$, de acuerdo a la Tabla I, y para $a = 12.5 \times 10^{-3} \text{ m}$, $l = 0.05 \text{ m}$ y $N = 40$, se tiene: $I \approx 17.8 \text{ mA}$. Suponiendo que la resistencia de la bobina secundaria es $R = 5 \Omega$ y con $V_{IND} = RI_{IND}$, se tiene: $V_{IND} \approx 90 \text{ mV}$. A fin de conocer el comportamiento de la corriente inducida como función del número de vueltas de la bobina, ecuación (11), se presenta la gráfica de la Fig. 8. En el ejemplo de la Fig. 8, se ha tomado: $a = 0.0127 \text{ m}$, $l = 0.05 \text{ m}$, $\mu_0 = 1.25663 \times 10^{-6} \text{ mkgc}^{-2}$, $1 \leq N \leq 40$.

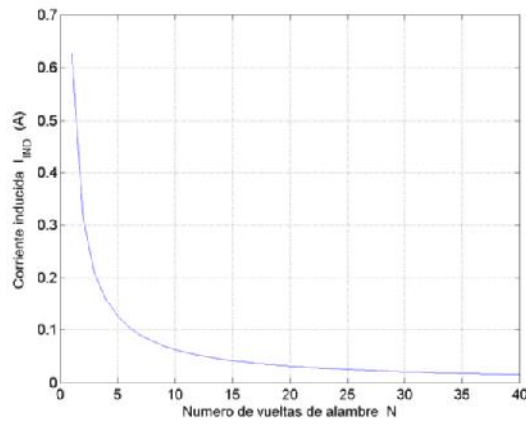


Fig. 8. Gráfica que muestra la variación de la corriente inducida en la bobina secundaria en función de su número de vueltas.

Como se observa, el comportamiento de la corriente inducida como función del número de vueltas de la bobina es asintótico, esto es, a menor número de vueltas, mayor la corriente inducida. Esto significa que, para un campo magnético dado, si se ha de inducir la mayor corriente posible, es recomendable que la bobina tenga pocas vueltas. Como se observa en la ecuación (11), la corriente inducida no sólo depende de N sino también de a y de l y de su correlación. Por ejemplo, no se tiene la misma I_{IND} con $N = 40$ en $l = 5$ cm que con $N = 80$ en los mismos $l = 5$ cm. La obtención de una mayor I_{IND} o V_{IND} , a un $|\vec{B}|$ dado, es un poco más complicada, pues el campo \vec{B} puede ser no constante en el tiempo.

3.4 Influencia de las dimensiones de la bobina en el valor del campo inducido

La corriente inducida en una bobina, que funcionaría como bobina detectora de las variaciones de campo magnético del flujo de agua, depende de la intensidad del campo magnético inducido en ella, de su número de vueltas y de sus propiedades geométricas. En particular, se ha calculado la corriente inducida debida al campo inducido en el centro de la bobina, para unas propiedades geométricas dadas, ecuación (11). Es claro que si el valor del campo inducido es máximo y uniforme a lo largo de la bobina, se podrá obtener máxima sensibilidad en la bobina detectora. Al variar las propiedades geométricas de la bobina en la ecuación (9), será posible explorar la variación del campo magnético inducido a lo largo de la bobina. En la Fig. 9 se muestran los resultados de esta exploración, donde se ha establecido la longitud de la bobina $l = 0.05$ m, la permeabilidad en el vacío $\mu_0 = 1.25663 \times 10^{-6}$ mkgc⁻², el número de vueltas $N = 40$ y la corriente en el alambre central $I = 10$ μ A.

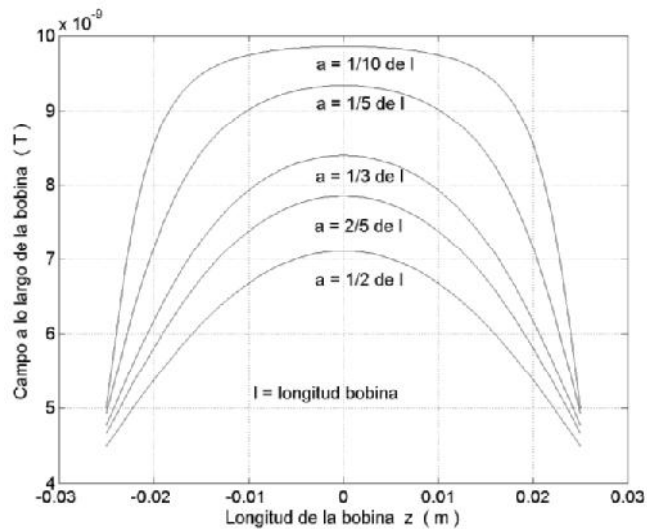


Fig. 9. Gráficas que muestran la variación del campo inducido de acuerdo a las dimensiones de una bobina detectora de prueba.

De la Fig. 9, se observa que el campo magnético inducido será más uniforme y de mayor intensidad a lo largo de la bobina detectora conforme menor sea su radio, en otras palabras, mientras el diferencial a vs. l sea lo mayor posible. Finalmente, de acuerdo a los modelos de comportamiento del campo magnético en una bobina, unas primeras características óptimas para aumentar la sensibilidad de la medición I_{IND} o V_{IND} son: radio de la bobina detectora menor a $1/10$ de su longitud y con un número de vueltas $N \leq 5$.

4. MATERIALES Y MÉTODOS EXPERIMENTALES

Los métodos experimentales para corroborar los modelos de comportamiento del campo magnético en la bobina detectora y que permitirían la selección de las óptimas características de ésta para la medición de gasto de un fluido bipolar son:

- La medición de la fem inducida en la bobina para el caso más general donde el campo magnético aplicado a la bobina no es constante.
- La medición de la corriente inducida en la bobina para diferentes valores de N .
- La medición del campo magnético inducido a la bobina para diferentes longitudes de ésta.

4.1 Método para medir de la fem inducida

Esta medición es necesaria porque es muy complicado obtener un modelo del comportamiento del campo magnético $|\vec{B}|$ aplicado a una bobina cuando $|\vec{B}| \neq cte$. A fin de llevar a cabo este experimento, se fabricaron 3 bobinas de alambre magneto de calibres 17, 22 y 38 AWG, con

$N = 40$. A cada bobina se le colocó un alambre magneto centrado de calibre 17 AWG y el conjunto se conectó a la instrumentación mostrada en la Fig. 10.

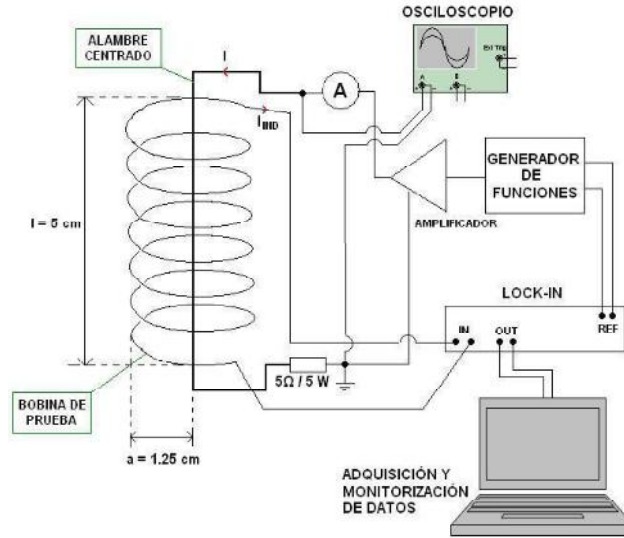


Fig. 10. Esquema que muestra el montaje experimental utilizado para visualizar el efecto de $\overline{B(t)}$ sobre el voltaje inducido.

El principio de funcionamiento del sistema experimental de la Fig. 10 es el siguiente:

1. Las variaciones de la corriente I , a través del alambre centrado, producirán un campo magnético sobre la bobina de prueba. Este campo promoverá un voltaje inducido en ésta. A mayor corriente, mayor intensidad de campo magnético producido y, por lo tanto, mayor voltaje inducido en la bobina de prueba.
2. Con el propósito de medir las diferencias de corriente, esto es, las diferencias de voltaje inducido en la bobina de prueba, se induce un campo magnético de baja frecuencia (entre 50 y 200 Hz) inyectando una corriente sinusoidal a través del alambre centrado. Esta señal de prueba sirve de referencia al amplificador lock-in, el cual la utiliza para medir las variaciones de voltaje inducido producidas por la corriente en la bobina. La técnica lock-in se utiliza para medir señales de muy bajo nivel aun en presencia de un nivel de ruido superior. Esta técnica utiliza una estrategia de detección sensible a la fase que permite medir la amplitud y fase de una señal con ruido. De esta manera, el sistema reduce el ancho de banda del ruido a través de una detección síncrona que requiere el conocimiento de la frecuencia f_0 de la señal de interés. En particular, el amplificador lock-in genera una señal de CD proporcional a la amplitud de la señal de entrada de bajo nivel que tiene la misma frecuencia que la señal de referencia. Esta técnica de medición ha permitido la medición de la señal de sensores de alta sensibilidad, pero de muy bajo nivel de señal y se encuentra bien documentada [6], [7], [8], [9], [10].
3. Las diferencias de voltaje inducido son registradas y procesadas por un sistema de adquisición de datos.

4. Se utiliza un amperímetro, un voltímetro y un osciloscopio para monitorizar las señales importantes del sistema (señal de referencia, corriente de alimentación y voltaje inducido en la bobina).
5. El sistema trabaja a temperatura y presión ambiente.

En la Fig. 11 a) se muestra una fotografía de una de las bobinas fabricadas para explorar el efecto del campo magnético sobre el voltaje inducido y en la Fig. 11 b) se muestra una fotografía del montaje utilizado para medir el voltaje inducido en la bobina, debido a la corriente en el alambre central. El experimento ayuda a seleccionar las características de una bobina de alta sensibilidad.

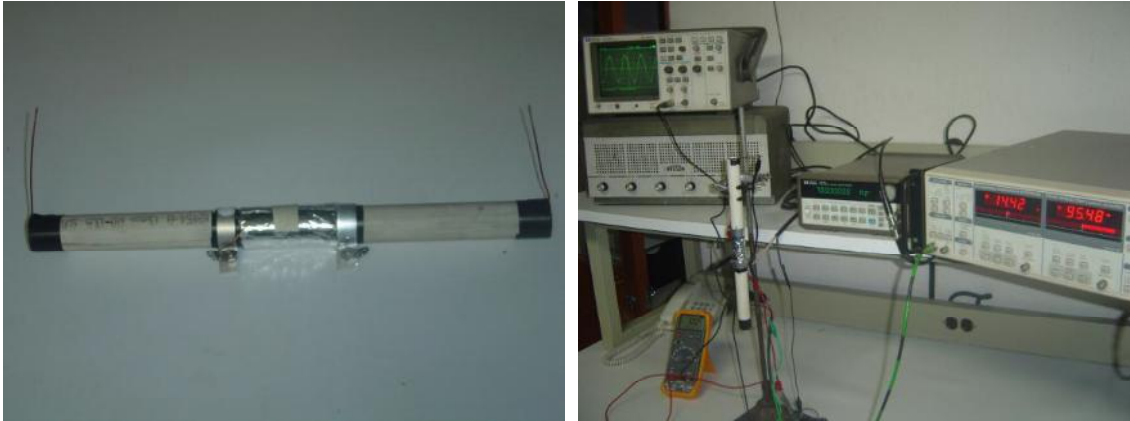


Fig. 11. a) Fotografía que muestra una de las bobinas y su alambre central para explorar el efecto de $B(t)$ sobre el voltaje inducido; b) Fotografía que muestra el montaje experimental para medir el voltaje inducido en una bobina debido a una corriente a través de un alambre colocado a lo largo de su eje central.

4.2 Método para medir la corriente inducida en la bobina en función de N

Este método experimental tiene el propósito de corroborar el modelo de comportamiento representado por la ecuación 11 y predecir el número de vueltas N óptimo para obtener una corriente inducida I_{IND} máxima, de acuerdo a las características indicadas por el experimento descrito en 4.1. El sistema experimental aparece en la Fig. 13.

4.3 Método para medir el campo inducido en la bobina en función de su longitud

Este método experimental tiene el propósito de corroborar el modelo de comportamiento representado por la ecuación 9 y predecir la longitud l óptima para obtener un campo inducido B máximo. El sistema experimental aparece en la Fig. 13.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DISCUSIONES

Los resultados experimentales para los tres métodos descritos en la sección anterior, se presentan en esta sección.

5.1 Efecto de un campo variable $B(t)$, del calibre del alambre, del número de vueltas y del largo de la bobina sobre su voltaje inducido.

Las Figs. 12 a), b) y c) muestran las gráficas de $V_{IND} = f(I)$ correspondientes a los 3 diferentes calibres de alambre para cada bobina para 4 diferentes valores de la frecuencia de la señal de corriente. La corriente I graficada es la corriente inyectada en el alambre centrado en cada bobina, Fig. 10.

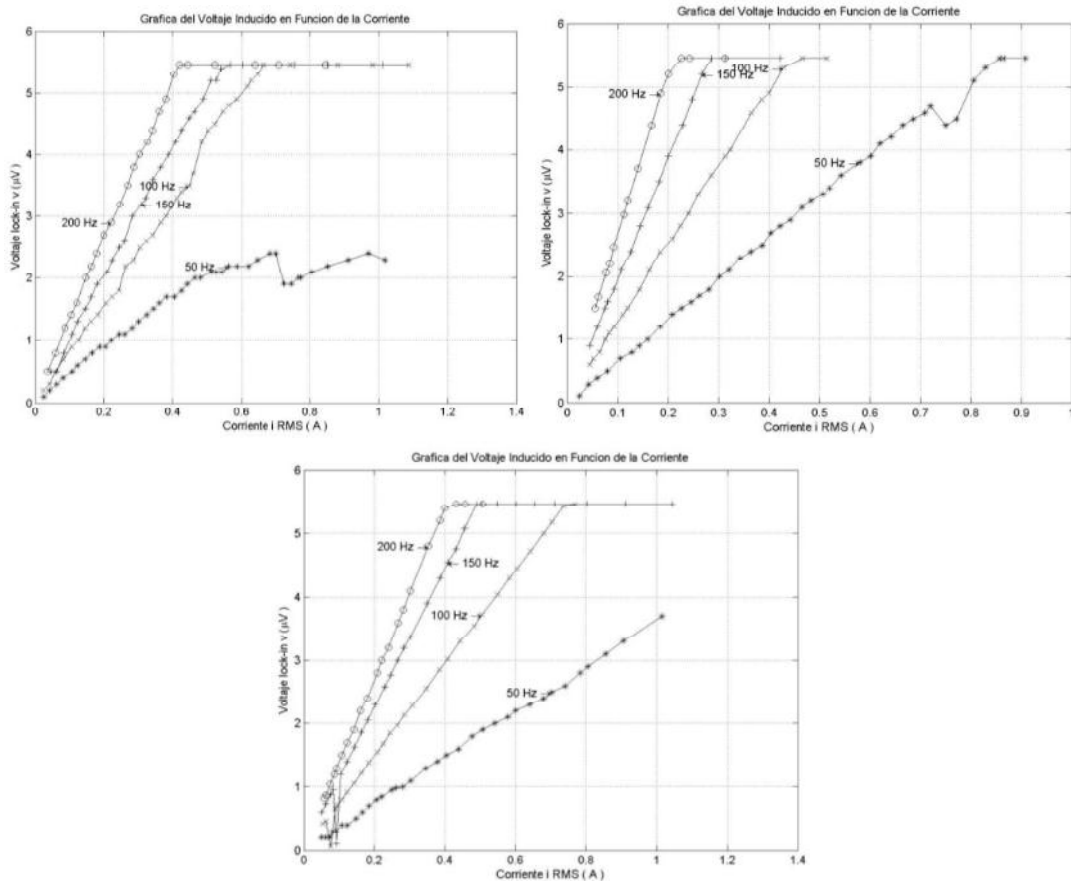


Fig. 12. Gráficas del voltaje inducido en la bobina de prueba en función de la corriente en el alambre centrado. a) Realizada con alambre magneto 38 AWG, b) realizada con alambre magneto 22 AWG, c) realizada con alambre magneto 17 AWG.

Similares pruebas se efectuaron, donde el único parámetro que se varió fue el número de vueltas, siendo 5.

Las gráficas revelan lo siguiente:

- a) A mayor frecuencia, mayor sensibilidad en el voltaje inducido para cada bobina.

- b) La bobina de alambre mediano (22 AWG) y con 40 vueltas tiene una sensibilidad del 47% mayor respecto de las bobinas de alambre delgado (17 AWG) y grueso (38 AWG) a una frecuencia de 200 Hz.
- c) El tendencia del comportamiento expuesto en b) es similar cuando la bobina tiene 5 vueltas. Sin embargo, la magnitud del voltaje inducido es ~55% menor que cuando la bobina tiene 40 vueltas.
- d) Se corrobora que existe una correlación competitiva entre el número de vueltas y el largo de la bobina. La Fig. 13 muestra el comportamiento de la razón de cambio de la corriente inducida respecto del número de vueltas.

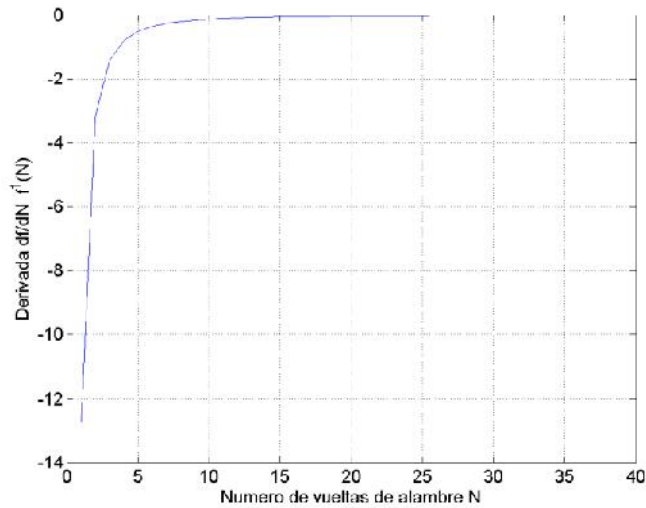


Fig. 13. Gráfica que muestra el comportamiento de la razón de cambio de la corriente respecto al número de vueltas.

La Fig. 14 ilustra el comportamiento de la razón de cambio de la corriente inducida respecto de la longitud de la bobina.

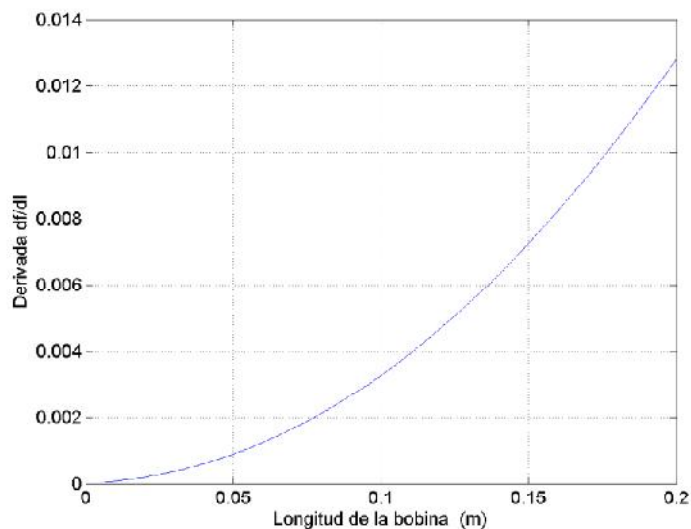


Fig. 14. Gráfica que muestra el comportamiento de la razón de cambio de la corriente respecto a la longitud de la bobina.

Como se observa de la fig. 13 la razón de cambio de la corriente inducida con respecto al número de vueltas es muy rápida hasta aproximadamente 3 vueltas. Entre 3 y 5 vueltas esta razón disminuye drásticamente, ~98%. Entre 5 y 10 vueltas la razón de cambio es muy lenta y para más de 10 vueltas la corriente inducida se conserva prácticamente constante. Por otro lado, el la Fig 14 se observa que la razón de cambio de la corriente inducida respecto de la longitud de la bobina tiene un comportamiento más uniforme pero más lento, comparado con el comportamiento de la corriente para menos de 5 vueltas, fig. 13. Hay que observar que el gráfico de la Fig. 14 no tiene un punto de saturación.

Cuando se fabrica una bobina los efectos descritos por las Figs. 13 y 14 se superponen y es posible aumentar la sensibilidad, para cierto calibre de alambre, aumentando el número de vueltas; de acuerdo con la Fig. 13, aproximadamente hasta el límite de 10 vueltas. Después de 10 vuelta, en este ejemplo representativo, el aumento de la sensibilidad se deberá principalmente al incremento en la longitud de la bobina y no al aumento en el número de vueltas perse. Debido a que, de acuerdo a la Fig. 14, la razón de cambio de la corriente con respecto a la longitud de la bobina es menor pero continuo.

Este procedimiento tiene limitaciones electromagnéticas y geométricas, por ejemplo, es cierto que se puede aumentar la sensibilidad a través del incremento de la longitud de la bobina, aunque la razón de cambio de la corriente inducida sería lenta, la bobina no puede extender su longitud indefinidamente, además, para ello necesariamente hay que aumentar el número de espiras y si se requiere mantener la magnitud de la corriente inducida constante se tendría que aumentar el campo aplicado y esto tendría como consecuencia mayor gasto de energía y aumento de pérdidas magnéticas y de potencia.

6. CONCLUSIONES

El modelo aquí presentado, fundamentado en las propiedades electromagnéticas de la bobina de interés, permite orientar las características físicas de ésta a la medición sensible de gasto.

En general, la sensibilidad de la bobina se ve afectada por los parámetros:

- i. El calibre del alambre.
- ii. El número de espiras.
- iii. El largo.
- iv. La intensidad de la corriente.
- v. La frecuencia.

La metodología aquí presentada permite manipular estos parámetros para obtener la mejor sensibilidad de la bobina, según los requerimientos de la aplicación. Sin embargo, hay que tener cuidado con factores como los geométricos, la disipación de potencia y las pérdidas magnéticas.

Los mejores parámetros físicos de la bobina, resultado del uso de la técnica lock-in para la medición de señales de muy bajo nivel y de la adquisición de datos con LabView son:

1. Calibre del alambre: 22 AWG.
2. El número de espiras: 40
3. El largo: 10 cm
4. La frecuencia: 200 Hz

7. REFERENCIAS

- [1] Antonio Creus Solé, *Intrumentación Industrial* (Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., México, D.F.), 750 págs., (1998).
- [2] C.V. Collet, A.D. Hope, *Mdiciones en Ingeniería* (Editorial Gustavo Gili, S.A., Barcelona), (1974).
- [3] http://es.wikipedia.org/wiki/Mol%C3%A9cula_de_agua
- [4] <http://aprendiendobiologiaenquinto.blogspot.com/>
- [5] Marcelo Finn, Edward J. Alonso, *Fundamental University Physics, Vol. II Fields and Waves*, Addison Wesley, 1967.
- [6] Paul A. Temple, *Am. J. Phys.*, **43**, 9, 801-807, (1975).
- [7] Richard Wolfson, *Am. J. Phys.*, **59**, 6, 569-572, (1991).
- [8] John H. Scofield, *Am. J. Phys.*, **62**, 2, 129-133, (1994).
- [9] De Marcellis, A.; Ferri, G.; Patrizi, M.; Stornelli, V.; D'Amico, A.; Di Natale, C.; Martinelli, E.; Alimelli, A.; Paolesse, R.; , "An integrated analog lock-in amplifier for low-voltage low-frequency sensor interface," *Advances in Sensors and Interface, 2007. IWASI 2007. 2nd International Workshop on* , vol., no., pp.1-5, 26-27 June 2007.
- [10] Giap V. Duong, R. Groessinger, M. Schoenhardt, D. Bueno-Basques, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **316**, 390-393, (2007).

MEJORAMIENTO DEL PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL DE UN SUSCEPTÓMETRO DE CA.

Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez,
Raymundo Barrales Guadarrama, Álvaro Alkier Armendáriz Valdez

Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco

vrbg@correo.azc.uam.mx, err@correo.azc.uam.mx, rbg@correo.azc.uam.mx

RESUMEN

Los métodos de medición de la susceptibilidad magnética χ proporcionan una señal eléctrica de bajo nivel, del orden de nV o menos. Esta característica de la señal ha exigido mejoramientos en el diseño de un susceptómetro de CA, previamente construido. Este primer instrumento carece de características que permitan obtener una mayor sensibilidad y estabilidad en su señal de salida. En este trabajo, se presenta un susceptómetro de CA donde se ha implementado un amplificador de simetría complementaria y acondicionador de la señal de salida de la bobina primaria para tener control de la señal inducida al canal de referencia del lock-in. Las nuevas implementaciones contribuyen a detectar señales en un rango de pV con estabilidad y reproducibilidad. La instrumentación virtual permite una fácil adquisición y ejecución estadística de los datos.

ABSTRACT

Magnetic susceptibility χ measurement methods provide a low level electrical signal in the range of nV or less. This signal characteristic has demanded hardware improvements, in a previously designed AC susceptometer. This first instrument has no capabilities allowing an output signal detection with increased sensitivity and stability. In this work, an AC susceptometer equipped with a complementary symmetry amplifier and an output signal conditioner of the primary coil, both allowing control of the induced signal to the reference channel of a lock-in amplifier, is presented. The new hardware improvements contribute to a signal detection in the pV range along with stability and repeatability. Virtual instrumentation allows an easy data acquisition and further statistics.

1. INTRODUCCIÓN

A partir del descubrimiento de los materiales cerámicos Superconductores de Alta Temperatura Crítica (SATC), en 1986, se comenzaron a desarrollar diferentes técnicas para su caracterización. Una de las más relevantes, por la útil información que proporciona para el desarrollo de dispositivos electrónicos, es la susceptibilidad magnética, χ , que proporciona una medida de la magnitud de la susceptibilidad (o sensibilidad) de un material ante la presencia de un campo magnético.

Junto con la técnica, han aparecido discusiones controversiales asociadas con la interpretación de la medición de χ , ya que depende fundamentalmente de dos factores: a) de las características propias de los materiales, tales como la morfología microscópica, la concentración de sustancias susceptibles de ser magnetizadas, la homogeneidad estequiométrica, y b) de la metodología que se utilice para medir χ , ya que en ocasiones es difícil establecer mediciones con exactitud aceptable, debido a que la señal de interés es de bajo nivel, del orden de nV o hasta de pV.

En virtud de que existen, en la actualidad, diferentes metodologías para medir χ , se cuenta con una clasificación [1], la cual deja claro que el desarrollo de las distintas técnicas se ha enfocado a

A Bluetooth Development Platform for Wireless Sensors

Raymundo Barrales-Guadarrama, Melitón
Ezequiel Rodríguez-Rodríguez, Víctor Rogelio
Barrales-Guadarrama
Grupo de Sensores y Señales,
Departamento de Electrónica
Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco
México D.F., México
e-mail: rbg@correo.azc.uam.mx

Antonio Mocholí-Salcedo
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico,
Departamento de Ingeniería Electrónica
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
e-mail: amocholi@eln.upv.es

Abstract—Intelligent Transportation Systems (ITS) are growing worldwide and new technologies are naturally being part of them. Wireless communication systems are widely used in ITS applications requiring short and long range information interchange useful to prevent accidents, plan a route, collect tolls, navigate over the internet, etc. Basically, there are two important applications of short range wireless communication systems on ITS: communications within the vehicle and communications from the road infrastructure to a local facility. Due to its spreading and low cost, Bluetooth (BT) systems are interesting for the developers of ITS applications using short range wireless communications. This paper describes a development platform for the design of BT capable wireless sensors useful in ITS applications.

Keywords: intelligent transportation systems; wireless sensor; Bluetooth; serial port protocol.

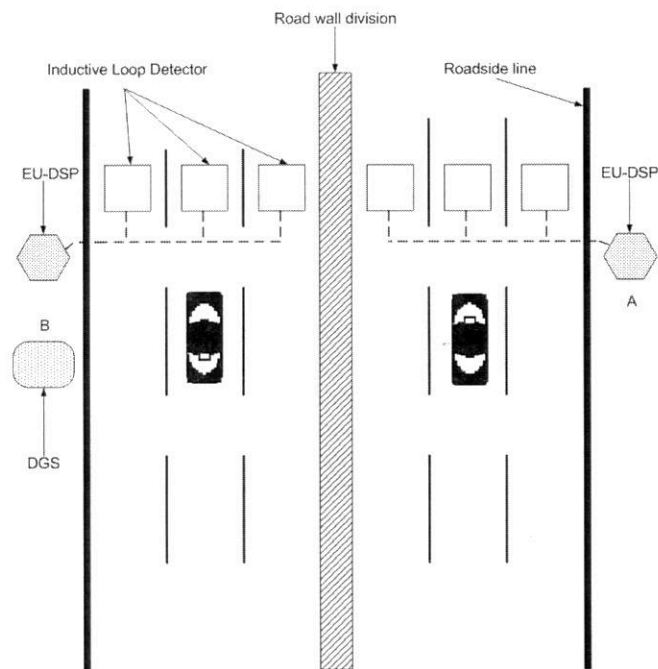
I. INTRODUCTION

The need to measure quantities spread over a relative little area is of growing importance in ITS applications. Weather conditions, available parking space, vehicles approaching, warning alerts raised by events in the traffic environment and fuel station positioning are a few examples in ITS. Typical ITS data are measured in the short range distance (10 to 100 m) with wireless communication systems. These systems are characterized by lower coverage area, low cost, and low power consumption [1]. Known examples are Bluetooth (BT), IEEE 802.11b (WiFi), and ZigBee. BT systems are widely used in industrial and commercial environments. They use a radio link operating in the license-free Industrial-Scientific-Medical—ISM frequency band of 2.40-2.48 GHz with a symbol rate of 1 mega-samples per second. BT systems use a frequency hopping pattern to minimize interference. Bluetooth Core (ver. 1.0, 1999) was initially developed for a plug-and-play wireless network over a short range area (10 m), but recent versions [2] allow long ranges (see Table I). This feature is useful for the ITS applications.

TABLE I. BLUETOOTH RANGES

Radio class	Range	Application
3	1 m (3 ft)	Personal area networks
2	10 m (30 ft)	Mobile devices
1	100 m (300 ft)	Industrial use

As an example, inductive loop detectors have been developed [3] to generate a signal useful for car classification and car speed measurement. The detector and the signal processing hardware are attached to form a smart sensor capable of compute data in real time. The transmission of the real time smart sensor's data and the recording of the sensor's processed data are tasks that could be achieved through a wireless communication system avoiding physical connection between the smart sensor and special electronic equipment deployed along the road. Fig. 1 shows the infrastructure related to the inductive loop detector applied to traffic control. It can be seen in Fig. 1 that communicating the electronic unit at point A to the data gathering station at point B through a cable is a difficult task due to problems like to hide the cable under the road or to build a robust and expensive new infrastructure to lay the cable from one road side to the other. It is evident that a wireless communication system eases the task of connecting road sensors and roadside infrastructure.



EU-DSP: Electronic Unit-Digital Signal Processing
 DGS: Data Gathering Station

Figure 1. A drawing showing the use of inductive loop detectors and roadside related infrastructure.

Wireless sensor equipped with BT radios can provide a point-to-point connection (only two BT modules involved) as short range ITS applications demands. BT modules can also provide a point-to-multipoint connection. In the point-to-multipoint connection, several BT units share the physical channel, and two or more units sharing the same channel form a piconet (Fig. 2). A piconet allows one BT master module only, while the other modules act as slaves. This scheme may be useful when multiple signals are intended to be received by a vehicle or an infrastructure in ITS environments.

This paper presents a BT development platform for wireless sensors working in a point-to-point link and oriented to ITS applications. After giving a short overview of the BT technology in section II, the software environment for the firmware development of the platform is introduced in section III. Section IV covers the actual platform implementation and sections V and VI report the results and conclusions, respectively.

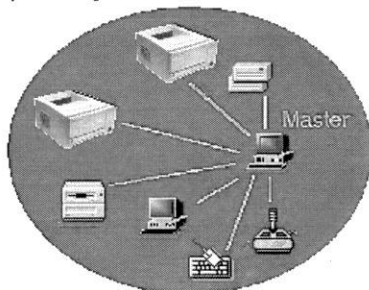


Figure 2. An illustration of a piconet [4].

II. BLUETOOTH TECHNOLOGY

BT technology is organized in stack layers the same way as the ISO/OSI stack model (Fig. 3). Transmission frequencies are generated in the physical Radio layer and data is modulated into ISM frequencies. The Baseband layer controls the frequency hopping and is responsible for error connection and the establishment of synchronous (SCO) and asynchronous (ACL) links. The Link Manager Protocol (LMP) controls the status of existing links and energy modes and provides security mechanisms like authentication and encryption. The Host Controller Interfaces (HCI) guarantees interoperability by defining standardized interfaces between the upper and lower stack layers. It can be used to separate the protocol stack (see section III) and connect the two stack sections via physical interfaces such as USB or UART. The Logical Link Control and Adaptation Protocol (L2CAP) build the transition between physical and logical connections by managing data multiplexing and segmentation. RFCOMM is one of the so-called higher layer protocols and emulates a serial connection over an L2CAP link, while the Telephony Control Protocol Specification (TCS) allows voice over Internet Protocol (IP) and the Service Discovery Protocol (SDP) discovers available services or profiles on peer devices.

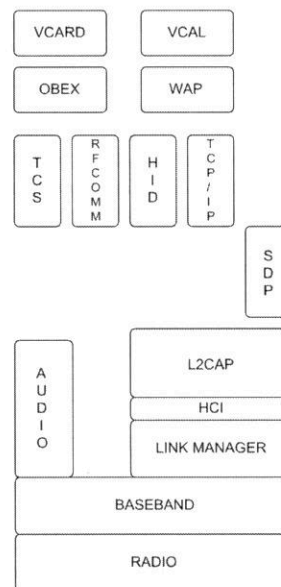


Figure 3. An illustration of the Bluetooth stack (Adapted from [5]).

III. SOFTWARE ENVIRONMENT

A block diagram of the BT platform is shown in Fig. 4.

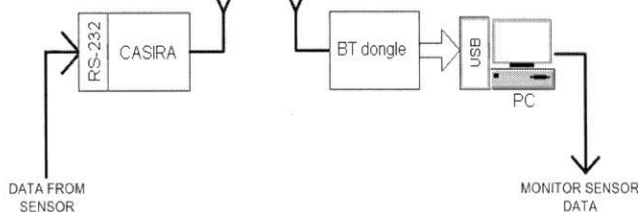


Figure 4. The block diagram of the proposed BT platform.

On Fig. 4, the block named CASIRA represents a Casira Development Kit [6]. This kit provides a platform for the writing of BT stack flash images. In this way, BT technology is easily integrated in an end application. The platform allows programming of BlueCore chips where the BT layers are implemented. The module consists of a BlueCore single chip, flash memory for the host controller protocol stack firmware, crystal reference and antenna. The system hardware includes a motherboard containing I/O and man/machine interface elements including RS-232 and USB drivers and external connectors. A picture of the unit is shown in Fig. 5.

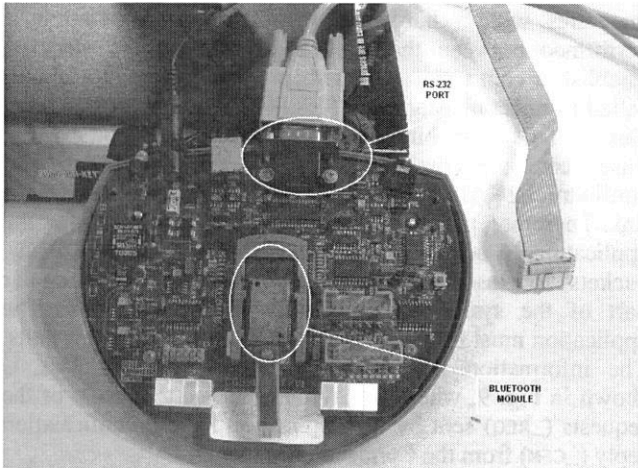


Figure 5. A picture of the Bluetooth development platform.

On Fig. 4, the block named BT dongle represents a BT mini USB dongle compliant with v1.2. A commercial dongle is easy to install in a PC.

The BlueCore module and the motherboard form an embedded system that can be programmed using ANSI C. The system is programmed with the Application BlueLab software development kit (SDK) [7] that includes a C compiler. BlueLab version used in this work was 2.8 and the C compiler was the xap-local-xap-gcc running under Cygwin environment. The BlueCore module used was a BlueCore2-External BC2MOD2D compliant with the BT specification v1.1. A Serial Port Protocol (SPP) was implemented in C along with code functions to enable the module as a slave node. BlueLab SDK is the Casira's development software and it allows to choose among three different models how the BT protocol stack is mapped to a target hardware system [8]. The models are described below.

A. BlueCore HCI Stack

The protocol stack is separated above the RFCOMM layer and resides on a host system for the higher layers. This approach typically is used when an external microcontroller is available and has enough resources to implement the BT application layer. The data rate is reduced to 350 kbps and a piconet may consist of only 3 slaves and 1 master due to physical limitations of the module. In this model, host-side software and hardware requirements are reduced at the

expense of some of the power and flexibility of the previous model. This model is shown in Fig. 7.

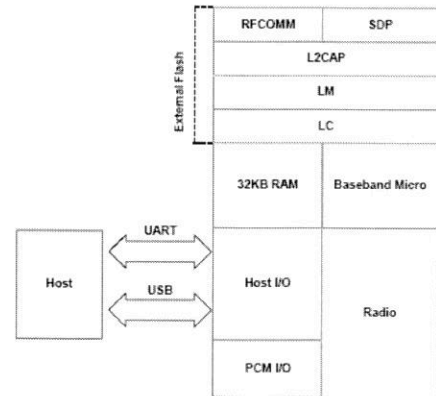


Figure 6. The BlueCore RFCOMM stack model of the BlueCore 2-External module [7].

B. Bluecore RFCOMM stack

The protocol stack is separated above the RFCOMM layer and resides on a host system for the higher layers. This approach typically is used when an external microcontroller is available and has enough resources to implement the BT application layer. The data rate is reduced to 350 kbps and a piconet may consist of only 3 slaves and 1 master due to physical limitations of the module. In this model, host-side software and hardware requirements are reduced at the expense of some of the power and flexibility of the previous model. This model is shown in Fig. 7.

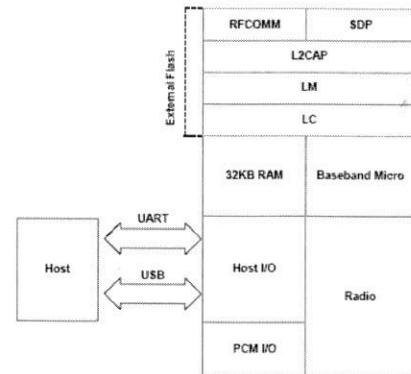


Figure 7. The BlueCore RFCOMM stack model of the BlueCore 2-External module [7].

C. BlueCore Virtual Machine Stack

This model is interesting because it operates like an embedded system from the point of view it doesn't need additional hardware or software running in different sides of the whole application. The complete stack and the custom application reside on the module. A virtual machine (VM) running on the internal microcontroller is used to execute the application on-chip. A drawback of this model is the performance reduction due to the additional computational power and this is reflected in a reduced data rate of 200 kbps.

However, 3 simultaneous slave connections per master are still supported. This model is shown in Fig. 8.

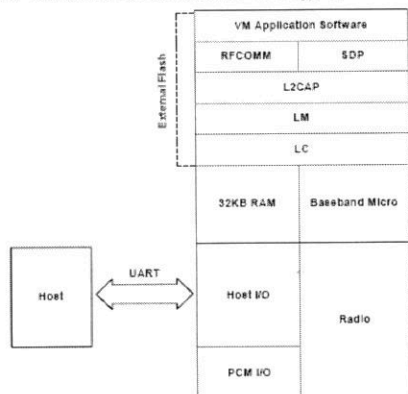


Figure 8. The BlueCore virtual machine stack model of the BlueCore 2-External module [7].

The aim of the platform is to provide as much support as possible for the ITS application developers and that is the main reason to choose the BlueCore Virtual Machine Stack as the model for the platform. In this way, no additional hardware or software would be implemented by the developer and the data transmission of a smart sensor via an RS-232 port should be a time reduced task. The drawback of the VM model (i.e throughput) is acceptable for point-to-point links where low data amounts (<200 kbps) are exchanged.

IV. PLATFORM IMPLEMENTATION

The software platform and system requirements to support Casira programming are described on the BlueCore Casira User Guide [9]. If an ITS developer wants to modify the actual platform, he must follow the initial steps described in that guide in order to begin writing his own application program. Platform implementation steps are described next.

A. Role Identification

The sensor and his signal conditioner must be connected to the Casira kit and it must be identified as a slave in the point-to-point link. The slave must be able to detect connection establishments from the master. After a successful connection establishment, data transfer from slave (the sensor) to the master (the PC) should be possible. The master device should be able to search the environment for other BT devices and establish or terminate connection with them. This is easily done by the installation software provided by the dongle's manufacturer.

B. RFCOMM Connection

During application development, BlueLab library lets the developer to choose the type of connection. When the module (the sensor) requests to be connected as slave, a function `cm_connect_as_slave_req()` is invoked and it generates a macro-message `CM_CONNECT_AS_SLAVE_REQ` for the BlueCore chip to accept connections as a slave [10, p. 307]. After a link_key interchange, the VM sends a `CM_CONNECT_CFM` message with the information about the

local RFCOMM server channel that the connection was created on [11]. If this message is accepted (by sending a reply), it is assumed that an RFCOMM has been chosen as connection layer. This is a convenient connection for the proposed platform because BlueLab provides a stream library that contain functions to read and write data from/to an RFCOMM channel in the same way as the UART interface is accessed. This makes tunneling of UART data to RFCOMM (and vice versa) easily possible and allows simple serial cable replacement applications.

C. Message Handling

In a general operation scheme where a BT module integrates with a hardware application, a negotiation is performed between the application and the BT stack to establish a connection. BlueLab provides a separate library called Connection Manager. This library is not a compulsory part of the system but it saves the work of establish ACL links, configure the links for RFCOMM, set up and configure L2CAP links, and finally set up an RFCOMM link. Therefore, the BlueLab Connection Manager allows the application to send L2CAP packets as well as RFCOMM packets. Because the Connection Manager is not a regular part of the system, it isn't start up automatically. The application must initialize and open it by making a few calls. The information interchange to accomplish this task is shown in Fig. 9, where it may be observed that most of the requests (`_REQ`) sent by the application have a confirmation reply (`_CFM`) from the Connection Manager.

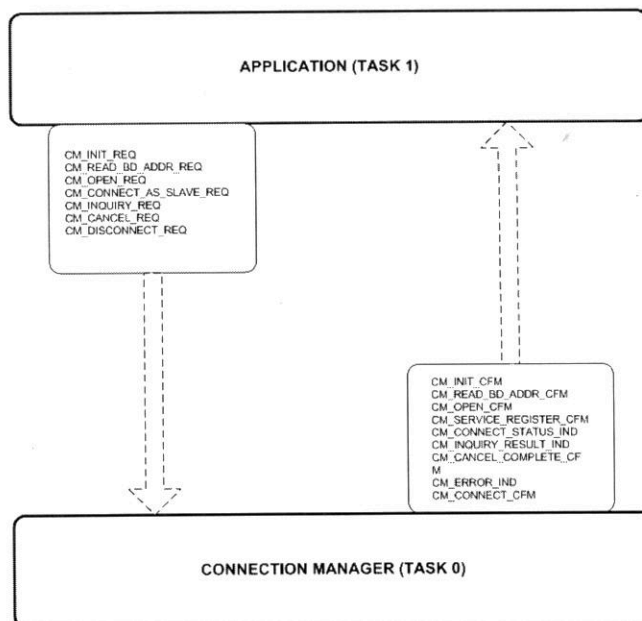


Figure 9. Information exchange between the Connection Manager and the application implemented for the platform proposed.

Since a completely embedded solution was chosen to integrate the BT module to the application, information exchange between the Connection Manager and the application can be seen as "messages" and the exchangers as "tasks" in an embedded programming environment. Indeed,

the Connection Manager (CM) is the Task 0 (reserved) for the scheduler of the VM. Application may be Task 1 or any other (up to 15).

BlueLab SDK provides only examples for point-to-point RFCOMM connections (e.g. serial port profile—SPP), but this is enough for the platform. A C program based on the spp_slave example was written to implement the connection between the CM and the application. Nevertheless, some of the functions in this example are not needed by the application. Pairing was omitted because encrypt communications are not needed (sensor information is not critical) as well as PIN_CODE and LINK_KEY requests. The SERVICE_REGISTER_CFM is irrelevant. Parking and sniffing are not necessary because the platform is not designed to be portable.

D. Program Design for Data Transmission

In the definition list of the program, the Universally Unique IDentifier (UUID) of the serial port must be declared in order to tell to the VM that an RS-232 is to be used: `#define SERIAL_PORT 0x1101`.

Once the CM sends a CM_CONNECT_CFM message, the application must arrange some variables to start sending data. In the following program portion rfcmm_sink is a pointer useful to output data through a valid RFCOMM channel.

```
-----
case CM_CONNECT_CFM:
{
CM_CONNECT_CFM_T *prim=(CM_CONNECT_CFM_T
*) msg;
connect_status_t result = prim->status;
if(result == cmConnectComplete)
{
rfcomm_source = prim->source;
// rfcmm_sink will be our pointer to the
RFCOMM sink buffer
rfcomm_sink = prim->sink;
far_addr = prim->addr;
write_far_addr();
status("connect_cfm complete");
state = active;
// CASIRA tells the application has established
an RFCOMM connection
PioSet(LED_CONNECT, ~0);
}
}
-----
```

Once the connection is made, Casira's RS-232 serial port is polled for available data. BlueLab's stream library functions are useful to read data from the Casira's RS-232 port and write (relay) the data to the BT dongle. In the next program portion, sinkFlush outputs new available data up to an authorized limit LIM through the valid RFCOMM channel.

```
-----
uart = StreamUartSource();
while(1)
{
// Polling the serial port
for(;;)
{
if(SourceSize(uart) >= LIM) break;
vmWait(20);
// If claimed space is available, sends the
data through the RFCOMM channel
if(SinkClaim(rfcomm_sink, LIM) != 0xFFFF)
{
memcpy(SinkMap(rfcomm_sink), SourceMap(uart),
LIM);
if(SinkFlush(rfcomm_sink, LIM) == 0)
{
}
}
}
}
}
-----
```

```
printf("Falla\n");
}
SourceEmpty(uart);
//cleans the uart buffer
}
}
-----
```

E. Communication Test

The proposed platform should service any sensor with a digital signal conditioner enabling an RS-232 output. A simple LabView virtual instrument (vi) was developed to write data to the COM1 port of a regular PC and COM1 was connected to the RS-232 Casira input. In this way, simulation of a sensor output transmission was possible. Data reception tests from the Casira's radio was possible using a Windows Hyperterminal session connected to the virtual serial port the BT dongle has created (COM40 in the actual implementation). A block diagram of the actual test platform is shown in Fig. 10.

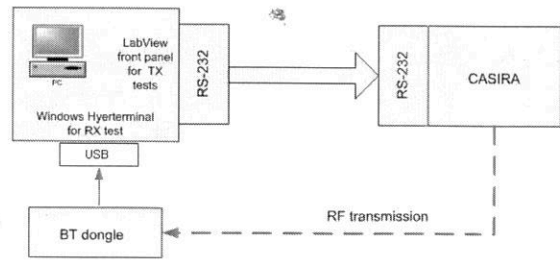


Figure 10. A block representation of the test platform.

This vi was implemented for tests and its block diagram is shown in Fig. 11. It constitutes a modified vi from an NI example [12].

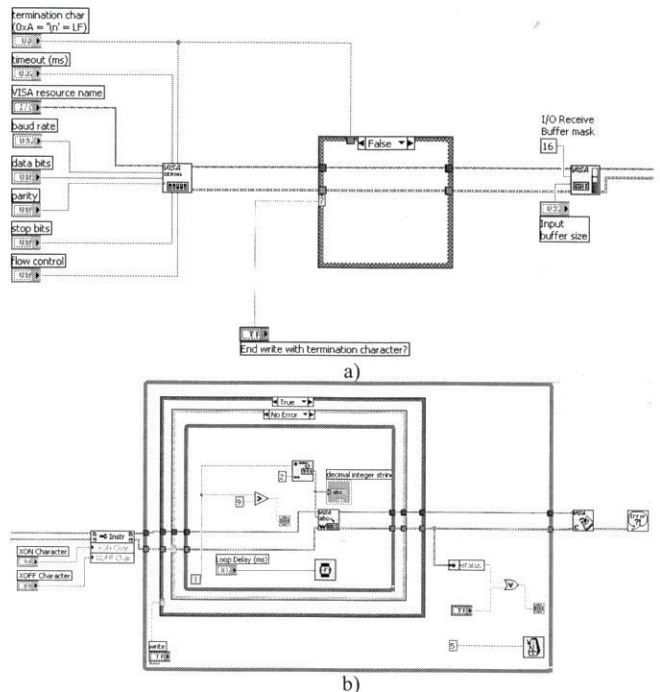


Figure 11. (a) The block diagram of the vi used for the COM1 writings; (b) Continued.

The write operation is within a while structure allowing a loop writing of a number series from 0 to 10 just for test purposes. A loop delay sets up the speed of writing. Fig. 12 shows the front panel of the test vi and Fig. 13 a sample of the data received as seen in the Windows Hyperterminal.

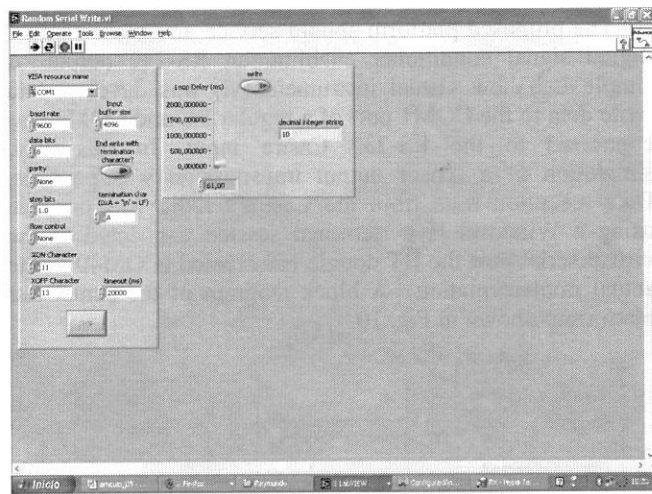


Figure 12. The front panel of the test vi.

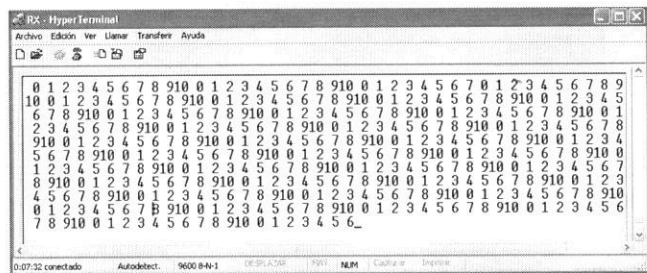


Figure 13. An aspect of the data received by the Hyperterminal.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The application can dynamically change the settings used for the raw UART (i.e. Casira's RS-232 port) with a program sentence like: `StreamUartConfigure(VM_UART_RATE_9K6, VM_UART_STOP_ONE, VM_UART_PARITY_NONE)` placed in the main program and before the VM scheduler is launched.

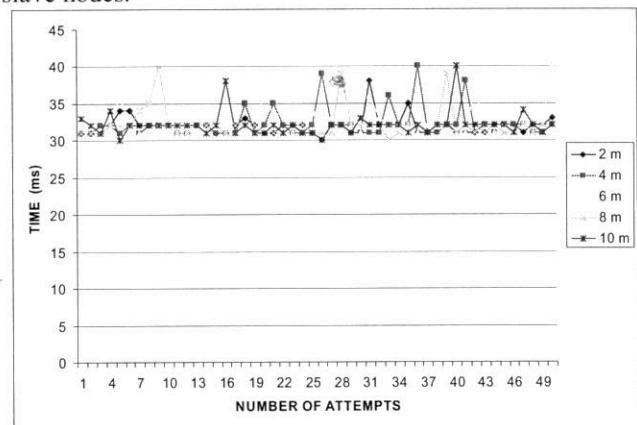
Unless the raw UART is enabled this will be ignored. The raw UART is enabled with a line command in the Makefile (the file that helps building the object file during compilation): `TRANSPORT = raw`.

Associated Makefiles to the SPP examples may be slight modified to fulfil the platform requirements on the UART. Casira's RS-232 port was configured to transmit 8 bits with one stop bit, without parity bit and hardware control flow. Table II shows the minimum loop delay allowing data writing to serial port without lost of information and the minimum port timeout to transmit in a continuous way for different transmission speeds.

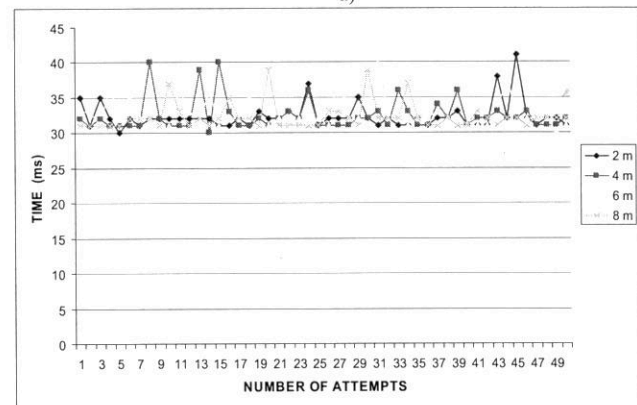
TABLE II. MINIMUM LOOP DELAY

Speed (bps)	Loop Delay (ms)	Timeout (ms)
9600	18	> 600
38400	18	> 600
115200	18	> 600

In order to carry out an assessment of the communication efficiency of this platform, a series of connection tests were performed for different conditions. Fifty connection attempts were performed for the dongle and the CASIRA placed at different distances and with or without obstacles. The results are presented in Fig. 14. As the platform is compliant with BT v 1.1, distance tests were limited to 10 m. Obstacles like cars or trash containers were placed between master and slave nodes.



a)



b)

Figure 14. Graphics of the platform connection times. a) Without obstacles; b) with obstacles.

The connection time corresponds with the time between the event when the VM creates the local RFCOMM channel and the event when the application starts sending data. This time is easily measured with the `vmGetTick()` function. In Fig. 14 b), the data for the 10 m test doesn't appear because the platform was unable to establish a connection. Table III shows the average connection time for each distance and the whole average. There were only two no connection events.

TABLE III. AVERAGE CONNECTION TIMES

Distance (m)	Average connection time without obstacles (ms)	Average connection time with obstacles (ms)
2	31.88	32.30
4	32.20	32.38
6	32.34	32.54
8	32.08	32.20
10	32.06	--
Total averages	32.11 ms	32.35 ms

Some special care is to be taken when one wants to start the data reception. The Windows Hyperterminal must be configured and connected to the correct virtual serial port the dongle creates (COM40 actually) and let it connected before starting connection of the master dongle. The dongle will be connected to the Casira kit when the configuration dongle window change to the one shown in Fig. 15. The vi program that writes to COM1 may be then started up and configured as the user wants to. Otherwise, only few bytes will be received and transmission will stop. The reason for this behaviour is not clear.



Figure 15. Aspect of the configuration dongle window when BC02 module is connected to the dongle.

VI. CONCLUSIONS

The different and specific features of each development tool used in this work (the completely CASIRA embedded

system, LabView, and Windows Hyperterminal) have been very useful in the design and implementation of a BT development platform for wireless sensors oriented to ITS applications. Support for the wireless BT transmission of a sensor data enabled with an RS-232 output is possible for a maximum speed of 115 200 bps. This is acceptable for low data rate sensors in ITS applications where only a point-to-point connection is needed. The distance between nodes is compliant with the BT v 1.1 (< 10 m) without obstacles and communication with obstacles must be avoided at the maximum distance. A capable BT smart sensor in ITS environments could communicate with his DGS in roads up to four lanes with connection time rates less than 33 ms.

Since ITS sensors, like the inductive loop detector described in the introduction, sends data through RS-232 at a rate below 115 200 bps, the BT platform described here is a well suited development tool to quickly add BT capability to an ITS sensor.

Future work could include an ITS sensor, developed with the help of the BT platform described, ready to send useful data directly to drivers.

ACKNOWLEDGMENT

Authors would like to thank Consejo Divisional de CBI at Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco and Instituto ITACA at Universidad Politécnica de Valencia for their support to this work.

REFERENCES

- [1] I. Akyildiz, S. Weilian, Y. Sankarasubramanian, and E. Cayirci, "A survey on sensor network", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, No. 8, pp. 102-114, Aug. 2002.
- [2] (2007, May 25). Bluetooth Basics [Online]. Available: <http://www.bluetooth.com/Bluetooth/Learn/>
- [3] A. Arroyo, A. Mocholi, "Técnicas de clasificación y medida de velocidad de vehículos mediante espira única", in XII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI2005, Resúmenes de los Trabajos, Ed. SP Universidad de Cantabria, ISBN: 84-8102-964-5, Santander, España, 2005, pp. 1-5.
- [4] Johnson Consulting. (2007, May 25). Bluetooth-An overview [Online]. Available: <http://www.jc1.se/images/bluet09.htm>
- [5] BlueStack User Manual, C6066-UM-001 v1.6, Mezo, 2001.
- [6] Cambridge Silicon Radio. (2007, May 25). [Online]. Available: <http://www.csr.com>
- [7] BlueLab v2.8 Software Development Kit Installation Guide, CSR, November 2003.
- [8] BlueCore 2-External Data Sheet, BC212015-ds-001f.pdf, CSR, March 2003.
- [9] BlueCore Casira User Guide, bc01-an-100Pc, CSR, July 2003.
- [10] D. Kammer, G. McNutt, B. Senese, J. Bray, Bluetooth Application Developer's Guide: The Short Range Interconnect Solution, Syngress Publishing, 2002, ISBN: 1-928994-42-3.
- [11] CM_RFCOMM Library, BlueLab Professional v2.8, CSR, Nov. 2003.
- [12] Advanced Serial and Read.vi. Example posted on the NI Example Finder. LabView ver. 7.1. National Instruments, 2004.

Desarrollo Teórico-Experimental de un Sensor Inductivo para Aplicaciones ITS

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama¹, *Miembro IEEE*, Dr. Antonio Mocholí Salcedo²,
Dr. Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón¹, Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama¹,
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez¹, Ing. José Vázquez Martínez¹

¹Grupo de Sensores y Señales
Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
México, D.F., México
Tel. 5318-9550 Ext. 1009, rbg@correo.azc.uam.mx

²Grupo de Sistemas de Control de Tráfico
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
amocholi@eln.upv.es

Resumen—La medición de la Intensidad de Precipitación Pluvial (IPP) es de interés para los Sistemas Inteligentes de Transporte (ITS). El disdrómetro óptico es un instrumento de no captación que mide la IPP en periodos menores a un minuto y puede tener resoluciones de hasta $0.01 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Sin embargo, debido a la dificultad de calibrarlos en laboratorio, se conoce poco de la incertidumbre que presentan estos instrumentos. Para remediar esta limitación, se presenta el tratamiento teórico-experimental para desarrollar un sensor que posea prestaciones similares y que su calibración sea viable. Está basado en el método de autoinducción para la captación de la señal, utiliza la técnica lock-in para su procesamiento y un programa en LabView para su registro y visualización. Se efectuaron mediciones del voltaje inducido en bobinas de una sola capa a diferentes calibres del alambre, frecuencias y número de vueltas. Para el mismo número de vueltas en las bobinas, frecuencia e intensidad del campo magnético externo, la sensibilidad a éste es directamente proporcional al calibre (AWG) del alambre. Además, si se aumenta la frecuencia, la sensibilidad de la medición aumenta. La sensibilidad al flujo magnético es directamente proporcional al calibre y al número de vueltas. Sin embargo, esta característica presenta una concavidad hacia arriba, esto es, existe un mínimo. Este es un nuevo método de diseño óptimo de la bobina de excitación de un medidor de flujo electromagnético que permite, entre otras cosas, calibrar el sensor con base en el análisis de residuales para la variable de respuesta.

Palabras clave—sensor de flujo, autoinducción, diseño de bobina, residuales.

I. INTRODUCCIÓN

La información sobre la precipitación pluvial es ampliamente utilizada por las diversas disciplinas de la meteorología y la climatología. Esta información no sólo es útil cuando la precipitación pluvial alcanza la superficie de la tierra, sino también como un fenómeno del estado actual del clima. Como es de suponer, la intensidad de precipitación pluvial (IPP) es de interés para los Sistemas Inteligentes de Transporte—ITS¹, en particular para: la meteorología de caminos y la meteorología urbana.

Es evidente que las altas intensidades de precipitación (líquidas o sólidas) afectan el transporte y el comercio. Los edificios pueden dañarse, los caminos y otras infraestructuras pueden bloquearse en caso de tener un sistema de drenaje y escorrentía insuficiente. Pronósticos oportunos, de corto término, podrían reducir estos riesgos. También, registros confiables de las mediciones de intensidad pueden ayudar a mejorar el diseño de los sistemas de escorrentía, el diseño de vialidades y la selección de rutas de tráfico alternas que contribuyan a la prevención de atascos debidos a la desaceleración de vehículos sobre el pavimento mojado, accidentes viales imputables a la lluvia y fallas eléctricas de los sistemas de señalización durante un evento de lluvia intensa.

La IPP se obtiene gracias al uso de instrumentos que siguen diferentes metodologías de medición. En principio, la gama de instrumentos se ha dividido en dos grupos [1]: los instrumentos de captación y los instrumentos de no captación. En 2001, la Comisión para Instrumentos y Métodos de Observación—CIMO, de la Organización Mundial Meteorológica—WMO, estableció la unidad SI para la medición de la IPP. Los rangos de medición e incertidumbre han sido definidos únicamente para los instrumentos de captación, ya que son los instrumentos que ha sido posible calibrar en laboratorio. Puesto que el medidor de lluvia más utilizado por hidrólogos y meteorólogos es el medidor con cubos recolectores de balancín, este instrumento se ha convertido en el instrumento patrón “de facto” [1], [2], aunque la WMO no ha reconocido un pluviómetro patrón [1] y no se tiene noticia de un simulador de lluvia aceptado mundialmente [1], [3] para calibrar los pluviómetros.

Los instrumentos de captación miden la IPP en periodos de segundos a minutos, tienen resoluciones entre 0.6 y $12 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$, con buena reproducibilidad y estabilidad de largo plazo y son de bajo coste. En este grupo se encuentran los pluviómetros de cubo recolector de balancín, de nivel, de peso, de capacitancia y contadores de gotas. Estos instrumentos, en general, presentan errores en la medición de la IPP cuando se presentan

ROC&C'2011 - EL-33 POENCIA
RECOMENDADA POR EL **COMITÉ DE ELECTRÓNICA**
DEL **IEEE SECCIÓN MÉXICO** Y PRESENTADA EN LA
REUNIÓN DE OTOÑO, ROC&C'2011, ACAPULCO, GRO.,
DEL 27 DE NOVIEMBRE AL 3 DE DICIEMBRE DEL 2011.

precipitaciones muy intensas y un registro discontinuo de la variable (balancín, nivel) [2], cuando existen pérdidas de agua por evaporación y donde se ha de procesar la señal para compensar los errores de presión dinámica (medición por peso, capacitancia) [2], [4]. Los contadores de gotas poseen resoluciones menores a $5 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$, y proporcionan lecturas directas e instantáneas de la IPP [5]. Sin embargo, debido a la gran atención y servicio que requiere su operación en campo, este instrumento sólo se utiliza para propósitos de investigación.

Los instrumentos de no captación miden la IPP en periodos menores a un minuto y pueden tener resoluciones hasta de $0.01 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Sin embargo, debido a la dificultad de calibrarlos en laboratorio, se conoce poco de la incertidumbre que presentan estos instrumentos [1]. En este grupo se encuentran los disdrómetros de impacto, los disdrómetros ópticos y los pluviómetros ópticos. Los disdrómetros de impacto se han diseñado a partir del trabajo de Joss y Waldvogel [6]. Durante periodos de ruido ambiental intenso (e.g. una lluvia muy intensa), hay fallas en el registro de las gotas de menor tamaño. Se considera entonces colocar el instrumento en alojamientos anecoicos. Los errores en los registros de la IPP, en este instrumento, son similares a los hallados en los medidores de peso y capacitancia [2]. Los disdrómetros ópticos no recolectan el agua de lluvia y, por lo tanto, no son voluminosos y el registro de la IPP es continuo. No les afecta el ruido ambiental durante eventos lluviosos intensos y la evaporación y la humedad no representan pérdidas en la medición. Estas características los han vuelto instrumentos atractivos para la medición de la IPP. A este respecto, se consideran importantes los trabajos de Illingworth y Stevens [7], Löffler-Mang y Joss [8] y Delahaye et al. [9]. Continúan siendo instrumentos difíciles de calibrar en laboratorio y el CIMO de la WMO no ha llevado a cabo estudios de intercomparación con estos instrumentos [1].

Los esfuerzos de investigación, en estos instrumentos, se están orientando a reducir el error en la detección de partículas en el orden de centenas de micrómetros. Finalmente, los pluviómetros ópticos miden los destellos de irradiancia inducida por las gotas de lluvia sobre dos fotodetectores. En el trabajo original de Ting-I Wang et al. [10], se reporta una correlación del 95% contra las mediciones de un cubo recolector de balancín para un intervalo de la IPP de 1.3 a $3.59 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. La intercomparación con otros instrumentos ha arrojado una incertidumbre promedio del 18% en la medición de la IPP [2].

Una técnica ya propuesta anteriormente [11] tiene como principio de medición obtener una fuerza electromotriz inducida (fem), aprovechando el campo magnético que produciría un chorro de cargas en movimiento y no depender de un sistema electromagnético que dirija un campo magnético. En particular, este principio se aprovecharía para propósitos de medición de gasto, de velocidad media del flujo, de masa, de la intensidad de

precipitación pluvial, etc. En este caso, se aprovechan las características físicas de un torrente de agua con base en la medición de parámetros electromagnéticos relacionados con flujos líquidos. Se considera que la molécula del agua se comporta como una partícula cargada electronegativamente y, cuando se encuentra en movimiento, es capaz de producir un campo magnético, en un punto P , dado por la Ley de Ampère-Laplace. La factibilidad de utilizar una bobina como transductor de la fem inducida en ella por este campo magnético se ha demostrado anteriormente [11].

Puesto que no existe oficialmente un instrumento patrón para la intercomparación o la calibración de los instrumentos que registran la IPP, es necesario saber si la calibración por los medios convencionales es válida para el sensor que se presenta aquí, como base de un pluviómetro electrónico innovador. La viabilidad de la calibración se hace con base en el análisis de residuales para la variable de respuesta. Se vislumbra que el instrumento no comporte partes móviles, que sea del tipo de no captación y con un diseño que considere los efectos del viento, la evaporación y la humedad.

II. MATERIALES Y MÉTODO

Con el fin de realizar diferentes mediciones para identificar experimentalmente cuáles son los mejores valores de los parámetros de la bobina en donde se detecta con mayor sensibilidad el voltaje inducido, se diseñó el siguiente montaje experimental, Fig. 1.

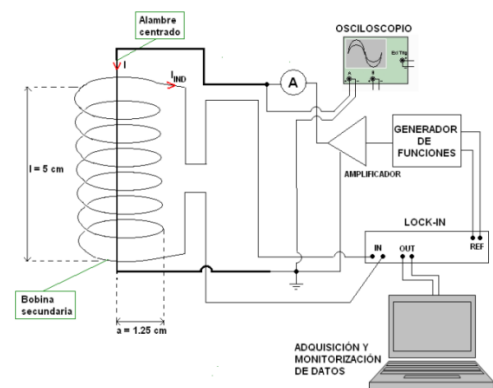


Fig. 1. Esquema que muestra el montaje experimental utilizado para la medición del voltaje inducido en la bobina.

El ensayo experimental consiste en inyectar una corriente, variable en el tiempo, al alambre centrado; esto producirá un campo magnético alrededor del alambre e inducirá un voltaje en la bobina. Este voltaje inducido, en principio, depende de los siguientes parámetros: calibre del alambre (AWG), frecuencia de la señal, número de vueltas en la bobina y corriente de inyección en el alambre.

Inicialmente se efectuaron mediciones con bobinas de calibre 38 AWG. La selección de este calibre obedece al hecho de que la inductancia relaciona el voltaje inducido con la corriente a través de la siguiente relación:

$$V_i = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (1)$$

Por tanto, una manera razonable de obtener un voltaje inducido alto en la bobina es que ésta tenga una alta inductancia. Para lograr esto, hay que advertir que en el caso ideal de una bobina compuesta por una cinta muy delgada (bobina de una sola capa), en que las espiras están separadas una distancia infinitesimal, la inductancia es la misma que la de una película de corriente y está dada por:

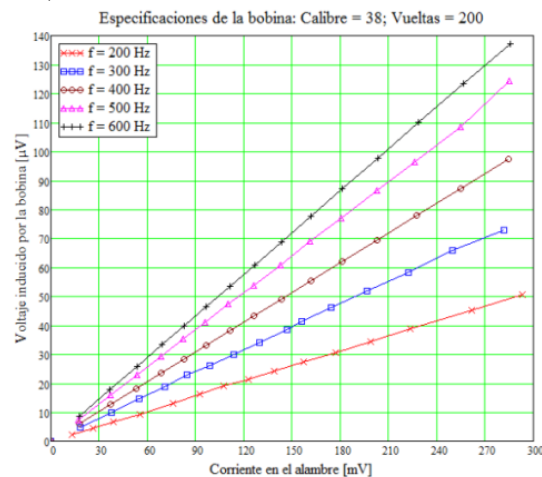
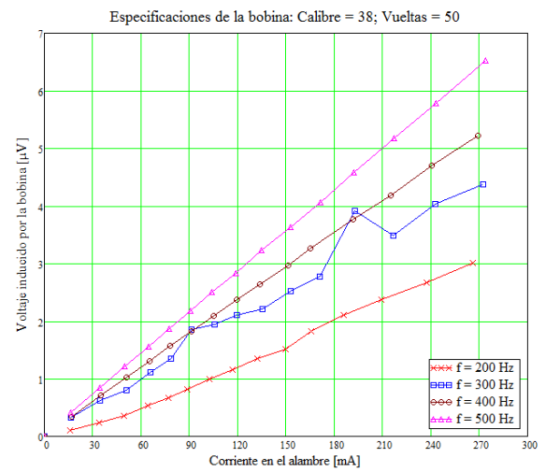
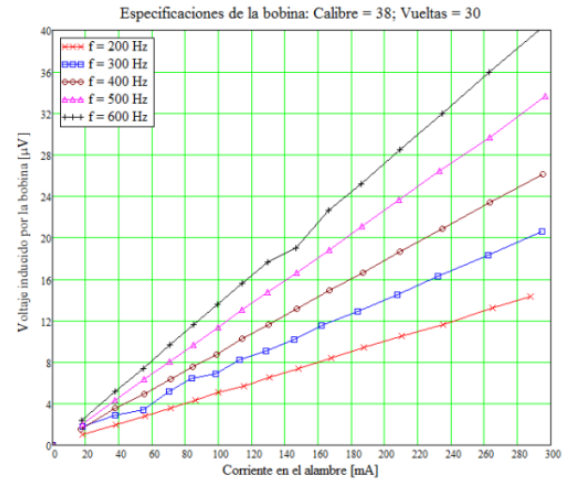
$$L = \frac{0.0395a^2N^2}{l} \quad (2)$$

Donde N es el número de espiras de la bobina, l es su longitud y a es su radio; a y l están dados en cm. Por tanto, para lograr una alta inductancia es necesario que N sea grande y l pequeña. El parámetro a no puede ser grande porque, aunque contribuiría en la obtención de una alta L , disminuiría la sensibilidad de la bobina en la detección de líneas de flujo de campo magnético. Lo anterior significa que, si se selecciona un alambre de calibre alto, se tiene la posibilidad de contar con un gran número de vueltas y una longitud pequeña para la bobina y así una alta inductancia.

Para tener información sobre el rango de valores de los parámetros de la bobina que producen la mayor sensibilidad en el voltaje inducido, se efectuaron mediciones para 3 bobinas fabricadas con alambre calibre 38 AWG para las frecuencias 200, 300, 400, 500 y 600 Hz y 3 diferentes valores en el número de vueltas: 30, 50 y 200.

Para obtener diferentes voltajes inducidos se ha variado la magnitud de la corriente inyectada al alambre centrado, Fig. 1.

En las figuras 2, 3 y 4 se muestran los resultados obtenidos. Se ha agregado la gráfica del experimento representativo de la Fig. 5 para que sirva de punto de comparación y corroborar los resultados y conclusiones.



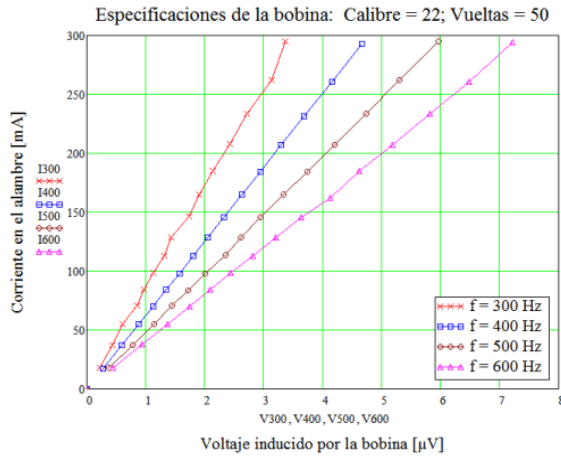


Fig. 5. Gráfica que muestra el comportamiento del voltaje inducido al variar la corriente en el alambre centrado para una bobina 22AWG, N = 50.

En la Fig. 6 se presenta el resultado del análisis de residuales para la variable de respuesta, que en este caso es el voltaje inducido. A fin de facilitar la representación, se ha asignado la variable X al voltaje inducido y la variable Y a la corriente inyectada al cable central.

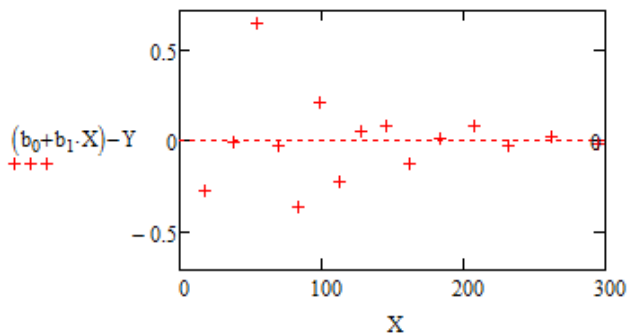


Fig. 6. Gráfica que muestra el resultado del análisis de residuales para el voltaje inducido.

En la siguiente figura, se muestra el comportamiento que tiene en número de vueltas de la bobina como función de la pendiente (*voltaje inducido/corriente inyectada en alambre central*).

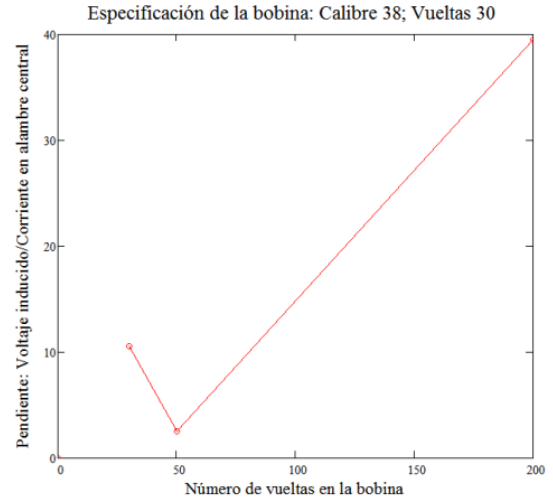


Fig. 7. Gráfica que muestra el comportamiento que tiene en número de vueltas de la bobina como función de la pendiente (*voltage inducido/corriente inyectada en alambre central*).

III. CONCLUSIONES

A mayor calibre AWG del alambre de la bobina el voltaje inducido es mayor.

Conforme aumenta la frecuencia la sensibilidad de la medición del voltaje inducido aumenta.

El comportamiento del número de vueltas de la bobina como función de la pendiente (*voltage inducido/corriente inyectada en alambre central*) indica que el voltaje inducido presenta un mínimo cuando la bobina tiene 50 vueltas.

Al hacer un análisis visual de la gráfica normal de probabilidad de los residuales, se nota que los errores no se distribuyen como $N \propto (0, \sigma^2)$, ya que la mayoría de estos no caen sobre la línea recta uniformemente y existe una gran concentración de puntos en el centro de la misma, es decir, sobre el cero y muy cerca de éste, lo cual implica que no existe error o que éste es muy pequeño o insignificante.

Después de analizar la gráfica de los residuales contra el orden de las observaciones, se puede asegurar que se cumple la independencia de las variables, dado que el orden de las corridas es aleatorio [12], lo cual indica que la calibración de la bobina como transductor inductivo del flujo es viable.

Esta variable de respuesta cuenta con desventajas y ventajas. Una de las desventajas es que los residuales no se ajustan a una normal o lo hacen pobremente. Otro punto negativo es que se están comparando dos unidades de medición distinta, una es de voltaje y la otra de corriente, lo cual ocasiona que los datos no se encuentren en la misma escala, lo que generaría que

los resultados obtenidos por ella no representen lo que realmente sucede en el proceso. Una de las ventajas que proporciona este modelo es que si se logran obtener los mejores resultados posibles para el voltaje inducido, la variación de los residuales tiene la tendencia a disminuir, lo que supondría que el modelo adoptado sería confiable.

VI. REFERENCIAS

- [1] L. Lanza (Italia), M. Leroy (Francia), C. Alexandropoulos (Francia), L. Stagi (Italia), W. Wauben (Holanda), *WMO Laboratory Intercomparison of Rainfall Intensity Gauges*, Trappes (Francia), Genoa (Italia), De Bilt (Holanda), Instruments and Observing Methods Report No. 84, WMO/TD-No. 1304, 2006., disponible en: http://www.wmo.int/pages/prog/www/IMOP/publications/IOM-84_Lab_RI/IOM-84_RIgauges_Sept2004-2005.pdf
- [2] Jeffrey A. Nystuen, John R. Proni, Peter G. Black, John C. Wilkerson, *A Comparison of Automatic Rain Gauges*, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 13 (1): 62-73, Feb. 1996.
- [3] R. J. Lascano, J. T. Vorheis, R. L. Baumhardt, D. R. Salisbury, *Computer-Controlled Variable Intensity Rain Simulator*, Soil Science Society of America Journal, Jul/Aug 1997, v. 61 (4), pp. 1182-1189.
- [4] J. Holmes, E. Michelena, *Design and Testing of a New Raingauge for NDBC Meteorological Data Buoys*, Fifth Symp. on Meteorological Observations and Instrumentation, Toronto, ON, Canada, Amer. Meteor. Soc., 34-37, 1983.
- [5] J. R. Norbury, W. J. White, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 1971. Vol. 4, pp. 601-602.
- [6] J. Joss, A. Waldvogel, *Raindrop Size Distribution and Sampling Size Errors*, J. Atmos. Sci., 26, 566-569, 1969.
- [7] A. J. Illingworth, C. J. Stevens, *An optical Disdrometer for the Measurement of Raindrop Size Spectra in Windy Conditions*, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, Vol. 4, pp. 411-421, Sep. 1987.
- [8] M. Löffler-Mang, J. Joss, *An Optical Disdrometer for Measuring Size and Velocity of Hydrometeors*, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, Vol. 17, pp. 130-139, Feb. 2000.
- [9] J. Y. Delahaye, L. Barthès, P. Golé, J. Lavergnat, J. P. Vinson, *A Dual-beam Spectropluviometer Concept*, Journal of Hydrology (2006) **328**, 110-120.
- [10] Ting-I Wang, G. Lorfald, R. S. Lawrence, S. F. Clifford, *Measurement of Rain Parameters by Optical Scintillation*, Applied Optics, Vol. 16, Issue 8, pp. 2236-2241 (1977).
- [11] R. Barrales Guadarrama, A. Mocholí Salcedo, V. R. Barrales Guadarrama, M. E. Rodríguez Rodríguez, J. López Ortega, *Método para la Caracterización de un Transductor Inductivo Orientado a la Medición de Gasto*, Memorias del Primer Congreso Nacional de Ciencias de la Ingeniería y Económico Administrativas, Mérida Yucatán 2010, pp. 177-194, ISSN 1665-0271.
- [12] Douglas C. Montgomery, George C. Runger, *Probabilidad y Estadística Aplicadas a la Ingeniería*, 1ª Ed., McGraw-Hill, México, 1996.



Raymundo Barrales Guadarrama.

Ingeniero en Electrónica, con especialidad en Sistemas Digitales, por parte de la Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco (1987) y Maestro en Ingeniería Biomédica, por parte de la

UAM-Iztapalapa (2003) donde desarrolló técnicas de procesamiento para ecocardiografías. Director de ventas y socio fundador de la empresa Electrónica Especializada (87-92) y colaborador en otras empresas del ramo de la electrónica, donde adquirió su experiencia laboral. Es profesor-investigador de tiempo completo en la UAM-A desde 2001, donde desarrolla trabajos en instrumentación electrónica, procesamiento de señales y sistemas de control. Ha obtenido el grado de Especialista Universitario en Ingeniería Electrónica, Intensificación en Sistemas de Instrumentación, por parte de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV), España (2007) y prosigue estudios de doctorado en la UPV. Es miembro de las Sociedad de Instrumentación y Medición del IEEE. rbg@correo.azc.uam.mx



Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón.

Realizó estudios en Ingeniería Física en la Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el área de Ingeniería Biomédica en la Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa y el Doctorado en

Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Texas El Paso. Actualmente es profesor Asociado D en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la UAM-A. Su área de interés es instrumentación y equipo, la solución al problema inverso en reflectometría acústica y la aplicación de métodos numéricos en problemas de ingeniería.



Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez.

Estudió la Licenciatura en Ingeniería Física en la Universidad Autónoma

Metropolitana—Azcapotzalco, especialidad Instrumentación y Equipo (1994) y la Maestría en Ingeniería

Biomédica en la UAM—Iztapalapa (2000) en donde trabajó en la fabricación de dispositivos de interferencia cuántica superconductores para la obtención de magnetocardiogramas. Actualmente es profesor del Departamento de Electrónica de la UAM-A donde imparte asignaturas como análisis de señales, procesamiento digital de señales y circuitos eléctricos. Entre sus intereses están el procesamiento de señales, el diseño construcción y caracterización de sistemas de alto vacío y el crecimiento de películas delgadas.

Antonio Mocholí Salcedo. Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Valencia (UPV) en 1984. Doctor Ingeniero Industrial por la UPV en 1991. Inicialmente trabajó en el desarrollo de sensores aplicados a la bioingeniería y sistemas de telemedicina, siendo el

coordinador del Grupo de Investigación de Bioingeniería, Electrónica y Telemedicina (BET). En la actualidad, es director del grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT) del Instituto ITACA de la UPV, cuyo trabajo se centra en el desarrollo de sensores, actuadores y elementos de control aplicados a los Sistemas Inteligentes de Transporte (ITS). amocholi@eln.upv.es



Víctor Rogelio Barrales

Guadarrama.

Egresado de la UAM—Azcapotzalco en Ingeniería Física (1988), Área de Concentración: Tecnología de Materiales. Maestría en Ingeniería

Eléctrica, especialidad Electrónica del Estado Sólido, CINVESTAV (1994). Doctorado en Ingeniería Eléctrica, especialidad Electrónica del Estado Sólido, CINVESTAV (2005). Ha impartido cursos de Introducción a los Materiales, Laboratorio de Metalografía, Fuerza y Equilibrio, Energías Mecánica y Eléctrica, Dispositivos Electrónicos, Termodinámica y Circuitos Eléctricos, entre otros. Su línea de trabajo es el crecimiento y la caracterización de películas delgadas en fase vapor para la fabricación de dispositivos electrónicos.



José Vázquez Martínez.

Ingeniero en Electrónica egresado de la UAM-Azcapotzalco, 2011, con

especialidad en Control e Instrumentación. Ha laborado en

empresas privadas, operando y haciendo mantenimiento a equipo

CNC. Presentó como tesis para la licenciatura, un prototipo para la síntesis de sonidos

mediante técnicas digitales y analógicas. Actualmente colabora en tareas de investigación con el Grupo de Sensores y Señales de la UAM-Azcapotzalco. Sus intereses están relacionados con el acondicionamiento digital de las señales y la música digital.

A Technique for Adapting a Quasi-Digital Photodetector to a Frequency-to-Digital Converter

Raymundo Barrales-Guadarrama¹, Antonio Mocholí-Salcedo², Ernesto Rodrigo Vázquez-Cerón¹, Melitón Ezequiel Rodríguez-Rodríguez¹, Víctor Rogelio Barrales-Guadarrama¹
¹Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, ²Universidad Politécnica de Valencia
 rbg@correo.azc.uam.mx, amocholi@eln.upv.es, ervc@correo.azc.uam.mx,
 err@correo.azc.uam.mx, vrbg@correo.azc.uam.mx

Abstract

Intelligent Transportation Systems (ITS) have been developed worldwide and new technologies are naturally being part of them. Meteorological electronic instruments in ITS applications must fulfil with low cost, low power consumption, size saving and wireless communication. The use of quasi-digital sensors and frequency-to-code converters helps to improve those features, but challenges in the measurand-to-code conversion are appearing in this type of systems. The specific case of adapting the output of a sensor for infrared (IR) light detection based on a quasi-digital photodetector is presented in this work. A low relative error of 10% under both indoor and outdoor conditions was determined. The result obtained suggest that this novel proposal may be used to assess the performance in visibilimeters, transmissometers, rain detectors, and current weather instruments used in ITS applications.

1. Introduction

Current measuring processes need to be optimized for a better accuracy, time response, and power consumption. A very next example is the accelerometer, a device that measures the rate of change in velocity or its derivative properties such as vibration, shock or tilt. These parameters are used to design and build a wide range of applications: protective bags in cars, where shock detection speed is crucial to save lives, mechanical testing to put the resistance limits of a material working under continuous stress, gyroscopes to measure or maintain orientation, etc. Their optimization require the use of smart sensors with intelligence functions (self-

diagnostics, self-identification or self-adaptation) allowing to improve their performance in the measuring process. The realization of such sensors is possible due to the rapid advancement of the standard processes for VLSI design and silicon micromachining. This suggests a smooth merging between the sensor and the whole electronics required. In consequence, the fabrication of an entire data acquisition system on a single silicon chip may be robust and very expensive. Therefore, only a huge production volume will pay off the development cost [1].

Frequency-time domain sensors are interesting from a fabrication compatibility point of view: the chip area is reduced because of the simplifications of the signal-conditioning circuitry and measurand-to-code converter. This converter, normally a full digital device, is connected to a microcontroller directly, which is responsible for controlling and processing all data recorded. These types of sensors are based on resonant phenomena and variable oscillators, whose information is embedded not in the amplitude but in the frequency or the time parameter of the output signal. These sensors have frequency (f_x), period ($T_x = 1/f_x$), or pulse number (N) as outputs, among other time related parameters [2]. The above informative parameters are shown in Fig. 1.

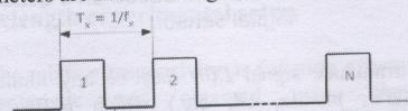


Fig. 1. A drawing showing some informative parameters of a quasi-digital output signal.

Because these informative parameters have analog and digital signal properties simultaneously, these sensors

have been called 'quasi-digital' and frequency output sensors are the most numerous group among all quasi-digital sensors, not to mention that frequency, as informative parameter, has many advantages: high noise immunity, high output signal power, wide dynamic range, high accuracy of frequency standards, simplicity of commutation and interfacing, simplicity of integration and coding [2].

Although the connection between a quasi-digital sensor with frequency output and a frequency-to-digital converter is direct, inherent interferences may cause a false frequency signal generation. This issue requires an appropriate solution before the signal reaches the frequency-to-digital converter. In other words, a quasi-digital sensor may need some kind of measurand conditioning, not a signal conditioning since the measurand-to-frequency conversion is made in the sensor chip. This work studies the case of a quasi-digital photodetector and the technique applied in order to suppress measurand interference and to generate a frequency only related with the signal of interest.

2. Problem approach

2.1. General photodetection instrument structure

The general design of a photodetection instrument used in ITS applications and based on a quasi-digital sensor is often driven by the need to develop a measurement instrument that relies on a low cost commercially available hardware and a simple hardware solution. Light as a real-world signal is often used to directly measure weather parameters. However, it is also used to determine indicators of other physical quantities. Fig. 2 shows a block diagram of such instrument.

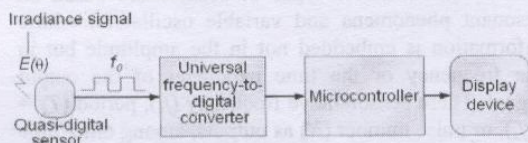


Fig. 2. Schematic diagram of a general photodetection instrument based on a quasi-digital sensor.

The irradiance signal $E(\theta)$ may be any luminous signal (UV, visible, IR, etc.) which is used to determine a function of the light at the incident angle θ . The quasi-digital sensor integrates a sensing element converting light into an analog signal of current or

voltage, e.g. a photodiode current, then this analog signal can be converted into a frequency output f_0 . Converting the light intensity into a frequency signal overcomes limitations imposed on the dynamic range by the supply voltage, the noise and the ADC resolution. The universal frequency-to-digital converter is responsible to generate a digital code (ASCII, BCD, Gray, etc.) as a numerical light intensity representation. Then, a microcontroller performs a digital signal processing, and finally, the processed data is displayed on a suitable visualization device.

2.2. Concrete problem analysis

The optical system of a photodetection instrument is often composed of a light source, a photodetector and some lens system. Fig. 3 shows an optical system that may be part of a transmissometer, a current weather station or an optical disdrometer.

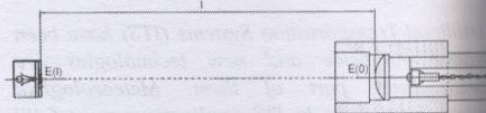


Fig. 3. A drawing showing a common optical system in a photodetection instrument.

The light intensity $E(\theta)$ emitted by the light source is passed through the plano-convex lens in order to collimate the output beam. As it is shown in Fig. 3, the beam propagates a distance l and reaches the photodetector with light intensity $E(l)$. Let's suppose that the emitted light is in the near infrared (NIR) spectrum and the photodetector has been designed to respond to the same spectrum. The sensor is built with a monolithic light-to-frequency converter whose output voltage is a square pulse waveform with frequency typically within the range of 0 to 1 MHz. The frequency is linearly proportional to the light intensity of the NIR radiation given by:

$$f = kE + f_D \quad (1)$$

Where f is the output frequency [Hz], E is the light intensity or irradiance [W/cm^2], k is the sensor responsivity [$\text{Hz}/\text{W}/\text{cm}^2$] and f_D is called "dark frequency" [Hz]. The dark frequency in the quasi-digital photodetectors accomplishing (1) is negligible ($f_D < 0.5$ Hz) [3], therefore (1) can be simplified to have that:

$$f \approx kE \quad (2)$$

Photodetector manufacturers or designers report the output frequency as function of irradiance curve [3], [4], [5] for a particular wavelength λ_p . It is clear that, when photodetector is exposed to ambient light, it will generate a frequency signal proportional to the received irradiance magnitude given for the current wavelength magnitude conditions as:

$$\begin{aligned} f_{\lambda_0} &= k_0 E \\ f_{\lambda_1} &= k_1 E \\ f_{\lambda_2} &= k_2 E \\ &\dots \\ f_{\lambda_p} &= k_p E \\ &\dots \\ f_{\lambda_x} &= k_x E \end{aligned} \quad (3)$$

The problem consists of find out a way to exclusively detect the irradiance with wavelength λ_x in order to generate the frequency f_{λ_x} from the quasi-digital photodetector and reject any other irradiance with a different wavelength. Hence, the analysis of the sensor characterization consisting of two relationships which describe the frequency as function of irradiance, and the relative responsivity as function of wavelength, may help to solve this problem.

3. Experimental setups

3.1. Frequency as function of irradiance experimental setup

A TSL245R-LF infrared light-to-frequency converter [3] is used in the experimental setup to characterize the frequency as function of irradiance. As a first step, the NIR spectrum boundaries were obtained from the photodiode spectral response reported by the manufacturer [3]. This spectrum lies within the range of 800 to 1100 nm. Then, the NIR spectrum was obtained in the laboratory, as it is shown in the schematic diagram of Fig. 4.

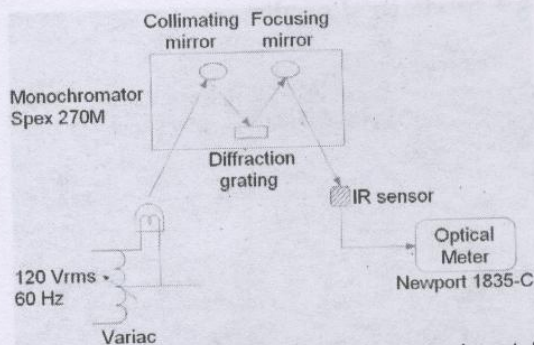


Fig. 4. Schematic diagram of the experimental setup for the variac calibration.

A variable autotransformer (variac) was used in the experimental setup to generate an adjustable AC voltage and to control the light intensity of the lamp. A Spex 270M monochromator was used to sweep the wavelength range for several light intensities, which were recorded by a Newport 1835-C optical meter. Then, the dial scale of the variac was calibrated to the measured light intensity scale. Once the variac calibration is done, the quasi-digital sensor is polarized and placed at the monochromator's output. The same light intensities were used in the wavelength sweep, and a Tektronix FCA3100 frequency counter was used to measure the sensor's output, as it is shown in Fig. 5. The electronic controller in the monochromator allows the adjustment of different wavelengths.

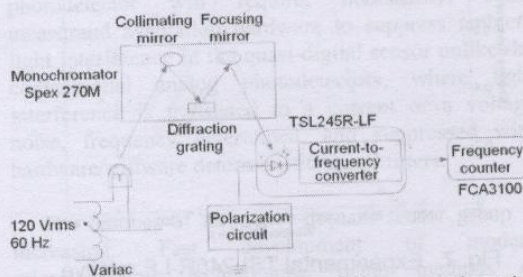


Fig. 5. Schematic diagram of the experimental setup for the frequency as function of irradiance characteristic.

3.1. Relative responsivity as function of wavelength experimental setup

The relative responsivity as function of wavelength characteristic was obtained using the same experimental setup shown in Fig. 5. This time, the wavelength and the light intensity were adjusted by the monochromator and the variac, respectively.

4. Experimental results

The characteristic curves of the experimental frequency as a function of irradiance family, for the selected quasi-digital photodetector, is shown in Fig. 6.

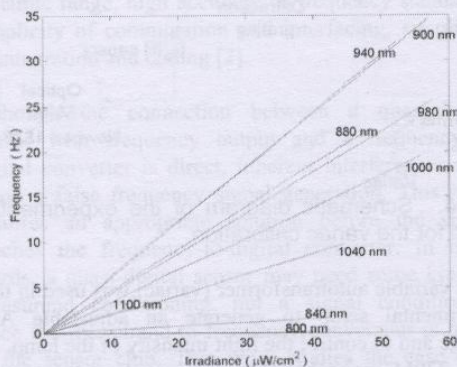


Fig. 6. Experimental TSL245R-LF frequency as function of irradiance characteristic curves.

The characteristic curve of the experimental relative responsivity, as a function of wavelength for the selected quasi-digital photodetector, is shown in Fig. 7.

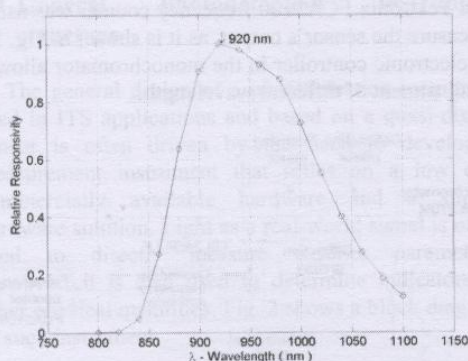


Fig. 7. Experimental TSL245R-LF relative responsivity as function of wavelength characteristic curve.

4.1 Discussion and problem solving

All characteristics curves in Fig. 6 show the quasi-digital photodetector responsivity dependence upon the wavelength, and the relative responsivity as a function of wavelength curve in Fig. 7 denotes that maximum responsivity occurs at 920 nm. Therefore, the light source in the light detection optical system must emit a NIR beam at a wavelength around 920 nm. Hence, the

quasi-digital sensor must be adapted for receiving only the irradiance at the wavelength of maximum responsivity.

Quasi-digital photodetector adaptation may be implemented in two possible ways. However, it is necessary to emphasize that other adaptation may be tested, depending on the available instrumentation. The first solution consists of adapting the sensor with a bandpass interference filter (BIF) with a central wavelength around 920 nm and narrow bandwidth. The second solution consists of adapting the sensor with a tunable top notch filter. In this work, the former solution was used because of the low cost. The available light source was a NIR LED emitting at 950 nm [6] with sensor's corresponding relative responsivity value equal to 0.9. The bandpass interference filter is commercially available [7] and was naturally selected with a central wavelength at 950 nm and a 10 nm bandwidth. The optical system shown in Fig. 3 was used to assess the proposed measurand adaptation. Although, the experimental setup to achieve the assessment is shown in Fig. 8. In this way, the IR LED intensity control provides a variable beam whose irradiance E is measured by the Newport 1835-C optical meter. The proportional frequency associated to this value and generated by the quasi-digital sensor is measured by a Tektronix FCA3100 frequency counter. The distance between the IR LED and the optical meter photodetector was chosen such that high irradiance values are obtained, and photodetector saturation may be avoided.

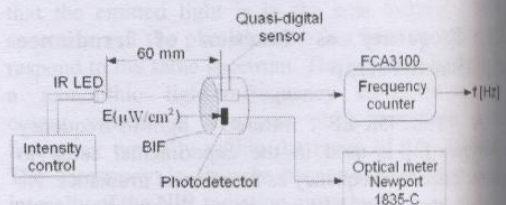


Fig. 8. Schematic diagram of the experimental setup to assess the sensor's measurand adaptation.

The experiment was performed under both indoor and outdoor conditions. The former setup was tested in the laboratory under dark room conditions with the BIF as ambient light control measure. The later setup (field conditions) was performed under sunlight (at 17:00 pm) with the sensor oriented to have the sun behind and the IR beam line oriented in the North line.

Both experimental data were fitted by a linear regression model in order to estimate the quasi-digital photodetector responsivity k for each scenario. Figs. 9 a) and 9 b) show the experimental data recorded and their fitted curves. For indoor and outdoor conditions a value of $k_1 = 0.0549$ kHz/ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ and $k_2 = 0.0513$ kHz/ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ were obtained, respectively. Data analysis shows a relative error between the straight line slopes k_1 and k_2 of $\sim 6\%$.

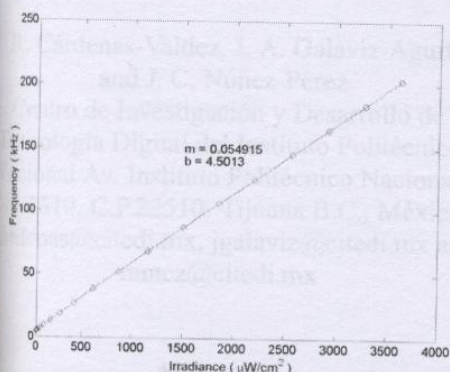


Fig. 9 a). First order adjusted curve for the measurement of the sensor responsivity under laboratory conditions and field conditions.

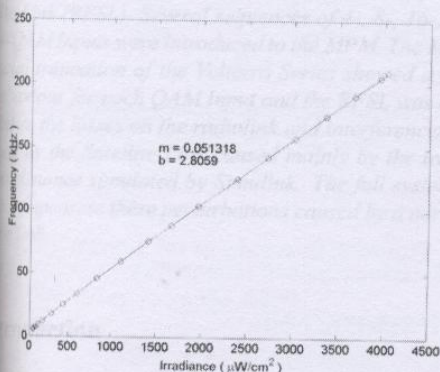


Fig. 9 b). First order adjusted curve for the measurement of the sensor responsivity under field conditions.

Fig. 10 shows a picture of the experimental setup used to assess the sensor adaptation.

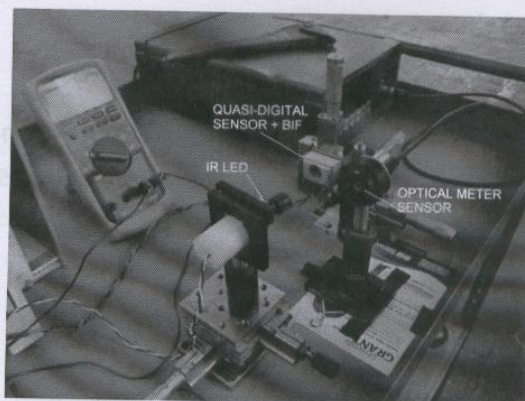


Fig. 10. Field experimental setup.

6. Conclusion

A low relative error between the sensor response in presence of ambient light interference and the sensor response under controlled laboratory condition denotes the effectiveness of the light control measure adopted. In this way, ambient light interference is practically suppressed and free interference measurand-to-code conversion is done.

Any optical photodetector ITS instrument (visibilimeter, transmissometer, optical disdrometer, etc.) measuring light directly or detecting light to indicate some other quantity, and using a quasi-digital photodetector will require, necessarily, some measurand adaptation hardware to suppress ambient light interference in the quasi-digital sensor unlike the conventional analog photodetectors, where light interference is translated to a current or a voltage noise, frequency determined, and suppressed with hardware/software deterministic signal filters.

The number of frequency-domain sensor group is increasing. Fast development of modern microelectronic technologies, better methods of measurement for frequency-domain parameters of signals and methods for frequency-to-code conversion are factors contributing this metrological paradigm. Nevertheless, it may be necessary to adapt the measurand to the sensor and, in order to select the best solution to implement this adaptation, the quasi-digital sensor must be submitted to further characterizations.

This article was downloaded by: [Universidad Autonoma Metropolitana]

On: 26 March 2014, At: 18:47

Publisher: Taylor & Francis

Informa Ltd Registered in England and Wales Registered Number: 1072954 Registered office: Mortimer House, 37-41 Mortimer Street, London W1T 3JH, UK



Instrumentation Science & Technology

Publication details, including instructions for authors and subscription information:

<http://www.tandfonline.com/loi/list20>

A NEW FORWARD-SCATTER VISIBILITY SENSOR BASED ON A UNIVERSAL FREQUENCY-TO-DIGITAL CONVERTER

R. Barrales-Guadarrama^a, A. Mocholí-Salcedo^b, M. E. Rodríguez-Rodríguez^a, V. R. Barrales-Guadarrama^a & E. R. Vázquez-Cerón^a

^a Departamento de Electrónica, Área de Sensores y Procesamiento de Señales, Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, México, D. F., México

^b Departamento de Ingeniería Electrónica, Grupo de Sistemas de Control de Tráfico, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España

Accepted author version posted online: 08 Mar 2013. Published online: 01 Aug 2013.

To cite this article: R. Barrales-Guadarrama, A. Mocholí-Salcedo, M. E. Rodríguez-Rodríguez, V. R. Barrales-Guadarrama & E. R. Vázquez-Cerón (2013) A NEW FORWARD-SCATTER VISIBILITY SENSOR BASED ON A UNIVERSAL FREQUENCY-TO-DIGITAL CONVERTER, *Instrumentation Science & Technology*, 41:5, 445-462, DOI: [10.1080/10739149.2013.780250](https://doi.org/10.1080/10739149.2013.780250)

To link to this article: <http://dx.doi.org/10.1080/10739149.2013.780250>

PLEASE SCROLL DOWN FOR ARTICLE

Taylor & Francis makes every effort to ensure the accuracy of all the information (the "Content") contained in the publications on our platform. However, Taylor & Francis, our agents, and our licensors make no representations or warranties whatsoever as to the accuracy, completeness, or suitability for any purpose of the Content. Any opinions and views expressed in this publication are the opinions and views of the authors, and are not the views of or endorsed by Taylor & Francis. The accuracy of the Content should not be relied upon and should be independently verified with primary sources of information. Taylor and Francis shall not be liable for any losses, actions, claims, proceedings, demands, costs, expenses, damages, and other liabilities whatsoever or howsoever caused arising directly or indirectly in connection with, in relation to or arising out of the use of the Content.

This article may be used for research, teaching, and private study purposes. Any substantial or systematic reproduction, redistribution, reselling, loan, sub-licensing, systematic supply, or distribution in any form to anyone is expressly forbidden. Terms &

Conditions of access and use can be found at <http://www.tandfonline.com/page/terms-and-conditions>

A NEW FORWARD-SCATTER VISIBILITY SENSOR BASED ON A UNIVERSAL FREQUENCY-TO-DIGITAL CONVERTER

R. Barrales-Guadarrama,¹ A. Mocholí-Salcedo,²
M. E. Rodríguez-Rodríguez,¹ V. R. Barrales-Guadarrama,¹ and
E. R. Vázquez-Cerón¹

¹*Departamento de Electrónica, Área de Sensores y Procesamiento de Señales, Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, México, D. F., México*

²*Departamento de Ingeniería Electrónica, Grupo de Sistemas de Control de Tráfico, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España*

□ *Traffic delays attributable to weather conditions may cause an increase in fuel consumption and then an increase in CO₂ emissions to the environment. Visibility reduction in roads due to dense fog is a main cause of traffic accidents and possible environmental pollution, hence the importance of deploying fog warning systems. In this article, we present a forward-scatter visibility sensor that uses a quasi-digital photodetector and a universal frequency-to-digital converter instead of a conventional analog-to-digital converter as data acquisition system. This feature has allowed the design of a low-cost, robust, and simple sensor-to-microcontroller interface as demanded by Intelligent Transportation Systems (ITS) applications. An optical system to limit light interference is proposed. The visibilimeter was calibrated from a self-calibrated transmissometer using the same frequency-to-digital technique. This new instrument is capable of a 41–662.5 m visibility range detection and to transmit the information wirelessly to a 100 m distance.*

Keywords energy saving, frequency-to-digital conversion, traffic control, visibility

INTRODUCTION

Car accidents caused by fog and extreme weather are among the worst motorway accidents attributed to meteorological conditions. Fog formation occurs when low temperatures over the road surface favor continuous water vapor condensation. Accidents arise when fog density causes a remarkable visibility reduction (less than 40 m).^[1] The severity of the accidents has

Address correspondence to Raymundo Barrales-Guadarrama, Departamento de Electrónica, Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, Área de Sensores y Procesamiento de Señales, Av. San Pablo No. 180, Edif. H, Ofna. H-283, Col. Reynosa-Tamaulipas, México, D. F. 02200, México. E-mail: rbg@correo.azc.uam.mx

driven some government departments to implement automatic prevention systems in roads where fog is a traditional problem. For example, in 2009, the California Department of Transportation and the California Highway Patrol started a “Fog Pilot” project, an awareness fog and reduced-speed warning system that will help protect motorists along a 20 km stretch of freeway on State Route 99 in California’s Central Valley. This particular stretch of freeway is notorious for dangerous fog conditions and was the site of a deadly 86-car collision in November 2007. Among other technologies, the “Fog Pilot” includes visibility sensors. The warnings are communicated to drivers, in less than 30 s, via the large changeable message signs, which are placed every half mile.^[2] Therefore, the main purpose in deploying visibility sensors along the roads is to prevent traffic accidents due to a dense fog, but these same instruments may contribute to saving energy and thereby reducing CO₂ emissions.^[3] Researchers at the Laboratory of Energy and the Environment at the Massachusetts Institute of Technology (MIT) reported that a vehicle loses approximately 7% of its due to braking.^[4] Hence, reducing braking may be assumed as a direct fuel savings strategy. On the other hand, a car crash due to a dense fog imposes idling on the vehicles that follow the accident, a condition that has been identified to waste fuel.^[5] Hence, abrupt acceleration and deceleration, braking, and idling are vehicle operations that may occur during a fog event with consequences such as energy waste and CO₂ emissions. Therefore, visibilities along with collision warning systems operating in a road segment where fog is a cause of accidents may also help to reduce CO₂ emissions, contributing to a better environment.

Weather-monitoring instruments used in ITS applications for preventing accidents need to be small and easy to put in operation on multiple measure sites, implying low cost. The design and construction of ITS visibility sensors must fulfill specific goals according to these considerations. In this article, we present a forward-scatter visibility sensor designed to measure a short visibility range of 41–662.5 m. Besides, a frequency-to-digital conversion technique was introduced in order to make a simplified sensor-to-microcontroller interface and cut costs. These two main features adapt the sensor to a regional ITS.

THE FORWARD-SCATTER MEASUREMENT PRINCIPLE

Several factors make visibility difficult to measure. Weather, sun angle, light intensity, dark adaptation, availability of appropriate visibility targets, and individual physical abilities are all factors impacting observers in perceiving conditions in the atmosphere.^[6] A standard was adopted to reduce visibility measurement difficulties. The standard quantity related to visibility

is the Meteorological Optical Range (MOR). MOR is defined by the World Meteorological Organization (WMO) as: “The length of path through the atmosphere required to reduce the luminous flux in a collimated beam from an incandescent lamp, at a colour temperature of 2700 K, to 0.05 of its original value, the luminous flux being evaluated by means of the photopic luminosity function of the International Commission on Illumination.”^[7] When fog is present, visibility sensors determine MOR by measuring the local extinction coefficient, a parameter proportional to the reduction of the luminous flux, which is assumed to be constant around the sensor. This measurement is used to compute an equivalent observer’s visibility index. In the mid-to-late 1970’s, researchers began investigating the principle of “forward-scatter” for the measurement of the extinction coefficient, hence the visibility. Few articles report technological results.^[8,9] The visibility is determined by the extinction coefficient σ defined by:

$$\frac{\partial E}{\partial l} = -\sigma E, \quad (1)$$

where E is the intensity of the light at position l . Solving (1), the fraction of light transmitted at length l from the light source is given by:

$$E(l)/E(0) = e^{-\sigma l}. \quad (2)$$

The length at which the light intensity is reduced to 5% can then be found:

$$MOR = 2.996/\sigma. \quad (3)$$

Equation (3) is also known as the Koschmieder’s Law (1925). Visibility can be measured by using optical scatter instruments. Figure 1 illustrates the basic principle.

An emitter sends a beam light and the scattered light intensity within the θ angle is received by the detector. A high signal output in the detector

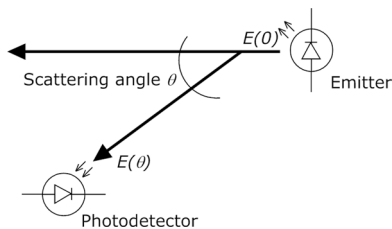


FIGURE 1 The measurement principle in optical scatter instruments.

corresponds to a high scattered intensity and a low visibility is measured. Different studies have been carried out to estimate visibility from the scattered intensity of light.^[10–13] When $\theta \leq 90$, the instrument is known as a forward-scattering instrument. Commercial forward-scattering visibility sensors in ITS environments use IR LEDs as light sources. Some studies have theoretically reported the relationship between the extinction coefficient σ and the scattered intensity $E(\theta)$. It has been demonstrated^[8,14] that the extinction coefficient depends on the particle size distribution modeling a fog sample and the scattering angle, but for a range $\theta \in [30, 40]$ ^[8] or $\theta \in [20, 50]$,^[14] this dependence is minimal and θ is almost proportional to $E(\theta)$. A high linear correlation between σ and $E(\theta)$ is observed for the angle $\theta = 35$ ^[8] or $\theta = 40$.^[14] Therefore, for a convenient θ range, the following relationship is valid:

$$\sigma = aE(\theta). \quad (4)$$

The PVM instrument^[8] and the MIRA instrument^[14] use this measurement principle. Both instruments use an IR LED as light transmitter. Visibility is then estimated applying (3).

INSTRUMENT IMPLEMENTATION

The proposed instrument is driven by the need to develop a visibility measurement system that relies on low cost commercially available hardware to simplify the sensor-to-control interface. Besides, the instrument is specified to be used for ITS applications which demand wireless communication capabilities for easy installation. It is important to note that hardware simplification was done by means of a universal frequency-to-digital converter and this approach led to design compromises in the different instrument stages. Figure 2 shows the system block diagram.

The light source of the visibility sensor is a GaAs IR LED (SFH4508, OSRAM Optosemiconductors, Germany) with a total 40 mW radiant flux, emitting light at a 950 nm peak wavelength. As the distance from the lens tip IR LED to the detector is not specified in the radiation pattern curve, a 25-mm diameter plano-convex lens was added as a collimated light lens in order to restrict the radiated fog sample. In order to preserve a low junction temperature and high output intensity, the forward current was

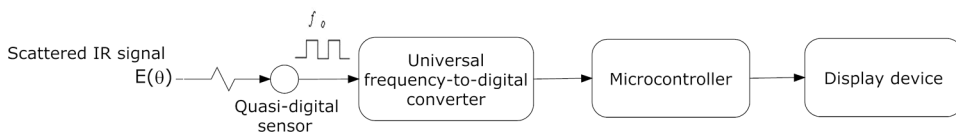


FIGURE 2 Visibility sensor block diagram.

adjusted to be smaller than the maximum safe continuous value specified in the datasheet (100 mA). Good stable polarization is obtained by means of a low current adjustable positive regulator. As the sensor-to-microcontroller interface is a frequency-to-digital converter, a frequency output sensor was used. We chose a light-to-frequency converter (TSL245R, ams, Austria) combining a silicon photodiode and a current-to-frequency converter on single monolithic CMOS integrated circuit. The irradiance range detected by the sensor is 0.001 to $1000 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ with a 940 nm peak response. This detector is manufactured with an integral visible-light cutoff filter and lens. Figure 3 shows the final optical system design.

The quasi-digital photodetector used in this application generates a 50% duty cycle pulse train with frequency directly proportional to light intensity or irradiance. Frequency, as an informative parameter, has many advantages: high noise immunity, high output signal power, wide dynamic range, high accuracy of frequency standards, simplicity of signal switching, interfacing, integration, and coding. Therefore, the dynamic range of the signal is not limited by supply voltage and noise, as it occurs with systems using analog-to-digital converters (ADCs). Frequency-to-digital converters are capable of high accuracies up to 0.001%. In traditional measuring systems, ADC error is commensurable with the sensor's error.^[16,17] Being a pulse data, the signals of several sensors may be easily multiplexed into one microcontroller. No output standardization for the ADC is necessary as in the case of analog sensors.

Different methods have been designed^[16] in order to implement the frequency-to-digital conversion. Microcontrollers offer natural means for implementing such methods, but these devices require the use of program-oriented conversion methods. These introduce additional error components due to the so-called program-dependent or software-related effects, for example, the error due to the delay of reaction to an interruption^[18]

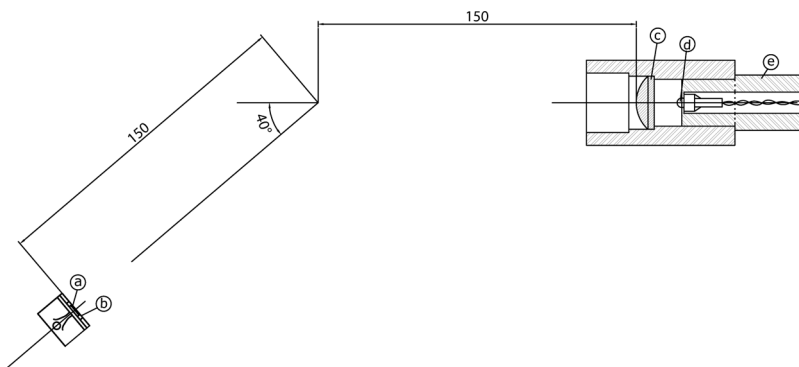


FIGURE 3 Mechanical drawing of the final optical sensor design. (a) Quasi-digital sensor; (b) protective cover; (c) 25 mm plano-convex lens; (d) IR LED; (e) Adjustable lens mount. Dimensions are in mm.

and the error or shift in time of the response for interruption.^[19] All these methods are unable to provide accurate, fast and wide range frequency measurements at the same time when they are programmed into a microcontroller. Actually, the methods of the dependent count are the best methods to implement the frequency-to-digital conversion. These methods combine the advantages of the classical methods as well as the methods ensuring constant relative error in a broad frequency range and high speed.^[20] Taking into account the very wide output frequency range (0.001–1000 kHz) of the light-to-frequency converter used in this project, the UFDC-1^[21] (Sensors Web Portal, Canada) universal frequency-to-digital converter based on the methods of dependent count was used to implement the sensor-to-microcontroller interface. Minimum frequency accuracy (1%) was programmed on the UFDC-1 and decimal numbers omitted from the registers. An SPI bus is the natural communication link between the UFDC-1 and the microcontroller (ATmega162, ATMEL, USA).

The instrument is not intended to be used as part of a monitoring network in the near future. It is rather to be used as a monitoring instrument wirelessly linked to a large changeable message sign placed along the road. Besides, data monitoring, among other test operations, is made on a regular PC that comes equipped with a Bluetooth wireless link. Because of these considerations and relative integration simplicity, a OEM Class 1 v2.0 + EDR Bluetooth-serial module (Parani ESD-1000, SENA, Korea) with a standard 100 m wireless transmit distance, was added to enable wireless communication capability. Figure 4 shows the circuit diagram of the main electronic system that allows visibility estimation. System integration meets the dimensions and cost requirements of an ITS device.

Ambient Light Interference Suppression

Generally, light signals and ambient light interference are deterministically located in the frequency domain and their electrical representations are present at the output of a transimpedance amplifier in photodetection systems. Such signals are relatively easy to separate when they are processed with a first or second order filter. This is not our case. The characteristic transfer function of the quasi-digital photodetector is:^[22]

$$f = kE + f_D, \quad (5)$$

where f is the output frequency of the sensor, k is the sensor responsivity, E is the irradiance, and f_D is the sensor dark frequency. Typically, f_D is very small (0.4 Hz) and can be neglected. Therefore, (5) is rewritten as:

$$f \approx kE. \quad (6)$$

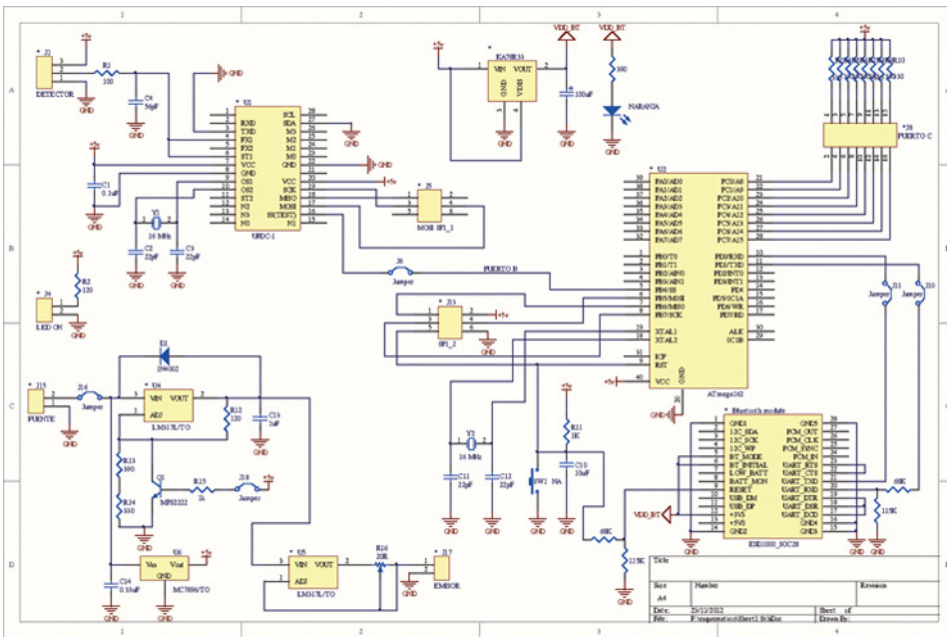


FIGURE 4 Complete circuit diagram of the visibilimeter instrument. (color figure available online.)

The output frequency vs. irradiance curve reported by the photodetector manufacturer^[22] is obtained for a particular wavelength $\lambda_p = 940$ nm. It is clear that, when the photodetector is exposed to ambient light, it will generate a particular frequency signal proportional to the irradiance magnitude and the wavelength magnitude present at the moment:

$$\begin{aligned}
 f_{\lambda_0} &= k_0 E \\
 f_{\lambda_1} &= k_1 E \\
 f_{\lambda_2} &= k_2 E \\
 &\bullet \\
 &\bullet \\
 &\bullet \\
 f_{940} &= k_{940} E \\
 &\bullet \\
 &\bullet \\
 f_{950} &= k_{950} E_s \\
 &\bullet \\
 &\bullet
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

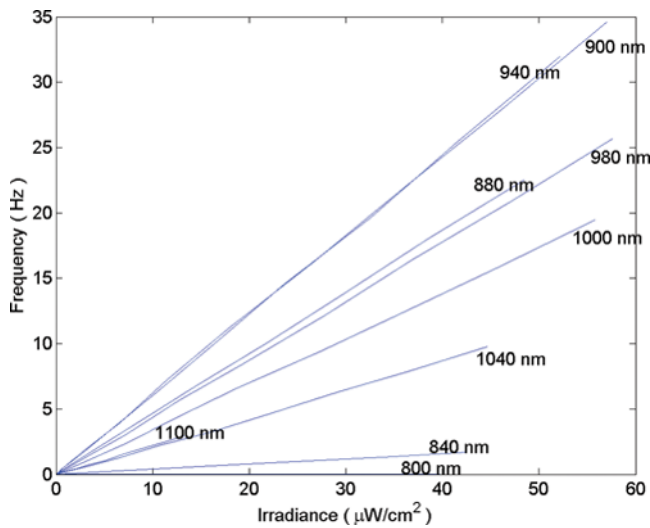


FIGURE 5 Experimental output frequency response as function of irradiance in TSL245 R photodetector for different wavelengths. (color figure available online.)

The irradiance signal of interest is E_S which is produced by the IR LED at 950 nm. This irradiance must be filtered from the light spectrum received by the photodetector, in order to be further processed by the instrument and obtain the visibility magnitude. The necessary characterization of the optical system in Figure 3 has been reported elsewhere.^[23] The important results obtained from this characterization are: (a) the experimental output frequency response as function of the incident irradiance

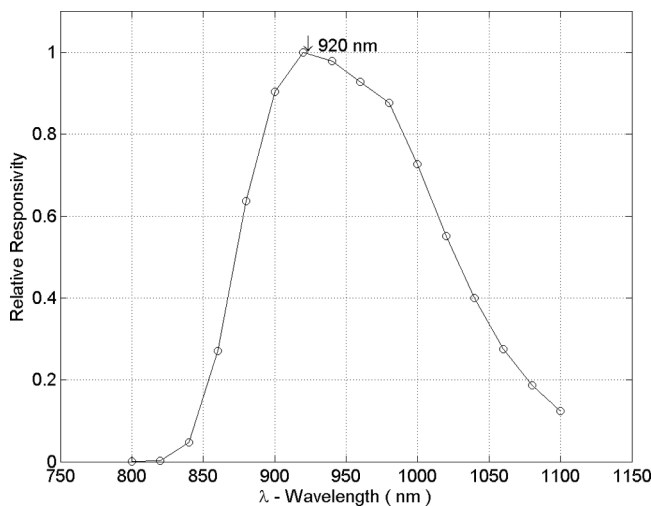


FIGURE 6 Experimental relative responsivity as function of the wavelength in TSL245 R photodetector.

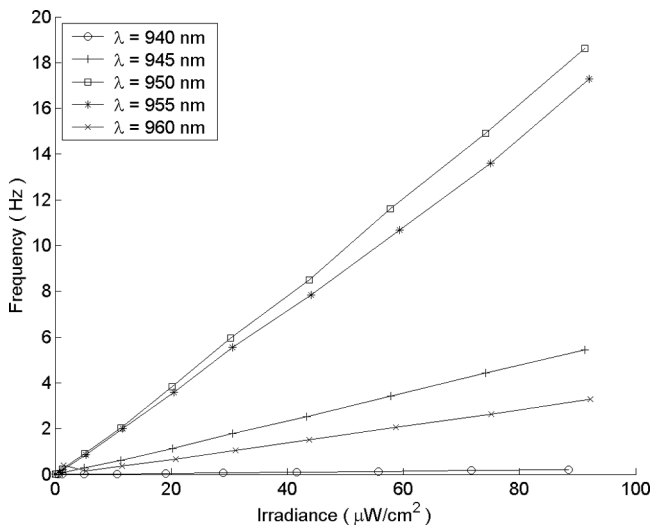


FIGURE 7 Experimental output frequency response as function of irradiance in TSL245 R photodetector provided with a bandpass interference filter.

for different wavelengths in the interval 800–1100 nm, for the selected quasi-digital photodetector, Figure 5, that confirms the sensor's output frequency dependence upon the input wavelength; (b) the experimental relative responsivity as function of the wavelength, for the same sensor, Figure 6, where the peak response is located at 920 nm and the normalized response at 950 nm is 0.9; and (c) the sensor's response when it is provided with a bandpass interference filter (BIF) with a central wavelength at 950 nm, and a bandwidth of 10 nm,^[24] Figure 7. Practically, the study in Figure 7 demonstrates that the only irradiance detected is E_S at 950 nm from the IR LED. Once the BIF is added to the optical system of the visibility sensor, the instrument characterization may be carried on.

EXPERIMENTAL SETUPS

Frequency Characteristic

Output frequency response is one of the key characteristics of the instrument in order to obtain reliable visibility measurements with enough accuracy. Therefore, an experimental setup allowing the analysis of the relation $f_{OUT} = g(f_0)$, where f_{OUT} is the frequency measured by the UFDC-1 and f_0 is an input reference frequency, was designed. The experimental setup used to assess the output frequency response of the instrument is shown in Figure 8.

A TTL square wave of frequency f_0 was generated by a HP 33120A function generator as test signal for the instrument. The input reference

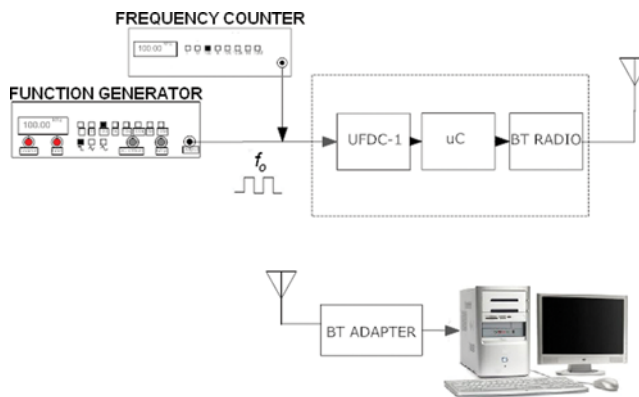


FIGURE 8 Experimental setup to assess the output frequency linearity. (color figure available online.)

frequency was measured with an ESCORT EGC-3230 frequency counter. The output frequency, measured by the UFDC-1, was wirelessly transmitted to a computer and displayed in a virtual terminal.

Experimental Photodetector Responsivity

Experimental photodetector responsivity value must be taken into account in the signal processing program that allows the ambient light interference suppression. As shown in Figure 5, photodetector responsivity depends on the wavelength used and must be experimentally obtained since we work with a 950 nm wavelength and not the 920 nm peak detector response. Figure 9 shows the setup to obtain this parameter.

The IR LED intensity control provides a variable beam whose irradiance E is measured by the Newport 1835-C optical meter. The proportional frequency associated to this value and generated by the quasi-digital sensor is directly measured by the UFDC-1 in the instrument. The distance between the IR LED and the optical meter photodetector was chosen in a way to obtain high irradiance values, but to prevent photodetector saturation.

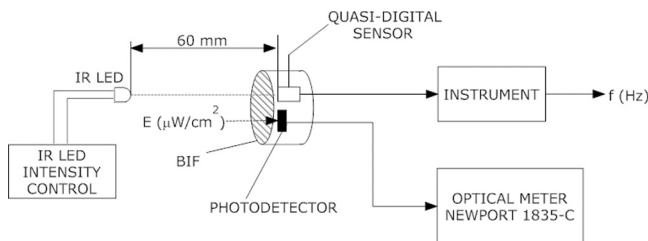


FIGURE 9 Experimental setup to measure the photodetector responsivity at $\lambda = 950$ nm.

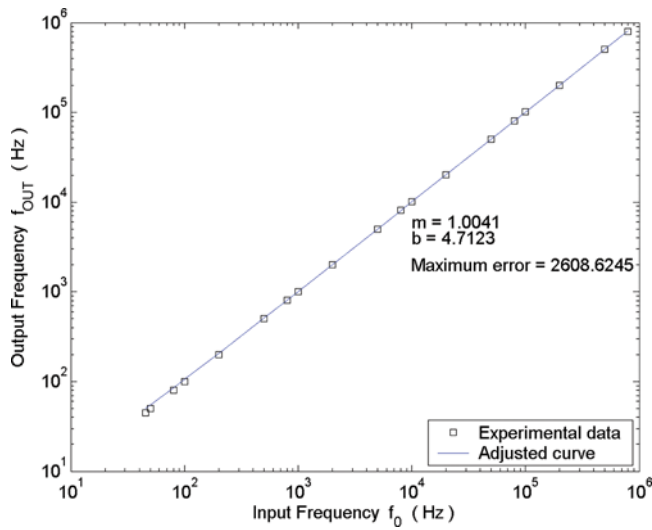


FIGURE 10 Frequency response of the instrument. (color figure available online.)

The experiment was conducted under dark room conditions with the BIF as ambient light control measure.

EXPERIMENTAL RESULTS

Instrument Frequency Linearity

An ascending and descending data exploration, using the experimental setup of Figure 8, was done in order to apply a linear regression for the relation $f_{OUT} = g(f_0)$. Figure 10 shows the graphical result. The slope is $m = 1.0041$ Hz/Hz and the y intercept is $b = 4.7123$ Hz. These parameters were computed within the range [45 Hz, 800300 Hz], where the instrument sent valid lectures. The line defined by the equation $f_{OUT} = 1.0041f_0 + 4.7123$ Hz is the best straight line from which the maximum non-linearity error in % FSS is $(2608.6245 / (800300 - 45)) \times 100 \approx 0.326\%$.

Photodetector Responsivity Measurement

A lineal regression upon the data obtained using the experimental setup in Figure 9 was performed in order to estimate the practical quasi-digital photodetector responsivity k . Figure 11 shows the experimental data distribution and the related adjusted curve when the experiment is conducted under laboratory conditions; in this case: $k_I = 0.036$ kHz/ μ W/cm². Figure 11 also shows the result when the same experimental setup is used

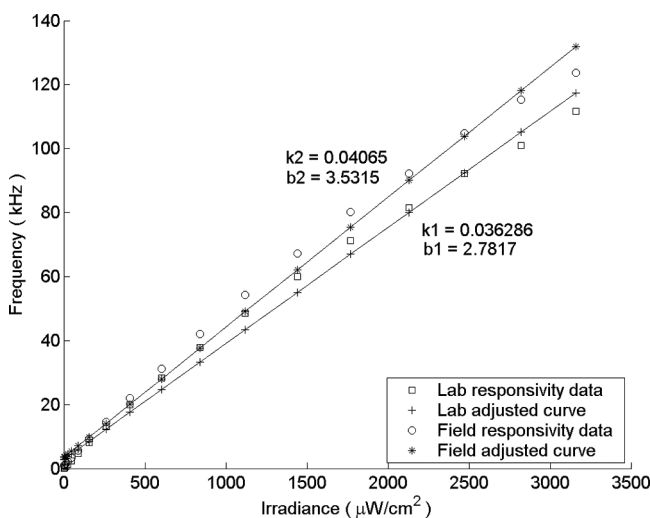


FIGURE 11 First-order adjusted curve for the measurement of the sensor responsivity under laboratory conditions and field conditions.

to obtain the quasi-digital sensor responsivity under field conditions (sunlight at 12:00 pm, sensor oriented to have the sun behind and the IR beam line oriented in the North line). In this case, $k_2 = 0.04 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$. Data analysis shows that relative error between the straight line slopes k_1 and k_2 is 10%. Responsivity $k = k_2$ was chosen to be $0.04 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$ in the instrument.

CALIBRATION

As the BIF keeps a low relative error between the responsivity measured in laboratory and the responsivity measured in the field and non intense sunlight is present when ground fog appears because this type of fog is caused by the radiation cooling of the Earth's surface (radiation fog) which is caused after sunset, when the Earth receives no heat from the Sun,^[25] we decided to perform the calibration of the instrument under laboratory conditions. If ambient light is reduced enough, the instrument can make an estimation of the extinction coefficient from (4):

$$\sigma = aE(40^\circ) = \frac{a}{k_2} f. \quad (8)$$

The Koschmieder's Law allows the instrument to estimate visibility from (3):

$$MOR = \frac{2.996}{\sigma} = \frac{2.996}{(a/k_2)f}, \quad (9)$$

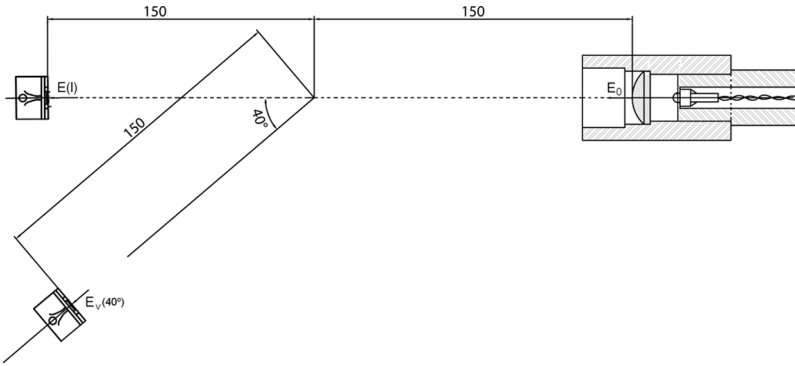


FIGURE 12 Mechanical drawing of the calibration setup.

where k_2 is the sensor’s responsivity and a is a constant that depends upon light beam intensity, the scattering geometry, and the detector sensitivity. The only practical method of determining the constant a is to compare the forward-scatter sensor’s measurements to those from a transmissometer^[26] or a standard visibilimeter. Due to the impossibility of getting a visibilimeter or a transmissometer as standard instruments to proceed to a direct calibration process, an indirect calibration was conducted. Figure 12 shows the calibration setup of our own. A second quasi-digital sensor was added to the optical system of the visibilimeter in the $\theta = 0^\circ$ direction, separated by a distance $l = 300$ mm from the light source emitting a constant irradiance E_0 in order to form a small transmissometer.

This setup was then placed in a Weiss Technik salt spray test chamber SC450 programmed to run a salt fog test (DIN ES ISO 9227) and frequency registers from the two sensors were taken once fog saturation was attained and the chamber deactivated. The chamber was isolated from ambient light. The average value of the frequency f_0 associated with the light source and the frequency generated by the transmissometer sensor f_T are arranged in the Bouguer-Lambert Law to compute the extinction coefficient within the chamber:

$$\sigma_T = \frac{\ln \left[\frac{E_0}{E_l} \right]}{l} = \frac{\ln \left[\frac{f_0/k_2}{f_T/k_2} \right]}{l} = \frac{\ln[f_0/f_T]}{l}. \tag{10}$$

Assuming a homogeneous atmosphere, the visibilimeter extinction coefficient will be the same as for the small transmissometer. From (8):

$$\sigma_T = \sigma_V = aE_V(40^\circ) = a \frac{f_V(40^\circ)}{k_2}. \tag{11}$$

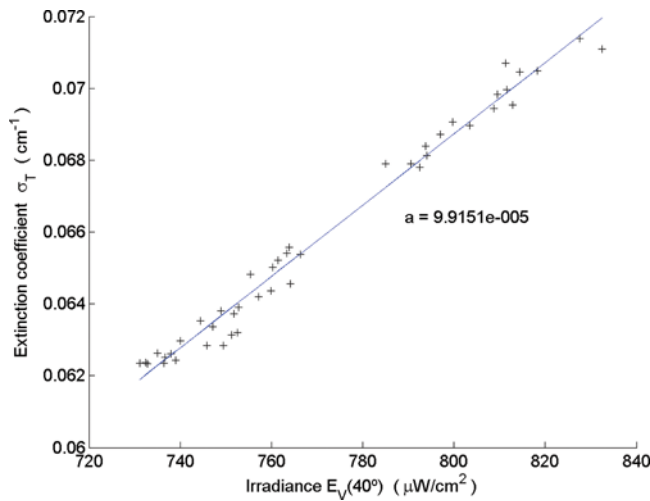


FIGURE 13 Estimation of a by first order regression. (color figure available online.)

Frequency f_V measurements from the visibilimeter sensor generate indirect measurements of the irradiance E_V received by the instrument at $\theta = 40^\circ$ and frequency f_T measurements from the small transmissometer generate indirect measurements of the extinction coefficient σ_T . To obtain an estimation of a , a first-order regression was performed for these indirect registers. Figure 13 shows the result for two register sets.

MEASUREMENT PROCEDURE

We used a CodeVisionAVR ver. 2.05.9 ANSI C compiler to program the microcontroller. Figure 14 shows the flow chart of the program. The basic steps of the system procedures are the following.

1. The quasi-digital sensor output frequency is firstly measured and processed by the UFDC-1. The configuration parameters for this device are sent from the microcontroller. The frequency measured is proportional to irradiance for $\theta = 40^\circ$ and the final measurement is the result of averaging 10 consecutive frequency data.
2. The extinction coefficient σ_T is computed from the irradiance measured previously and a visibility (MOR) result is obtained.
3. The following visibility result is obtained once a 5-min delay has passed. This prevents the instrument from monitoring visibility in a false fog condition.

The spray chamber allows a visibility sensor frequency range $f_V(40^\circ)$ register from 1854–29,788 Hz. For this range, we have a corresponding

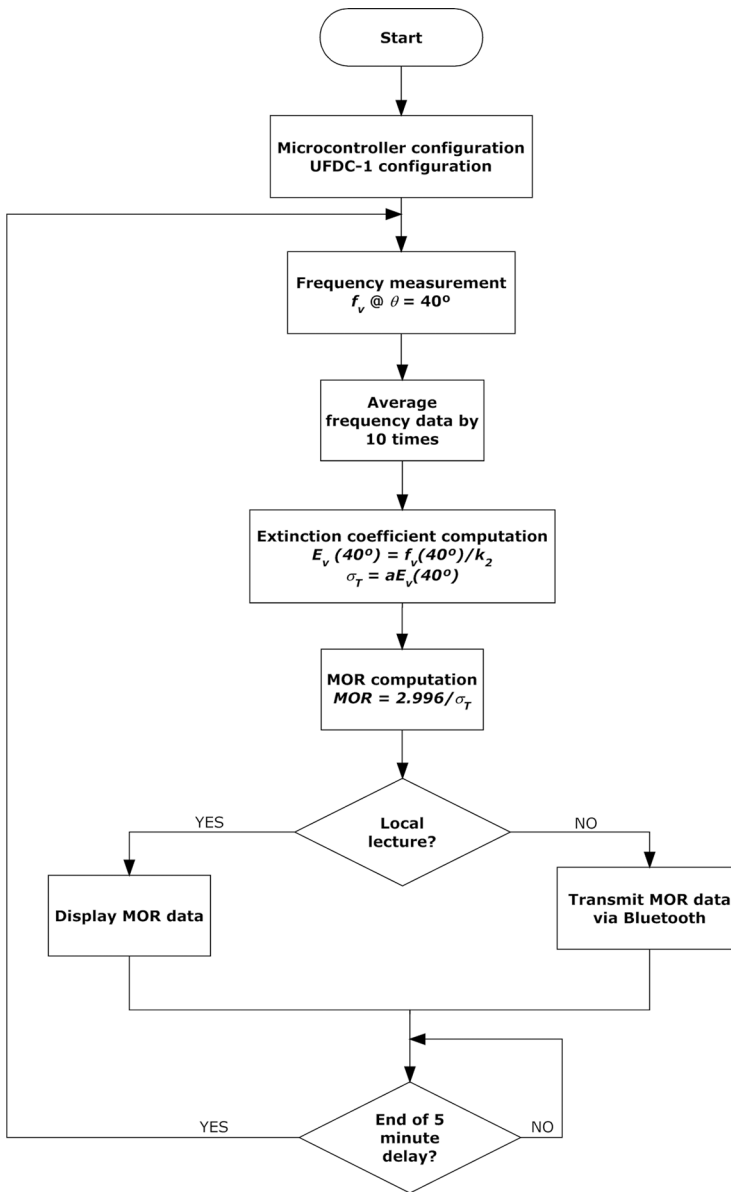


FIGURE 14 Flow chart of the measurement procedure.

extinction coefficient range σ_V from 0.0045 – 0.0726 cm^{-1} where this figure has been computed using the relation: $\sigma_V = aE_V(40^\circ) = a\left(\frac{f_V(40^\circ)}{k_2}\right) = 9.9151 \times 10^{-5} \left(\frac{f_V(40^\circ)}{40.65}\right)$ according to the calibration process. Applying the Koschmieder's Law (3) to this range the response of the visibility sensor may be estimated. This result is shown in Figure 15.

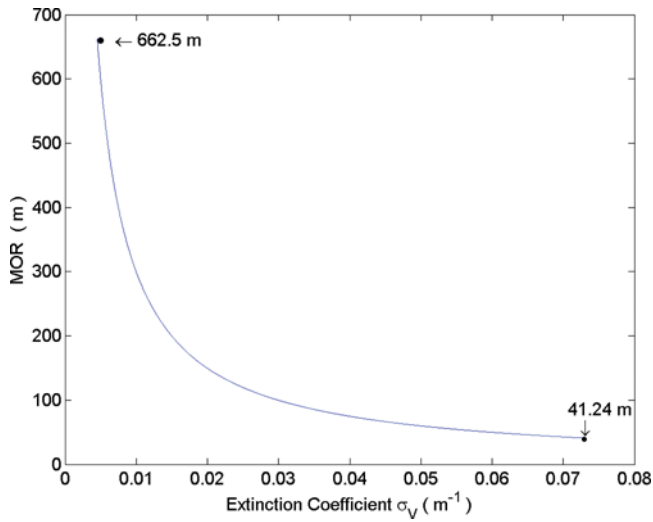


FIGURE 15 Estimated MOR response of the forward-scatter visibility sensor based on universal frequency-to-digital converter. (color figure available online.)



FIGURE 16 Photograph of the visibilimeter during calibration procedure. (color figure available online.)

Figure 16 shows the visibilimeter when calibration was performed with the spray test chamber.

CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

Very good linearity was observed between the UFDC-1 input and output frequencies. The maximum nonlinearity error in % FSS was 0.326%. Nevertheless, the claimed frequency measurement range, 0.001–1000 kHz, was not entirely swept by the instrument. The lower frequency range limit is

45 Hz and this could be the result of an involuntary zero introduction generated by the lag low-pass filter connected at the UFDC frequency input, recommended by the manufacturer. Fortunately, this condition does not have an impact on the visibility response because the MOR lower limit detected occurred at 1854 Hz. Accurate visibility measurements in ITS applications are not necessary because warning systems alert drivers before they reach a fog area and they would have sufficient time to reduce speed. Therefore, minimum frequency accuracy (1%) was programmed on the UFDC-1. A positive point with regard to the calibration procedure may be mentioned: the use of a small transmissometer to estimate extinction coefficient is valid because the transmissometer is self-calibrating, according to the Bouguer-Lambert Law. The main instrument characteristics are a estimated visibility range of 41.24–662.5 m, good UFDC linearity, reduced size, telemetric operation within 100 m, and low cost. Although uncertainty is not meaningful, a comparison with a standard visibility sensor must be done to establish real uncertainty. Although the first measurement instruments using UFDCs are developed to monitor only one measurand with no inherent interferences, studies must be carried on to understand the differences of using an UFDC when inherent noise or other kind of interferences are present in the signal variation.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank the Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco and the Universidad Politécnica de Valencia for their support.

REFERENCES

1. MacHutchon, K. R.; Ryan, A. Fog detection and warning, a novel approach to sensor location. *Proc. IEEE AFRICON* **1999**, *1*, 43–50.
2. News Section, p. 8, (April–March 2009), ITS International Electronic Magazine [Online]. Available: www.itsinternational.com
3. Shladover, S. E. Challenges to evaluation of CO₂ impacts of intelligent transportation systems. *IEEE FISTS Vienna* June **2011**.
4. Bandivadekar, A.; Bodek, K.; Cheah, L.; Evans, C.; Groode, T.; Heywood, J.; Kasseris, E.; Kromer, M.; Weiss, M. On the Road in 2035: Reducing Transportation's Petroleum Consumption and GHG Emissions. Report No. LFEE 2008–05 RP, MIT Laboratory for Energy and the Environment, Cambridge, Massachusetts, 2008.
5. Schrank, D.; Lomax, T.; Turner, S. TTT's Urban Mobility Report 2010 [Online]. Available: <http://tti.tamu.edu/publications/catalog/record/?id=36580>.
6. Bradley, J. T.; Kraus, K.; Townshend, T. Federal Citing Criteria for Automated Surface Weather Observations. 7th Symp. On Meteorological Observations and Instrumentation, New Orleans, LA, 1991, 207–210.

7. Organización Meteorológica Mundial, Guía de Instrumentos y Métodos de Observación Meteorológicos, Ginebra, 1990.
8. Winstanley, J. V.; Adams, M. J. Point visibility meter: a forward scatter instrument for the measurement of aerosol extinction coefficient. *Appl. Opt.* **1975**, *14* (9).
9. Horner, J. L. Analog visibility computer. *Appl. Opt.* **1976**, *15*, 999–1002.
10. Twomey, S.; Howell, H. B. The relative merit of white and monochromatic light for the determination of visibility by backscattering measurements. *Appl. Opt.* **1965**, *4*(4), 501–506.
11. Fenn, R. W. Correlation between atmospheric backscattering and meteorological visual range. *Appl. Opt.* **1966**, (2), 5.
12. Vogt, H. Visibility measurement using backscattered light. *J. Atmosph. Sci.* **1968**, *25*, 912–918.
13. Maffione, R. A.; Dana, D. R. Instruments and methods for measuring the backward-scattering coefficient of ocean waters. *Appl. Opt.* **1997**, (36), 24.
14. Tjugum, S. A.; Vaagen, J. S.; Jakobsen, T.; Hamre, B. Use of optical scatter sensors for measurement of visibility. *J. Environ. Monit.* **2005**, *7*, 608–611.
15. Nebuloni, R. Empirical relationships between extinction coefficient and visibility in fog. *Appl. Opt.* **2005**, *44*(18), 3795–3804.
16. Kirianaki, N. V.; Yurish, S. Y.; Shpak, N. O.; Deynega, V. P. *Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors*; John Wiley & Sons: Chichester, UK, 2002; 280 p.
17. Hlupic, N.; Butorac, J.; Kresic, M. Improved frequency measurement by means of dmm and verification of its specifications. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2005**, *54*(5), 1957–1963.
18. Prokin, M. Double buffered wide-range frequency measurement method for digital tachometers, *IEEE. Trans. Instrum. Meas.* **1991**, *40*(3), 606–610.
19. Yurish, S. Y.; Reverter, F.; Pallás Areny, R. Measurement error analysis and uncertainty reduction for period and time interval-to-digital converters based on microcontrollers. *Meas. Sci. Technol.* **2005**, *16*(8), 1660–1666.
20. Kirianaki, N. V.; Yurish, S. Y.; Shpack, N. O. Methods of dependent count for frequency measurements. *Measurement* **2001**, *29*, 31–50.
21. Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1), Specification and Application Note, [Online], Available: http://www.sensorsportal.com/DOWNLOADS/UFDC_1.pdf.
22. Infrared Light-to-Frequency Converter (TSL245R), Datasheet, [Online], Available: <http://www.taosinc.com/productdetail.aspx?product=46>.
23. Barrales-Guadarrama, R.; Mocholí-Salcedo, A.; Vázquez-Cerón, E. R.; Rodríguez-Rodríguez, M. E.; Barrales-Guadarrama, V. R. A Technique for Adapting a Quasi-digital Photodetector to a Frequency-to-digital Converter. Proceedings 2012 IEEE Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA 2012, Cuernavaca, Morelos, México, Nov. 20–23, 2012.
24. (2011) 700–999 nm Bandpass Interference Filters, [Online]. Available: <http://www.edmundoptics.com/products/displayproduct.cfm?productid=3198&PageNum=6&Sort=displayOrder&Order=asc#products>.
25. AeroGrapher's Mate, Module 05—Basic Meteorology, Ch. 5, Atmospheric Phenomena, Radiation Fog, [Online]. Available: http://www.tpub.com/content/aerographer/14312/css/14312_143.htm.
26. Burnham, D. C. *Fog, Snow, and Rain Calibrations for Forward-scatter Visibility Sensors*; Scientific and Engineering Solutions, Inc.: Orleans, MA, 1993.

Raymundo Barrales Guadarrama¹, Antonio Mocholí Salcedo², Dulce Yolotzin Medina Velázquez³, Ezequiel Melitón Rodríguez Rodríguez¹, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama¹, Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón¹

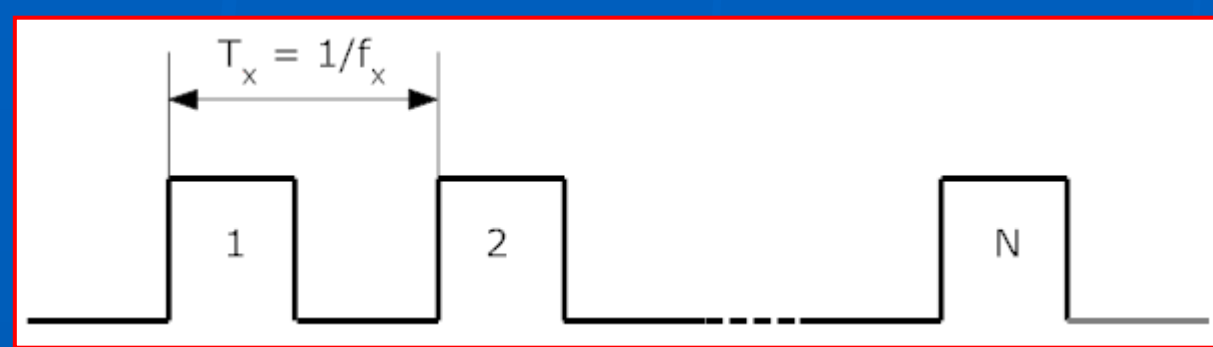
Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, División de CBI

¹Área de Sensores y Procesamiento de Señales, Departamento de Electrónica/ ³Área de Ciencia de Materiales, Departamento de Materiales

²Grupo de Sistemas de Control de Tráfico, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Valencia

I. INTRODUCCIÓN

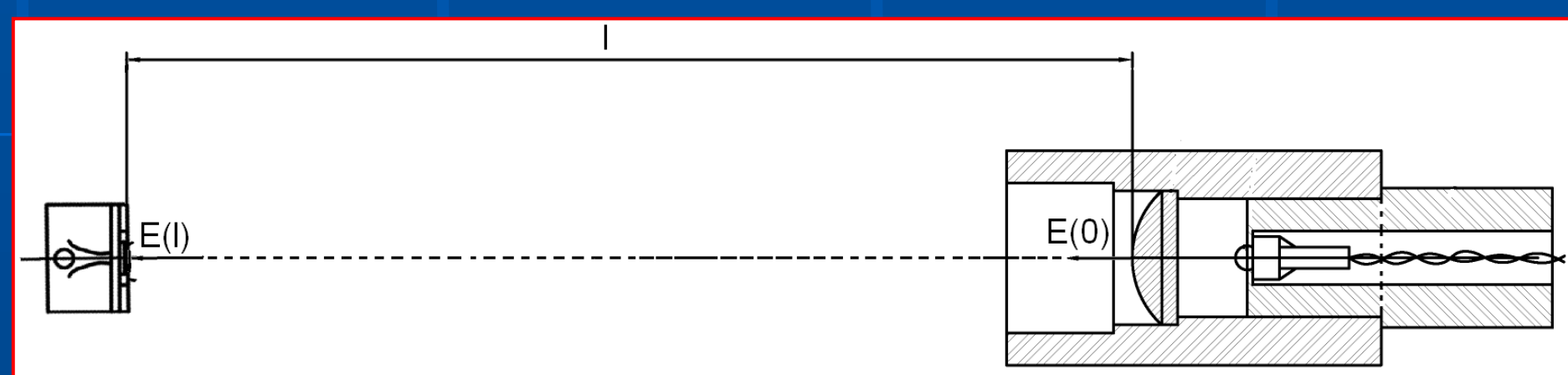
Los sensores cuya salida pertenece al dominio tiempo-frecuencia, son interesantes porque el circuito que convierte el mesurando a una representación en ese dominio es completamente digital y fácilmente se interconecta a un convertidor de frecuencia a código digital para una conexión directa a un microcontrolador. Este paradigma en el sistema detector de un instrumento se utiliza en aplicaciones emergentes como los Sistemas Inteligentes de Transporte (ITS). Estos sensores funcionan con osciladores variables y la información está representada por el valor de la frecuencia o la duración de los pulsos de salida del sensor. Estos sensores generan una señal cuya frecuencia (f_x), periodo ($T_x = 1/f_x$) o número de pulsos (N) son las salidas de información.



Este tipo de sensores se llaman *cuasi-digitales* porque su señal contiene parámetros tanto digitales como analógicos. La frecuencia, como parámetro informativo tiene varias ventajas: alta inmunidad al ruido, alta potencia de la señal de salida, amplio rango dinámico, alta exactitud de los estándares de frecuencia, simpleza en la integración y la codificación. Sin embargo, un nuevo problema metrológico aparece cuando las interferencias sufridas por el mesurando causan valores de frecuencia espurios y cuya solución consiste en un *acondicionamiento del mesurando*. En este trabajo se presenta la técnica para suprimir la interferencia sobre el mesurando y la validación de la técnica que asegura que la salida del sensor se relaciona únicamente con la variación del mesurando de interés.

II. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

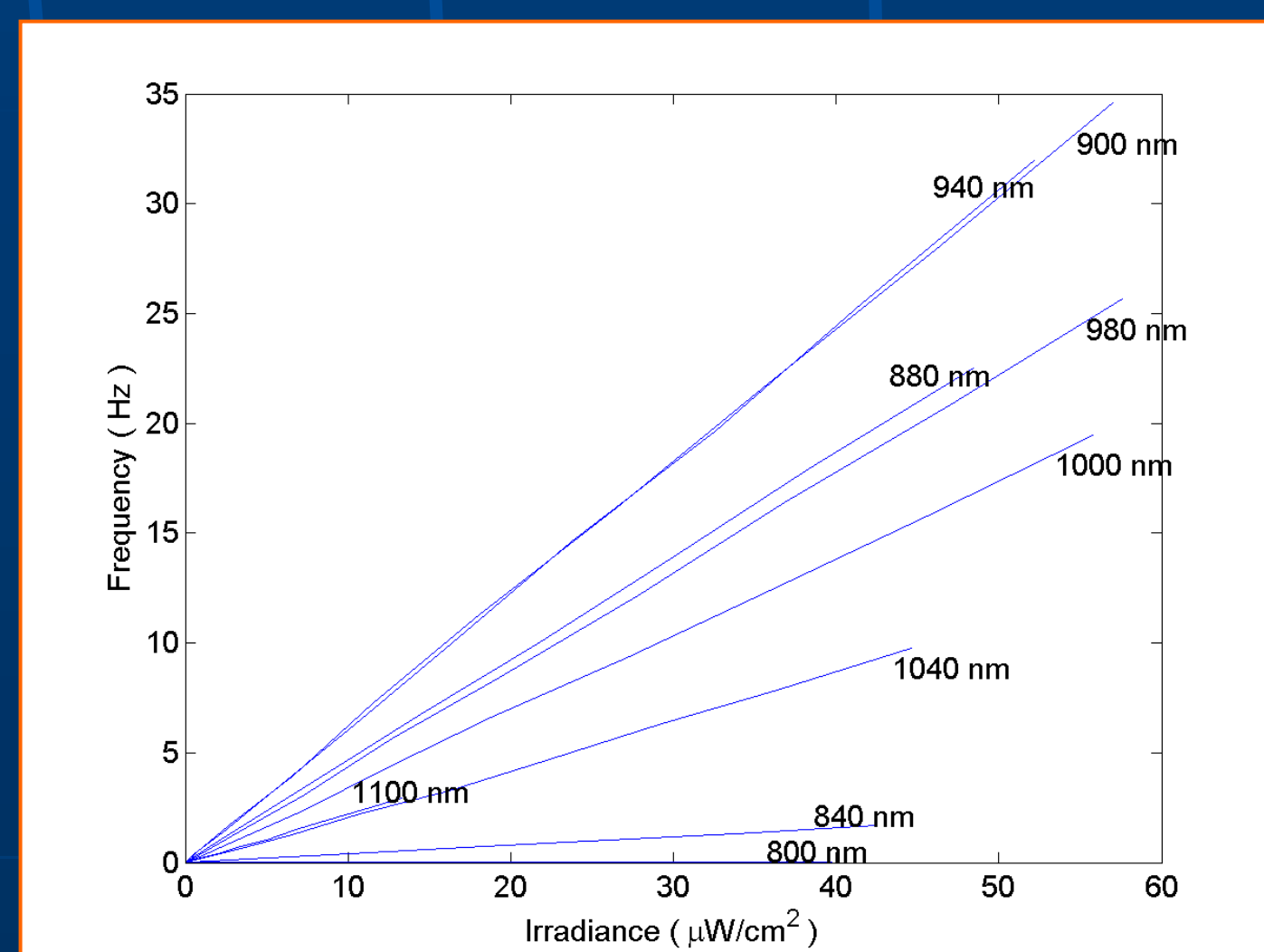
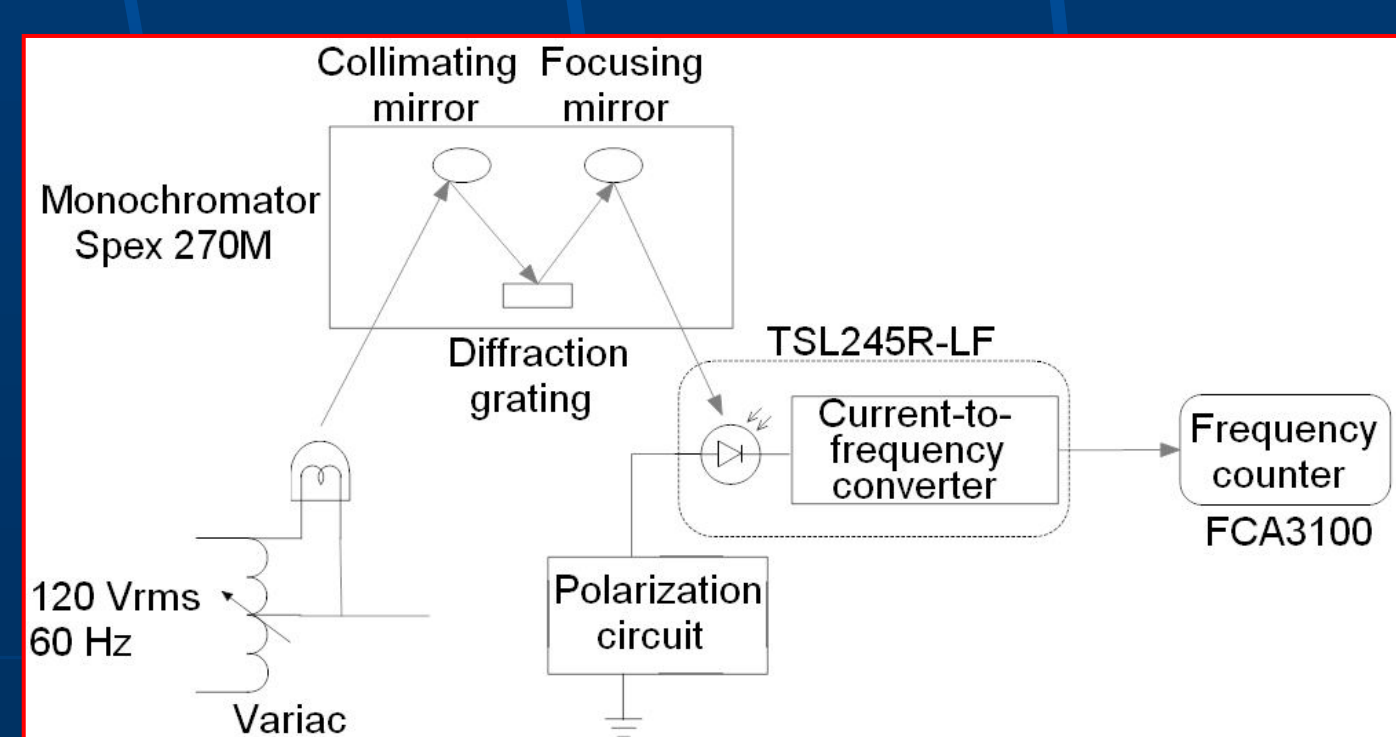
El esquema de un sistema óptico de medición simple se muestra abajo. En general, se colima el haz de la fuente para tener un volumen constante de muestreo de la irradiancia a medir.



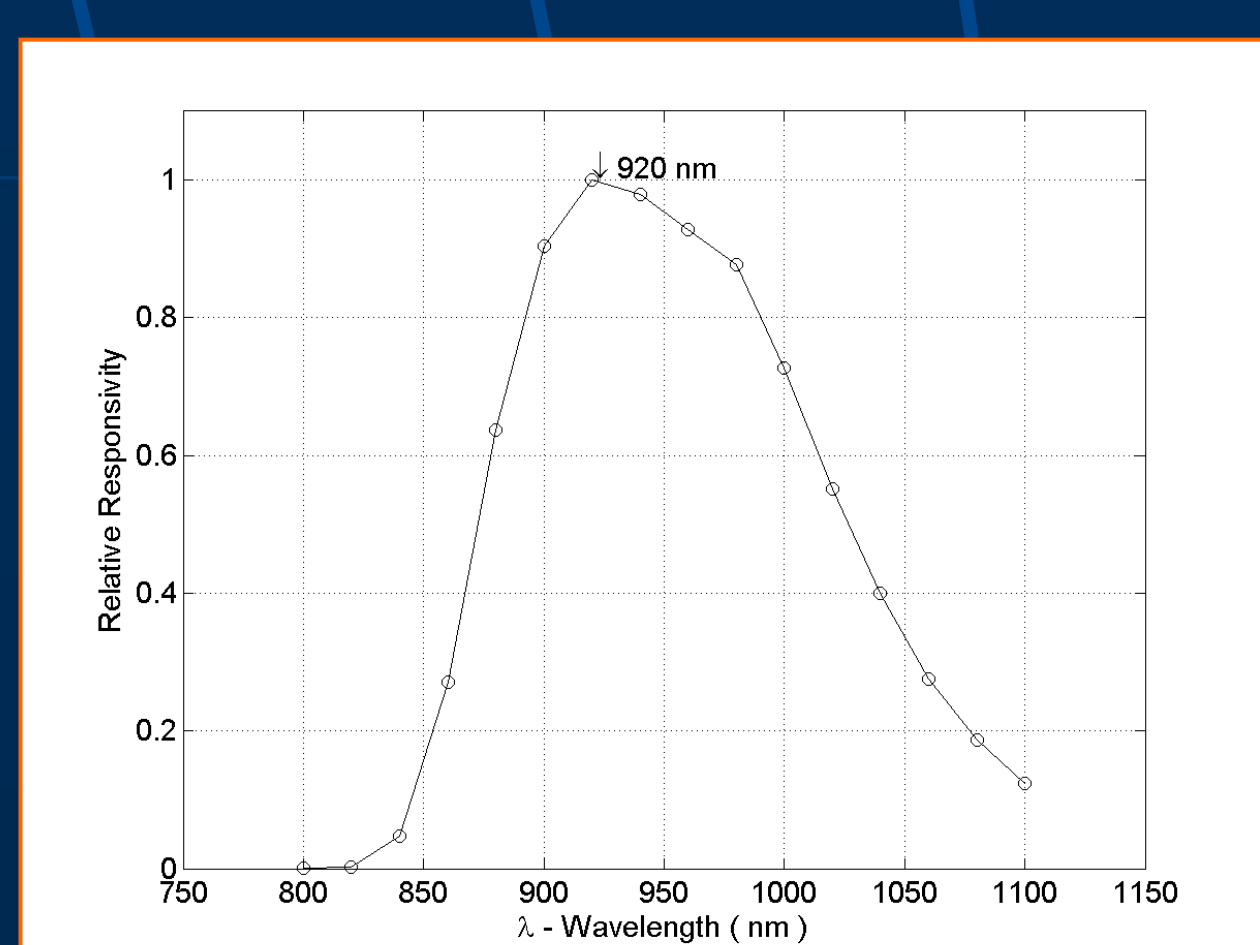
III. MATERIALES Y MÉTODO

El sensor de prueba es el modelo TSL245R-LF el cual funciona en el espectro del infra-rojo cercano (NIR) y su principio de conversión es: $f \approx kE$, donde f [Hz] es la frecuencia de salida, k [Hz/W/cm²] es la responsividad del sensor y E [W/cm²] la irradiancia recibida. El montaje experimental de la figura de abajo ha sido utilizado para obtener la dependencia de la frecuencia de salida del sensor de la longitud de onda λ [nm] de la irradiancia recibida. El variac fue calibrado previamente para que los voltajes generados se correspondieran con valores determinados de irradiancia. El resultado obtenido se muestra más abajo.

TSL245R-LF

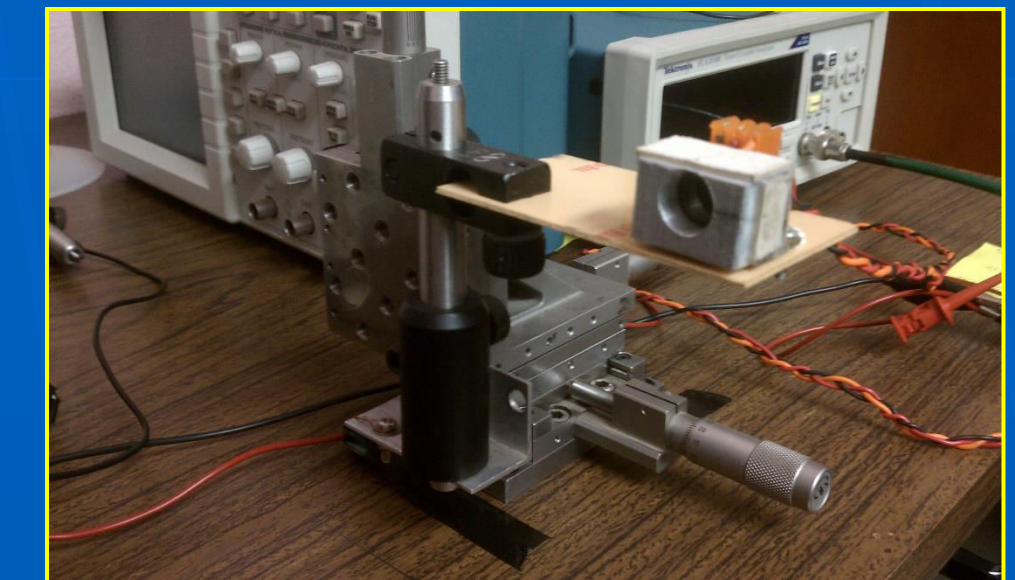


Del experimento anterior se puede obtener la variación de la responsividad relativa en función de la longitud de onda. El resultado se muestra abajo e indica que la máxima responsividad del sensor se obtiene cuando $\lambda = 920$ nm.



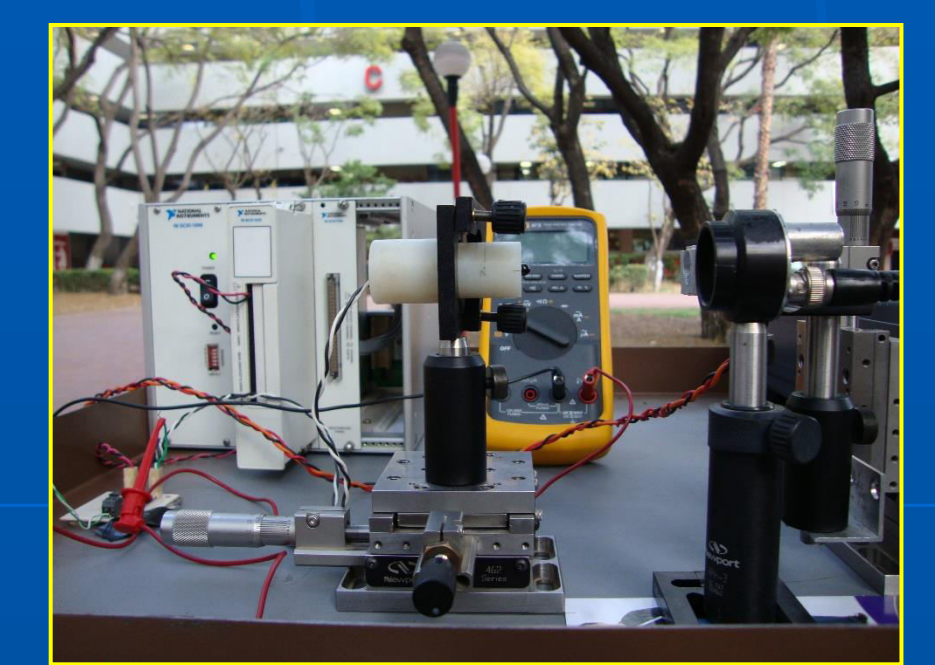
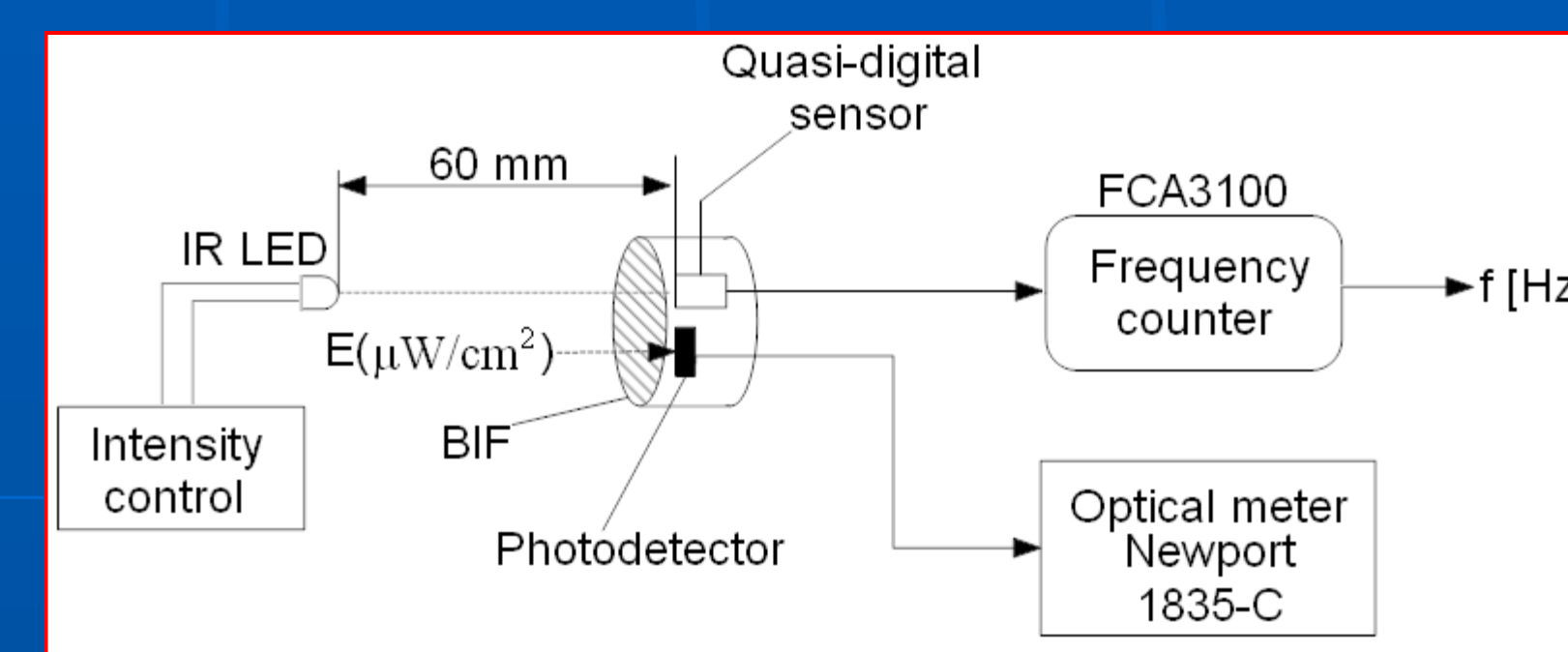
IV. SOLUCIÓN MATERIAL

La fuente de luz disponible y más adaptada para obtener máxima responsividad del sensor es un LED IR que emite a 950 nm (responsividad relativa correspondiente > 0.9). El acondicionamiento del mesurando se ha implementado con un filtro pasa-banda de interferencia (FPI) con una longitud de onda central de 950 nm y un ancho de banda de 10 nm. Se ha construido un receptáculo para montar el filtro y el sensor cuasi-digital y poderlo someter a pruebas.

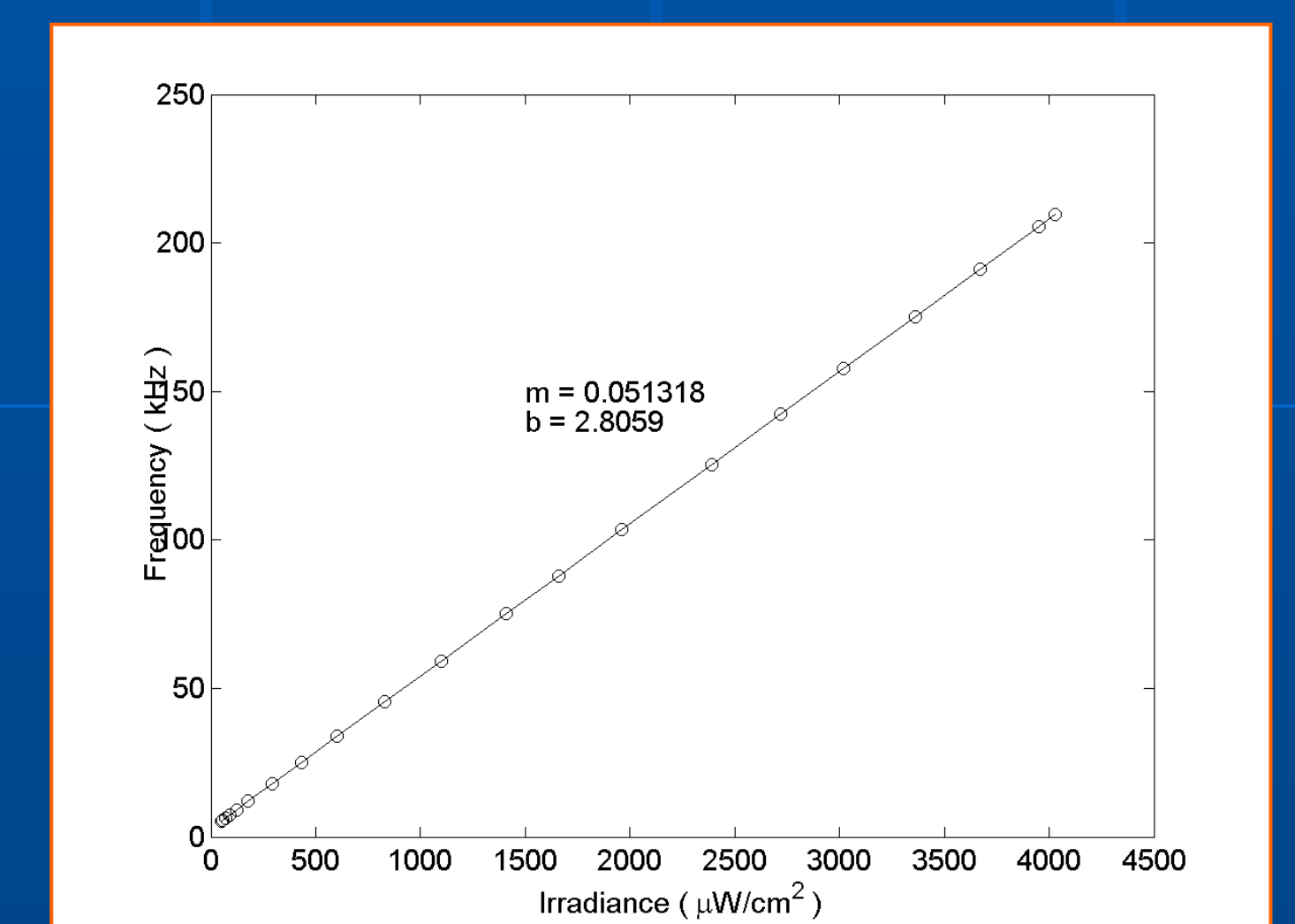
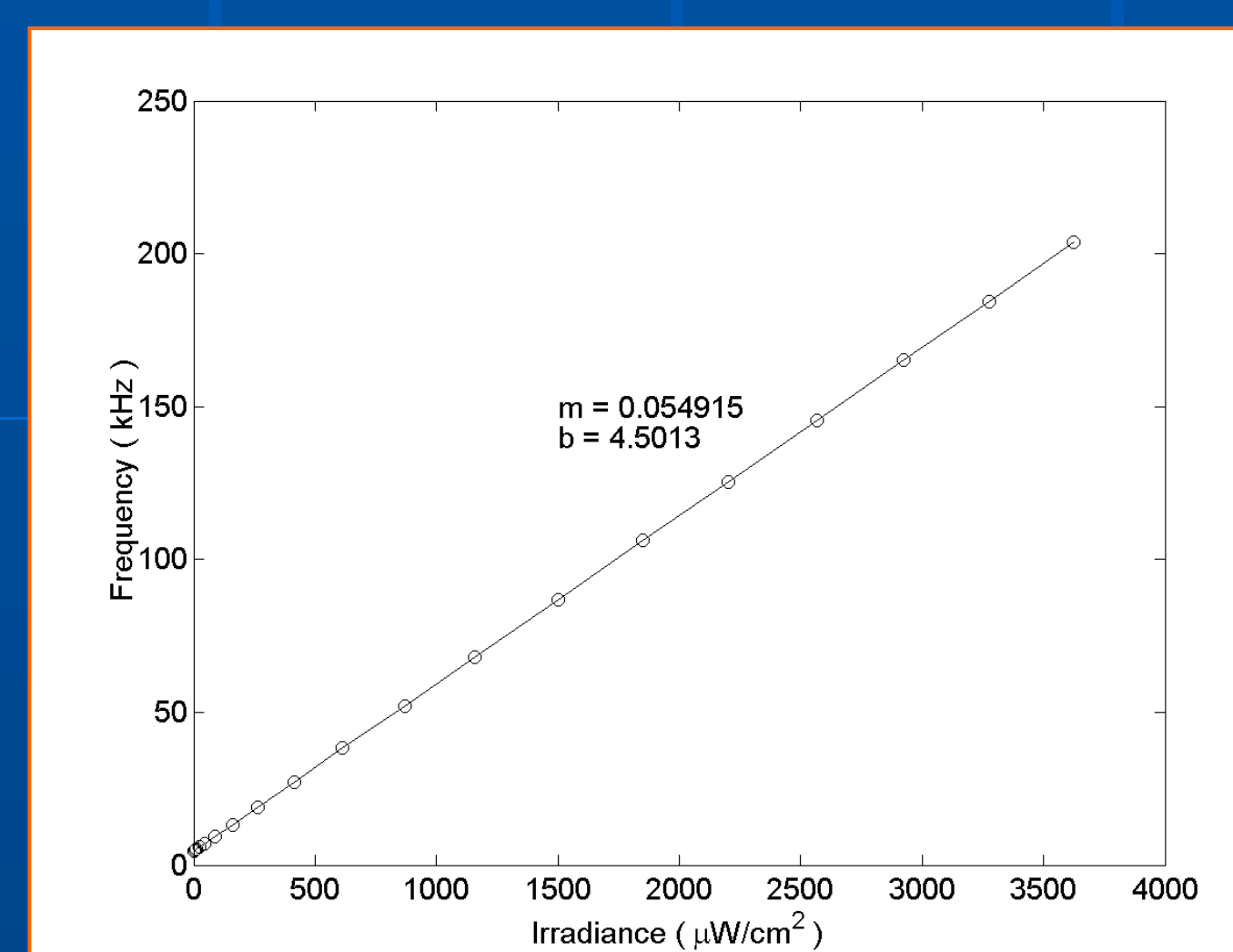


V. VALIDACIÓN

El montaje experimental mostrado abajo se utilizó para obtener la respuesta del sensor provisto del FPI en condiciones de laboratorio (sin presencia de interferencias) y en condiciones de campo (con luz de día).



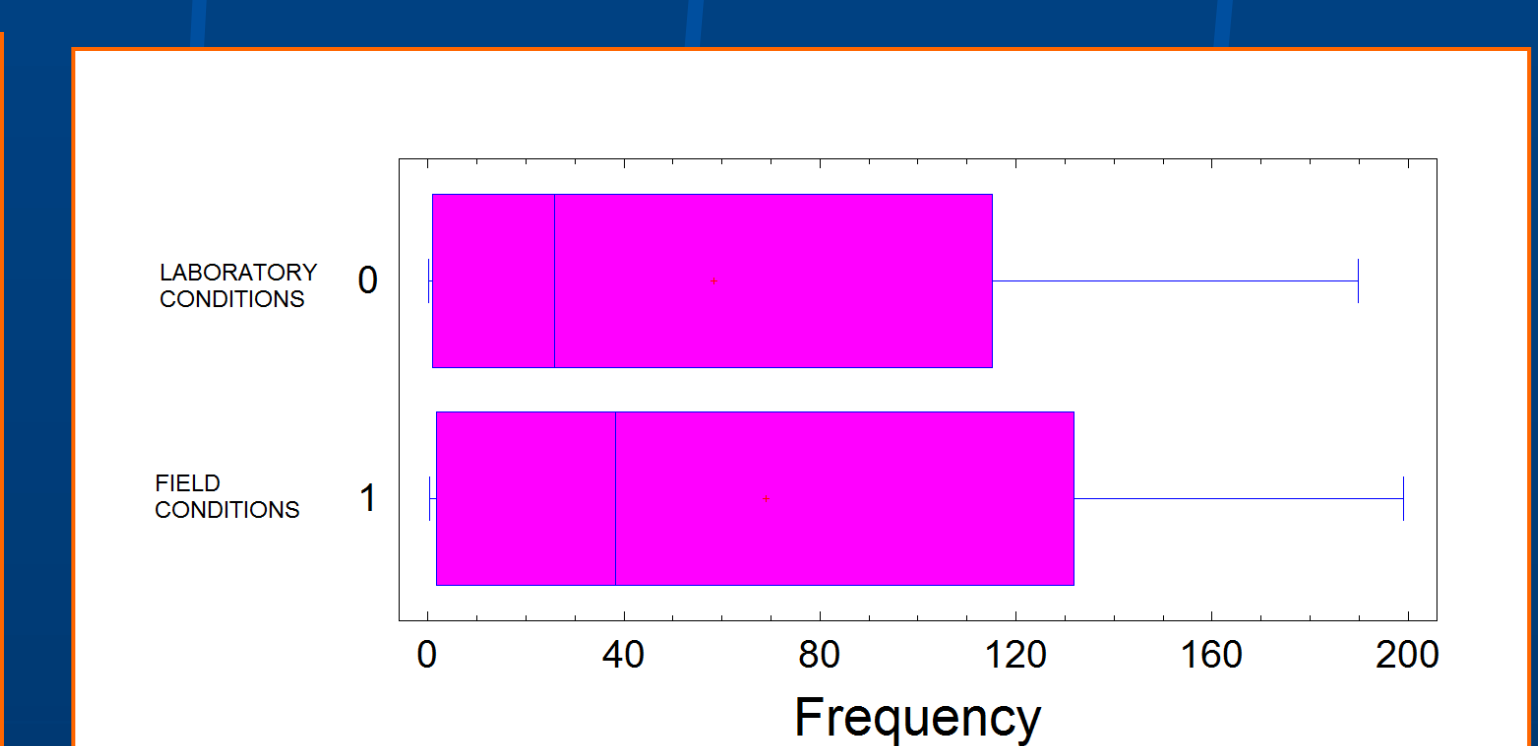
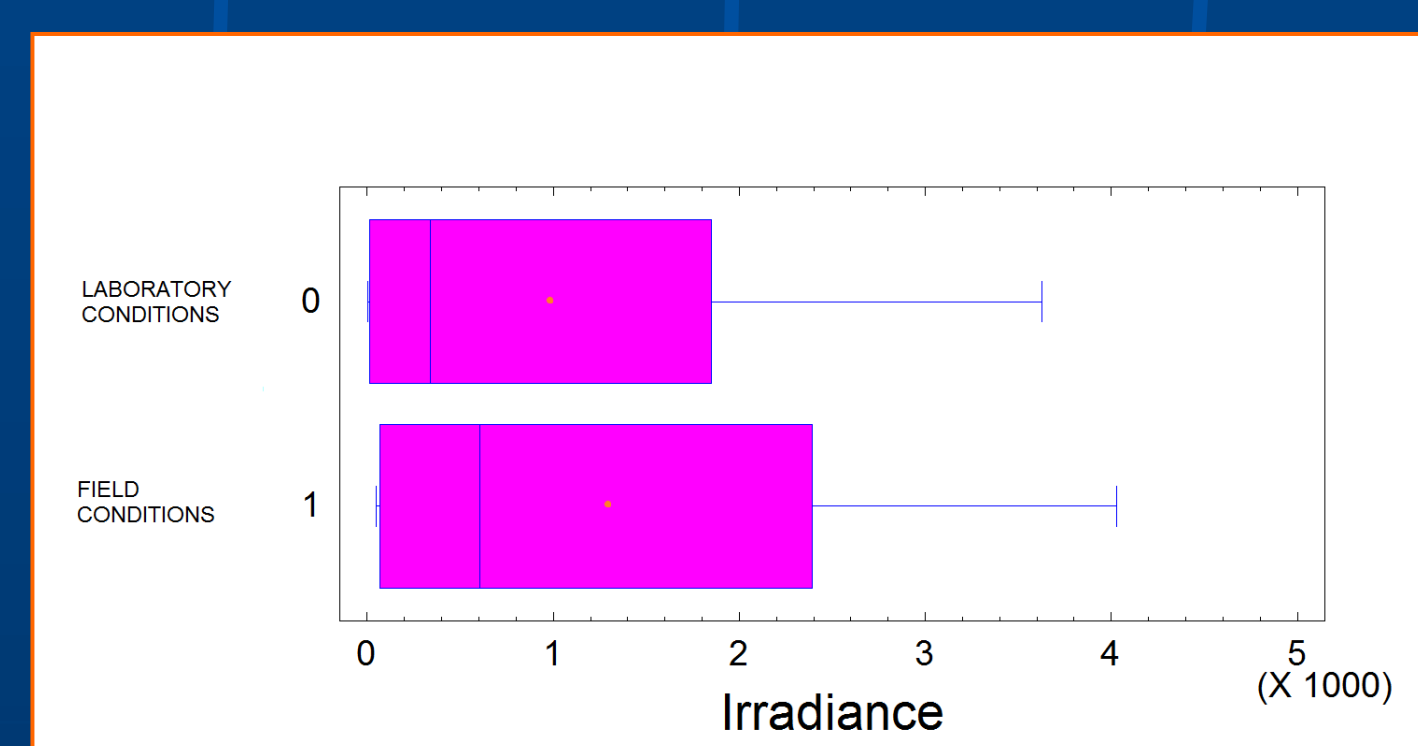
Los resultados experimentales se muestran a continuación:



RESPUESTA EN LABORATORIO

RESPUESTA EN CAMPO

Análisis de la varianza de los datos (ANOVA)



Análisis de la Varianza

$F = 0.26$
 $P = 0.62$

Análisis de la Varianza

$F = 0.62$
 $P = 0.44$

VI. CONCLUSIONES

- La pendiente de las respuestas en laboratorio y en campo son: $k_{LAB} = 0.0549$ kHz/ μ W/cm² y $k_{campo} = 0.0513$ kHz/ μ W/cm², lo que arroja un error $\sim 6\%$.
- Para el ANOVA, se ha elegido un nivel de certeza del 95% y el resultado muestra un *valor-p* > 0.05 (*valor-p* = 0.6140) para la frecuencia y la irradiancia, por lo tanto, para ambos casos, no existe diferencia estadísticamente significativa entre las mediciones en laboratorio y en campo.
- Los resultados antes mencionados validan positivamente la técnica del acondicionamiento del mesurando del sensor óptico cuasi-digital propuesta para el caso de estudio.
- Finalmente, esta técnica puede entonces practicarse con garantía en los sistemas ópticos de detección de instrumentos como visibilímetros, transmisómetros, disdrómetros ópticos, estaciones de monitorización del tiempo presente, etc.

Reporte de Investigación

Primer Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil

M. en C Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

UNIVERSIDAD
AUTONOMA
METROPOLITANA



Casa abierta al tiempo

Azcapotzalco

REPORTE DE INVESTIGACIÓN
PRIMER PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO
PARA EL ENTORNO DEL AUTOMÓVIL

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

PRIMER PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO

PARA EL ENTORNO DEL AUTOMÓVIL

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

Dr. Enrique Pablo Alfonso Fernández Fassnacht
RECTOR GENERAL

Mtra. Iris Edith Santacruz Fabila
SECRETARIA GENERAL

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Mtra. Gabriela Paloma Ibáñez Villalobos
RECTORA

Ing. Darío Eduardo Guaycochea Guglielmi
SECRETARIO ACADÉMICO

DIVISIÓN DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA

Dr. Emilio Sordo Zabay
DIRECTOR

Dr. Gabriel Soto Cortés
SECRETARIO ACADÉMICO

Dr. Andrés Ferreyra Ramírez
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

C.P. Rosa Ma. Benítez Mendoza
JEFE DE LA OFICINA DE PRODUCCIÓN EDITORIAL Y DIFUSIÓN

Primer Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno de un Automóvil.
Primera edición, 2010

D.R.© 2010 Universidad Autónoma Metropolitana

Universidad Autónoma Metropolitana-Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas
Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF

Producción Editorial. Oficina de Producción Editorial y Difusión de la DCBI-A
Diseño gráfico D.C.G. Juan Manuel Galindo Medina

ISBN del libro: 978-607-477-449-8

Impreso en México/ Printed in Mexico

TABLA DE CONTENIDOS

1. Antecedentes	9
2. Necesidad del uso de los visibilímetros	11
3. Objetivos del proyecto	13
3.1 Objetivo general	13
3.2 Objetivos particulares	13
4. Sensores y métodos para medir la visibilidad espacial	15
5. Principio de la estimación de la visibilidad	17
5.1 Concepto de visibilidad	17
5.2 Dimensionamientos	17
5.3 Requerimientos meteorológicos	17
5.4 Métodos de medición	18
5.4.1 Método de la medición del coeficiente de extinción	18
5.4.2 Método de la medición del coeficiente de dispersión	19
5.4.3 Medición indirecta de la visibilidad a través de la irradiancia	20
6. Diseño del visibilímetro	23
6.1 Diagrama a bloques del visibilímetro	23
6.2 Selección del emisor	23
6.3 Diseño del oscilador	24
6.3.1 Características del circuito del oscilador	25
6.4 Selección del receptor	25
6.5 Diseño del acondicionador frontal del receptor.	27
6.6 Tratamiento posterior de la señal.	30
6.7 Diseño del acondicionador digital.	32
7. Modelo de medida de la visibilidad	37
7.1 Obtención de la función $ROM = f(v_v)$	37
7.2 Discusión	40
8. Etapa de visualización del instrumento	41
9. Conclusión	43
Referencias	45
Anexos	47

1. ANTECEDENTES

La seguridad vial en las carreteras requiere la utilización de sistemas que cumplan dos requisitos básicos: la seguridad de funcionamiento y la robustez. Las infraestructuras de señalización e información al usuario (señales fijas, semáforos, paneles, mensajes de radio, etc.) y las de captura y transmisión de información (sensores de vehículos e infraestructuras, monitorización del clima, etc.) son fundamentales para lograr un sistema de transporte seguro.

La vigilancia de las condiciones climatológicas es un factor básico para lograr una conducción segura. Condiciones de clima adversas (lluvia, viento, nieve, niebla, etc.) aumentan las probabilidades de que se produzcan accidentes de tráfico. Si se dispone de sistemas de información al usuario que le proporcionen el estado del clima en las carreteras se pueden reducir considerablemente los riesgos.

Por lo que se acaba de indicar, resulta necesario contar con sensores climáticos que proporcionen información completa y exacta de los factores que puedan incidir en la seguridad vial. Dentro de este grupo están la detección de bancos de niebla, lluvia o nieve en la calzada.

2. NECESIDAD DEL USO DE LOS VISIBILÍMETROS

Existe un reconocimiento internacional de la gravedad de los accidentes de tráfico causados por la niebla. Normalmente, estos accidentes ocurren en las carreteras cuando el pavimento del camino se encuentra a bajas temperaturas y favorecen la condensación continua del vapor de agua acumulado, de manera diferente a lo que sucede en las ciudades donde la temperatura es mayor y la condensación disminuye. Los accidentes se producen cuando la niebla provoca un nivel de visibilidad pobre o una pérdida notable de ésta (menos de 40 m) a causa de un aumento en la densidad de la niebla [1]. Por ejemplo, en la autopista A16, la cual sirve de enlace entre Róterdam y Bélgica, ocurrieron 13 muertes en Agosto de 1972 en Prinsenbeck; otros accidentes ocurrieron en Diciembre de 1989 al norte de Breda y todavía hubo 6 muertes en Noviembre de 1990 [2]. No hace falta mencionar una estadística mundial para dimensionar el problema de la niebla en carreteras.

El desarrollo de uno o varios sensores de visibilidad en las autovías que sean de bajo costo y cuya información se enlace a los sistemas de ayuda a la conducción, constituye un factor que podría disminuir sensiblemente los accidentes en carretera debidos a la niebla.

Sin embargo, la puesta en marcha de un sistema automático de prevención de accidentes, debidos a la presencia de niebla en una carretera, depende de la voluntad política y/o de los recursos del estado [1], [2], [3]. Este factor de dependencia limita la rapidez con la cual se instale tal sistema y, por lo tanto, la continuidad de los accidentes debidos a estas causas.

Lo que se acaba de indicar justifica la utilidad de implementar un sistema autónomo, que detecte oportunamente las condiciones de visibilidad reducida que pueden producirse en las carreteras debido a la presencia de niebla, y que pueda ser instalado, tanto en las infraestructuras viales como en los vehículos.

3. OBJETIVOS DEL PROYECTO

3.1 Objetivo general

El objetivo general del proyecto es el diseño y construcción del prototipo de un visibilímetro que permita un estudio preliminar de las condiciones de visibilidad en las carreteras.

3.2 Objetivos particulares

Los objetivos particulares del proyecto son:

- Diseñar un sistema de bajo costo, con soluciones materiales sencillas y con componentes comerciales. Combinar, en un solo sistema, la estimación de la visibilidad con la determinación de las características de la niebla.
- Orientar el visibilímetro a aplicaciones de control de tráfico.
- Utilizar los sistemas optoelectrónicos apropiados para la estimación de la visibilidad.
- Evaluar la viabilidad del instrumento diseñado como alternativa de bajo costo, con suficientes prestaciones para realizar las funciones de los sistemas comerciales de detección de los parámetros climáticos.

4. SENSORES Y MÉTODOS PARA MEDIR LA VISIBILIDAD ESPACIAL

Existen varios tipos de sensores o métodos para medir la visibilidad: el sensor RVR, el sistema de visión RALPH, los sensores basados en cámaras CCD o cámaras digitales, el transmisímetro y el visibilímetro. Estos sistemas se describen brevemente a continuación.

El sensor RVR

RVR es el acrónimo de "Runway Visual Range" y es un sensor capaz de medir la visibilidad, la luminancia de fondo y la intensidad de luz sobre una pista de aterrizaje, todo esto, de manera que un piloto de avión pueda determinar la distancia del avión a la pista. Este sensor ha sido expresamente solicitado por la Federal Aviation Administration (FAA) de los Estados Unidos de Norteamérica. La medición de la visibilidad se realiza por dispersión directa ("forward-scattering") [4]. Se le ha criticado su propensión a inexactitudes [5] debido a mediciones de la dispersión directa sobre un volumen pequeño, de 1 pie cúbico, aunque existen 150 de estos sensores en uso en EU. Este sistema evidentemente se ha desarrollado para aplicarse en la aviación, es voluminoso y costoso y, por tal motivo, no apto para el entorno del automóvil. La Fig. 4-1 muestra una foto de una unidad RVR.

El sistema RALPH

Es bien sabido que cuando la niebla invade la carretera, los conductores tienden a sobrestimar la distancia visible y esto los conduce a mantener una excesiva velocidad del vehículo. Un sistema para estimar con relativa exactitud la visibilidad [6] ha consistido en medir la atenuación del contraste de marcas o características propias y consistentes del camino puestas a varias distancias frente a un ve-

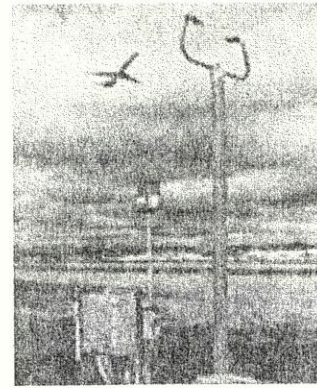


Fig. 4-1. Fotografía de un sensor RVR.
Tomado y adaptado de [4].

hículo en movimiento. Este sistema se basó en el sistema RALPH (Rapidly Adapting Lateral Position Handler) que estima la visibilidad en tiempo real, analizando 15 imágenes por segundo producidas por una cámara blanco y negro y extrayendo las características útiles de las imágenes con un ordenador. Las mejores estimaciones se produjeron a 700 m. del vehículo. El procesamiento de la imagen requiere de una solución material potente, no proporciona una medición absoluta de la visibilidad, la aplicación sólo se adapta muy bien a sistemas de advertencia de visibilidad reducida y no se tiene conocimiento de que existan unidades comerciales del sistema.

Sistemas basados en imágenes

En los últimos 10 años, se han presentado soluciones al problema de la estimación de la visibilidad mediante el uso de cámaras CCD o cámaras digitales y el análisis de imágenes, posiblemente

derivados de los experimentos con el sistema RALPH. Algunos sistemas están basados en tierra y utilizan diferencias en el contraste recibido por la cámara de objetos a diferentes distancias [7] o el uso directo de la fórmula de Koschmieder para el cálculo del rango meteorológico [5]. Estos sistemas no responden a la necesidad de integrar un sistema de estimación de la visibilidad al coche. Experimentos con otros sistemas [8] se han realizado a bordo de vehículos. En todos los casos se utilizan soluciones con potentes procesadores y herramientas de programación avanzadas. Para las estaciones terrestres fijas, estas soluciones pueden ser justificables. En [8] no se reporta la exactitud del sistema y la visibilidad estimada es de poco más de 250 m.

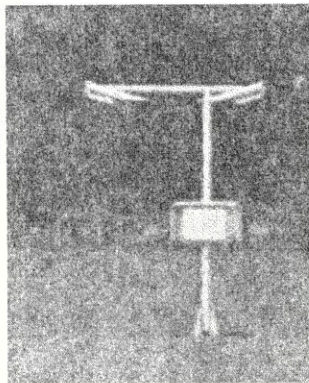
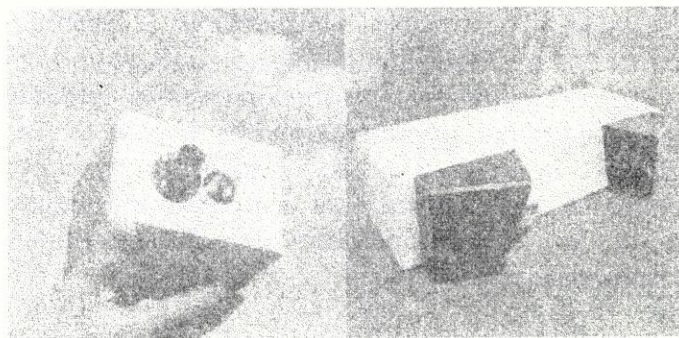


Fig. 4-2. Fotografía de un transmisímetro. Tomado y adaptado de [10]



a)

b)

Fig. 4-3. a) Fotografía de un visibilímetro (www.opticalsensors.se);

b) Fotografía de un visibilímetro (www.sicocv.es).

El transmisímetro

El principio de detección de un transmisímetro se basa en un haz de luz estrecho y colimado dirigido hacia un medio que el haz puede atravesar y en cuyo punto de recepción se coloca un dispositivo con un campo de vista estrecho y se mide la cantidad de luz que recibe a una distancia determinada de la fuente [9]. Es una tecnología que se utiliza desde los años 40, a lo largo del tiempo se ha ido mejorando, se conoce popularmente como la técnica de la dispersión directa ("forward-scattering") y, en general, se utiliza para el control de tráfico aéreo. Es un sensor de tamaño grande, requiere perchas largas para su montaje, de alto costo (>10 000 €), rango dinámico pequeño y mantenimiento considerable. Probablemente, sea el método de estimación de la visibilidad más comúnmente utilizado y tiene a su favor que otras soluciones lo utilizan como instrumento patrón. La Fig. 4-2 muestra una foto de uno de estos equipos.

El visibilímetro

Es un sensor específico para la tarea de medir visibilidad espacial que usa el principio de la medición de la dispersión directa ("forward-scattering") o indirecta ("backward-scattering") de un haz de luz a través del medio con presencia de niebla. Es una tecnología que se utiliza desde los años 70 y está bien orientada a la seguridad del tráfico terrestre. La variedad de estilos y precios es limitada. Es relativamente exacto, de buen rendimiento y bajo mantenimiento. Precios orientativos van desde los 900 € a los 4 000 €.

Actualmente, existen varias empresas (Dr. Löfving¹, SICO², Vaisala³, Sentry⁴) que ofrecen visibilímetros costosos (Ver Fig. 4-3). Por ello, se ha considerado importante proponer el diseño de un visibilímetro, de características similares y tratando de mejorar el costo.

1 <http://www.opticalsensors.se/>

2 <http://www.sicocv.es>

3 <http://www.vaisala.com/>

4 <http://www.durandetection.com>

5. PRINCIPIO DE LA ESTIMACIÓN DE LA VISIBILIDAD

5.1 Concepto de visibilidad

La visibilidad se definió inicialmente [11], para propósitos meteorológicos, como una cantidad a estimarse por un observador humano y ese tipo de mediciones aún se siguen utilizando. Sin embargo, la estimación de la visibilidad es afectada por varios factores subjetivos y físicos. La cantidad meteorológica esencial, que es la transparencia de la atmósfera, puede medirse objetivamente y está representada por el Rango Óptico Meteorológico (ROM).

El *rango óptico meteorológico* es la longitud de un trayecto en la atmósfera necesario para reducir el flujo luminoso, de un haz colimado de una lámpara incandescente a una temperatura de color de 2 700 K, a un 5% de su valor original con el flujo luminoso evaluado por medio de la función de luminosidad fotométrica de la Comisión Internacional de Iluminación (International Commission on Illumination—CIE).

La *visibilidad*, la *visibilidad meteorológica diurna* y la *visibilidad meteorológica nocturna* se definen como la distancia máxima a la cual un objeto negro de dimensiones adecuadas (colocado sobre tierra) puede verse y reconocerse cuando se observa contra el horizonte azul durante el día o que se pudiese ver y reconocer de noche si la iluminación general fuese aumentada al nivel normal de la luz diurna.

5.2 Dimensionamientos

El ROM se expresa en metros o en kilómetros [11]. El rango de la medición varía de acuerdo a la aplicación. Mientras que para necesidades de la meteorología sinóptica la escala del ROM va de lecturas por debajo de los 100 m a lecturas por arriba de los 70 km, el rango de medición puede ser más restringido para otras aplicaciones, e.g. el

tráfico terrestre, donde las necesidades y los lugares determinan este rango.

5.3 Requerimientos meteorológicos

El concepto de *visibilidad* [11] se utiliza ampliamente en meteorología de dos distintas maneras: en primer lugar, es uno de los elementos para identificar las características aire-masa, particularmente para necesidades de la meteorología sinóptica y la climatología, en este caso, la visibilidad debe ser representativa del estado óptico de la atmósfera; en segundo lugar, es una variable operacional que corresponde a criterios específicos o aplicaciones especiales. En este sentido, se expresa directamente en términos de la distancia a la cual marcadores o luces específicas pueden ser vistos.

La medición de la visibilidad utilizada en meteorología debe de estar libre de influencias extrameteorológicas, pero debe conservar una relación simple con el concepto intuitivo de la visibilidad y con la distancia a la cual objetos comunes pueden verse bajo condiciones normales. El ROM se ha definido convenientemente para cumplir con estos requisitos, para los métodos de su medición tanto diurnos como nocturnos y para que existan relaciones claras con otras mediciones de la visibilidad. El ROM ha sido formalmente adoptado por la Organización Mundial Meteorológica (World Meteorological Organization—WMO) como la medida de la visibilidad tanto para usos aeronáuticos como para usos generales. También se le reconoce por la Comisión Internacional Electrotécnica (International Electrotechnical Commission—IEC) para aplicaciones de óptica atmosférica y señalización visual. Esta definición invariablemente se utiliza en este trabajo.

El ROM se relaciona con el concepto intuitivo de la visibilidad a través del *umbral de contraste*. El umbral de contraste (símbolo ϵ) es el mínimo

valor del contraste de luminancia que el ojo humano puede detectar, i.e. el valor que permite que un objeto pueda distinguirse de su fondo. El umbral de contraste varía con el observador. En 1924, Koschmieder, y luego Helmholtz, propuso un valor de 0.02 para . Otros valores han sido propuestos por diversos autores. Se asume que cuando un observador puede ver apenas un objeto negro contra el horizonte, el contraste aparente del objeto es 0.05 y, como se explica en las siguientes líneas, el factor de transmisión toma este valor cuando se adopta para definir el ROM.

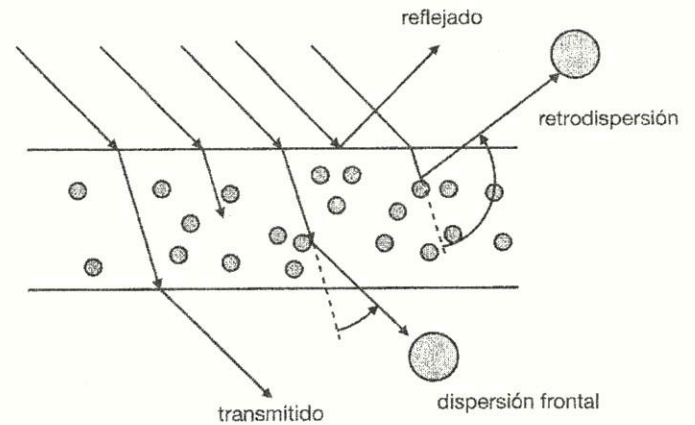


Fig. 5-1. Esquema del comportamiento de la luz a través de un medio físico.

5.4 Métodos de medición

En concreto, el proyecto persigue la medición objetiva del ROM definido en meteorología para estimar la visibilidad. Como se explica en secciones posteriores, el modelo final de la medición de la visibilidad posiblemente sea independiente de la condición diurna o nocturna de la medición. Se explicará el principio de medición de los transmisímetros porque la terminología y la técnica final empleada en el diseño del visibilímetro de este proyecto se derivan de este principio básico. Otros métodos se pueden consultar en [11].

5.4.1 MÉTODO DE LA MEDICIÓN DEL COEFICIENTE DE EXTINCIÓN

La ecuación básica para la medición de la visibilidad es la Ley de Bouguer-Lambert:

$$\Phi = \Phi_0 e^{-\sigma x} \quad (4-1)$$

Donde:

Φ es el flujo luminoso, en lumens, recibido por un detector óptico y que ha atravesado una trayectoria de longitud x en la atmósfera,

Φ_0 es el flujo luminoso para $x=0$, es decir, el flujo emitido por una fuente luminosa y

σ es el coeficiente de extinción.

El *coeficiente de extinción*, medido en m^{-1} , es la proporción del flujo luminoso perdida en un haz colimado a la temperatura de color de 2 700 K,

mientras atraviesa una distancia de 1 m. en la atmósfera. Este coeficiente es una medida de la atenuación debida a la absorción y la dispersión ("scattering") que son características del medio que la luz atraviesa. Resulta conveniente explicar brevemente estos últimos conceptos.

La Fig. 5-1 muestra un esquema del comportamiento de la luz cuando atraviesa un medio físico. La explicación se facilita cuando se piensa que la luz es monocromática. La dirección de la luz incidente es la del observador que ve el medio físico.

- La luz puede ser reflejada, es decir, no penetra propiamente en el medio físico y puede detectarse desde el punto de vista del observador.
- La luz puede retro-dispersarse ("back-scattering"), es decir, dispersarse con una desviación en sentido contrario a su sentido de incidencia cuando penetra en el medio y una partícula desvía su trayectoria.
- La luz puede transmitirse y ser visible una vez que ha salido del medio retomando su dirección de incidencia y seguramente perdiendo en el trayecto parte de su energía.
- La luz puede dispersarse frontalmente ("forward-scattering"), es decir, propagarse una vez que ha atravesado el medio pero no teniendo la misma dirección que la luz transmitida.

Las características del medio (tamaño de la partícula que lo constituye, densidad del conjunto

de partículas, formas, etc.) determinarán la cantidad de luz transmitida, reflejada o dispersada en cualquier sentido. El coeficiente de extinción va a tener en cuenta tanto la cantidad de luz absorbida por el medio, como la cantidad de luz dispersada por éste y, de hecho, se puede definir como [12]:

$$\sigma = \sigma_s + \sigma_a \quad (4-2)$$

Con:

σ_s coeficiente de dispersión del aerosol.
 σ_a coeficiente de absorción.

Por lo tanto, tanto la cantidad de luz dispersada, como la absorbida van a contribuir a la pérdida del flujo luminoso que atraviesa el medio. La ecuación 4-1 puede escribirse como:

$$T = \frac{\Phi}{\Phi_0} = e^{-\sigma x} \quad (4-3)$$

Donde T es el factor de transmisión del medio (transmitancia). Si la ecuación (4-3) se aplica a la definición del ROM, entonces $T = 0.05$ y $x = \text{ROM}$. Por lo tanto:

$$T=0.05 = e^{-\sigma_{ROM}} \quad (4-4)$$

La relación matemática del ROM con el factor de extinción es:

$$\text{ROM} = \frac{1}{\sigma} \ln\left(\frac{1}{0.05}\right) \approx \frac{3}{\sigma} \quad (4-5)$$

Combinando las ecuaciones (4-3) y (4-5), se obtiene:

$$\text{ROM} = x \frac{\ln(0.05)}{\ln(T)} \quad (4-6)$$

La ecuación (4-6) se utiliza como algoritmo para la medición del ROM en los transmisímetros donde x representa la distancia entre el emisor y el receptor del instrumento (ver Fig. 5-3). Por lo tanto, un transmisímetro determina la cantidad de luz que se ha dispersado para calcular la visibilidad en términos del ROM. Las consideraciones de la medición del ROM durante el día o la noche pueden consultarse en [11].

5.4.1.1 Breve descripción de un transmisímetro

La Fig. 5-3 muestra el esquema simplificado de un transmisímetro.

El transmisor se compone de una fuente de flujo lumínico de potencia media constante y el receptor incorpora un fotodetector (en general, un fotodiodo). La fuente luminosa más comúnmente utilizada es una lámpara alógena o de xenón. Esta luz se modula para evitar la influencia de la luz ambiente. El factor de transmisión se determina a partir de la salida del fotodetector y, con esta información, es posible no sólo calcular el factor de extinción sino el ROM.

Puesto que el transmisímetro basa las estimaciones del ROM en la pérdida de luz de un haz colimado que depende de la dispersión y la absorción, éstas están muy próximas al valor real del ROM. Es por esto que este instrumento es de gran exactitud y se le utiliza como instrumento patrón. En la Fig. 5-3 se muestra el diseño más básico de esta clase de instrumentos.

5.4.2 MÉTODO DE LA MEDICIÓN DEL COEFICIENTE DE DISPERSIÓN

La atenuación de la luz en la atmósfera se debe tanto a la dispersión como a la absorción. La presencia de contaminantes en la vecindad de zonas industriales, de cristales de hielo (niebla congelada) o polvo provocan que la absorción sea importante. Sin embargo, en el caso general, el factor de absorción es despreciable y **el fenómeno de la dispersión debido a la reflexión, la refracción o la difracción en las gotas de agua constituye el principal factor en la reducción de la visibilidad [11].**

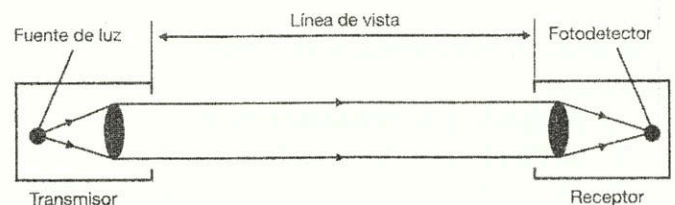


Fig. 5-3. Esquema de un transmisímetro.

El coeficiente de extinción se puede considerar entonces igual al coeficiente de dispersión. La ecuación (4-2) se reduce a:

$$\sigma \approx \sigma_s \quad (4-7)$$

Un instrumento para medir este coeficiente puede entonces servir para estimar el ROM. Estos instrumentos se conocen popularmente como visibilímetros.

Las mediciones se realizan mucho mejor si se concentra un haz de luz en un pequeño volumen de aire y se determina, por medios fotométricos, la proporción de luz dispersada en un ángulo sólido lo suficientemente grande y en direcciones que no sean críticas. Siempre y cuando la fuente de luz sea completamente inmune a interferencias de otras fuentes de luz o bien que esté modulada, un instrumento de este tipo puede utilizarse tanto de día como de noche [11]. El coeficiente de dispersión se puede expresar de la siguiente manera [11]:

$$\sigma_s = \frac{2\pi}{\Phi_V} \int_0^\pi I(\phi) \sin(\phi) d\phi \quad (4-8)$$

Donde:

Φ_V flujo de luz que entra al volumen de aire.

$I(\phi)$ intensidad de luz dispersada en la dirección con respecto al haz incidente.

Nótese que la exacta determinación de σ_s necesita la medición e integración de la luz dispersada hacia fuera del haz y sobre todos los ángulos. Los instrumentos prácticos miden la luz dispersada sobre un ángulo limitado y confían en una alta correlación entre la integral limitada y la integral completa.

5.4.2.1 Breve descripción de un visibilímetro

Se utilizan tres métodos de medición en los visibilímetros:

- 1) medición por retrodispersión,
- 2) medición por dispersión frontal y
- 3) dispersión integrada sobre un ángulo amplio.

El visibilímetro que se propone en este trabajo es del tipo retrodispersión ("back-scattering") y es el

instrumento que se ha tomado como modelo para el desarrollo del proyecto y se describe en detalle en las secciones posteriores. Las descripciones de los instrumentos que utilizan los otros métodos se pueden consultar en [11].

El visibilímetro por retrodispersión, utiliza un haz de luz concentrado en un pequeño volumen de aire frente al transmisor y el receptor se coloca en la misma carcasa y por debajo de la fuente de luz para recibir la luz retro-dispersada por el volumen de aire muestreado. La Fig. 5-4 muestra un esquema simplificado del instrumento.

Se ha explorado una posible relación entre la visibilidad y el coeficiente de retrodispersión, aunque generalmente se acepta que esta correlación no es satisfactoria.

5.4.3 MEDICIÓN INDIRECTA DE LA VISIBILIDAD A TRAVÉS DE LA IRRADIANCIA

Los métodos convencionales de medición de la visibilidad proponen medir indirectamente el coeficiente de extinción (transmisímetros) o el coeficiente de dispersión (visibilímetros) para obtener, a su vez, una medición indirecta de aquélla.

El visibilímetro por el método de la dispersión frontal debe realizar la integración de la luz dispersada sobre todos los ángulos (Ec. 4-8) o, al menos, en el campo de detección del fotodetector. Sin embargo, existe una versión de los visibilímetros que utilizan el método de la retrodispersión que no necesita realizar esta integración y es interesante para este proyecto porque se trata de un instrumento simple.

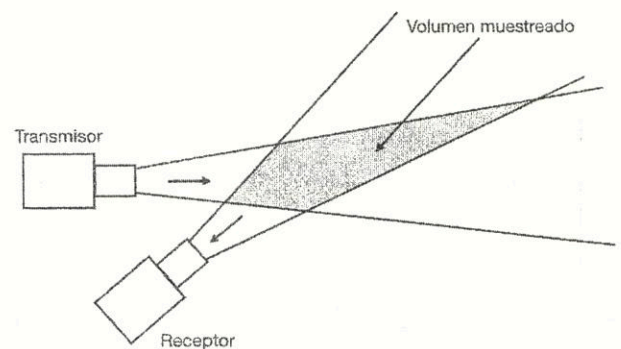


Fig. 5-4. Esquema de un visibilímetro por retrodispersión.

La idea de la Fig. 5-4 permanece. Se emite una luz lo suficientemente intensa colimada y horizontal de manera continua o en forma de pulsos de una irradiancia conocida E_0 [W/m^2]. Cerca del emisor, se monta un receptor (en general, un fotodiodo) para medir la irradiancia [W/m^2] retrodispersada por el medio. Los ejes ópticos del emisor y del receptor deben intersectarse a una cierta distancia, conservando un ángulo $\Delta\alpha$ pequeño entre ellos. Si se conserva pequeño, se ha demostrado [13] que la irradiancia en el receptor se puede expresar como:

$$E_{180} = E_0 \beta(\pi) f(\sigma_s, r_i) \quad (4-9)$$

que puede escribirse también:

$$R = \frac{E_{180}}{E_0} = \beta(\pi) f(\sigma_s, r_i) \quad (4-10)$$

Donde:

R es la "retrodispersión relativa"

$\beta(\pi)$ es la "función de dispersión reducida"

$\beta(\pi)$ está relacionada [13] con la "función de dispersión absoluta" β' de la siguiente manera:

$$\beta'(\pi) = \sigma_s \beta(\pi) \quad (4-11)$$

Un punto importante para justificar el uso de un instrumento para la medición de la visibilidad por retrodispersión ("backscattering"), es la demostración de Mückel (1964), citado en [13], de que la función $f(\sigma_s, r_i)$ permite la medición de la visibilidad por retrodispersión si el ROM es mayor a $10r_i$, donde r_i es la distancia entre la región de intersección (Fig. 5-4) y el receptor.

La relación entre $\beta'(\phi)$ y la visibilidad estándar (ROM) ha sido investigada por Foitzik y Zschaek (1953) y su trabajo se cita en [13] y, como existe una relación entre la visibilidad y el coeficiente de dispersión, existirá entonces una relación entre la "retrodispersión relativa" y la visibilidad. Un primer trabajo experimental para encontrar esta última relación, realizado por Curzio y Knestrick [14], ha encontrado que:

$$ROM = \frac{cst}{R^{1.5}} \quad (4-12)$$

Sin embargo, en un trabajo que continúa la búsqueda de Curzio y Knestrick [15] se propone el siguiente resultado:

$$ROM = \frac{3,9}{\sigma} = k(E_{180})^{-0.92} \quad k = cst \quad (4-13)$$

como un modelo teórico del cálculo de la visibilidad para una determinada distribución de un aerosol de alta concentración. También se cita en [15] el trabajo de Barteneva, quien encontró la siguiente relación experimental:

$$ROM = k(E_{180})^{-1.43} \quad (4-14)$$

Las ecuaciones (4-12), (4-13) y (4-14) tienen la misma forma, pero existe confusión en el argumento de la potencia. Mientras que en la primera se maneja la "retrodispersión relativa", en la segunda y la tercera se entiende que se debe medir la irradiancia de retrodispersión. Aunque en [15] E_{180} se reporta en las gráficas en términos relativos, su proporción es diferente en cada gráfica. La incertidumbre en los modelos conduce a las siguientes convenciones:

a) Con el propósito de mantener la sencillez en el diseño del visibilímetro, se ha convenido en manejar el modelo de Barteneva (ecuación 4-14), no sólo porque se aproxima al modelo experimental de Curzio y Knestrick, sino porque la gama de datos es amplia por haberse realizado mediciones en diferentes sitios.

b) El argumento en la ecuación del modelo de Barteneva será la "retrodispersión relativa" $\frac{E_{180}}{E_0}$

porque, si bien las escalas difieren, en las referencias consultadas siempre se hace mención a una "irradiancia relativa". Un proceso de calibración futuro contra un instrumento patrón permitiría confirmar o descartar este modelo como algoritmo para la estimación de la visibilidad.

6. DISEÑO DEL VISIBILÍMETRO

El principio tecnológico de la medición de la irradiancia de retrodispersión, seguirá el esbozado en la Fig. 5-4. Es claro que la selección de los componentes del sensor es más crítica en el caso del emisor y el receptor.

6.1 Diagrama a bloques del visibilímetro

En la Fig. 6-1 se muestra el diagrama de bloques del visibilímetro propuesto. El diseño está basado en el principio de la detección de la dispersión indirecta de un haz de luz para poder entregar una medición de la visibilidad [19]. Se presenta una breve descripción de las partes del sistema.

Oscilador. El propósito del oscilador es proporcionar pulsos de una frecuencia determinada que controlarían el emisor de luz. Esto resulta necesario para proporcionar a la señal de luz emitida un patrón distinguible de otras señales luminosas y, además, para evitar el sobrecalentamiento del emisor láser.

Circuito APC. Es un circuito idóneo para mantener la potencia de emisión láser constante.

Emisor. Se justifica en la sección 6-2 la selección del emisor de luz.

Receptor. Las características del receptor son, en parte, determinadas por las del emisor. La justificación de su selección se reporta en la sección 6.4.

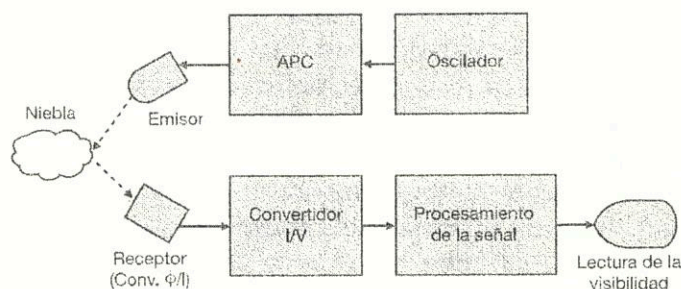


Fig. 6-1. Diagrama a bloques del visibilímetro propuesto

Convertidor I/V. Procesamiento de la señal. Visualización de la lectura. El convertidor I/V y el procesador de la señal acondicionan la señal del detector para tener un voltaje proporcional a la potencia luminosa recibida y convertirla a una señal digital que posteriormente podrá ser leída sobre un dispositivo de visualización (display, pantalla LCD, etc.).

6.2 Selección del emisor

No es difícil de imaginar que el tamaño de las partículas que forman un medio influye en la retrodispersión de un haz que incide en éste. La luz, dada a una cierta longitud de onda, es dispersada con mayor eficiencia por partículas con un diámetro aproximadamente igual al de su longitud de onda. En el caso del presente trabajo, conviene que el medio presente una alta eficiencia de dispersión a la longitud de onda del haz incidente.

La bruma, la niebla, las nubes y las gotas de lluvia poseen un contenido alto de agua y, al mismo tiempo, un tamaño de partícula de:

5 μm a 20 μm para las partículas de niebla y
200 μm a 2 000 μm para las gotas de lluvia.

Una consecuencia del gran tamaño de las partículas de estos fenómenos naturales, es que la potencia de penetración de la radiación infrarroja a través de la niebla es difícilmente mejor que la de la luz visible [16, p. 415]. Si suponemos n partículas de un único radio a por cm^3 , entonces el coeficiente de extinción por unidad de longitud es [16, p. 415]:

$$\sigma = \pi a^2 n Q \quad (6-1)$$

Donde Q es el factor de eficiencia de dispersión, que depende, como es de imaginar, de la sección

geométrica de la partícula G^5 . De acuerdo al tamaño de las partículas de la niebla, su factor de eficiencia será alto y, por lo tanto, la extinción será grande y casi independiente de la absorción, como ya se mencionó en la sección 5.4.2. Más aún, la extinción es virtualmente constante para las regiones del violeta, el visible y el infrarrojo cercano [16, p. 423]. Es por esta razón que los sistemas de comunicación inalámbricos basados en fuentes de luz láser en el infrarrojo cercano tienen dificultades de propagación a través de medios gaseosos como la niebla. Longitudes de onda típicas de operación de esos sistemas son: 0.785, 0.850 y 1.55 μm [17].

En conclusión, la selección de un emisor láser en la región del infrarrojo cercano es conveniente como emisor de luz para provocar una irradiancia por retrodispersión lo suficientemente grande para ser detectada por un receptor de una sensibilidad en la misma región.

De trabajos previos del grupo SCT, se obtuvieron muestras del diodo láser infrarrojo DL-8141-035 de la casa SANYO [18] con las siguientes características:

6.3 Diseño del oscilador

Como se ha establecido en los objetivos particulares (Secc. 3.2), se trata de conservar la sencillez en el diseño del instrumento. Se ha considerado suficientemente funcional el uso de un oscilador astable de pulsos para el control en tensión de un MOSFET en operación de válvula electrónica. El diseño del oscilador se ha realizado con el venerable 555 y se muestra en la Fig. 6-2. Provisionalmente, se fijó la frecuencia de oscilación $f = 40 \text{ kHz}$, pero en el futuro se ha de definir otra frecuencia para evitar interferencias con los mandos a distancia de cocheras y alarmas de coche [20]. Se ha propuesto la frecuencia de 50 kHz que no entra en anchos de banda de uso comercial.

La conformación de la señal se ha dejado a la responsabilidad de un disparador de Schmitt CD 4093 y los pulsos de conmutación son recibidos por un MOSFET BS170 actuando como válvula

Tabla 6-1 En el Anexo A se puede encontrar la hoja de datos de este componente.

Parámetro	Valor	Unidad
Longitud de onda	808	nm
Potencia típica de salida	150	mW
Divergencia típica paralela del haz	8	°

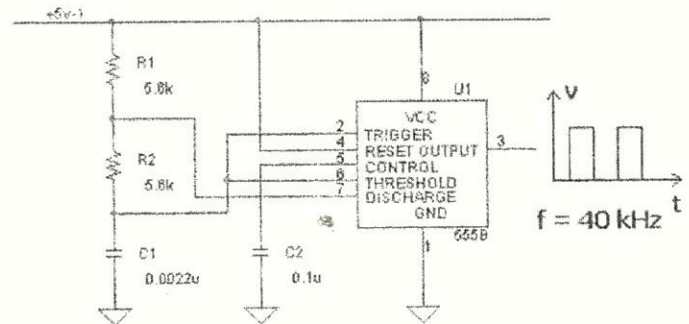


Fig. 6-2. Oscilador astable para el diodo láser.

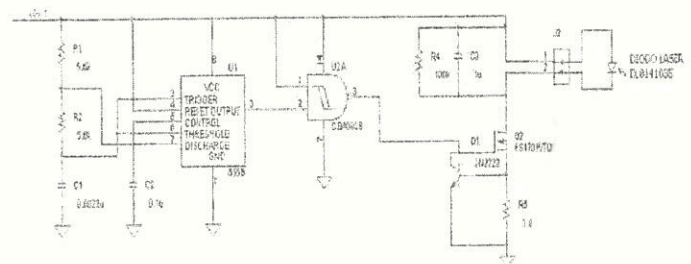


Fig. 6-3. Esquema completo del emisor láser y su circuito de mando.

electrónica. Un circuito muy simple para el establecimiento de una corriente más o menos constante ha sido confiado al uso de la unión B-E de un BJT 2N2222. Este no es de los mejores circuitos para establecer una corriente constante porque la unión B-E de este circuito no es inmune ni a las variaciones de la temperatura ni a las variaciones de la fuente y no utiliza una carga de precisión. Sin embargo, mantiene una operación adecuada y un bajo costo. El circuito final se muestra en la Fig. 6-3 e incluye la conexión del diodo láser.

⁵ En general [16, p. 14] $Q = \frac{C}{G}$ donde C es la sección transversal donde incide la onda emitida.

Si la temperatura ambiente se mantiene alrededor de los 25 °C, entonces el voltaje de la unión B-E del BJT se puede mantener más o menos constante y R5 determinaría un valor de corriente mantenida constante por VBE. De acuerdo a la hoja de datos del diodo láser, la corriente típica para mantener una potencia de 150 mW, cercana a la máxima, es:

$$I_{OP} = 185 \text{ mA}$$

El valor práctico de la unión B-E es 0.706 V. Una resistencia de valor comercial 3.9 Ω asegura un nivel de corriente cercano a I_{OP} . Como el circuito para mantener la corriente a través del diodo láser es adecuado y sencillo, se dejó como circuito útil y el diseño del circuito APC se dejaría para un prototipo posterior.

R4 y C3 en la Fig. 6-3 forman una red "snubber" para "suavizar" el encendido del diodo láser pues, en general, estos dispositivos son sensibles a las descargas eléctricas. Los valores de los componentes son los recomendados por la casa SANYO. El conjunto se alimenta con 5 V.

6.3.1 CARACTERÍSTICAS DEL CIRCUITO DEL OSCILADOR

La Fig. 6-4 muestra el oscilograma de la salida del oscilador donde se puede observar que la amplitud del pulso es de 3.8 V y la frecuencia lograda es 37.88 kHz.

6.4 Selección del receptor

El receptor ha de cumplir con algunas especificaciones importantes más bien relacionadas con el sistema óptico del sensor:

- Tener una buena sensibilidad a la longitud de onda del diodo láser.
- Poseer un área de recepción "grande" para asegurar una captación de la luz retro-dispersada en un ángulo amplio.

Existen varias soluciones para la detección de la luz. No es el propósito de este trabajo hacer una revisión de cada solución, pero se dan las características principales de cada una de ellas y que

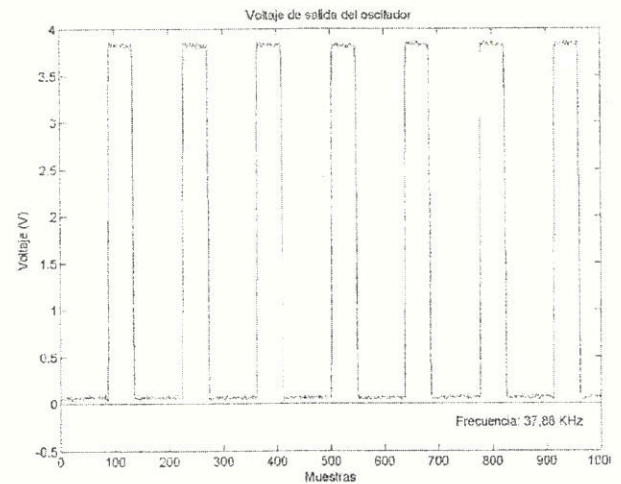


Fig. 6-4. Oscilograma de la salida del oscilador para el emisor.

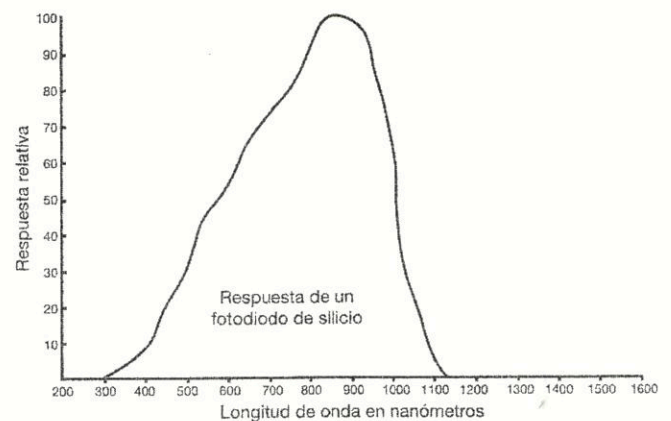


Fig. 6-5. Respuesta típica de un fotodiodo PIN de silicio. Tomado y adaptado de [21].

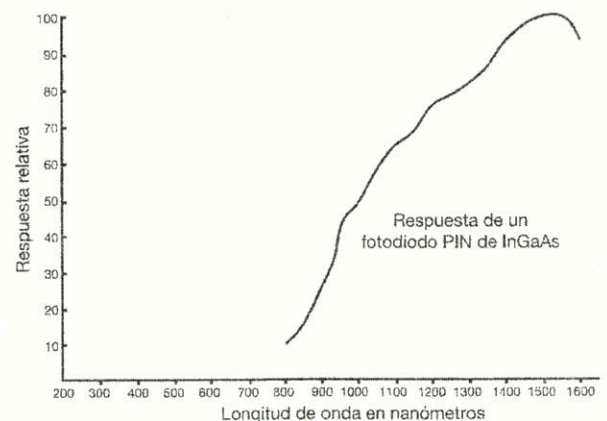


Fig. 6-6. Respuesta típica de un fotodiodo PIN de InGaAs. Tomado y adaptado de [21].

han ayudado a la selección final. Las soluciones disponibles y sus características más interesantes son:

a) *El fotodiodo PIN de silicio.* Típicamente, presenta una respuesta al espectro de luz como la que se muestra en la Fig. 6-5. Se observa entonces una alta sensibilidad para longitudes de onda en el infrarrojo cercano. Su tiempo de respuesta es del orden de ns cuando su área es pequeña y se retarda hasta las centenas de ns conforme el área de captación aumenta. Esto determina un compromiso entre la rapidez de respuesta, para eventos donde la luz aparece y desaparece rápidamente, y la cantidad de luz que se ha de detectar, como en el caso de aplicaciones con luz dispersada. Un incremento del área implica también un aumento del ruido captado y/o generado por la misma unión semiconductor.

b) *El fotodiodo PIN de InGaAs.* La respuesta típica de este fotodiodo se muestra en la Fig. 6-6., donde se observa que este dispositivo es marginalmente útil en la región del infrarrojo cercano. Esta respuesta es típica en las aplicaciones de telecomunicación y, como esta tecnología es reciente, los componentes resultan caros.

c) *El foto-transistor.* Es un dispositivo muy bien conocido por los desarrolladores de aplicaciones optoelectrónicas. Ofrece la ventaja de una mayor sensibilidad para el mismo espectro de luz del fotodiodo PIN de silicio, pero el transistor asociado al diodo detector retarda mucho su respuesta (del orden de decenas de μs) y capta más ruido. No es muy flexible porque el fotodiodo siempre presenta un área de captación pequeña.

d) *Fotodiodo de avalancha.* Es también un dispositivo de tecnología reciente. Su principal ventaja consiste en una sensibilidad mucho mayor que la de un fotodiodo PIN, pero se necesita polarizarlo con voltajes del orden de 150 V, su alta sensibilidad vuelve muy complicado y costoso su circuito de detección y su área de captación es muy reducida, por lo que no se considera adecuado para aplicaciones de captación a distancia.

e) *Tubo fotomultiplicador.* Un dispositivo antiguo (Fig. 6-7-a) pero de muy alta sensibilidad.

Normalmente, se le utiliza para captar señales luminosas muy débiles y permite obtener 10 000 veces más corriente que un fotodiodo PIN utilizado para el mismo propósito. Es preciso seleccionar el modelo que permita la captación de señales en la zona del infrarrojo cercano. En la Fig. 6-7-b se muestra un dispositivo cuya respuesta al espectro luminoso no incluye la región del infrarrojo cercano. Además, debido a su método de captación, siempre es propenso a interferencias de luz parásita.

Finalmente, la selección estaría más bien determinada por la disponibilidad de los componentes en el mercado.

El análisis de las características de las soluciones encontradas para la selección del detector de luz y la investigación de mercado, condujeron a la selección de un fotodiodo PIN de silicio. El dispositivo encontrado en el mercado es el TEMD5000 de la casa Vishay. Algunas de sus características se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 6-2

Parámetro	Valor	Unidad
Área de captación	7.5	mm ²
Tiempo de respuesta	100	ns
Ángulo medio	± 65	°

En el anexo A se encuentra la hoja de datos de este componente.

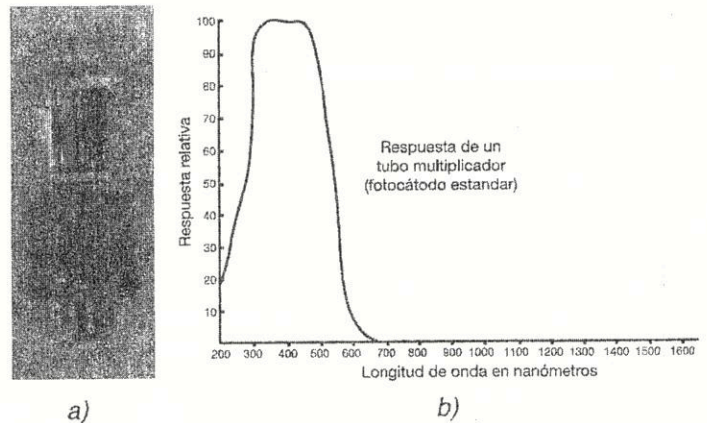


Fig. 6-7. a) Fotografía de un tubo fotomultiplicador; b) Respuesta típica de un tubo fotomultiplicador. Tomado y adaptado de [21].

6.5 Diseño del acondicionador frontal del receptor

Los problemas a que se enfrenta la señal generada por el receptor de luz son:

- El fotodiodo PIN genera una corriente proporcional a la irradiancia recibida. Las medidas llevadas a cabo demuestran que su valor absoluto probablemente sea siempre menor de $50 \mu\text{A}$. El valor de esta señal no debe degradarse por sobrecarga del fotodiodo PIN.
- El fotodiodo PIN es propenso a recibir radiaciones parásitas que no sólo interferirían con la señal de interés, sino que pueden ocasionar su saturación.
- El ruido intrínseco del acondicionador de la señal del fotodiodo PIN (convertidor corriente/voltaje) puede degradar la fidelidad de la señal durante su procesamiento. Esto sucede así porque el ruido de entrada es amplificado por el acondicionador de la siguiente manera [22, p. 108]:

$$e_{noe} \approx \frac{1 + R_F C_{DS}}{1 + R_F C_D} e_{ni} \quad (6-2)$$

- Donde R_F y C_F son componentes en la retroalimentación del acondicionador y C_D es la capacitancia intrínseca del fotodiodo PIN. Resulta evidente que haciendo $C_F \gg C_D$ el ruido del acondicionador disminuiría, aunque sería necesario estudiar el detrimento en el ancho de banda del circuito. Existe también el compromiso de que a mayor área de recepción del PIN, mayor es su capacitancia intrínseca.

El problema básico es encontrar una técnica de conversión de corriente a tensión que afronte con éxito los problemas mencionados arriba. Se exploraron las siguientes soluciones:

La Fig. 6-8 muestra una primera solución, la cual consiste en utilizar un *detector de alta impedancia*. Tiene como mayor inconveniente que la saturación del fotodiodo PIN, debida a su exposición a una radiación potente (sol, faros, etc.), no se puede evitar ($V_R \approx V_{CC}$). Esto obligaría a utilizar un filtro óptico pasabanda. El efecto capacitivo del PIN (circuito RC en CA) no se elimina.

La Fig. 6-9 muestra la configuración de un *amplificador de transimpedancia*. Evita el efecto capacitivo del PIN, pero continúa el problema de la saturación en el fotodiodo.

La Fig. 6-10 muestra una variación del amplificador de transimpedancia de la figura anterior. Se ha colocado en la realimentación del amplificador un circuito LC en paralelo. Como este circuito es puramente reactivo (o casi) sólo la componente en CA de la luz recibida (modulada) es amplificada, mientras que la componente de CD producida por

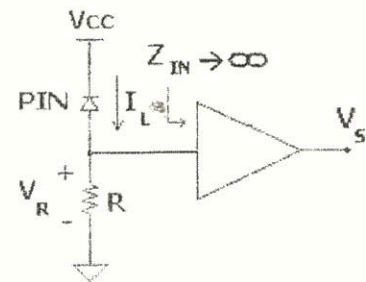


Fig. 6-8. Circuito detector de alta impedancia.

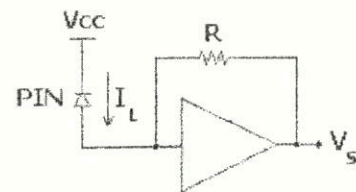


Fig. 6-9. Circuito detector con amplificador de transimpedancia.

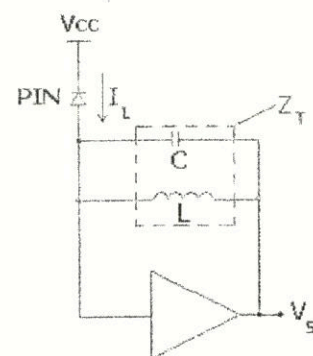
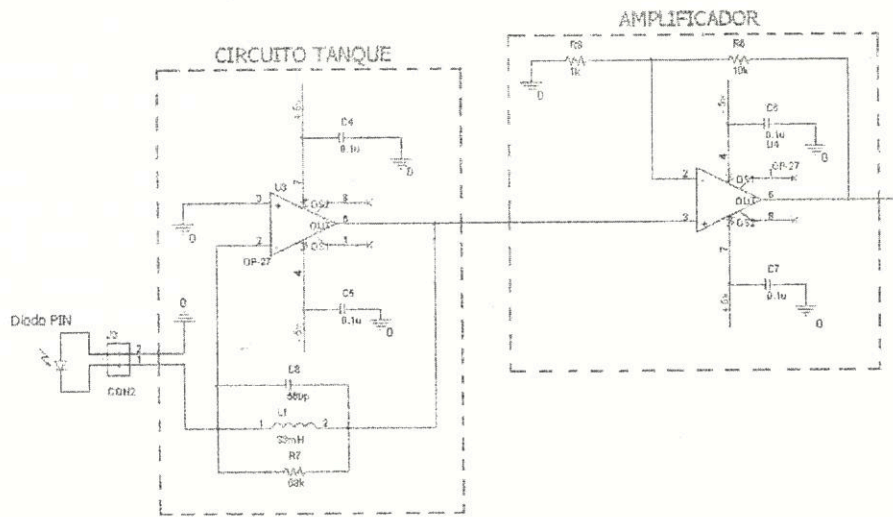


Fig. 6-10. Circuito detector con amplificador de transimpedancia reactivo.

Fig. 6-11. Circuito del acondicionador frontal del receptor.⁶

la luz ambiente prácticamente no se amplifica. Para obtener una conversión $i \rightarrow v$ con alta ganancia, es necesario que el valor de la impedancia total Z_T sea alto. La inductancia en paralelo con la capacitancia implica que Z_T aumenta sólo si X_L aumenta a altas frecuencias de modulación. Esto indica que en este diseño se debe tener un alto valor de la inductancia L y un bajo valor de la capacitancia C . Una solución es colocar una sola bobina de valor alto (1-2 H) y dejar que la configuración se maneje con la capacitancia intrínseca de la bobina. Este diseño ha sido descartado por la no disponibilidad en el mercado de un inductor de un valor tan alto (1-2 H). En general, es raro encontrar este valor en el mercado y no se tuvo la opción de fabricarlo. Implicaba también aceptar en la solución material una bobina de grandes dimensiones.

Una solución que conserva las características del circuito de la Fig. 6-10 y que puede implementarse con componentes comerciales, consiste en utilizar un circuito tanque que resuene a la frecuencia de oscilación de la señal emitida por el diodo láser y compensar la pérdida de la ganancia del convertidor i/v con una etapa amplificadora en cascada. Puesto que la corriente generada por el fotodiodo PIN es pobre, el ruido intrínseco ha de permanecer bajo y la amplificación de la señal en CA no debe sufrir distorsión, se consideró conveniente utilizar amplificadores operacionales de grado precisión.

La Fig. 6-11 muestra la solución adoptada para el acondicionador frontal del receptor.

Se seleccionó el OP27GPZ⁶ de la casa Analog Devices como amplificador operacional para cada etapa del acondicionador frontal. Es un amplificador grado precisión de bajo ruido del tipo DIP, lo que permite utilizarlo en tablas de experimentación ("protoboards").

La frecuencia angular característica del circuito RLC resonante en paralelo es:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6-3)$$

Se dispone de inductores de valor 33 mH y, para la frecuencia de oscilación del láser de 40 kHz la capacidad debería ser:

$$C = \frac{1}{L\omega_r^2} = \frac{1}{(33 \cdot 10^{-3})(2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^3)^2} = 479 \text{ pF}$$

El valor del condensador disponible ha sido 560 pF. Esperamos en el futuro poder conseguir un valor más cercano (el valor comercial más cercano es 470 pF). El funcionamiento de este circuito se simuló utilizando el paquete ORCAD. La Fig. 6-12 muestra el oscilograma de la salida del

6 <http://www.analog.com/en/other-products/militaryaerospace/op27/products/product.html>

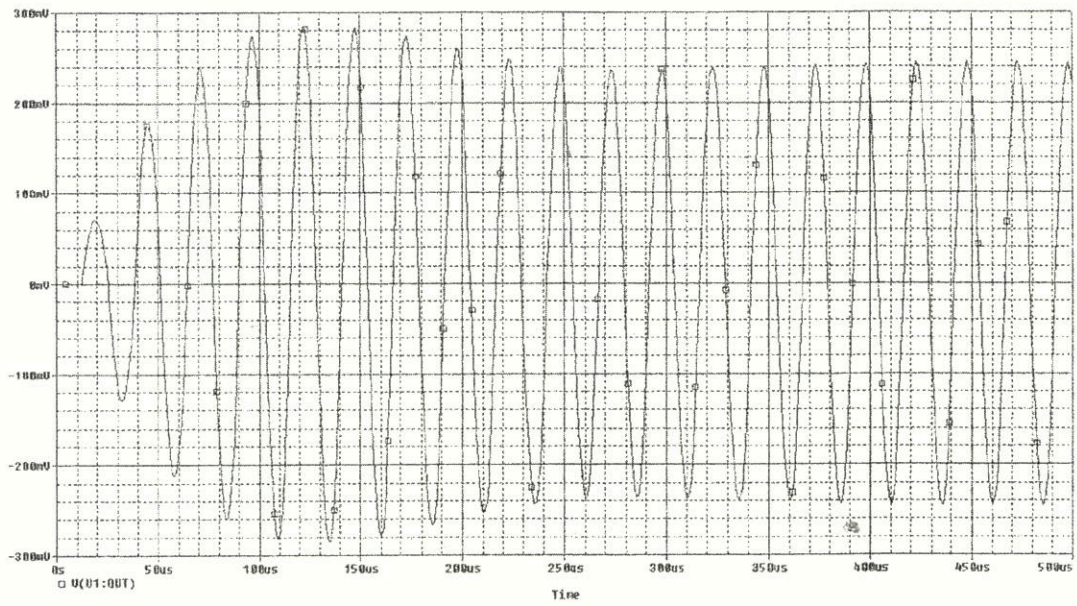


Fig. 6-12. Oscilograma del voltaje de salida del circuito tanque simulado

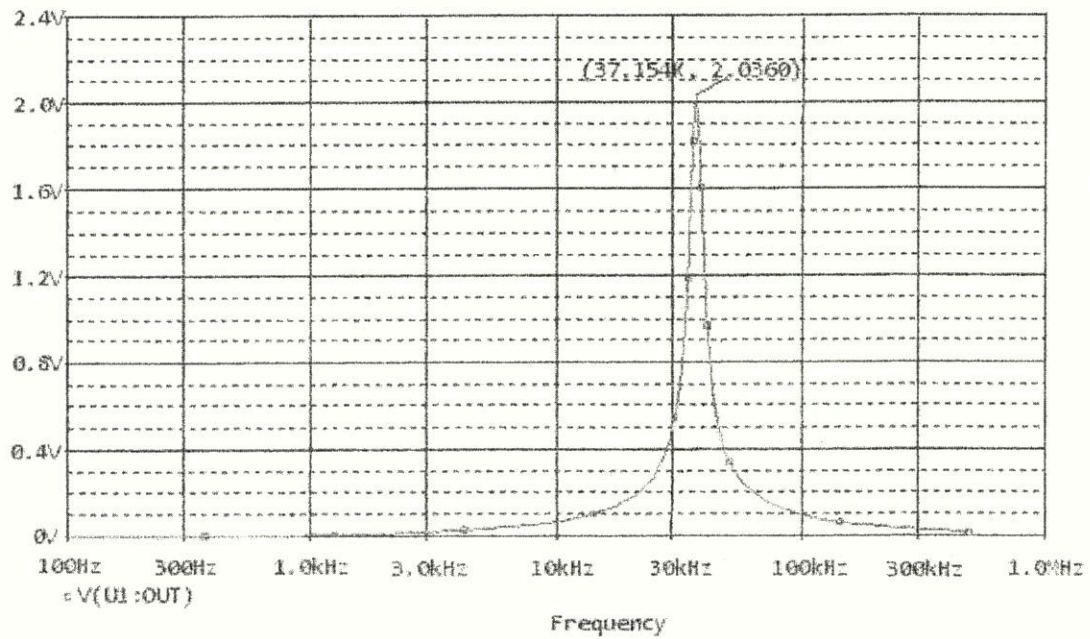


Fig. 6-13. Resultado de la respuesta en frecuencia simulada del circuito tanque.

circuito tanque y la Fig. 6.13 muestra la respuesta en frecuencia del circuito de acuerdo al simulador. Nótese que, de acuerdo a la simulación, el circuito tanque resuena a 37.15 kHz (muy cercana a la frecuencia práctica del oscilador de 37.88 kHz) y se obtiene una salida del orden de 2 V para una entrada de 30 mA en la simulación que corresponde a una irradiancia de 0.5 mW/cm².

El valor exacto de la resistencia del circuito tanque se obtuvo por prueba y error ajustando un potenciómetro de 100 kΩ. El mejor valor se fijó cuando se obtuvo una onda senoidal sin distorsión aparente.

El oscilograma práctico de la señal de salida del circuito tanque (Fig. 6-11) se muestra en la Fig. 6-14. Este oscilograma se ha tomado para las características del sensor que aparecen en la tabla 6-3.

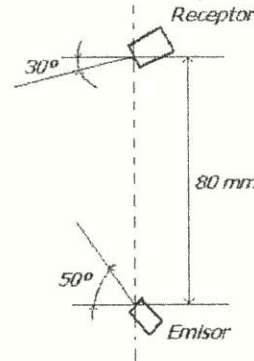
El oscilograma de la Fig. 6-14 es el que se ha podido obtener con el valor pico máximo y la mínima distorsión aparente para las condiciones de la Tabla 6-3. Su valor pico es 238 mV, pequeño como se esperaba, y su frecuencia es 36.4 kHz, muy cercana a la frecuencia práctica del oscilador del emisor.

Puesto que la amplitud de la señal es muy pequeña para procesarse, se amplificó con un amplificador no inversor con una ganancia igual a 11. Una vez más, esta ganancia fue determinada por la disponibilidad de componentes. La Fig. 6-15 muestra el oscilograma a la salida del amplificador (Fig. 6-11). En la Fig. 6-15 se nota que la frecuencia del circuito tanque se conserva y el valor pico obtenido para la máxima amplitud de la señal de salida del circuito tanque es 2.42 V.

6.6 Tratamiento posterior de la señal.

La variación de la señal a la salida del acondicionador frontal del receptor es una función de la irradiancia recibida por retrodispersión. Ensayos donde se utilizaron pantallas de papel con diferentes tonos de gris a 7.5 cm de distancia del receptor y del emisor demostraron que la amplitud de la señal variaba de acuerdo al nivel de gris. En la Fig. 6-16 se dan algunos ejemplos. Los niveles de gris han simulado, grosso modo, la cantidad de niebla presente. El nivel 0 correspondería a una ausencia casi total de niebla que reduciría la salida

Tabla 6-3

CARACTERÍSTICA	VALOR O CONDICIÓN
Corriente pulsada al diodo láser	~181 mA utilizando un resistor de 3.9 Ω.
Flujo radiométrico emitido por el diodo láser*	33 mW
Orientación y disposición relativa del emisor y del receptor	
Máximo valor de pico posible y mínima distorsión armónica aparente	Se ajusta con un trimpot de 100 kΩ en lugar de la resistencia de 68 kΩ de la Fig. 6-11.
Ángulo de retrodispersión	123° (donde la señal presentó máxima amplitud).
Pantalla de papel blanco mate como medio de reflexión	Colocada a 7.5 cm de la línea de separación entre los sensores.

* Medido con un medidor de potencia láser Mod. NOVA, P/N 1Z01500, Mca. OPHIR y utilizando una sonda PD300-1W, P/N 1Z02411A del mismo fabricante.

del circuito tanque a 21 mV (señal sin distorsión aparente) y el nivel 255 a una acumulación muy densa de niebla que corresponde a una salida de 220 mV (2.42 V a la salida del amplificador). Las salidas del amplificador y sus correspondencias con algunos niveles de gris se muestran en la mencionada Fig. 6-16.

Un detector de pico es la siguiente etapa necesaria para procesar la señal. Este circuito se muestra en la Fig. 6-17.

Esta etapa, sin ser un circuito de altas prestaciones, ha sido suficientemente adecuada para la función requerida. El diseño teórico inicial de este circuito no probó ser útil porque no presentaba la suficiente velocidad de respuesta ante rápidas varia-

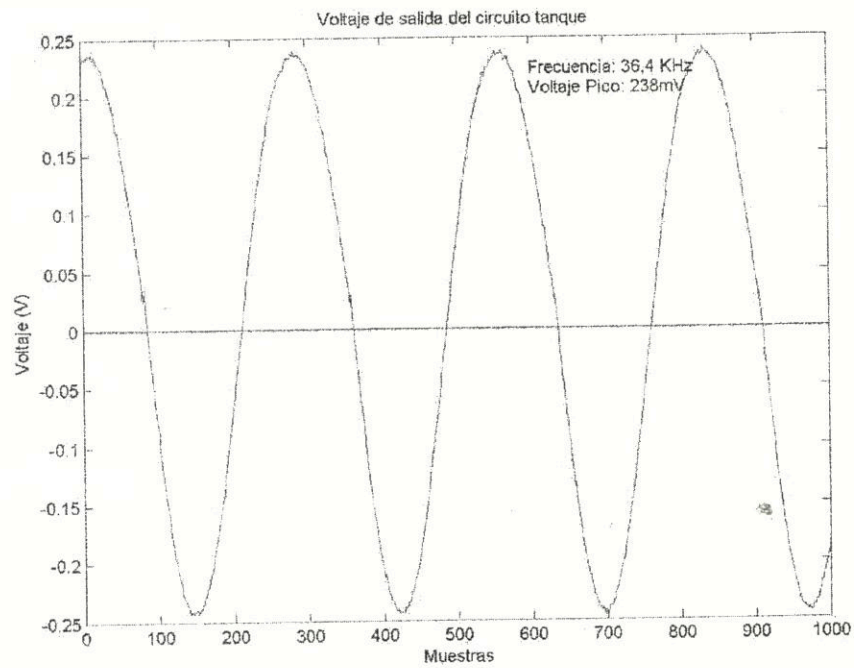


Fig. 6-14. Oscilograma del voltaje de salida del circuito tanque.

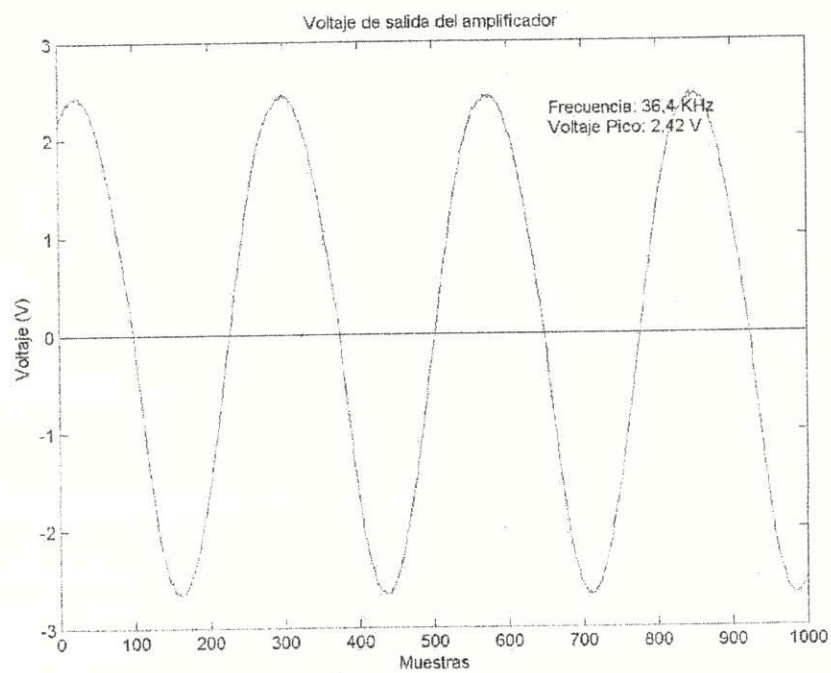
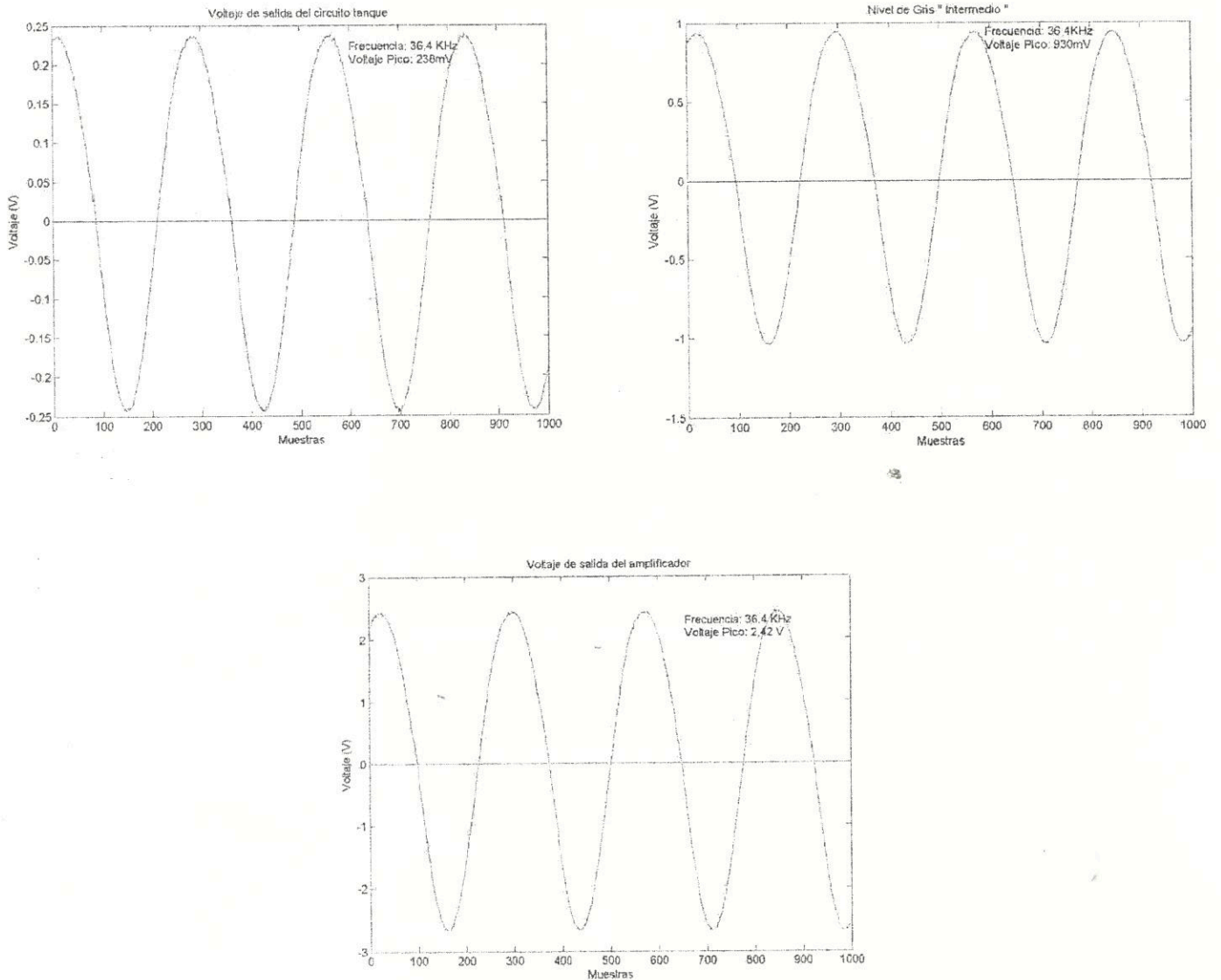


Fig. 6-15. Oscilograma del voltaje de salida del amplificador.



c) Nivel de gris = 255.

Fig. 6-16. a), b). Graficas de los voltajes de salida del amplificador para algunas pantallas de diferente nivel de gris.

ciones de la señal del circuito tanque. El diseño final se obtuvo mediante prueba y error. La Fig. 6-18 muestra el oscilograma de la salida de este circuito y se le compara con el de la salida del amplificador.

El diagrama completo del acondicionador analógico del visibilímetro se presenta en la Fig. 6-19. Se ha procurado añadir condensadores de desacoplo del ruido de baja y alta frecuencia en las etapas con amplificadores operacionales más sensibles [23], [24].

6.7 Diseño del acondicionador digital

El diseño del acondicionador digital del visibilímetro, que se encarga de preparar la salida del sensor para que pueda ser visualizada de una forma fácil de interpretar, ha estado determinado por las siguientes circunstancias:

- Se contaba con un convertidor analógico-digital (ADC0804) de aproximaciones sucesivas de 8 bits con un rango de entrada de voltaje de 0 a 5 V.

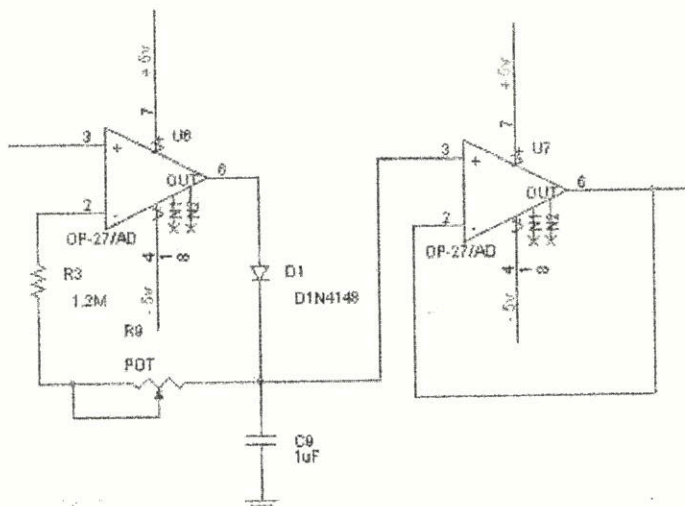


Fig. 6-17. Circuito del detector de pico de voltaje.

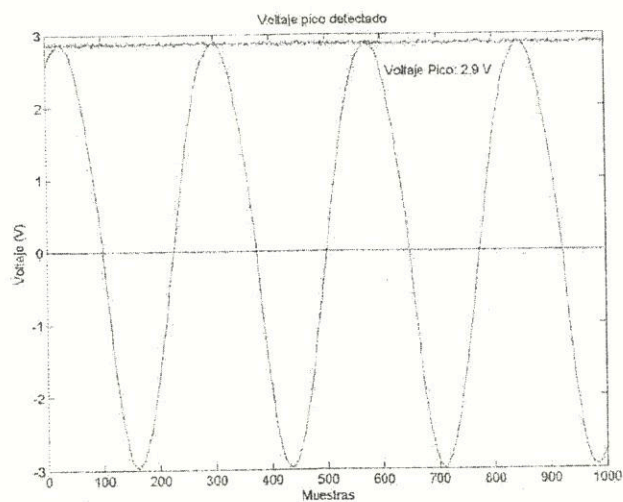


Fig. 6-18. Oscilograma del voltaje pico detectado a la salida del amplificador.

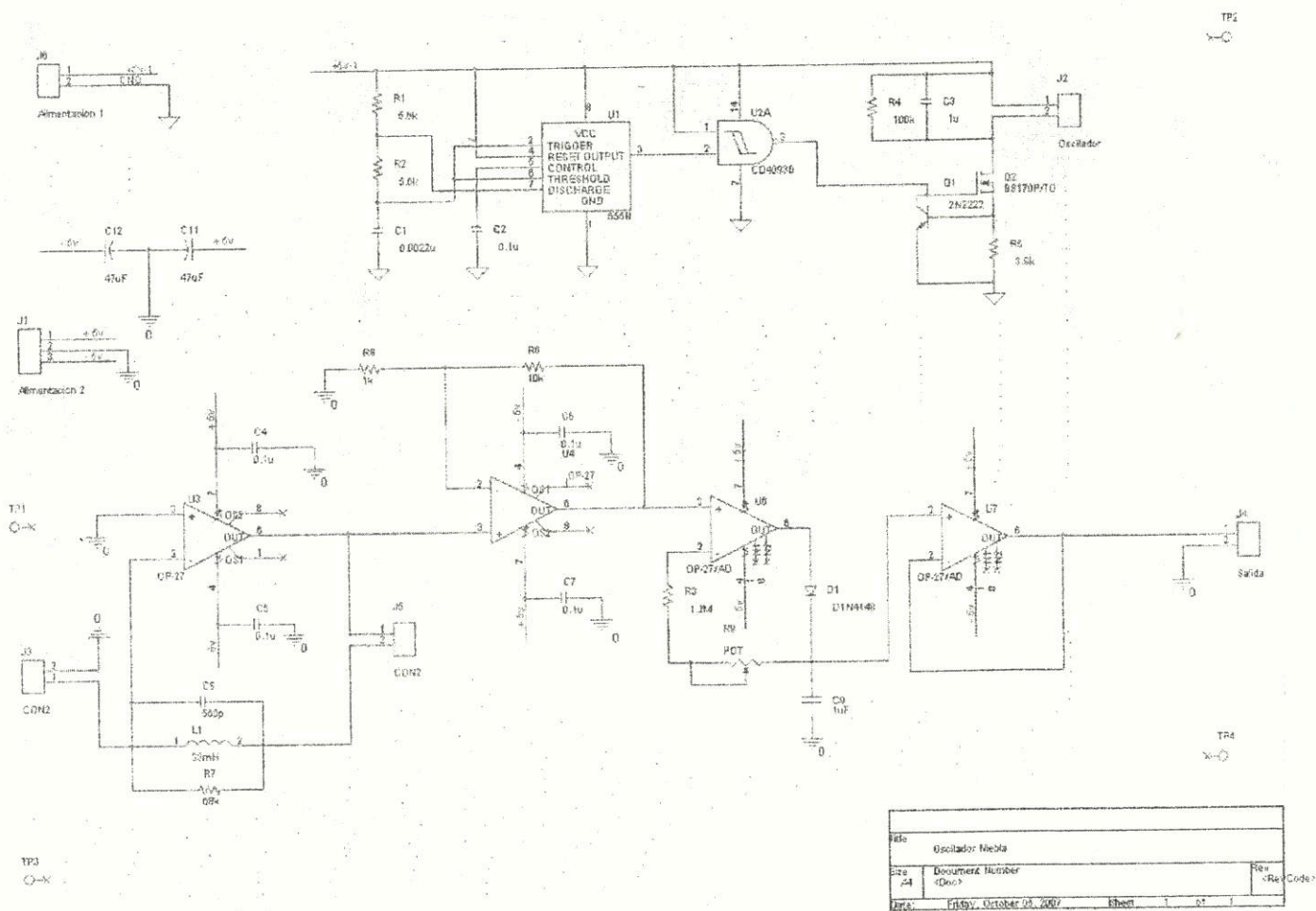


Fig. 6-19. Diagrama completo del circuito del acondicionador analógico del visibilímetro.

- Se disponía de una herramienta de programación para el microcontrolador AT90S2313 de la casa AVR que permite el envío de datos a un ordenador vía RS-232.

Se decidió aprovechar el componente, la herramienta y la facilidad de programación instalada para diseñar la parte final del sensor.

El rango de salida del detector de pico, para las condiciones de la Tabla 6-3 y colocando pantallas de papel con tonos de gris del nivel 0 al nivel 255 a 7.5 cm del detector es:

$$\text{rango del voltaje pico} = [0.36, 2.7] \text{ V}$$

y el rango del voltaje analógico de entrada del ADC es:

$$V_{IN_ADC0804} = [0, 5] \text{ V}$$

Se diseñó un escalador de voltaje para la salida del acondicionador analógico del sensor. El modelo gráfico del escalador se muestra en la Fig. 6-20.

La ecuación que se puede deducir del modelo gráfico es:

$$V_{IN_ADC0804} = 2.137 V_{PICO} - 0.769$$

que se puede escribir como:

$$V_{IN_ADC0804} = -2.137(0.36 - V_{PICO}) \quad (6-4)$$

La ecuación 6-4 correspondiente al escalador, llevó a utilizar una configuración de amplificador restador inversor. La Fig. 6-21 muestra el circuito del escalador.

Como se sabe, los escaladores de voltaje deben funcionar con exactitud. En este circuito, es importante mantener la tolerancia de las resistencias al 1% y los valores indicados. La referencia de voltaje de 0.36 V se puede implementar con la referencia de voltaje del ADC para asegurar que se mantenga estable. Estos requisitos se lograron combinando valores de resistencias disponibles en el laboratorio del SCT.

La Fig. 6-22 muestra el diagrama completo del acondicionador digital incluyendo el escalador.

Algunas notas sobre la solución material mostrada en la Fig. 6-22 son:

- La referencia de voltaje no era completamente exacta (se requiere una referencia de 2.560 V exactamente para tener una resolución de 0.02 V en el ADC0804 [25, p. 25] y que la función de transferencia no sufra de errores); se tuvo que agregar un amplificador no inversor para ajustar el voltaje de la referencia.
- La conexión del ADC y del microcontrolador se realizó siguiendo las recomendaciones de los fabricantes. El cristal de reloj disponible fue de 4.000 MHz, lo que implicó una rapidez de transmisión máxima sin errores de 19 200 baudios a través del enlace RS-232.
- La configuración del microcontrolador AT90S2313 y la rutina de adquisición se pueden revisar en el programa ensamblador del Apéndice B.

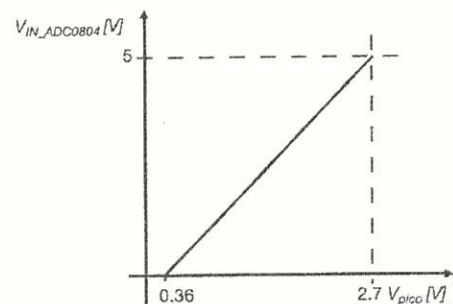


Fig. 6-20. Modelo gráfico del escalador de voltaje.

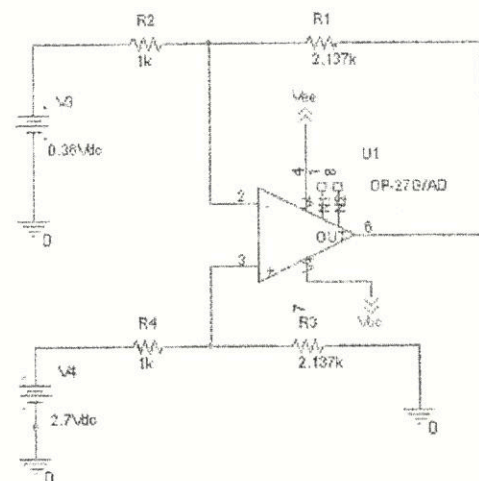


Fig. 6-21 Circuito del escalador de voltajes.

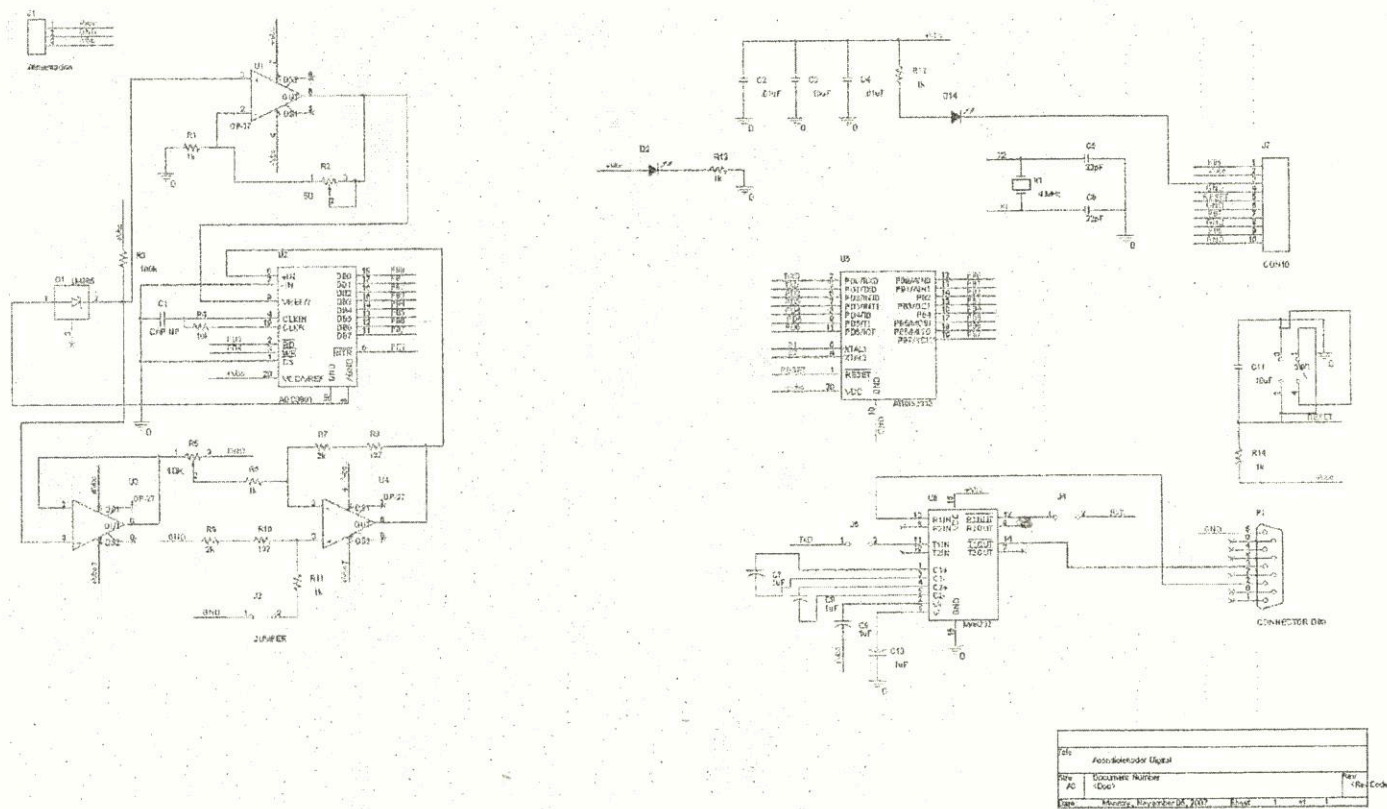


Fig. 6-22. Diagrama completo del circuito del acondicionador digital del visibilimetro.

7. MODELO DE MEDIDA DE LA VISIBILIDAD

De una manera muy aproximada, según lo muestra la Tabla 6-4, el sensor genera una salida proporcional al nivel de gris de las pantallas de papel que simularían la densidad de la niebla. Es claro que:

Las pantallas de papel no reproducen exactamente las condiciones de retrodispersión de un aerosol como la niebla.

Condiciones ambientales conjuntas (temperatura, humedad, viento) que pueden presentarse en el espacio de formación de la niebla no se han reproducido en laboratorio.

Por lo tanto, aunque las pruebas de laboratorio bajo las condiciones que se han podido establecer para tratar de reproducir niebla demuestran un funcionamiento coherente del sensor, el instrumento requiere de una validación estricta. Un tema importante a resolver, si se ha de someter el instrumento a una validación por contraste con un instrumento patrón, es realizar la visualización de la medida de acuerdo a la salida del sensor, es decir, obtener la función:

$$ROM = f(v_s)$$

donde es el voltaje de salida del sensor. En este sentido, el modelo ofrecido por la ecuación 4-14 es muy útil porque la irradiancia sobre el fotodiodo PIN tiene una relación cuasi-lineal con la corriente en inversa de este diodo.

7.1 Obtención de la función $ROM = f(v_s)$

Como se estableció en la Secc. 5.4.3, se reporta la expresión de la medida de visibilidad en términos de la "retrodispersión relativa".

La ecuación 4-14 puede utilizarse como ecuación de partida para obtener la función $ROM = f(v_s)$:

$$ROM = k \left(\frac{E_{180}}{E_0} \right)^{-1.43} \quad (7-1)$$

La característica de la corriente en inversa del fotodiodo PIN TEMD50007 en función de la irradiancia recibida E_e , se reproduce en la Fig. 7-1 para fines ilustrativos. Esta característica es de la forma canónica:

$$I_{ra} = mE_e + I_{ra0} \quad (7-2)$$

El cálculo de la pendiente y la ordenada en el origen, utilizando la gráfica de esta característica, permite obtener los parámetros de la ecuación 7-2, que queda:

$$I_{ra} = 49.95 \left[\frac{mA}{W/cm^2} \right] E_e + 100.5 \text{ [nA]} \quad (7-3)$$

La ordenada en el origen es despreciable, por lo tanto, (7-3) puede expresarse como:

$$I_{ra} \approx 49.95 \left[\frac{mA}{W/cm^2} \right] E_e \quad (7-4)$$

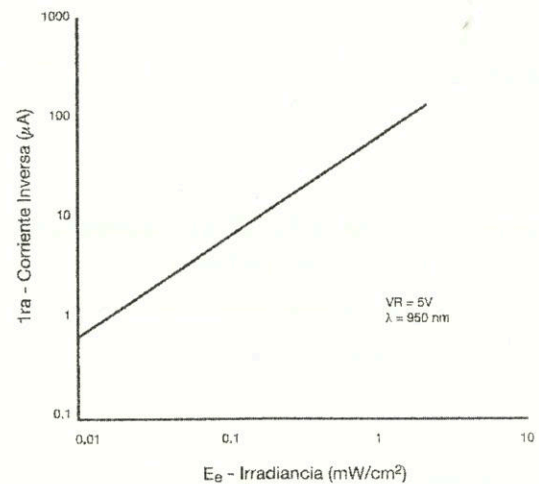


Fig. 7-1. Característica del diodo PIN TEMD5000. Tomada y adaptada de [26].

7 <http://www.vishay.com/search?query=TEMD5000&x=31&y=7&type=>

La característica del modelo de Barteneva [15], es decir, la Ec. 4-14, se reproduce en la Fig. 7-2 para fines ilustrativos.

El valor de la constante k , se puede estimar gráficamente de la Fig. 7-2. La Tabla 7-1 muestra las estimaciones gráficas del valor de k y su valor promedio calculado para el grupo de valores significativos de la Fig. 7-2.

Entonces, la Ec. 4-14 se puede escribir:

$$ROM = 0.0307 \left[m \left(\frac{E_{180} [W/m^2]}{E_0 [W/m^2]} \right) \right]^{-1.43} \quad (7-5)$$

Si la corriente de operación del diodo láser permanece constante:

$$I_{OP} = cst \Rightarrow E_0 = cst$$

Para el circuito de la Fig. 6-3, el medidor NOVA⁸ de densidad de flujo radiante proporciona la siguiente lectura:

$$E_0 = 33 \text{ mW/cm}^2 = 330 \text{ W/m}^2$$

Substituyendo este valor en la Ec. (7-5):

$$ROM = 0.0307 \left(\frac{E_{180}}{330} \right)^{-1.43} = 122.635 E_{180}^{-1.43} \text{ m} \quad (7-6)$$

Despejando E_{180} de la Ec. (7-4) y substituyendo el resultado en la Ec. (7-6), se tiene:

$$ROM = 3.217 \times 10^{-6} I_{ra}^{-1.43} \text{ m} \quad (7-7)$$

Teóricamente, conociendo la corriente a través del fotodetector, será posible conocer la medida de la visibilidad, si el modelo de Barteneva es válido.

Para poder conocer la función $ROM = f(v_s)$, es necesario conocer la función $(v_s) = f(I_{ra})$. Esta función sólo se puede evaluar mediante la medición directa de la corriente en el fotodiodo PIN y la medición del voltaje a la salida del detector de pico (Fig. 6-16), aunque, de acuerdo a las Figs. 6-10 y 6-11, no es la mejor opción registrar la corriente del fotodiodo PIN directamente y, en general, se utiliza un amplificador para fotodiodo (básicamente

Tabla 7-1

Visibilidad	Irradiancia	Constante
V en m	E180 en W/m2	k
10	1,69E-02	2,92E-02
20	1,05E-02	2,96E-02
50	5,90E-03	3,25E-02
100	3,50E-03	3,08E-02
200	2,20E-03	3,17E-02
PROMEDIO		3,07E-02

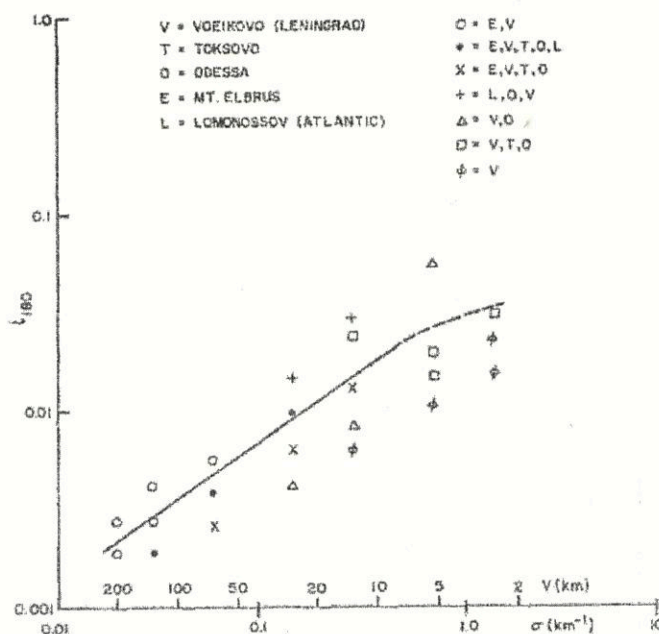


Fig. 7-2. Relación entre la "retrodispersión relativa" y la visibilidad derivada de los datos de Barteneva. Tomada y adaptada de [15].

⁸ Medido con un medidor de potencia laser Mod. NOVA, P/N 1Z01500, Mca. OPHIR y utilizando una sonda PD300-1W, P/N 1Z02411A del mismo fabricante.

un convertidor de corriente a tensión). La Fig. 7-3 muestra el método utilizado para la evaluación de la función. La Tabla 7-2 muestra el registro de los valores medidos para diferentes tonos de gris de las pantallas de papel.

Se ha utilizado el paquete EXCEL para conocer la tendencia de los datos de la Tabla 7-1. Se programó un ajuste lineal porque se suponía que la función de transferencia de todos los sistemas analógicos utilizados en este proyecto era lineal. La Fig. 7-4 muestra el resultado del ajuste.

La ecuación del ajuste de datos de la característica $(v_s) = f(I_{ra})$ dada por EXCEL es:

$$v_s = 617868I_{ra} - 0.4289 \quad (7-8)$$

Despejando de la Ec. (7-8) y substituyéndola en la Ec. (7-7):

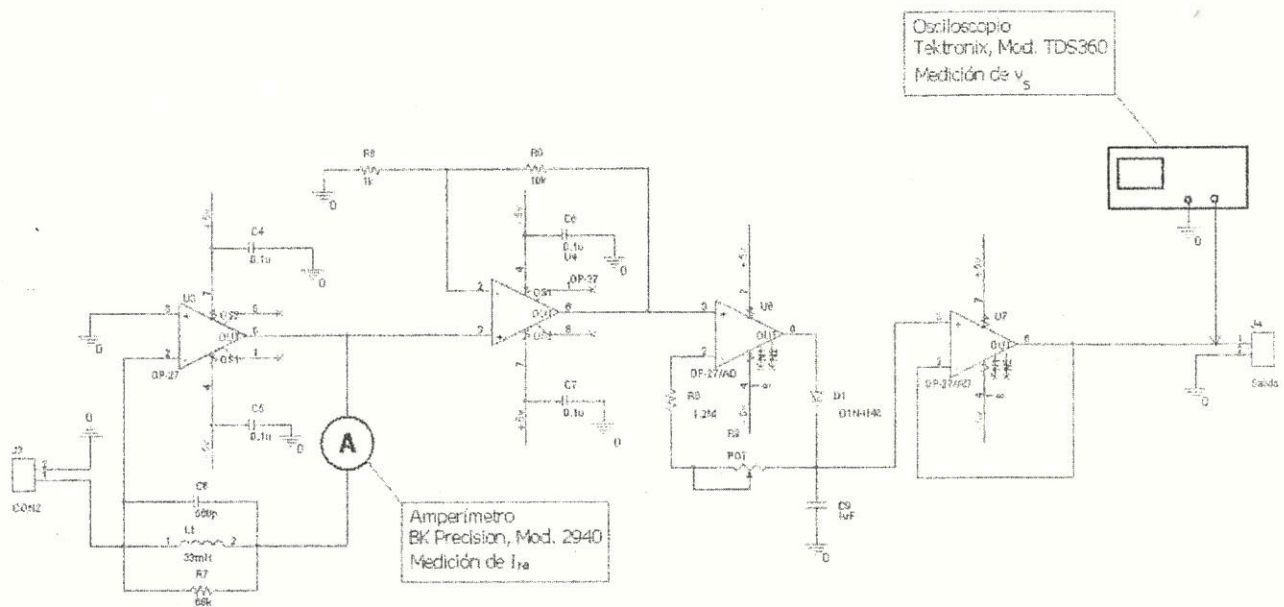
$$ROM = 3.217 \times 10^{-6} \left(\frac{v_s + 0.4289}{617868} \right)^{-1.43} m \quad (7-9)$$

La gráfica de la visibilidad en función de la salida del sensor se muestra en la Fig. 7-5.

Tabla 7-2.

Registro de los valores para evaluar la función $(v_s) = f(I_{ra})$.

Tono de Gris	Corriente medida en μA	Voltaje medido en V
0	0.65	0.19
16	1.81	0.572
32	1.96	0.668
48	2.23	0.83
64	2.41	0.95
80	2.34	0.99
96	2.63	1.13
112	2.83	1.35
128	3.64	1.83
144	4.24	2.1
160	4.33	2.38
176	4.79	2.78
192	5.47	3.26
208	5.98	3.34
224	6.81	3.4
240	8.53	3.4

Fig. 7-3. Esquema del método utilizado para obtener la característica $(v_s) = f(I_{ra})$.

La sensibilidad del instrumento es una característica interesante porque permite conocer el alcance del instrumento y la respuesta que se puede esperar para una determinada entrada. En este caso, la entrada del instrumento es la irradiancia E_e recibida por el fotodiodo PIN en W/m^2 y su salida es el voltaje pico amplificado generado por el circuito tanque en V. La Fig. 7-6 muestra la gráfica de la característica del instrumento y donde se aprecia que la sensibilidad es

$$S = \frac{dv_s}{dE_e} \approx 3.0 \left[\frac{V}{W/m^2} \right] > 1$$

lo que demuestra una buena sensibilidad del instrumento diseñado.

7.2 Discusión

La gráfica de la Fig. 7-5 muestra unos valores de la visibilidad razonables. Sin embargo, se debe considerar que el rango dinámico de la visibilidad mostrado en esta gráfica se ha obtenido mediante las pantallas de papel que no se pueden considerar representativos de una condición de niebla real. En principio:

- a) resulta arriesgado utilizar el modelo de la Ec. 7-5 como algoritmo para la medición de la visibilidad porque, como se observa en la Fig. 7-2, el modelo no se aplica para visibilidades menores a unos 7 km (la máxima visibilidad detectada por los visibilímetros comerciales para aplicaciones de tráfico es de 2-3 km), por lo tanto,
- b) validar o descartar este modelo exige el contraste del instrumento diseñado contra un instrumento patrón.
- c) La característica del instrumento de la Fig. 7-6, demuestra que el instrumento es sensible, su variación tiene un comportamiento muy lineal ya que la tendencia mostrada por el paquete EXCEL se confunde con el trazo de los puntos.

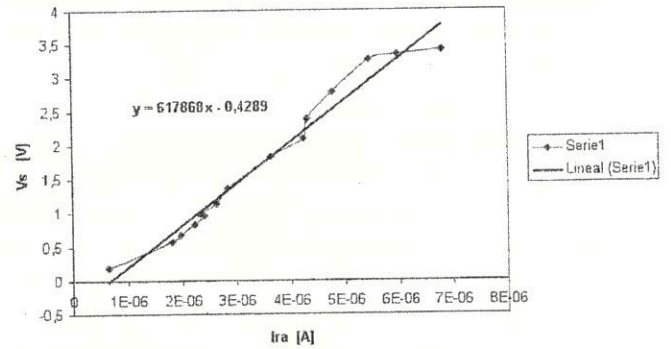


Fig. 7-4. Gráfica del ajuste de la característica $(v_s) = f(I_{ra})$.

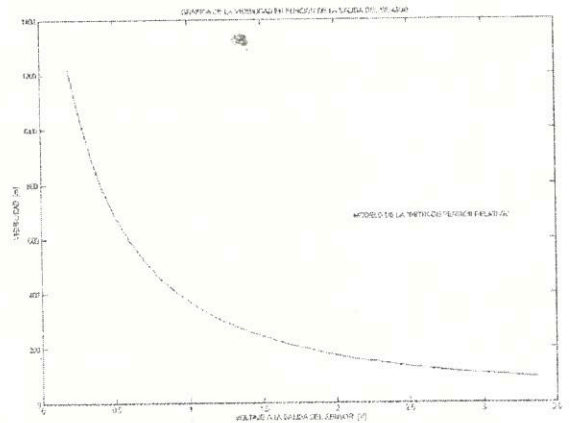


Fig. 7-5. Gráfica de la visibilidad en función de la salida del sensor para el modelo de la "retrodispersión relativa".

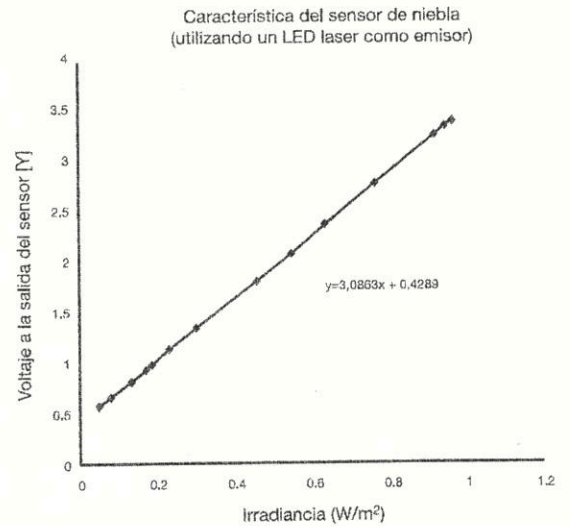


Fig. 7-6. Gráfica de la característica del visibilímetro (utilizando un LED láser como emisor).

8. ETAPA DE VISUALIZACIÓN DEL INSTRUMENTO

Mientras no se puedan reproducir, con fidelidad, las condiciones de niebla para obtener los valores máximo y mínimo de la irradiancia por retrodispersión ("backscattering") y calibrar el instrumento propuesto por contraste con un instrumento patrón, no se puede establecer que el instrumento diseñado en este trabajo realice correctamente la transformación

$$ROM = f\left(\frac{E_{180}}{E_0}\right)$$

No obstante, se puede obtener una respuesta relativa del sistema, a falta de un factor de corrección de escala. A fin de dar integridad al estudio, en esta sección se ofrece la solución adoptada para la visualización de la medida.

Puesto que la exploración del rango dinámico del instrumento se realizó, en una primera aproximación, mediante pantallas de papel con distintos tonos de gris, se diseñó un programa ensamblador AVR para visualizar, en la ventana de una Hiperterminal de Windows XP, el nivel de gris de la pantalla frente al sensor. El programa es sencillo y básicamente consiste en transformar el dato de 8 bits a su equivalente decimal para facilitar su visualización.

Para dar un poco de significado a estas lecturas, sin pretender destruir el *concepto de instrumento*, se dividió el rango de los 256 valores de gris en 5 partes de una escala subjetiva. Esta división es arbitraria y se muestra en la Fig. 7-7.

Sería ridículo utilizar esta escala subjetiva como salida del instrumento, así que sólo se debe tomar como una escala indicativa del "nivel de gris" o de la cantidad de niebla presente. El programa ensamblador AVR que indica el nivel y su correspondiente división subjetiva se reporta en el Apéndice B. La Fig. 7-8 muestra un aspecto de la visualización.

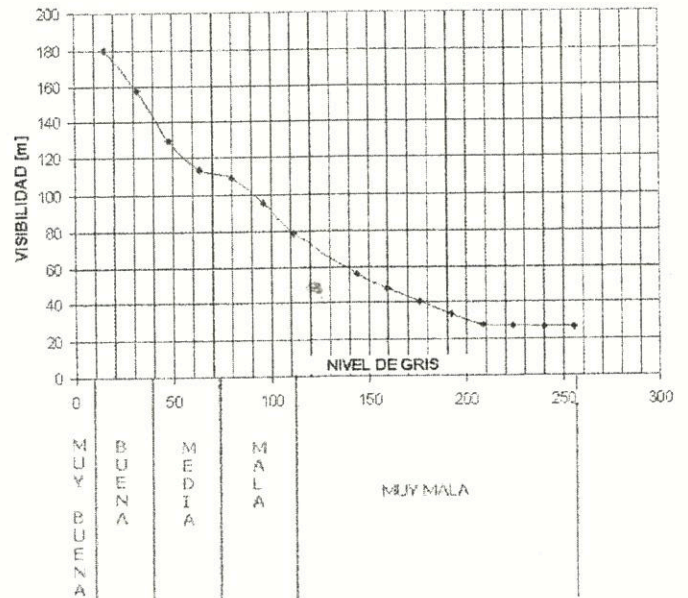


Fig. 7-7. Gráfica de una posible escala subjetiva del nivel de visibilidad según el nivel de gris presente.

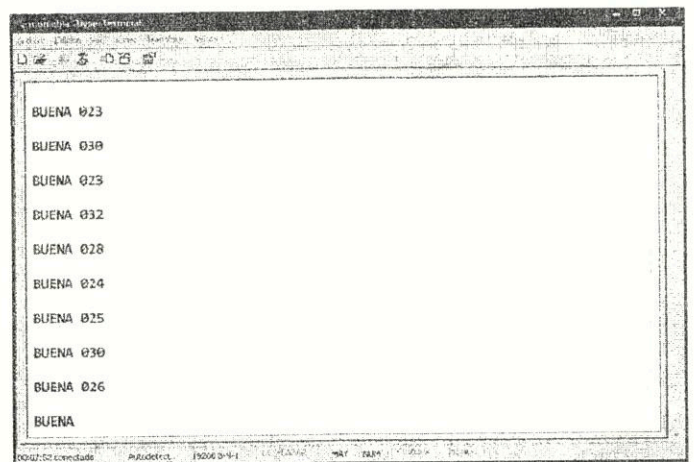


Fig. 7-8. Pantalla de visualización de la salida del sensor utilizando la hiperterminal de Windows XP.

9. CONCLUSIÓN

El visibilímetro propuesto en este proyecto alcanza parcialmente los objetivos particulares planteados.

- Su diseño se ha mantenido a un bajo costo según la lista de costos del material empleado en su implementación y que aparece en el Anexo C.
- El principio de funcionamiento ha seguido las pautas de la literatura sobre el tema y el comportamiento del sensor ha demostrado coherencia entre su salida y las condiciones donde se puede manipular el nivel de visibilidad.

Puesto que el instrumento no ha sido probado bajo condiciones cercanas a una condición de niebla natural o no se han reproducido estas condiciones en laboratorio y, aún más, no ha sido posible contrastar la salida del sensor propuesto contra la de un instrumento patrón, su calibración ha quedado pendiente y, en consecuencia, queda pendiente establecer la estimación de la visibilidad.

El trabajo futuro es evidente:

- 1° Reproducir las condiciones de niebla natural para conocer el verdadero rango dinámico de la salida del sensor.
- 2° Validar el modelo de Barteneva a partir del rango dinámico real registrado por el instrumento.
- 3° Validar las mediciones del instrumento por contraste con un instrumento patrón.
- 4° Realizar un proceso de calibración al instrumento diseñado.

Una tarea que es posible realizar en paralelo con las anteriores es la de una mejora en el diseño de las soluciones materiales propuestas y el reemplazo de una fuente de luz más económica que el diodo láser empleado.

REFERENCIAS

- [1] K. R. MacHutchon, A. Ryan, Fog Detection and Warning, A Novel Approach to Sensor Location, 1999 IEEE AFRICON, Vol. 1, pp 43-50, ISBN 0-7803-5546-6.
- [2] H. Remeijn, The Dutch Fog-Detection and Warning Project, Road Traffic Monitoring, 1992 (IEE Conf. Pub. 355), pp. 89-93.
- [3] Kaan Ozbay, Thomas BonGiovanni, Jignesh Shah, Fog Sensor/ITS Integration Final Report, FHWA-NJ-2003-031, Department of Civil & Environmental Engineering, Rutgers, The State University of New Jersey.
Sitio web: <http://www.cait.rutgers.edu/finalreports/FHWA-NJ-2003-031.pdf>.
- [4] http://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservices/lsg/rvr/
- [5] Frank M. Caimi, Donna M. Kocak, John Justak, Remote Visibility Measurement Technique Using Object Plane Data from Digital Image Sensors, Proceedings of the 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '04, Volume 5, 2004, Page(s):3288 – 3291.
- [6] Pomerleau, D., Visibility Estimation from a Moving Vehicle Using the RALPH Vision System, 1997 IEEE Conference on Intelligent Transportation System, ITSC 97, 9-12 Nov. 1997, Page(s): 906 – 911.
- [7] Taek Mu Kwon, An Automatic Visibility Measurement System Based on Video Cameras, Final Report, Septiembre 1998, University of Minnesota—Duluth, Department of Electrical and Computer Engineering, Report No. MN/RC-1998-25.
- [8] Hautière, N., Labayrade, R., Aubert, D., Real-time Disparity Contrast Combination for Onboard Estimation of the Visibility Distance, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Volume 7, Issue 2, June 2006, Page(s):201 – 212.
- [9] <http://www.hobilabs.com/cms/index.cfm/37/1288/1301/1493/3234.htm>.
- [10] <http://www.vaisala.com/weather/products/weatherinstruments/visibility/fd12>
- [11] Guía de Instrumentos y Métodos de Observación Meteorológicos/Organización Meteorológica Mundial, Ginebra, 1990, Serie: OMM 8, ISBN: 9263300089.
- [12] H. E. Gerber, Portable Cell for Simultaneously Measuring the Coefficients of Light Scattering and Extinction for Ambient Aerosols, Applied Optics, Vol. 18, No. 7, April 1979.
- [13] H. Vogt, Visibility Measurement Using Backscattered Light, Journal of the Atmospheric Sciences, Vol. 25, pp. 912-918, 1968, ISSN: 0022-4928.
- [14] J. A. Curcio, G. L. Knestrick, Correlation of Atmospheric Transmission with Backscattering, J. Opt. Soc. Am., Vol. 48, No. 10, pp. 686-689, October 1958.

- [15] Robert W. Fenn, Correlation Between Atmospheric Backscattering and Meteorological Visual Range, *Applied Optics*, Vol. 5, No. 2, February 1966.
- [16] H. C. Van de Hulst, *Light Scattering by Small Particles*, Dover Publications, 1957, ISBN: 0-486-64228-3.
- [17] Roberto Nebuloni, Empirical Relationships between Extinction Coefficient and Visibility in Fog, *Applied Optics*, Vol. 44, No. 18, pp. 3795-3804, 20 June 2005.
- [18] SANYO Láser Diode '05-03 Brochure.
- [19] S. Twomey, H. B. Howell, The Relative Merit of White and Monochromatic Light for the Determination of Visibility by Backscattering Measurements, *Applied Optics*, Vol. 4, No. 4, April 1965, pp. 501-506.
- [20] Pieter de Bruyne, Fog Collision-Avoidance Warning Device, Proceedings of the IEEE 31st Annual International Carnahan Conference on Security Technology, 15-17 Oct. 1997, pp. 168-171, ISBN: 0-7803-3913-4.
- [21] <http://www.imagineeringzine.com/ttaoc-pdf/OTTAC-Handbook.PDF>
- [22] Jerald G. Graeme, *Photodiode Amplifiers Op Amp solutions*, McGraw-Hill, 1996.
- [23] Walt Kester, James Bryant, Walt Jung, Sensor Signal Conditioning, SECTION 3, Amplifiers for Signal Conditioning, On-Line seminar: http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/489168400sscsect3.PDF.
- [24] Walt Kester, Sensor Signal Conditioning, SECTION 10, Hardware Design Techniques, On-Line seminar: http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/173574898sscsect10.PDF.
- [25] <http://www.national.com/ds/DC/ADC0801.pdf>
- [26] TEMD5000 Data Sheet, Vishay Semiconductors, Document Number 81552, Rev. 1.5, 28-Nov-06.

ANEXO A
Hoja de Datos del Led Laser

INFRARED LASER DIODE

DL-8141-035

808nm

Features

- Lasing wavelength : 808nm(Typ.)
- Low threshold current : I_{th} = 40mA(Typ.)
- High output power : 150mW at 50°C
- Small Package : ø5.6mm
- Single longitudinal mode
- Fundamental transverse mode

Applications

- Solid state laser pumping

Absolute Maximum Ratings

(T_c=25°C)

Parameter	Symbol	Symbol	Ratings	Unit
Light Output	CW	P _o	150	mW
Reverse Voltage	Laser PD	V _R	2	V
			30	
Operating Temperature	T _{opr}		-10 to +50	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-40 to +85	°C

Package

Tolerance : ±0.2 (Unit : mm)

Effect of window diameter: 1.0mm

ø 5.6mm can

Pin Connection

Electrical and Optical Characteristics

(T_c=25°C)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Threshold Current	I _{th}	CW	-	40	60	mA
Operating Current	I _{op}	P _o =150mW	-	165	220	mA
Operating Voltage	V _{op}	P _o =150mW	-	2.0	2.4	V
Lasing Wavelength	λ _p	P _o =150mW	798	803	818	nm
Beam Divergence	Perpendicular	Q _v	12	16	20	°
	Parallel	Q _h	6	8	10	°
Off Axis Angle	Perpendicular	dQ _v	-3	-	3	°
	Parallel	dQ _h	-3	-	3	°
Differential Efficiency	SE	-	0.8	1.2	-	mW/mA
Monitoring Output Current	I _m	P _o =150mW	0.15	0.35	0.5	mA

*1 : Initial values. *2 : All the above values are evaluated with Tottori SANYO's measuring apparatus.
*3 : Full angle at half maximum.

ANEXO B

Programa Ensamblador del Acondicionador Digital

```

;NIEBLA.ASM
;Autor: R. Barrales
;SCT-24.10.07

.nolist
.include "D:\Archivos de programa\Atmel\AVR Tools\AvrAssembler2\Appnotes\2313def.inc"
.list

.dseg
;Registros de propósito general
.def rAUX = r16
.def rTEMP = r17
.def rUNO = r18

;Equivalencias
.equ BAUD_RATE = 0x0C ;baud rate = 19200 para CLK = 4MHz

.cseg
.org 0
rjmp RESET
rjmp RESET
rjmp RESET

;inicializa el stackpointer
RESET: ldi rAUX, RAMEND-1
out SPL, rAUX

;configuraciones
ldi rAUX, 0b00000000 ;configura PORTB entradas todas
out DDRB, rAUX
ldi rAUX, 0b00011000 ;PD2-Entrada-INTR'/PD3-Salida-RD'/PD4-Salida-WR'
out DDRD, rAUX
rcall init_uart ;inicializa la UART del 2313

;Prueba el puerto serie
rcall hola

;Coge un dato del ADC
OTRO: sbi PORTD, 4 ;PD4=WR'=1 antes de adquirir un dato
sbi PORTD, 3 ;PD3=RD'=1 antes de adquirir un dato
nop
cbi PORTD, 4 ;WR'=0, RD'=1, inicia conversión
nop
sbi PORTD, 4 ;regresa WR'=1

AQUI: in rAUX, PIND ;lee PORTD, interesa PD2=INTR'
sbrc rAUX, 2 ;espera mientras PD2=INTR'=0
rjmp AQUI
cbi PORTD, 3 ;activa la lectura PD3=RD'=0
nop
in rAUX, PINB ;jala el dato del PORTB

```

```
clr R2
mov rUNO, rAUX

;Informa el nivel de visibilidad
ldi rTEMP, 0xFF
cp rAUX, rTEMP          ;compara lectura con el nivel 5
brlo nivel_04

nivel_04:
ldi rTEMP, 0x73
cp rAUX, rTEMP          ;compara lectura con el nivel 4
brlo nivel_03
rcall muy_mala          ;avisa que la visibilidad es MUY MALA
rcall binascii
rcall envia
rcall tx_crlf
rjmp OTRO

nivel_03:
ldi rTEMP, 0x4B
cp rAUX, rTEMP
brlo nivel_02
rcall mala              ;avisa que la visibilidad es MALA
rcall binascii
rcall envia
rcall tx_crlf
rjmp OTRO

nivel_02:
ldi rTEMP, 0x28
cp rAUX, rTEMP
brlo nivel_01
rcall media             ;avisa que la visibilidad es MEDIA
rcall binascii
rcall envia
rcall tx_crlf
rjmp OTRO

nivel_01:
ldi rTEMP, 0x0A
cp rAUX, rTEMP
brlo nivel_00
rcall buena             ;avisa que la visibilidad es BUENA
rcall binascii
rcall envia
rcall tx_crlf
rjmp OTRO

nivel_00:
rcall muy_buena         ;avisa que la visibilidad es MUY BUENA
rcall binascii
rcall envia
rcall tx_crlf
rjmp OTRO
```

;sub-rutinas

;para inicializar la UART

```
init_uart: ldi rTEMP, BAUD_RATE    ;carga el baud rate
out UBRR, rTEMP
ldi rTEMP, 0x18                    ;inicializa el registro de
out UCR, rTEMP                     ;control de la UART
ret
```

;para enviar un dato por el puerto serie

```
txcom: sbis USR, UDRE
rjmp txcom
out UDR, rAUX
ret
```

;para enviar el dato decimal a la PC vía RS-232

```
envia: mov rAUX, R5
rcall txcom
mov rAUX, R7
rcall txcom
mov rAUX, R8
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20
rcall txcom
ret
```

;para enviar un HOLA por el puerto serie

```
hola: ldi rAUX, 0x48 ;'H'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4F ;'O'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4C ;'L'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41 ;'A'
rcall txcom
ret
```

;para convertir de binario a ASCII

```
binascii: clr R4;ajusta el divisor decimal a 100
ldi rAUX, 100
mov R3, rAUX
rcall conv8d ;obtiene el ASCII mediante substracción repetida
mov R5, rAUX ;en r5 quedan las centenas
ldi rAUX, 10 ;ajusta el divisor decimal a 10
mov R3, rAUX
rcall conv8d ;obtiene el siguiente dígito ASCII
mov R7, rAUX ;en r7 quedan las decenas
ldi rAUX, '0' ;convierte el resto a un caracter ASCII
add rAUX, rUNO
mov R8, rAUX ;en r8 quedan las unidades
ret
```

;para convertir la palabra binaria en R2:rUNO a un dígito decimal substrayendo
;el divisor decimal en R4:R3 (100,10)

```

conv8d:
ldi rAUX, '0'      ;inicia con valor decimal 0
conv8d1:
cp rUNO, R3        ;compara la palabra con el valor del divisor decimal
cpc R2,R4
brcc conv8d2      ;si carry=clear, subtrae el valor del divisor
ret               ;ya está la substracción
conv8d2:
sub rUNO,R3        ;subtrae el valor del divisor
sbc R2,R4
inc rAUX           ;hasta las unidades
rjmp conv8d1      ;va de nuevo

```

```

;para enviar el nivel MUY MALA
muy_mala: ldi rAUX, 0x4d      ;'M'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x55              ;'U'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x59              ;'Y'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20              ;' '
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4D              ;'M'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41              ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4C              ;'L'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41              ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20              ;' '
rcall txcom
ret

```

```

;para enviar el nivel MALA
mala:
ldi rAUX, 0x4D              ;'M'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41              ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4C              ;'L'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41              ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20              ;' '
rcall txcom
ret

```

```

;para enviar el nivel MEDIA
media: ldi rAUX, 0x4d      ;'M'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x45              ;'E'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x44              ;'D'

```

```
rcall txcom
ldi rAUX, 0x49 ;'I'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41 ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20 ;' '
rcall txcom
ret
```

```
;para enviar el nivel BUENA
buena: ldi rAUX, 0x42 ;'B'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x55 ;'U'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x45 ;'E'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4E ;'N'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41 ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20 ;' '
rcall txcom
ret
```

```
;para enviar el nivel MUY BUENA
muy_buena: ldi rAUX, 0x4d ;'M'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x55 ;'U'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x59 ;'Y'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20 ;' '
rcall txcom
ldi rAUX, 0x42 ;'B'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x55 ;'U'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x45 ;'E'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x4E ;'N'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x41 ;'A'
rcall txcom
ldi rAUX, 0x20 ;' '
rcall txcom
ret
```

```
;para enviar un CARRIAGE RETURN
tx_crlf: ldi rAUX, 0x0D
rcall txcom
ldi rAUX, 0x0A
rcall txcom
ret
```


ANEXO C

Presupuesto de Componentes para Fabricación.

CANT.	DESCRIPCIÓN	P. U.* (€)	SUBTOTAL (€)
Resistencias			
17	Resistencias de película metálica, ¼ W, 1%	0.032	0.544
Condensadores			
1	33 µF/16V/electrolítico/radial	0.112	0.112
1	470 pF/cerámico	0.133	0.133
7	0,1 µF/cerámico	0.224	1.568
1	0,0022 µF/cerámico	0.023	0.023
6	1 µF/16V/electrolítico/radial	0.081	0.486
2	10 µF/16V/electrolítico/radial	0.082	0.164
2	22 pF/cerámico	0.045	0.09
Potenciómetros/Multivuelta/Ajuste Vertical			
1	100 kΩ/3299W	1.99	1.99
1	50 Ω/3299W	1.99	1.99
1	10 kΩ/3299W	1.99	1.99
Semiconductores Discretos			
1	1N4148 diodo de señal	0.017	0.017
1	2N2222 BJT	0.27	0.27
1	BS170 MOSFET	0.26	0.26
2	LED redondo/5mm/opaco	0.27	0.54
1	DL-8141-035 diodo láser 808 nm	65	65
1	TEMD5000 fotodiodo PIN	1.63	1.63
1	LM385-2,5 referencia de voltaje	0.76	0.76
Amplificadores Operacionales			
7	OP27GPZ	4.06	28.42
Dispositivos Digitales			
1	CD4093 Schmitt NAND	0.35	0.35
Dispositivos Semiconductores Varios			
1	AT90S2313 microcontrolador AVR	2.04	2.04
1	ADC0804 ADC	4.47	4.47
1	NE555 timer	0.32	0.32
1	MAX232 transceptor	2.22	2.22
Miscelánea			
1	Cristal 4 MHz	1.16	1.16
1	Push-Button	0.84	0.84
1	Conector DB9M/90°/soldar	1.38	1.38
4	Jumper	0.26	1.04
4	Conector señal	0.389	1.556
2	Clema 3 contactos	0.46	0.92
1	Clema 2 contactos	0.28	0.28
TOTAL ESTIMADO			122.56

* Precios de la casa FARNELL.

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

PRIMER PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO PARA EL ENTORNO DEL AUTOMOVIL

Se terminó de imprimir en el mes de febrero de 2011 en los talleres de la Sección de Impresión y Reproducción de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas

Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF.

La edición estuvo a cargo de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería con un tiraje de 40 ejemplares.

Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA
Casa abierta al tiempo



Reporte de Investigación

Segundo Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil

M. en C Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez
Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

JAM
TK7878.4
\$4.35

REPORTE DE INVESTIGACIÓN
SEGUNDO PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO
PARA EL ENTORNO DEL AUTOMÓVIL

#217664
C.B. 2893350

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

SEGUNDO PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO PARA EL ENTORNO DEL AUTOMÓVIL



M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

2893350

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

Dr. Enrique Pablo Alfonso Fernández Fassnacht
RECTOR GENERAL

Mtra. Iris Edith Santacruz Fabila
SECRETARIA GENERAL

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Mtra. Gabriela Paloma Ibáñez Villalobos
RECTORA

Ing. Darío Eduardo Guaycochea Guglielmi
SECRETARIO ACADEMICO

DIVISIÓN DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA

Dr. Emilio Sordo Zabay
DIRECTOR

Dr. Gabriel Soto Cortés
SECRETARIO ACADÉMICO

Dr. Andrés Ferreyra Ramírez
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

C.P. Rosa Ma. Benítez Mendoza
JEFE DE LA OFICINA DE PRODUCCIÓN EDITORIAL Y DIFUSIÓN

Segundo Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil.
Primera edición, 2011
D.R.© 2011 Universidad Autónoma Metropolitana

Universidad Autónoma Metropolitana-Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas
Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF

Producción Editorial. Oficina de Producción Editorial y Difusión de la DCBI-A
Diseño gráfico D.C.G. Ana Lilia Fonseca Garduño

ISBN del libro: 978-607-477-450-4
Impreso en México/ Printed in Mexico

UAM
TK 7878.4
54.35

0220002

ÍNDICE

1. Antecedentes	9
2. Modificaciones al diseño del primer visibilímetro	11
2.1 Selección de un nuevo emisor lumínico	11
2.2 Modificaciones al diseño del circuito del emisor	11
2.3 Modificaciones al diseño del circuito del receptor	13
2.3.1 Mejora del circuito tanque	13
2.3.2 Amplificador de señal	14
2.3.3 Reemplazo del circuito detector de pico	13
3. Obtención del rango dinámico del instrumento	15
3.1 Primera discusión	15
3.2 Procedimiento para la obtención del rango dinámico	15
3.3 Ajuste del amplificador	18
4. Modificación del circuito del escalador	19
5. Característica del visibilímetro	21
6. Estimación teórica de la visibilidad	23
7. Segunda discusión	25
8. Conclusiones	27
9. Referencias	29
10. Anexos	31
Anexo A	31
Anexo B	32
Anexo C	33

1. ANTECEDENTES

En [1], se ha propuesto el diseño, construcción y prueba preliminar de un visibilímetro de bajo costo, para aplicación en la prevención de accidentes en carreteras debidos a la presencia de niebla.

Se ha llevado a cabo un estudio preliminar de la detección de la pérdida de visibilidad debida a la presencia de un aerosol semejante a la niebla cuyos resultados se han documentado en la memoria antes citada. Básicamente, el sensor de visibilidad propuesto aplica técnicas optoelectrónicas. Para estimar la visibilidad, se utiliza un fotodetector que mide los cambios en la intensidad lumínica retrodispersada provocados por la presencia de niebla. El estudio preliminar ha propuesto:

a) El uso de la técnica de la retrodispersión ("backscattering") para la detección de la pérdida de la visibilidad y un diseño de bajo costo para lograr la medición propuesta.

b) El uso de un modelo matemático propuesto en la literatura especializada (cf. [1]) que relaciona directamente la visibilidad con la irradiancia retrodispersada que es recibida por un fotodetector.

c) La búsqueda de los límites del rango dinámico del sensor de visibilidad correspondientes a la gama de niveles de gris que se utilizaron como

primera aproximación para investigar el comportamiento del sensor frente a condiciones de disminución de la visibilidad.

d) Una escala subjetiva que indica qué "nivel" de visibilidad se está detectando.

e) El contraste contra un instrumento patrón, como trabajo futuro, para la validación del modelo investigado y su correcta implementación mediante el sensor propuesto.

Nuevas consideraciones surgidas durante el diseño, la documentación y la experimentación con el primer prototipo, han exigido modificaciones a la solución material previamente propuesta y han suscitado reflexiones sobre la técnica de detección empleada.

El presente documento es un suplemento a la referencia [1] que reporta las modificaciones al diseño del primer prototipo y plantea una nueva dirección relacionada con la metodología para la validación del modelo de Barteneva [1, p. 13], adoptado previamente para la estimación de la visibilidad, dejando el trabajo aún como un estudio preliminar.



2893350

2. MODIFICACIONES AL DISEÑO DEL PRIMER VISIBILÍMETRO

El prototipo del sensor de visibilidad hace uso de un diodo láser infrarrojo modelo DL-8141-035 de la casa SANYO [1, ref. 18] con una longitud de onda de 808 nm y una potencia típica de salida de 150 mW. Sin embargo, la documentación reporta fuentes de luz menos sofisticadas que no requieren de circuitos especiales para su manejo.

2.1 Selección de un nuevo emisor lumínico

Fuentes lumínicas diferentes a las fuentes láser se han reportado en la literatura como fuentes de luz para su uso con transmisímetros o medidores de visibilidad desde hace más de 30 años. Los ejemplos encontrados son:

a) El instrumento PVM (“Point Visibility Meter”) [2] utilizaba un LED de GaAs modelo GAL3 de la casa Plessey como fuente de luz. Este dispositivo emitía 10 mW a corrientes instantáneas de 1 A. El PVM era un instrumento compacto que se utilizaba para medir el coeficiente de extinción mediante la técnica de la dispersión directa llegando a medir un valor máximo de 60 km-1.

b) El proyecto LIDEX [3], en los años 80s del siglo pasado, diseñó un instrumento para medir la función de dispersión volumétrica (VCF—Volume Scattering Function) de las aguas oceánicas mediante la técnica de la retrodispersión y utilizaba un LED infrarrojo con un ancho de banda centrado en los 880 nm. Por la misma época, el Laboratorio de Física Aplicada de la Universidad Johns Hopkins diseñó un instrumento para el mismo propósito utilizando una lámpara incandescente con filtros espectrales centrados en 490 y 532 nm, es decir, en el espectro visible.

c) El sensor de visibilidad MIRA de la casa AANDERAA [4] es un instrumento de tecnología reciente que utiliza un LED infrarrojo centrado en 880 nm para medir un valor máximo de la visibili-

dad de 3 km, como se requiere en las aplicaciones de tráfico terrestre.

Puesto que se han comprobado buenos resultados con LEDs infrarrojos como fuentes lumínicas en sensores de visibilidad, se consideró pertinente su reemplazo por las siguientes razones:

a) El costo de un LED infrarrojo es mucho menor que el de un diodo láser. El láser del primer prototipo tiene un costo de 65 €, mientras que el costo de un LED infrarrojo es menor a 1€.

b) Un diodo láser requiere un controlador complicado que incorpore regulación de la corriente o de la potencia, protección contra corrientes inversas fuertes, un “snubber” para suavizar el encendido, compatibilidad con ESD y disipación de calor. Un LED infrarrojo es más fácil de manejar.

El LED infrarrojo de reemplazo seleccionado tiene las siguientes características:

Tabla 2-1 características del LED de reemplazo

Característica	Valor o descripción
Modelo	SFH4503
Marca	OSRAM
Longitud de onda	950 nm
Intensidad radiante típica	250 mW/sr

Estas características aseguran una retrodispersión de buena eficiencia y una respuesta del diodo PIN casi del 100%.

2.2 Modificaciones al diseño del circuito del emisor

La oportunidad de reemplazar el emisor ha permitido también reemplazar su circuito de control. Por un lado, se quiso reforzar el nivel de salida de la puerta NAND Schmitt que en el prototipo

alcanzaba una amplitud de 3.8 V. Simplemente se añadió una compuerta en cascada. La Fig. 2-1 muestra tanto la modificación al circuito como el oscilograma real de la salida del oscilador modificado, en el cual se aprecia que el nuevo nivel alto es de 4.57 V. La frecuencia se ha conservado en 37.5 kHz con un ciclo de trabajo del 60%.

Por otra parte, el receptor del primer prototipo [1, Fig. 6-3] utilizaba una fuente de corriente poco robusta pues dependía del voltaje V_{BE} de un BJT para tratar de mantener constante la corriente a través del diodo laser. Esta deficiencia se subsanó reemplazando el BJT por una fuente de corriente en base a un amplificador operacional. El LM358 probó ser la elección correcta para evitar de añadir una fuente de negativa. La Fig. 2-2 muestra la nueva solución material para el emisor.

El nivel alto del oscilador se refleja, por propiedades del amplificador operacional, en la $R3$ de la Fig. 2-2 con un valor teórico constante de 5 V. Entonces, la corriente a través de la resistencia $R3$ y, por lo tanto, a través del LED infrarrojo, será constante. La corriente se fijó según el cálculo siguiente:

$$I_L = \frac{V_{OSC}}{R3}$$

Donde:

- I_L corriente a través de $R3$ (y del LED infrarrojo).
- V_{OSC} nivel alto del voltaje a la salida del oscilador (5 V).
- $R3$ resistencia de la fuente de corriente.

El valor de $R3$ se tuvo que ajustar mediante la técnica de prueba y error en la simulación del circuito para obtener una corriente de 100 mA a través del LED infrarrojo, el cual es un valor que permite una intensidad de radiación alta estimada en 60 mW/sr según la hoja de datos del fabricante (ver Apéndice A). La razón es que $R3$ no sólo fija la corriente a través del LED infrarrojo sino que define el punto de operación del MOSFET. En la Fig. 2-3 se muestra la variación de la corriente a través del LED infrarrojo según la simulación ORCAD.

La Fig. 2-4 muestra el oscilograma real de la salida del oscilador ya conectada al amplificador

operacional, donde se aprecia una amplitud de 4.39V, y el oscilograma del voltaje en $R3$ con respecto a tierra con una amplitud máxima de 985 mV. El valor real de $R3$ es de 13.6 Ω . Por Ley de Ohm

$$I_{L_REAL} = \frac{0.985}{13.6} \approx 72.43 \text{ mA}$$

Esto es lo mejor que se pudo hacer para acercarse a la especificación de 100 mA.

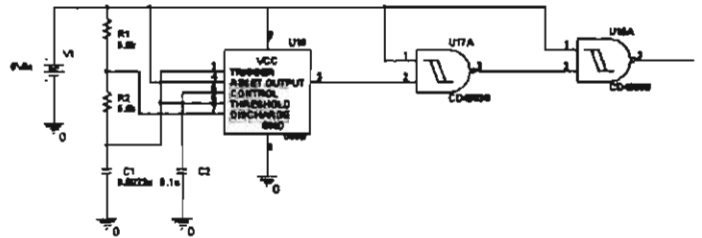


Fig. 2-1 a) Esquema del oscilador con la compuerta de refuerzo



Fig. 2-1 b) Oscilograma de la salida del oscilador

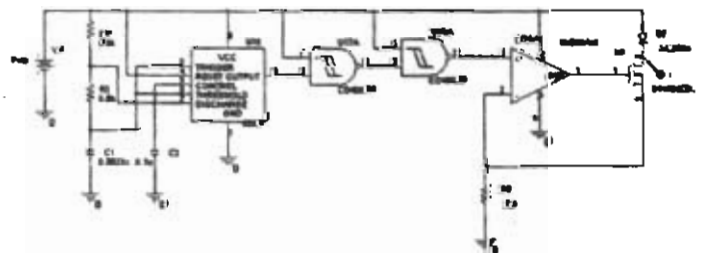


Fig. 2-2. Esquema completo del circuito del emisor.

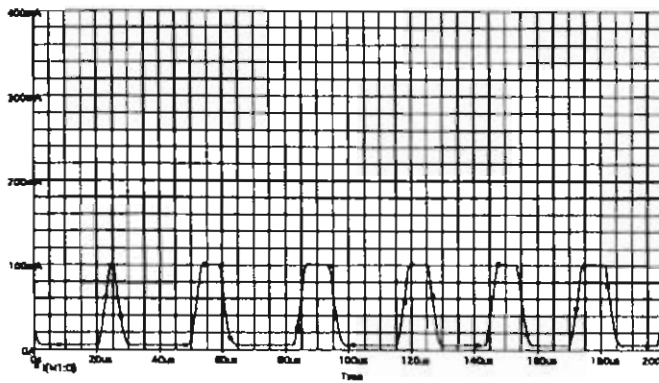
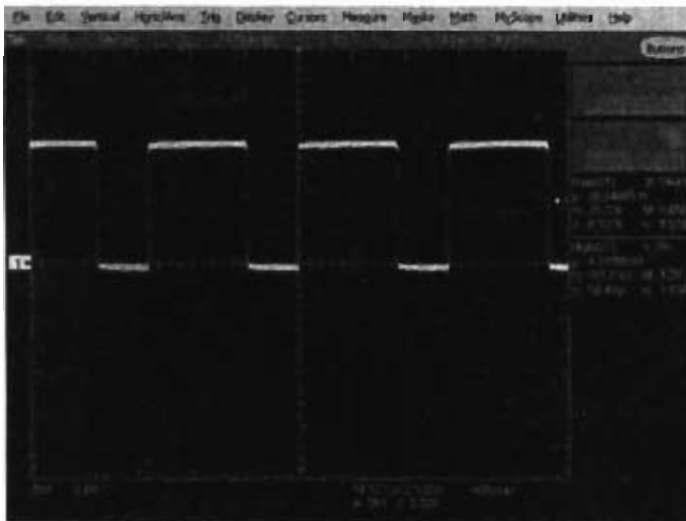
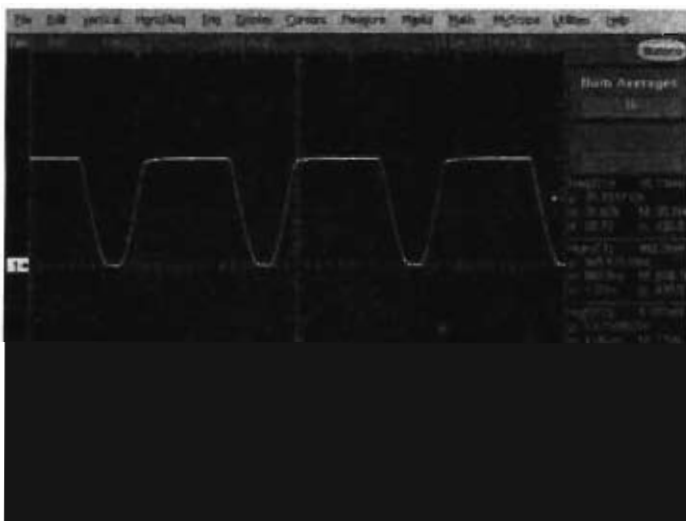


Fig. 2-3. Oscilograma de la corriente a través del LED infrarrojo, según la simulación ORCAD.



a)

2-4. a) Oscilograma de la salida del oscilador con carga



b)

2-4. b) Oscilograma del voltaje en R3.

2.3 Modificaciones al diseño del circuito del receptor

Durante la experimentación con el prototipo, se notó que el detector de pico no respondía rápidamente ante cambios bruscos de la señal del circuito tanque y perdía exactitud para menores a 1 V. Este fue el principal problema que presentó el acondicionador analógico del primer prototipo, aunque se realizaron los cambios pertinentes.

2.3.1 MEJORA DEL CIRCUITO TANQUE

Para evitar pérdidas de la corriente de señal generadas por el diodo PIN, se reemplazó el amplificador operacional del circuito tanque. Se seleccionó el amplificador AD8675 de la casa Analog Devices que es un amplificador operacional de precisión con una corriente de polarización de su etapa de entrada de 2nA. Otras características muy convenientes para esta aplicación (muy bajo ruido, muy bajo voltaje de desequilibrio) se pueden consultar en [5].

2.3.2 AMPLIFICADOR DE SEÑAL

Este amplificador permaneció igual que en el prototipo. Una mejora habría sido utilizar otro AD8675, pero desgraciadamente sólo se contaba con una muestra de este amplificador en el laboratorio.

2.3.3 REEMPLAZO DEL CIRCUITO DETECTOR DE PICO

El problema con el detector de pico se resolvió implementando un detector de pico rápido que utiliza un amplificador operacional LT1190 [6] especialmente diseñado para este tipo de aplicaciones (rapidez de respuesta = $450 \text{ V}/\mu\text{s}$) y un diodo Schottky de recuperación rápida. La Fig. 2-5 muestra la solución adoptada.

Como se esperaba, su respuesta es rápida para cambios bruscos de su entrada. La Fig. 2-6 muestra el diagrama completo del acondicionador analógico de la señal del receptor. Es pertinente mencionar aquí que los límites del rango dinámico a la salida del circuito tanque se obtuvieron mediante el procedimiento explicado en la Secc. 3.2. Estos límites determinarán el valor de la resistencia R6 del amplificador mostrado en la Fig. 2-6. Este valor se reporta en la Secc. 3.3.

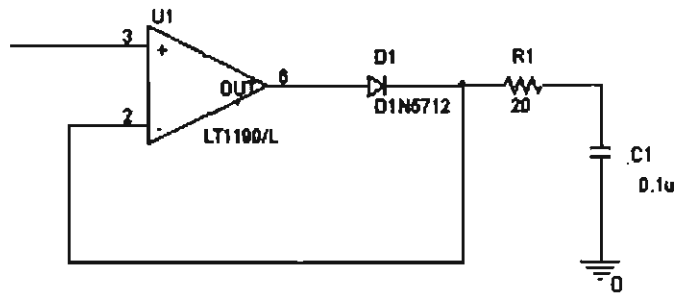


Fig. 2-5. Esquema del detector de pico rápido.

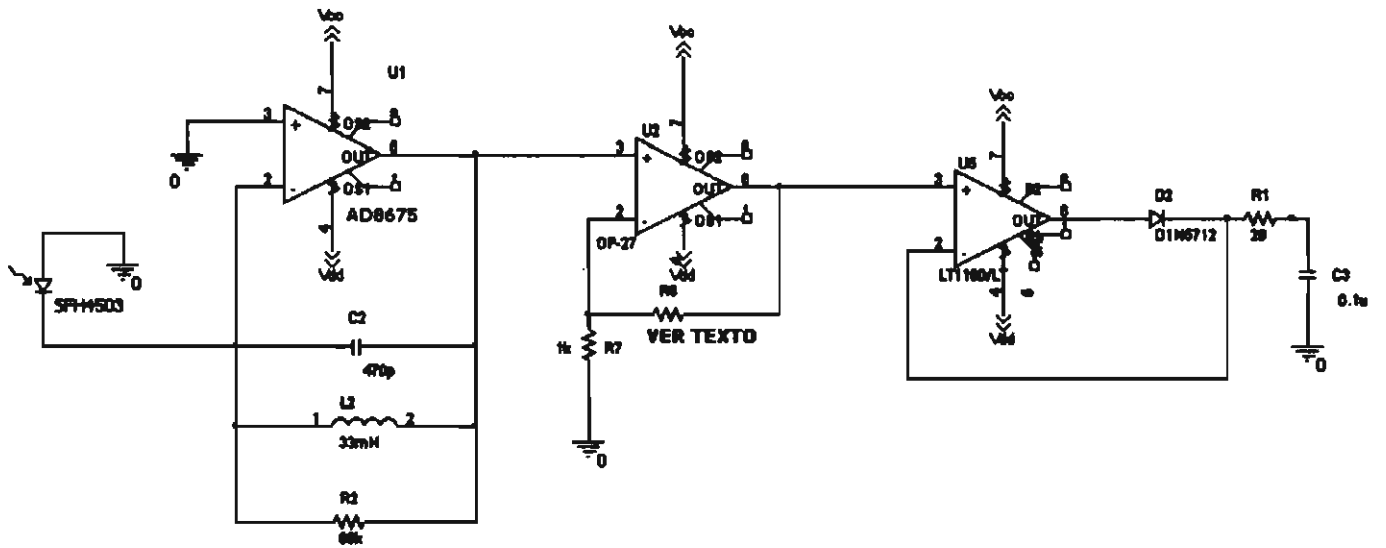


Fig. 2-6. Esquema del acondicionador analógico completo de la señal del receptor.

3. OBTENCIÓN DEL RANGO DINÁMICO DEL INSTRUMENTO

La condición ideal para obtener el rango dinámico del sensor será aquella donde el sensor pueda ser probado bajo condiciones de niebla natural. En [1] se explicó que el rango del prototipo se obtuvo por medio de pantallas de papel que variaban su tono de gris. Se estableció que de ninguna manera estas pantallas podrían representar un aerosol parecido a la niebla.

Una manera algo más realista de encontrar el rango dinámico del instrumento la ha ofrecido el uso de una máquina de humo que expelle al exterior un gas parecido a la niebla. Las máquinas comerciales de hacer humo utilizan un líquido compuesto de glicol, glicerina y/o aceite mineral con diferentes proporciones de agua destilada. La mezcla se calienta y es forzada a la atmósfera bajo presión para formar una especie de humo o neblina. Existe una variedad de mezclas [7]. Nosotros utilizamos una máquina de hacer humo modelo VDL800SMT de la casa Velleman con una salida de 100 m³/min, una capacidad en el tanque de 0.75 l y una potencia de 800 W. El líquido utilizado es la mezcla estándar VDLSL5, aunque el fabricante no especifica la mezcla. La Fig. 3-1 muestra una foto del dispositivo.

3.1 Primera discusión

Las pruebas preliminares con la máquina de humo han permitido comprobar que el fenómeno de retrodispersión se presenta incluso para cantidades muy pequeñas de humo. Si bien las partículas del humo producido por esta máquina probablemente no sean exactamente iguales en tamaño a las de la niebla natural, se tiene una variación apreciable de la intensidad de retrodispersión

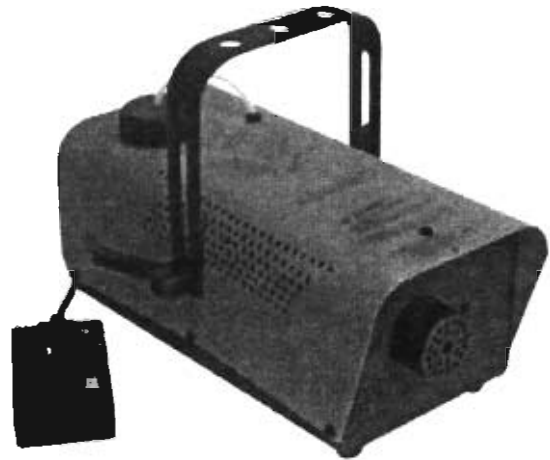


Fig. 3-1. Fotografía de la máquina de hacer humo modelo VDL800SMT. Tomado y adaptado de [8].

(“backscattering”). Este dispositivo permitiría entonces reproducir, bajo las condiciones de nuestro laboratorio, una condición de niebla aproximada. Se estimaría entonces que el rango dinámico del sensor estaría determinado entre unos límites posiblemente más realistas.

3.2 Procedimiento para la obtención del rango dinámico

La Fig. 3-2 muestra un esquema de la maqueta utilizada para explorar el rango dinámico del visibilímetro. En esta figura, se aprecia que en la cámara del proceso se introduce el humo de la máquina (cuando ésta está preparada para producir humo). Un ventilador permite desalojar el humo cuando es necesario. El ventilador debe estar apagado y cubierto mientras se acumula la niebla. El visibilímetro se acopla a la cámara, de manera que el haz infrarrojo únicamente se dirija

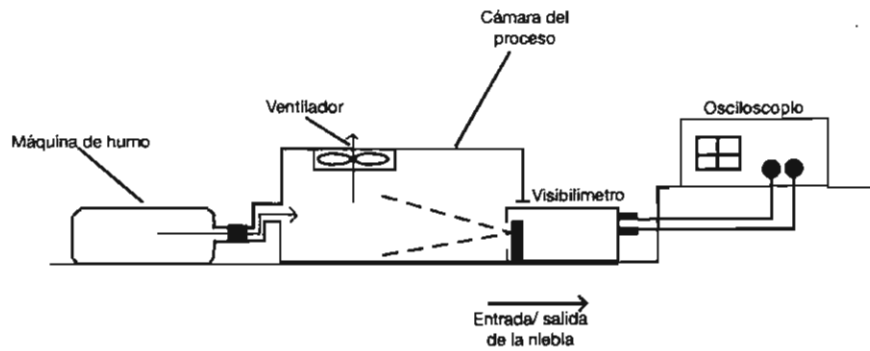


Fig. 3-2. Esquema de la maqueta para explorar el rango dinámico del sensor de niebla

al espacio interior de la cámara llena de humo. El osciloscopio registra el voltaje de salida del sensor.

El procedimiento para la exploración del rango dinámico es el siguiente:

1° Se hace llegar el humo a la cámara del proceso. Las paredes interiores de la cámara deben estar cubiertas de una capa de material o pintura que absorba la radiación infrarroja y, de esta manera, asegurar que el receptor del sensor sólo reciba la retrodispersión debida a las partículas del humo.

2° Se deja acumular el humo dentro de la cámara hasta obtener, a la salida del sensor, es decir, la salida del circuito tanque, la máxima amplitud de la señal sinusoidal producida por el circuito. Se registra este valor con ayuda del osciloscopio. Este será el límite superior del rango dinámico.

3° Se apaga la máquina de humo y se enciende el ventilador para iniciar el desalojo de la niebla desde el interior de la cámara. La salida del sensor se registrará en el osciloscopio como una forma de onda sinusoidal que disminuye poco a poco su amplitud.

4° Cuando el humo se haya desalojado completamente, se registra el valor de la salida del sensor. Este será el límite inferior del rango dinámico del sensor.

Siguiendo este procedimiento, se obtuvo el siguiente intervalo como rango dinámico:

$$[300\mu V \text{ a } \approx 17mV]$$

La Fig. 3-3 muestra los registros¹ de campo obtenidos

La Fig. 3-4 es una foto de la maqueta construida en el laboratorio.

3.3 Ajuste del amplificador

La variación de la señal del sensor, es decir, la salida del circuito tanque, es del orden de milivolts. Por lo tanto, es necesario amplificar esta variación para hacerla manejable para el acondicionador digital. La salida del circuito tanque debe ser suficientemente amplificada para que el detector de pico pueda procesar, pero esta ganancia no debe ser tal que aumente el ruido, en ausencia de niebla, y que se muestra en la Fig. 3-3 a). El valor de esta ganancia se tuvo que ajustar por prueba y error. La Fig. 3-5 muestra tanto la salida del amplificador como el voltaje pico detectado para los límites del rango dinámico del sensor.

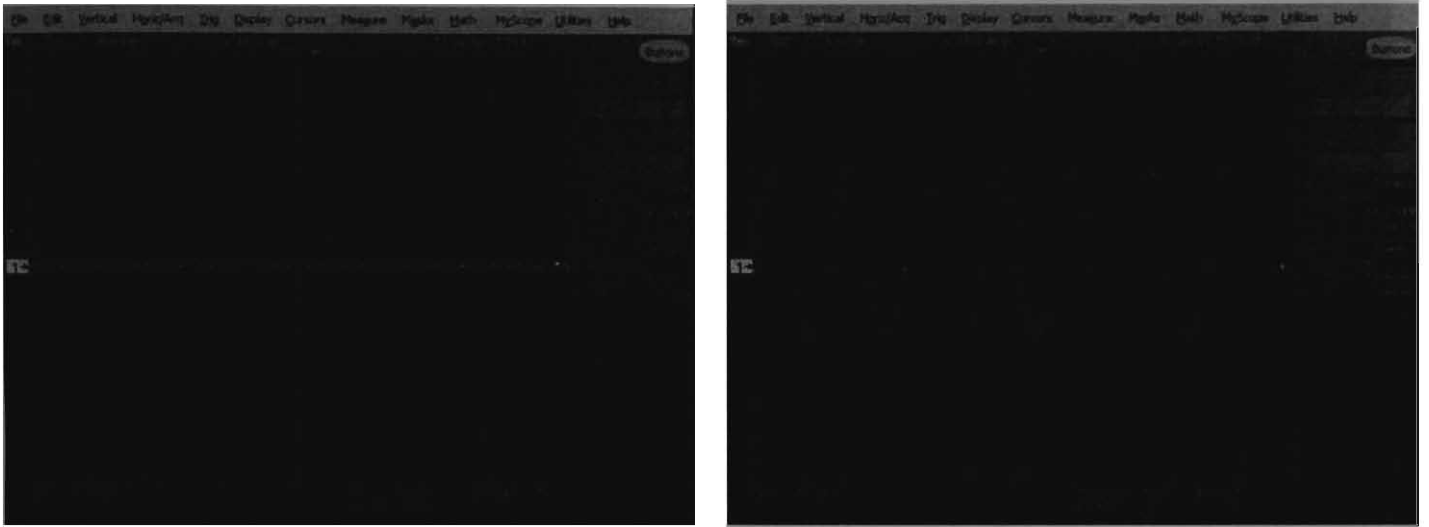
De los registros mostrados en la Fig. 3-5, se observa que el rango amplificado de la salida del instrumento es:

$$[\approx 5mV \text{ a } 51mV]$$

Por lo tanto, la ganancia del amplificador no inversor (Fig. 2-6) es:

$$A_v \approx 3$$

¹ Registros realizados con un osciloscopio modelo TDS5052B, marca Tektronix.



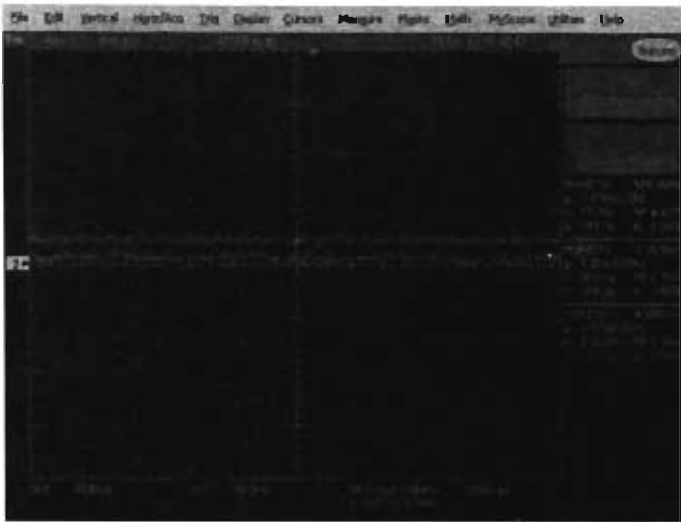
a)

b)

Fig. 3-3. Oscilogramas de la salida del circuito tanque: a) cuando no hay niebla en la cámara; b) máximo valor alcanzado por la salida cuando la cámara está llena de niebla.



Fig. 3-4. Fotografía de la maqueta para el visibilímetro.



a)



b)

Fig. 3-5. Oscilogramas de la salida del amplificador y del detector de pico: a) cuando no hay niebla en la cámara; b) máximo valor amplificado y detectado cuando la cámara está llena de niebla.

4. MODIFICACIÓN DEL CIRCUITO DEL ESCALADOR

El circuito escalador, para los nuevos rangos de la señal, tiene la responsabilidad de realizar la transferencia lineal mostrada en la Fig. 4-1.

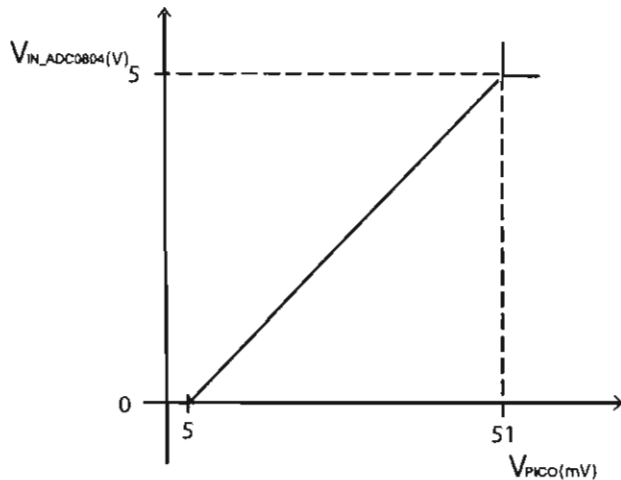


Fig. 4-1. Gráfica de la transferencia lineal del circuito escalador.

La ecuación de la gráfica de la Fig. 4-1 es:

$$v_{IN_ADC0804} = 108.7v_{PICO} - 0.544 \quad (4-1)$$

La cual puede llegar a expresarse como:

$$v_{IN_ADC0804} \approx -108.7(5 \times 10^{-3} - v_{PICO}) \quad (4-2)$$

En la Ec. 4-2, se puede observar que la diferencia con el valor de v_{PICO} es muy pequeña y difícil de implementar en la práctica. Este valor es despreciable y eso conduce a implementar el circuito escalador con un simple amplificador no inversor de ganancia 108.7. La ganancia se ajusta con un potenciómetro².

El diseño se muestra en la Fig. 4-2

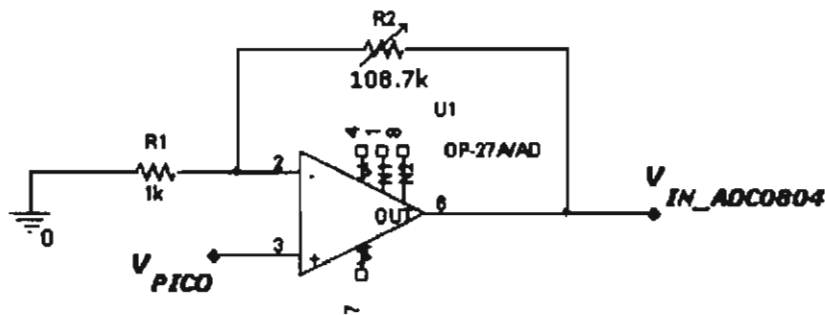


Fig. 4-2. Circuito del escalador.

² La ganancia, en la práctica, se ajustó manualmente hasta conseguir un rango aproximado de 100 mV a 5 V para el convertidor analógico/digital.

5. CARACTERÍSTICA DEL VISIBILÍMETRO

La característica del visibilímetro, donde el LED láser ha sido reemplazado por un LED IR, se obtiene con el método descrito en [1, Secc. 7.1], sólo que, esta vez, la variación de la señal se logra controlando la salida de niebla con el ventilador colocado en la parte superior de la cámara de niebla (Fig. 3-4). La Tabla 5-1 muestra el registro de los valores de I_{ra} , la corriente en el diodo PIN y de v_{PICO} , el voltaje a la salida del detector de pico. El primer par de valores corresponde a la cámara llena de niebla; el último par de valores corresponde a la cámara sin niebla.

Tabla 5-1 Registro de la corriente en el diodo PIN y el voltaje de salida del detector de pico

Corriente I_{ra} medida (μA)	Voltaje v_{PICO} medido (mV)
2.04	59.9 ³
1.7	44.0
1.6	37.0
1.5	33.0
1.4	29.3
1.3	21.0
1.2	18.0
1.15	15.9
1.10	14.0
1.07	11.75

La curva de la función $v_{PICO} = f(I_{ra})$ se muestra en la Fig. 5-1.

El paquete EXCEL permite determinar la ecuación de la función de transferencia del sensor:

$$v_{PICO} = 51247I_{ra} - 0.0435 \text{ V} \quad (5-1)$$

Con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.995$ lo que indica que el ajuste lineal es confiable.

La característica del sensor se deduce de la misma manera que en [1]. Se trata de relacionar la curva de la característica del diodo PIN [1, Fig. 7-1] con la curva de la Fig. 5-1 de manera a obtener la gráfica de la función $v_{PICO} = f(E_{123})$. E_{123} es la irradiancia en W/m^2 recibida por retrodispersión ($\theta = 123^\circ$) en el diodo PIN. La ecuación de la característica del diodo PIN es:

$$I_{ra} \approx 49.95 \left[\frac{mA}{W/cm^2} \right] E_c \quad (5-2)$$

Substituyendo la Ec. (5-2) en la Ec. (5-1), tenemos:

$$v_{PICO} = 255.98 \times 10^{-3} E_{123} - 0.0435 \text{ V} \quad (5-3)$$

Esta última ecuación coincide con el ajuste por mínimos cuadrados entre los datos de entrada, es decir, los valores de la irradiancia E_{123} , despejados de la Ec. 5-2, y los datos de salida, es decir, los valores del voltaje pico v_{PICO} . El resultado se muestra en la Fig. 5-2. En este ajuste, se observa un factor de determinación $R^2 = 0.995$.

³ Este valor se presentaba en varias ocasiones durante las pruebas y se tomó finalmente como el límite superior del rango dinámico.

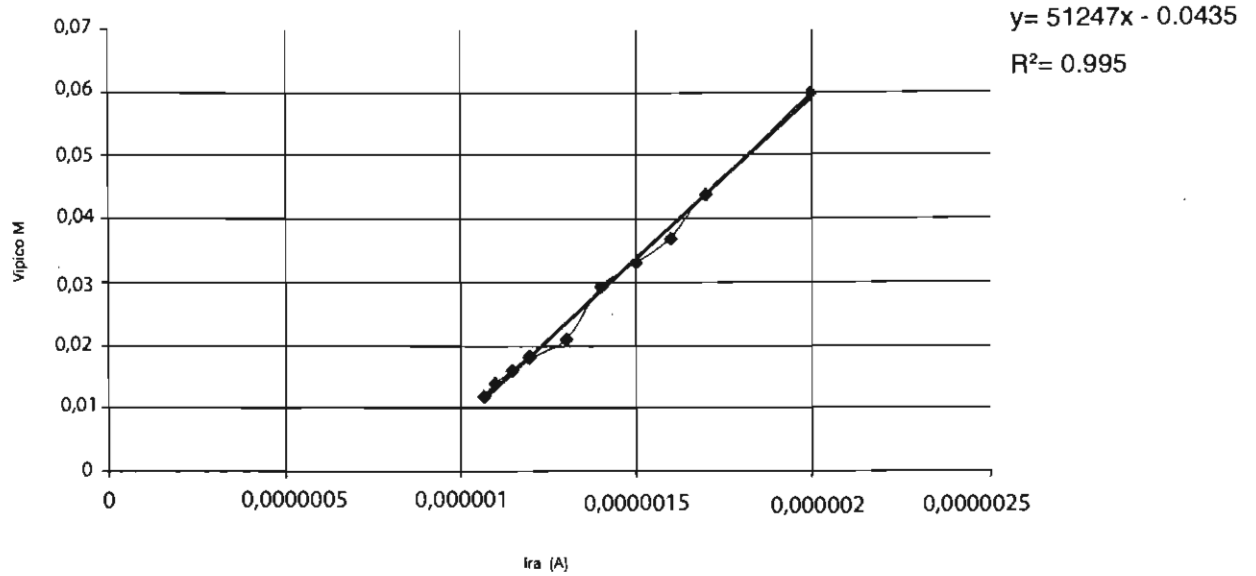


Fig. 5-1. Curva de la función $v_{PICO} = f(I_{ra})$ del visibilímetro

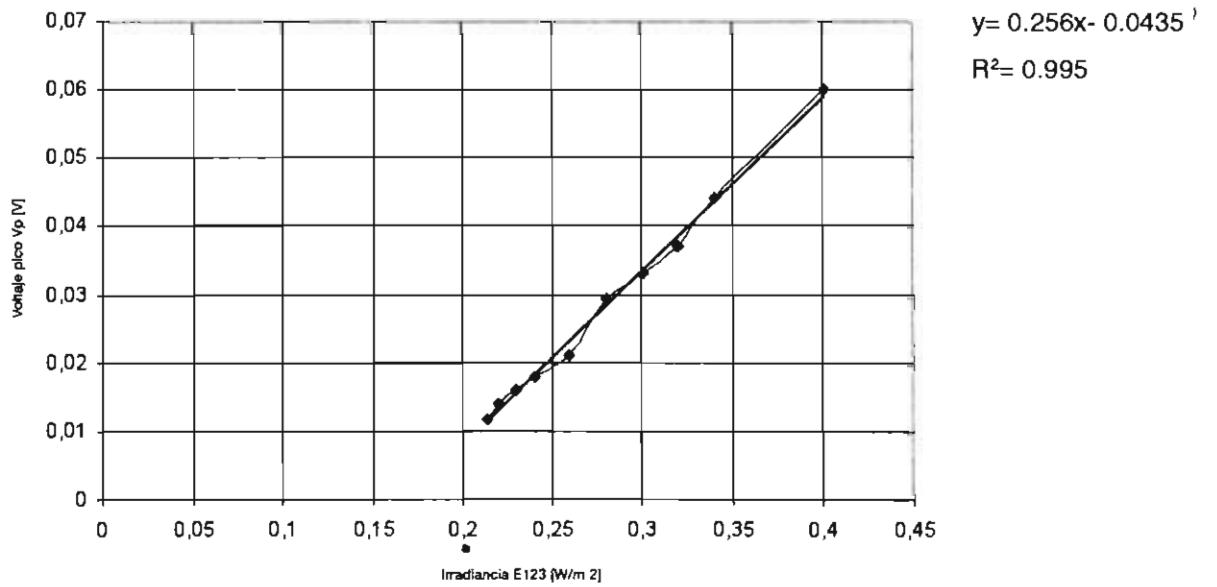


Fig. 5-2. Gráfica de la característica del visibilímetro (utilizando un LED IR como emisor).

6. ESTIMACIÓN TEÓRICA DE LA VISIBILIDAD

Para obtener la gráfica de la estimación de la visibilidad, de acuerdo al modelo de Barteneva que se utilizó en el prototipo del sensor con el LED laser [1], es necesario medir nuevamente la irradiancia del emisor E_0 . En este caso, su valor⁴ es:

$$E_0 = 14.52 \left[\frac{mW}{cm^2} \right] = 145.2 \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (6-1)$$

Recordemos que la visibilidad está dada por el modelo de la Ec. 7-5 en [1], la cual se reproduce abajo:

$$ROM = 0.0307 \left[m \right] \left(\frac{E_{123} \left[\frac{W}{m^2} \right]}{E_0 \left[\frac{W}{m^2} \right]} \right)^{-1.43} \quad (6-2)$$

Substituyendo el valor de E_0 , de la Ec. 6-1, en la Ec. 6-2 tenemos:

$$ROM = 0.0307 \left(\frac{E_{123}}{145.2} \right)^{-1.43} = 37.91 E_{123}^{-1.43} \quad m \quad (6-3)$$

Ahora, despejamos el valor de la irradiancia E_{123} de la Ec. 6-3 y lo sustituimos en la Ec. 5-3 y nos queda:

$$ROM = 37.91 \left(\frac{v_{PICO} + 0.0435}{255.98 \times 10^{-3}} \right)^{-1.43} \quad m \quad (6-4)$$

Finalmente, la Fig. 6-1 muestra la gráfica de la estimación de la visibilidad.

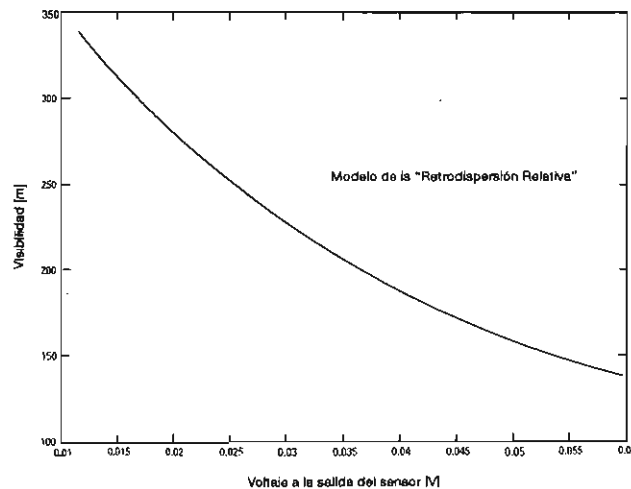


Fig. 6-1. Gráfica de la visibilidad en función de la salida del sensor para el modelo de la "retrodispersión relativa" y utilizando un LED IR como emisor.

⁴ Valor obtenido con un medidor de potencia Mod. NOVA, P/N 1Z01500, Mca. OPHIR y utilizando una sonda PD300-1W, P/N 1Z02411A del mismo fabricante.

7. SEGUNDA DISCUSIÓN

Mejoras a la solución material. Las mejoras a la solución material del visibilímetro sirven únicamente para adaptarse al uso del nuevo emisor (LED IR SFH4503 de la casa OMRON) y aumentar la protección al mesurando. Las funciones principales de la solución material se conservan.

Linealidad de las transformaciones del instrumento.

a) *Función $v_{PICO} = f(I_{ra})$.* El uso de un LED IR no ha modificado la transformación realizada por el circuito tanque. El ajuste por mínimos cuadrados de los datos de entrada I_{ra} y de los datos de salida v_{PICO} , posee un factor de determinación $R^2 = 0.995$ y, por lo tanto, se puede considerar una transformación lineal. El error intrínseco (ordenada al origen = 0.0435, Fig. 5-1) puede considerarse despreciable, pero, de cualquier forma, se ha eliminado en el ajuste del escalador (Secc. 4).

b) *Función $v_{PICO} = f(E_{123})$.* Puesto que la característica de transferencia del diodo PIN es lineal y la función $v_{PICO} = f(I_{ra})$ también ha demostrado ser lineal, se esperaba que la función $v_{PICO} = f(E_{123})$, la cual caracteriza el principio de transformación del sensor, fuese lineal (Fig. 5-2). Esta característica tiene el mismo error intrínseco que la anterior pero, para nuestro pesar, ha perdido sensibilidad frente al primer prototipo realizado con un LED láser porque ahora se tiene que:

$$\frac{dv_{PICO}}{dE_{123}} = 0.256 \left[\frac{V}{W/m^2} \right] < 1.0$$

Esto podría explicar la pérdida de casi un 30% en la variación del rango dinámico, en comparación con la estimación de la visibilidad con el primer prototipo. Un aumento de la sensibilidad del instrumento se puede lograr de las siguientes maneras:

- Aumentando la ganancia del amplificador de señal, lo que implicaría reducir lo más posible cualquier interferencia que aumente el voltaje de desequilibrio a la salida del circuito tanque.
- Aumentando la potencia de emisión del LED IR.

Estimación teórica de la visibilidad. Utilizamos nuevamente el modelo de Barteneva para la estimación teórica de la visibilidad [1]. Como ya se había mencionado, se observa una pérdida de casi 30% del rango dinámico del sensor (Fig. 5-3). Han de tenerse en cuenta, en este caso, todas las observaciones hechas para esta "estimación", sobre todo la referente a la necesidad de un contraste contra un instrumento patrón y la realización de un proceso de calibración del instrumento.

8. CONCLUSIONES

El trabajo realizado en este segundo prototipo ha conducido a las siguientes mejoras:

a) Una reducción del costo anterior gracias al empleo de una fuente de luz IR más económica. (Ver Apéndice B para el balance de costos). El costo de fabricación estimado ahora es de poco más de 50€.

b) Una reducción de las dimensiones de los circuitos impresos gracias a la sustitución de algunos componentes de montaje superficial.

c) Optimización de las funciones de algunos circuitos:

- fuente de corriente independiente de la unión B-E de un BJT
- amplificador de precisión especialmente orientado a aplicaciones con fotodiodos
- aumento de la rapidez de respuesta del detector de pico
- simplificación del circuito escalador.

La característica de transferencia del visibilímetro se obtuvo en el laboratorio mediante el uso de una máquina generadora de niebla que ofrece condiciones de prueba más cercanas a la experiencia real. Se confirmó nuevamente la linealidad de la característica del sensor.

En contra, se tiene una pérdida de la sensibilidad en la característica del sensor, posiblemente debida al manejo de un flujo lumínico menor (145.2 W/m^2 contra 330 W/m^2).

El trabajo futuro que permitiría el desarrollo de un prototipo comercialmente competitivo es el mismo que el que se indicó en [1] para el primer prototipo. En el Apéndice C se encuentra una tabla-resumen de las características principales de los prototipos hasta ahora desarrollados.

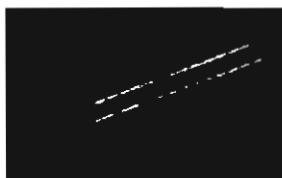
REFERENCIAS

- [1] Antonio Mocholí Salcedo, Raymundo Barrales Guadarrama José, Humberto Arroyo Núñez, *Sensor de Niebla para el Entorno del Automóvil*, Memoria de Diseño del Primer Prototipo, Grupo de Sistemas de Control de Tráfico, ITACA, Universidad Politécnica de Valencia, Diciembre 2007.
- [2] J. V. Winstanley, M. J. Adams, *Point Visibility Meter: A Forward Scatter Instrument for the Measurement of Aerosol Extinction Coefficient*, *Applied Optics*, Vol. 14, No. 9, September 1975.
- [3] Robert A. Maffione, David R. Dana, *Instruments and Methods for Measuring the Backward-Scattering Coefficient of Ocean Waters*, *Applied Optics*, Vol. 36, No. 24, 20 August 1997.
- [4] <http://www.aadi.no/Aanderaa/Document%20Library/1/Data%20Sheets/Mira%20Visibility%20Sensor.pdf>
- [5] http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8675.pdf
- [6] <http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1022,P1326,D2154>
- [7] http://chemistry.about.com/od/howthingswork/a/smokemachines_3.htm
- [8] <http://www.velleman.be/nl/es/product/view/?id=354864#>

ANEXO A HOJA DE DATOS LED IR.

Leistungsstarke IR-Lumineszenzdiode
High Power Infrared Emitter
Lead (Pb) Free Product - RoHS Compliant

SFH 4501, SFH 4502, SFH 4503



SFH 4501



SFH 4502



SFH 4503

Wesentliche Merkmale

- Leistungsstarke GaAs-LED (40mW)
- Hoher Wirkungsgrad bei kleinen Strömen
- Typische Peakwellenlänge 950nm
- SFH 4501 -03: Unterschiedliche Halbwinkel

Anwendungen

- IR-Fernsteuerung von Fernseh- und Rundfunkgeräten, Videorecordern, Lichtdimmern
- Gerätefernsteuerungen für Gleich- und Wechsellichtbetrieb
- Sensorik
- Diskrete Lichtschranken
- IR-Scheinwerfer für Kameras

Features

- High Power GaAs-LED (40mW)
- High Efficiency at low currents
- Typical peak wavelength 950nm
- SFH 4501 - 03: different half angles

Applications

- IR remote control of hi-fi and TV-sets, video tape recorders, dimmers
- Remote control for steady and varying intensity
- Sensor technology
- Discrete Interrupters
- IR spotlight for cameras

Typ Type	Bestellnummer Ordering Code	Strahlstärkegruppierung ¹⁾ ($I_F = 100\text{mA}$, $t_p = 20\text{ms}$) Radiant Intensity grouping ¹⁾ I_e (mW/sr)
SFH 4501	Q62702P5061	110 (>63)
SFH 4502	Q62702P5062	60 (>25)
SFH 4503	Q62702P5305	250 (>63)

¹⁾ gemessen bei einem Raumwinkel $\Omega = 0.01\text{ sr}$ (SFH4503 $\Omega = 0.001\text{ sr}$)
 measured at a solid angle of $\Omega = 0.01\text{ sr}$ (SFH4503 $\Omega = 0.001\text{ sr}$)

ANEXO B

PRESUPUESTO DE COMPONENTES PARA FABRICACIÓN

CANT.	DESCRIPCIÓN	P. U ^s . (€)	SUBTOTAL (€)
Resistencias			
14	Resistencias de película metálica. ¼ W, 1%	0,032	0,448
Condensadores			
1	470 pF/cerámico	0,133	0,133
7	0.1 µF/cerámico	0,224	1,568
1	0.0022 µF/cerámico	0,023	0,023
5	1 µF/16V/electrolítico/radial	0,081	0,405
2	10 µF/16V/electrolítico/radial	0,062	0,164
2	22 pF/cerámico	0,045	0,09
1	150 pF/cerámico	0,133	0,133
2	47 µF/16V/electrolítico/radial	0,081	0,162
Bobinas			
1	33 mH	0,75	0,75
Potenciómetros/Multivuelta/Ajuste Vertical			
2	100 kΩ/3299W	1,99	3,98
1	50 Ω/3299W	1,99	1,99
Semiconductores Discretos			
1	SB120A diodo Shottky	0,312	0,312
1	BS170 MOSFET	0,26	0,26
2	LED redondo/5mm/opaco	0,27	0,54
1	SFH4503 LED IR 950 nm	0,62	0,62
1	TEMD5000 fotodiodo PIN	1,63	1,63
1	LM385-2.5 referencia de voltaje	0,78	0,78
Amplificadores Operacionales			
1	MC33172N	0,67	0,67
1	AD8675ARZ	2,87	2,87
3	OP27GPZ	3,67	11,01
1	LT1190	5,21	5,21
Dispositivos Digitales			
1	CD4093 Schmitt NAND	0,35	0,35
Dispositivos Semiconductores Vanos			
1	AT90S2313 microcontrolador AVR	2,04	2,04
1	ADC0804 ADC	4,47	4,47
1	NE555 timer	0,32	0,32
1	MAX232 transceptor	2,22	2,22
Miscelánea			
1	Cristal 4 MHz	1,16	1,16
1	Push-Button	0,84	0,84
1	Conector DB9M/90P/soldar	1,38	1,38
4	Jumper	0,26	1,04
4	Conector señal	0,389	1,556
2	Clema 3 contactos	0,46	0,92
1	Clema 2 contactos	0,28	0,28
TOTAL (€)			50,304

5 Precios de la casa FARNELL.

ANEXO C

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LOS PROTOTIPOS DESARROLLADOS

VISIBILÍMETROS DESARROLLADOS			
CARACTERÍSTICA	PRIMER PROTOTIPO FUENTE LED LASER	SEGUNDO PROTOTIPO FUENTE LED IR	UNIDADES
Longitud de onda	808	950	nm
Flujo lumínico emitido	330	145.20	W/m ²
Rango de salida del sensor	0.572 a 3.40	0.018 a 0.060	V
Rango de la irradiancia recibida	0.046 a 0.963	0.216 a 0.404	W/m ²
Resolución estimada $\Delta E_{12\lambda}$ /bit	NO APLICA ⁶	248.06	mW/cm ² /bit
Sensibilidad del instrumento $\frac{dv}{dE}$	3.0	0.256	$\left[\frac{v}{W/m^2} \right]$
Visibilidad teórica estimada (modelo de Barteneva)	100 a 1200	100 a 340	m
Costo	122.56	50.30	€

2893350

⁶ Esta prueba se hizo con pantallas de papel de tonos de gris y no representan una condición de operación realista.

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

SEGUNDO PROTOTIPO DE UN VISIBILÍMETRO PARA EL ENTORNO DEL AUTOMÓVIL

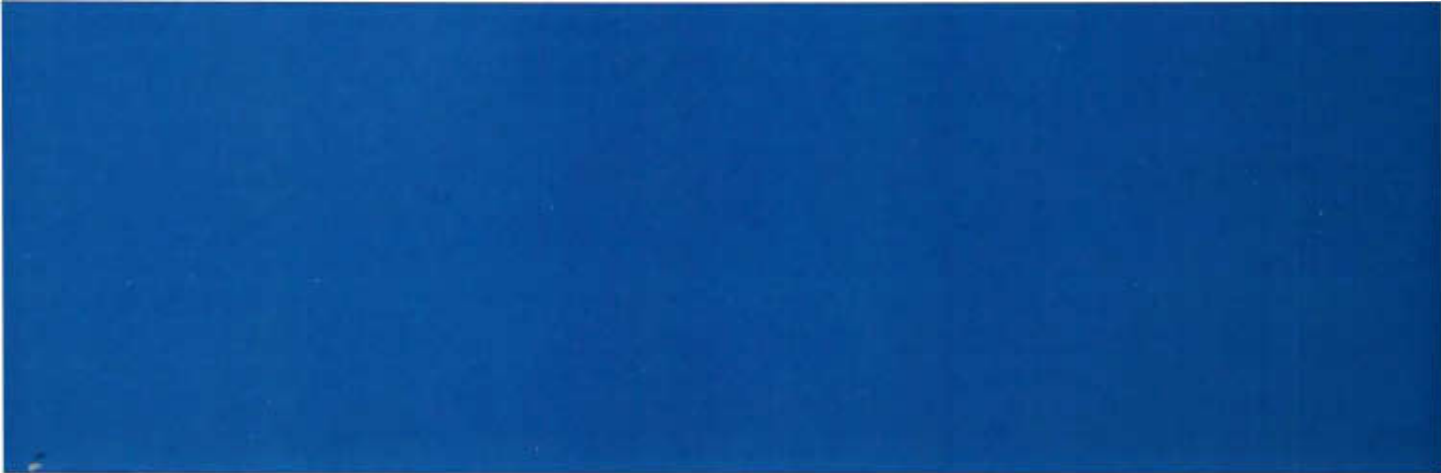
Se terminó de imprimir en el mes de marzo de 2011 en los talleres de la Sección de Impresión y Reproducción de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, con domicilio en Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas, Del. Azcapotzalco, C.P. 02200, México D.F.

La edición estuvo a cargo de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería con un tiraje de 40 ejemplares.

UAM
TK7878.4
S4.35

2893350

Segundo prototipo de un v



Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTONOMA
METROPOLITANA
Casa abierta al tiempo 
Azcapotzalco

Reporte de Investigación

Comunicación Bluetooth para Sensores utilizados en Aplicaciones de Control de Tráfico

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
División de Ciencias Básicas e Ingeniería
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
Ing. Alexander Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

COMUNICACIÓN BLUETOOTH PARA SENSORES UTILIZADOS EN APLICACIONES DE CONTROL DE TRÁFICO

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

COMUNICACIÓN BLUETOOTH PARA SENSORES UTILIZADOS EN APLICACIONES DE CONTROL DE TRÁFICO

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
División de Ciencias Básicas e Ingeniería
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
Ing. Alexander Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA

Casa abierta al tiempo



Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA



Casa abierta al tiempo

Azcapotzalco

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

Dr. Enrique Pablo Alfonso Fernández Fassnacht
RECTOR GENERAL

Mtra. Iris Edith Santacruz Fabila
SECRETARIA GENERAL

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Mtra. Gabriela Paloma Ibáñez Villalobos
RECTORA

Ing. Darío Eduardo Guaycochea Guglielmi
SECRETARIO ACADÉMICO

DIVISIÓN DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA

Dr. Emilio Sordo Zabay
DIRECTOR

Dr. Gabriel Soto Cortés
SECRETARIO ACADÉMICO

Dr. Andrés Ferreyra Ramírez
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

C.P. Rosa Ma. Benítez Mendoza
JEFA DE LA OFICINA DE PRODUCCIÓN EDITORIAL Y DIFUSIÓN

*Comunicación bluetooth para sensores
utilizados en aplicaciones de control de tráfico.*
Primera edición, 2011

D.R.© 2010 Universidad Autónoma Metropolitana

Universidad Autónoma Metropolitana-Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas
Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF

Producción Editorial. Oficina de Producción Editorial y Difusión de la DCBI-A
Diseño gráfico D.C.G. Juan Manuel Galindo Medina

ISBN del libro: 978-607-477-430-6

Impreso en México/ Printed in Mexico

TABLA DE CONTENIDOS

1. Antecedentes	9
2. Justificación del uso de la comunicación inalámbrica en los sensores ITS	11
3. Implementación de la plataforma	13
3.1 Descripción de la plataforma	13
3.2 Breve descripción de la tecnología Bluetooth empleada en el CASIRA	14
3.3 Preparación de la conexión del módulo Bluetooth	18
3.4 Programación del módulo BlueCore2 External BC2MOD2D	22
3.5 Método para probar la comunicación	27
4. Resultados correspondientes a la plataforma	31
5. Uso de la plataforma de comunicación para un sensor de espira inductiva	33
5.1 Solución material de la comunicación inalámbrica del sensor de espira inductiva	35
5.2 Resultados de la transmisión con el sensor de espira	35
6. Conclusión	37
Referencias	39

1. ANTECEDENTES

Las actividades humanas cuya finalidad es la de obtener bienes convenientes de consumo o mantener el bienestar de las personas (i.e. la producción de bienes, la generación de energía, la medicina, el transporte, etc.) requieren de un entorno controlado que permita obtener bienes y servicios de las características deseadas. Es posible controlar el entorno de estas actividades analizando la información que éstas generan y, en base a la extracción de parámetros de información útiles, modificando la forma en la cual se desarrollan. El transporte de personas y bienes es una actividad que no escapa de ser controlada con el fin de regularla sin accidentes, con rapidez, con eficiencia y sin deteriorar el medio ambiente. Estas son características deseadas de un buen sistema de transporte.

Como en otro tipo de actividades humanas, el control del transporte se realiza mediante dispositivos que generan señales útiles para alcanzar las características mencionadas. Actualmente, los Sistemas de Transporte Inteligente (Intelligent Transport Systems-ITS) utilizan diversos tipos de sensores para generar las señales útiles para mantener un buen sistema de transporte ya que, debido al aumento poblacional, el incremento de las urbanizaciones y el aumento del número de automóviles, el tráfico de vehículos provoca atascos, accidentes y retardos que degradan las buenas características del transporte.

El control del tráfico vehicular se vale de obtener imágenes y patrones, monitorear el medio ambiente e interactuar con infraestructuras para ayudar a mantener las características del sistema de transporte en una ciudad o en vías de comunicación terrestre. Puesto que el vehículo se encuentra en movimiento cuando opera dentro del sistema de transporte, las señales que el vehículo requiere para lograr cambios automáticos en su velocidad y su ruta, advertir de su presencia, de su proximidad y recibir mensajes de alerta deben enviarse y/o recibirse sin utilizar un medio físico de comunicación. Por lo tanto, los medios de co-

municación inalámbricos cobran especial importancia en los ITS.

Aunque existen aplicaciones ITS particulares que requieren de sistemas de comunicación de largo alcance (GPS, telefonía, localización por radio, etc.), muchas de las aplicaciones ITS para el control del tráfico utilizan sistemas de comunicación de corto alcance. Aunque en los años 80s del siglo se llevaron a cabo iniciativas para establecer un estándar normalizado (el proyecto japonés JSK (Association of Electronic Technology for Auto-mobile Traffic and Driving), el proyecto PATH en California, el proyecto Chauffer en la UE, etc. [1] donde se diseñaron sistemas de comunicación de corto alcance para el control del tráfico vehicular, es hasta el año 2001 que se inicia un serio y ambicioso proyecto dirigido en los Estados Unidos de América que, en principio, se aplicaría también en Canadá y México y que ha establecido normas para definir sistemas dedicados de corto alcance (Dedicated Short Range Communications—DSRC) para el control del tráfico de vehículos. Estos sistemas operan en un rango de 1 000 m de distancia, transmiten su información en la banda comprendida en el intervalo de los 5.850 a los 5.925 GHz, alcanzan velocidades de transmisión de 27 Mb/s y el intercambio de información se realizaría con medios basados en la norma IEEE 802.11p [2]. Estos sistemas intercambiarían entonces grandes cantidades de información (imágenes, video, internet, etc.). Sin embargo, no se espera que las normas de comunicación correspondientes estén listas antes del año 2009 [3].

Sin embargo, la información manejada por algunos dispositivos para el control del tráfico requiere comunicarse mediante dispositivos capaces de recibir o transmitir grandes cantidades de datos. Es el caso, de los sistemas de cobros de cuotas, el control y monitoreo de infraestructuras, la vigilancia de las condiciones meteorológicas o información intrínsecas al vehículo. El estándar norteamericano vislumbra que estándares de

municación como Bluetooth o Zigbee se utilicen exclusivamente para la comunicación intrínseca de las señales del vehículo [4]. Sin embargo, el éxito comercial de Bluetooth o Zigbee y sus recientes avances en ahorro de potencia, alcance de la comunicación y velocidad, los convierten en medios inalámbricos de comunicación que pueden ofrecer soluciones ITS mientras los estándares finales se completan e implementan.

Al presente, Zigbee ofrece la plataforma más conveniente para el manejo de información generada por sensores debido a su rapidez de respuesta (15 ms), bajo consumo (años de servicio de la batería) y posibilidad de interconectar hasta 65 000 dispositivos en red [5]. Estas características son importantes cuando se quiere tener conexiones punto a punto entre un sensor y su monitor o una red de sensores porque, en general, los sensores se han vuelto "inteligentes" ("smart sensor" [6]), es decir, deben de ser capaces de adquirir, procesar y transmitir la información de la señal que manejan y, posiblemente, servir como "routers" en redes de sensores Ad Hoc [7]. Las aplicaciones ITS donde se requieran sensores en áreas abiertas o donde la rapidez de despacho de una señal de advertencia sea importante, podrán beneficiarse de las bondades de los sistemas Zigbee de comunicación.

Bluetooth es el nombre corriente de un sistema de comunicación de datos cuyas principales características (alcance máximo 100 m, transferencia máxima 1 Mbps, rapidez de respuesta 3 s, 7 esclavos por piconet) [5] lo han hecho muy útil en el reemplazo de cables que comunican datos entre una PC y sus periféricos. Aunque su rapidez de respuesta (el tiempo para realizar una conexión

inalámbrica entre dos dispositivos) y su nivel de consumo (agotaría una batería de 3 V en menos de 3 días), comparado con Zigbee, no lo han hecho un sistema de comunicación preferido para implementar redes de sensores [5]. Su popularidad, costo competitivo, mejoras continuas y su uso en ambientes industriales [8], lo hacen atractivo para aplicaciones ITS de corto alcance donde:

- no se requiera autonomía del dispositivo,
- se toleren tiempos de conexión moderadamente lentos (< 3 s) y
- no se requiera una red de dispositivos extensa (no más de 3 esclavos y un maestro).

Aplicaciones ITS específicas con las características antes mencionadas son:

- sistemas de aproximación de vehículos lentos
- sistemas de extracción de características vehiculares de bajo volumen de información (imágenes fijas preprocesadas, señales de espiras en las vías, vigilancia de las condiciones del clima, control de infraestructuras, etc.)
- duplicación del entorno de señalización de las vías en el tablero del automóvil, etc.

Esta memoria técnica tiene como propósitos:

- reportar la implementación de una plataforma de desarrollo para ayudar a integrar la capacidad de comunicación Bluetooth a sensores orientados a aplicaciones ITS con salida RS-232
- reportar la utilidad de la plataforma en la puesta en marcha de un sensor electromagnético para la extracción de las características de un vehículo
- reportar las principales características del sensor y su medio de transmisión.

2. JUSTIFICACIÓN DEL USO DE LA COMUNICACIÓN INALÁMBRICA EN LOS SENSORES ITS

Los sensores inteligentes, en general, presentan la estructura mostrada en la Fig. 1 [6].

Durante la fase de desarrollo de un sensor inteligente, es común que el diseñador utilice herramientas de desarrollo especializadas que incluyan algunos de los bloques del diagrama de la Fig. 1. De esta manera, es posible diseñar sensores de diversos usos, de acuerdo a las variables de entrada que tienen que sensor. Puesto que el sensor, el amplificador y el procesamiento analógico dependen de las características de la señal a medir y de la aplicación, se opta por diseñar un acondicionador analógico de propósito particular e interconectarlo a la herramienta de desarrollo de propósito general. Generalmente, los bloques que una herramienta de desarrollo incluye son:

- la conversión de datos,
- el procesamiento digital,
- el procesador de control y
- la comunicación de datos.

Cuando la arquitectura del sensor inteligente se ha probado, se puede fabricar un circuito impreso que contenga la solución material final.

Se puede observar que la comunicación de datos es inherente a la arquitectura del sensor inteligente y, por lo tanto, constituye un puerto físico de salida de la señal procesada del sensor que se tendrá que comunicar a su destino final: un acumulador de datos, un monitor de datos, un controlador, un medidor, etc. El medio para comunicar esta salida hacia el destino final puede ser mediante un bus físico o un medio inalámbrico. Por lo tanto, es menester incorporar al ciclo de pruebas el medio de comunicación. Si el medio es inalámbrico, es conveniente implementar una plataforma de desarrollo que facilite las pruebas de transmisión de la información del sensor.

En muchos casos, la salida final del sensor inteligente la constituye el puerto de salida del procesa-

dor de control. Este puerto, en general, es un puerto serie y puede ser del tipo USB, RS-232 o SPI. Por tanto, la plataforma de desarrollo debe contener una entrada de datos formada por un puerto compatible con la salida del sensor inteligente.

La plataforma de desarrollo que se describe en esta memoria, ha tenido en cuenta los recursos disponibles y la salida de los sensores desarrollados en el laboratorio del Grupo de Sistemas de Control de Tráfico del ITACA en la UPV. Las consideraciones que han determinado el diseño de la plataforma fueron:

- la salida de los sensores desarrollados en el laboratorio (espiras, sensores de lluvia, de temperatura, etc.) comunican su salida a través de un puerto RS-232
- los sensores sólo se utilizarían en comunicaciones punto a punto (sensor a display, a motor o a infraestructura), no se diseñarían para

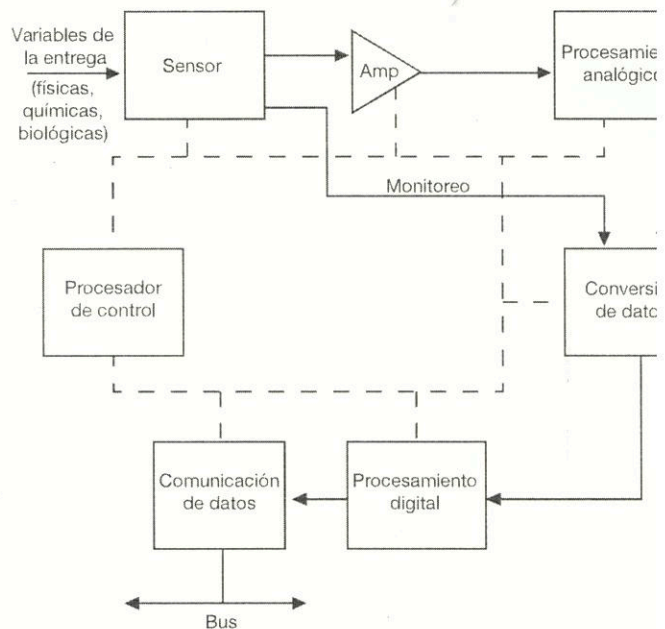


Fig. 1. Diagrama a bloques de un sensor inteligente. Tomado adaptado de [6].

autónomos (alimentación local continua o acumulador del automóvil) y las variables de entrada no generan un volumen alto de información (ancho de banda grado instrumentación)

- la tecnología de comunicación inalámbrica más conveniente para el tipo de sensores desarrollados y con los recursos disponibles para implementarla, fue Bluetooth y
- se contaba con instrumentos virtuales para la presentación de los resultados de las pruebas de transmisión y/o recepción.

Puesto que el enlace Bluetooth tenía que responder al modo particular de recepción de la

información, se requería contar con una herramienta que permitiera la configuración del enlace Bluetooth. En este caso, se utilizó la herramienta CASIRA de CSR [9] para programar un módulo de comunicación con la pila ("stack") de las capas del protocolo Bluetooth incorporado en el módulo. Esta herramienta es de uso corriente en otros laboratorios y era el recurso disponible. Ha sido una herramienta conveniente porque incluye puertos de E/S, entre ellos, un puerto RS-232. El dispositivo Bluetooth que recibe los datos del sensor es uno de tipo comercial ("dongle") que puede conectarse a un puerto USB de la PC y cuenta con software de configuración propio.

3. IMPLEMENTACIÓN DE LA PLATAFORMA

La Fig. 2 muestra el diagrama a bloques de la plataforma de desarrollo para sensores ITS con capacidad Bluetooth.

3.1 Descripción de la plataforma

Transmisión bajo el protocolo Bluetooth

Del lado izquierdo de la Fig. 2, se esquematizan los componentes que permiten la transmisión de los datos del sensor.

La herramienta CASIRA es un sistema que incorpora programación y soluciones materiales¹ para realizar las funciones del protocolo de comunicaciones Bluetooth [10]. Esto permite a un diseñador integrar las bondades de Bluetooth a su aplicación. En este caso, se trata de integrar capacidad Bluetooth a un sensor. El módulo cumple con la especificación 1.1 (radio clase 2 de 10 m) y un consumo aproximado de 874 mW.

El puerto RS-232 está integrado a la herramienta de desarrollo CASIRA y ésta permite la programación, desde una PC y utilizando lenguaje ANSI C, de un módulo que contiene todas las capas necesarias para construir el "stack" de las capas del protocolo de comunicación Bluetooth. La Fig. 3 muestra un diagrama a bloques de la herramienta.

Una foto de la herramienta CASIRA, donde se indican sus partes interesantes, se muestra en la Fig. 4.

Las características de la herramienta CASIRA que han permitido el desarrollo del sistema de transmisión del sensor son [11]:

a) Las capas del protocolo completo Bluetooth embebidas en un chip BlueCore2-External. Este protocolo es configurable de acuerdo a la repartición del protocolo entre un controlador ("host") y el chip que contiene las capas inferiores del protocolo. La Fig. 5 muestra un diagrama a bloques del sistema del chip.

b) Un módulo BC2MOD2D, compatible con la versión 1.1 de la especificación, que contiene los

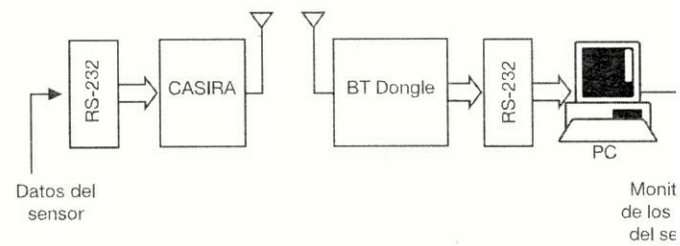


Fig. 2. Diagrama a bloques de la plataforma de desarrollo p sensores ITS con capacidad Bluetooth.

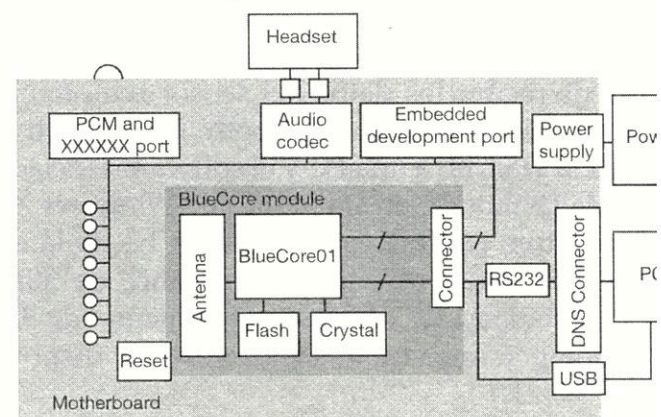


Fig. 3. Diagrama a bloques de la herramienta de desarrol CASIRA [10].

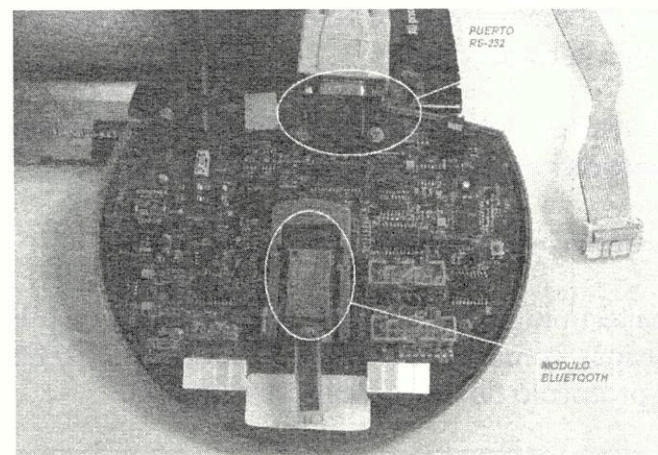


Fig. 4. Fotografía de la herramienta CASIRA.

¹ El término utilizado en el medio es "embedded system".

componentes básicos para implementar, parcial o completamente, el protocolo Bluetooth y permitir el enlace mediante un radio. Está compuesto² principalmente de un chip BlueCore2-External, una antena optimizada para la transmisión/recepción de RF, memoria flash para la grabación de la programación del usuario, un cristal para el reloj de referencia y un bus de comunicaciones. La Fig. 6 muestra una foto del módulo.

c) Un puerto RS-232.

Recepción bajo el protocolo Bluetooth

Del lado derecho de la Fig. 2, se esquematizan los componentes que permiten la recepción de los datos del sensor remoto.

El "BT dongle" es un dispositivo de comunicación Bluetooth comercial cuya única función será la de recibir los datos del sensor remoto enviados bajo el protocolo Bluetooth. El dispositivo se conecta vía USB a una PC y el software asociado se instala fácilmente en ambientes de Windows XP. El dispositivo cumple con la versión 1.1 de la especificación Bluetooth, tiene un alcance de 30m, una transferencia de 1 Mbps y un consumo de 330 mW. La Fig. 6 muestra el aspecto de este dispositivo BT ver. 1.1

La visualización de los datos recibidos se ha realizado gracias a una Hyperterminal de Windows que se configura para conectarse al puerto serie virtual creado por el dispositivo Bluetooth.

Probablemente, el lector se pregunte por qué se ha escogido realizar la comunicación física de los datos mediante puertos RS-232. En la sección 5 se explica la razón de ello.

3.2 Breve descripción de la tecnología Bluetooth empleada en el CASIRA

La tecnología Bluetooth

La tecnología Bluetooth se organiza en una pila³ de capas como la que define el modelo ISO/OSI del protocolo de comunicaciones (Fig. 7).

² Ver Fig. 3.

³ Conocida en el medio como "stack".

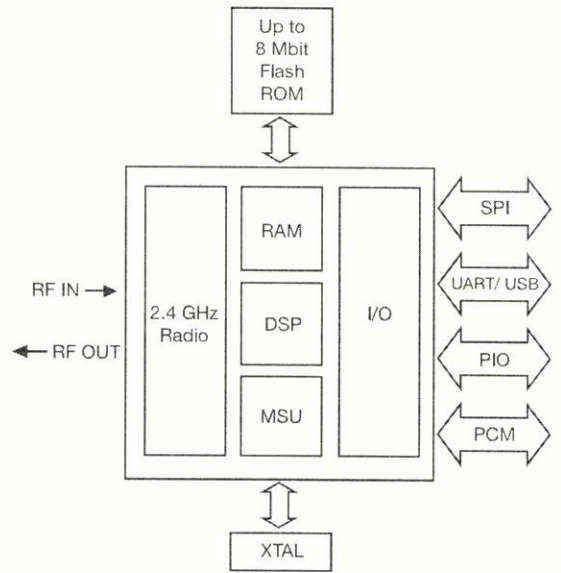


Fig. 5. Diagrama a bloques del chip BlueCore2- External [11].

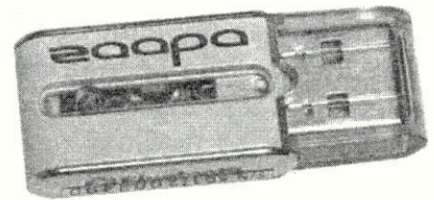


Fig. 6. Fotografía del dispositivo Bluetooth ZBTA-3130 de la casa Zaapa.

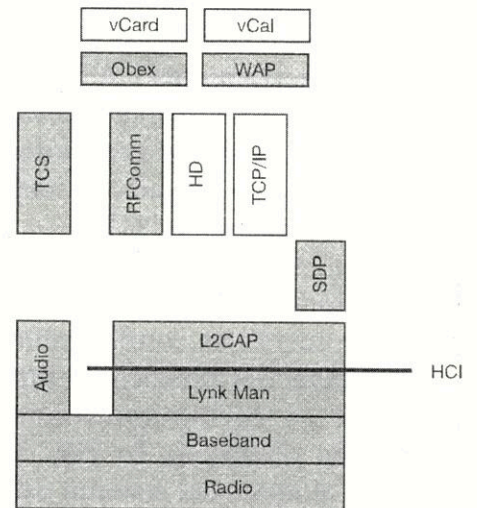


Fig. 7. Una ilustración de la pila del protocolo Bluetooth. Tomado adaptado de [12].

Las frecuencias de transmisión se generan en la capa física llamada "Radio" y los datos se modulan para coincidir con el rango de frecuencias de la banda ISM⁴. La capa "Baseband" controla los saltos de frecuencia y es responsable de los errores en la conexión y del establecimiento de enlaces sincrónicos (SCO) y asincrónicos (ACL). El "Link Manager Protocol (LMP)" controla el status de los enlaces existentes y de los modos de ahorro de energía y proporciona mecanismos de seguridad como la autenticación y la codificación. El "Host Controller Interfaces (HCI)" garantiza inter-operabilidad mediante la definición de interfaces normalizadas entre las capas superiores y las inferiores. Se le puede utilizar para separar la pila del protocolo (ver sección siguiente) y conectar dos secciones de la pila vía interfaces físicas tales como un USB o un UART. El Control Lógico del Enlace y el Protocolo de Adaptación ("Logical Link Control and Adaptation Protocol" (L2CAP)) crea la transición entre las conexiones lógicas y físicas mediante la gestión del multiplexado y la segmentación de los datos. RFCOMM es una capa superior del protocolo que emula una conexión serie sobre un enlace L2CAP, mientras que la Especificación del Protocolo para el Control de Telefonía ("Telephony Control Protocol Specification" (TCS)) permite voz sobre IP⁵ y el Protocolo para el Descubrimiento de Servicios ("Service Discovery Protocol" (SDP)) descubre los servicios disponibles o perfiles en los dispositivos de la vecindad.

Dependiendo de la clase del radio, se tendrán distintos alcances de la señal. La Tabla I muestra la especificación correspondiente.

Aplicaciones equipadas con radios Bluetooth (tal como un sensor inalámbrico) pueden establecer una conexión punto-a-punto (sólo dos dispositivos Bluetooth en juego). Este esquema de conexión es el que se presenta en muchas aplicaciones

⁴ ISM es el acrónimo de "Industrial-Scientific-Medical" que designa una banda de frecuencias en el intervalo 2.40-2.48 GHz. Los radios Bluetooth pueden transmitir en esta banda hasta 1MS/s y utilizan un patrón de comunicación por saltos de frecuencia ("frequency hopping") para evitar interferencias.

⁵ VoIP.

Tabla I. Alcances de la señal según el tipo de radio Bluetooth

Clase del Radio	Rango	Aplicación
3	1 m	Red de área personal
2	10 m	Dispositivos portátiles
1	100 m	Uso industrial

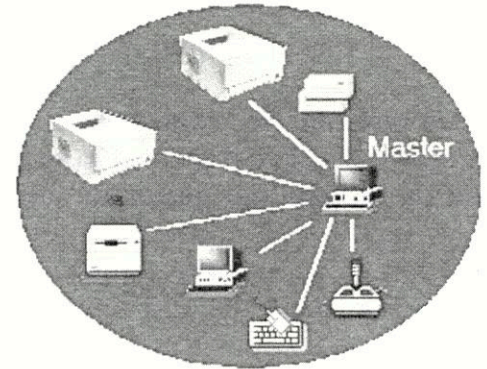


Fig. 8. Una ilustración de una piconet. Tomado y adaptado [13].

ITS de corto alcance. Los módulos Bluetooth permiten también conexiones punto-multipunto; este tipo de esquema, varias unidades Bluetooth comparten el canal físico y dos o más unidades que comparten el mismo canal forman una piconet (Fig. 8). En una piconet sólo se permite la existencia de un módulo Bluetooth maestro ("master"), mientras que los otros módulos actúan como esclavos ("slaves"). Este esquema puede ser utilizado cuando un vehículo o una infraestructura, en un ambiente ITS, ha de recibir varias señales.

La organización de la pila Bluetooth en el CASII

El módulo BlueCore y la tarjeta madre del CASII forman un sistema embebido susceptible de ser programado en ANSI C. El software⁶ que el fabricante proporciona junto con la herramienta de desarrollo es el complemento del kit de desarrollo. La colección de librerías, el compilador C, los ejemplos de aplicaciones

⁶ BlueLab software development kit (SDK).

cación y la documentación de ayuda forman un conjunto de archivos, llamado BlueLab, útiles para el desarrollo de aplicaciones finales con capacidad Bluetooth. La versión del BlueLab utilizada en este trabajo fue la 2.8 y el compilador C fue el xap-local-xap-gcc funcionando bajo ambiente Cygwin.

El BlueLab permite escoger al usuario de la herramienta entre tres diferentes maneras de hacer corresponder la pila Bluetooth en una solución material final [14] (Fig. 9).

Estas son formas de operación del chip BlueCore 2-External y se conocen como modelos. Los modelos son:

a) *Pila BlueCore HCI (BlueCore HCI Stack)*. En este modelo, la pila del protocolo se separa por encima de la capa del gestor de enlace ("link manager layer—LM"); las capas por arriba del LM residen en un sistema anfitrión ("host") y las capas por abajo del LM en el módulo. El HCI define la comunicación entre estas dos secciones. Este es el esquema de trabajo cuando se utilizan sistemas basados en PCs o estaciones de trabajo, donde se cuenta con suficiente poder de cómputo para manejar las operaciones de las capas superiores de la pila. Este modelo permite razones de transmisión máximas de 723 Kbps (unidireccional) y soporta 7 esclavos por piconet. Este modelo es muy flexible.

b) *Pila BlueCore RFCOMM (BlueCore RFCOMM Stack)*. La pila del protocolo se separa

por encima de la capa RFCOMM y esa parte se hace residir en un sistema anfitrión (host). Esta implementación se utiliza cuando se cuenta con un microcontrolador externo con suficientes recursos para dar servicio a la capa de aplicación. En este modelo, la razón de transmisión/recepción baja a 350 Kbps y una piconet consistirá solamente de 3 esclavos y 1 maestro debido a las limitaciones físicas del módulo. En este modelo se reduce el hardware y el software asociados a "host" a costa de sacrificar la potencia y flexibilidad del modelo anterior.

c) *Pila BlueCore con Máquina Virtual (BlueCore Virtual Machine Stack)*. Este modelo es interesante porque opera como un sistema embebido desde el punto de vista que no necesita hardware o software adicional funcionando en diferentes sitios de la aplicación total. La pila completa y la aplicación del usuario residen en el módulo. Se utiliza una máquina virtual ("virtual machine"—VM) que funciona en el microcontrolador interno del módulo y que se utiliza para ejecutar la aplicación en el mismo chip. Un inconveniente de este modelo es la reducción en el rendimiento debida a la potencia de cómputo adicional requerida para soportar una pila más grande que en los modelos anteriores. Esto se refleja en una reducción de la velocidad de transmisión por debajo de los 200 Kbps (se han reportado proporciones aún más bajas del otro

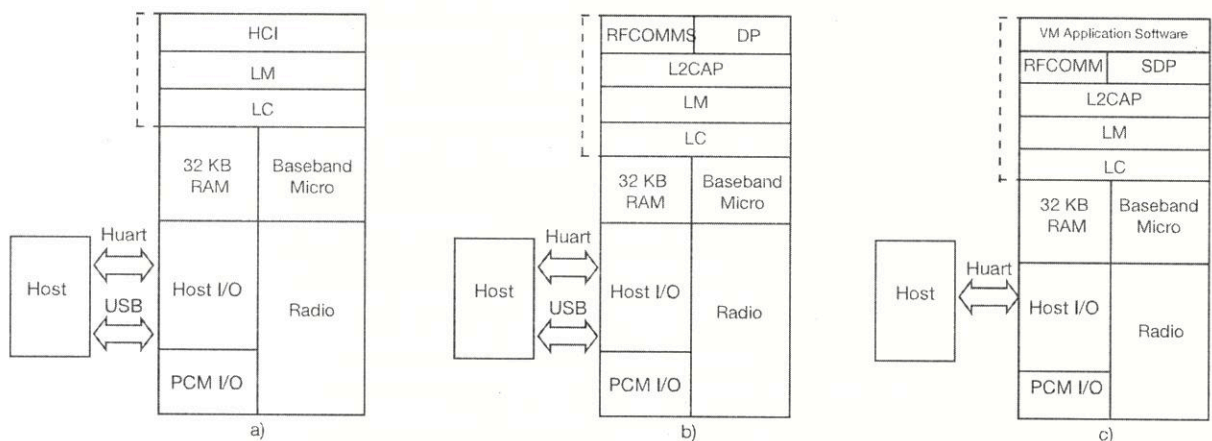


Fig. 9. Los tres modelos operativos del módulo BlueCore 2-External:
a) Pila BlueCore HCI; b) Pila Bluecore RFCOMM; c) Pila BlueCore Virtual Machine [14].

den de 3 Kbps). Sin embargo, es posible tener hasta 3 esclavos simultáneamente conectados por cada maestro.

Puesto que se ha pensado en proporcionar máximo soporte a desarrolladores de aplicaciones ITS, se ha elegido el tercer modelo de operación de la pila Bluetooth del módulo BC2MOD2D asociado al CASIRA. De esta manera, el desarrollador no necesitaría de implementar hardware y software adicional a la estructura del sensor ITS y la tarea de comunicar la aplicación con el módulo Bluetooth se completaría en poco tiempo. El inconveniente del modelo de la máquina virtual (i.e. la velocidad de la transferencia de datos) es aceptable para enlaces punto a punto donde se intercambia información a bajas tasas de datos (<200 kbps), que es el caso en muchas aplicaciones ITS.

Puertos serie, UARTs y la capa RFCOMM

En general, las líneas para la recepción y la transmisión de datos de un puerto serie se conectan a una UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter). El trabajo de la UART es convertir los datos serie transportados por los cables del puerto a datos en paralelo utilizados por el dispositivo de procesamiento. Las UARTs utilizan "buffers" para convertir entre datos en serie y en paralelo. Esto permite reducir la carga del procesador. En lugar de que el procesador sea interrumpido para leer cada bit enviado por los cables, la UART transfiere los bits entre los cables y el buffer y luego el procesador sólo interviene cuando el buffer está completamente lleno.

La UART es un periférico del sistema, así que sus líneas de direccionamiento aparecen en el mapa de direcciones del sistema. Algunos procesadores reservan un rango especial de direcciones para la entrada/salida. Otros sistemas las mapean a cualquier parte de la memoria normal. Puesto que las UARTs lucen como áreas de memoria para un microprocesador, es posible emular un puerto serie en software tomando un área de memoria y colocando valores en ella como lo haría una UART real.

La capa RFCOMM, de la pila Bluetooth, emula los nueve circuitos de un puerto serie RS-232 y,

también, especifica cómo se puede emular una "stream" de datos serie. Puesto que la tasa de datos serie de un puerto RS-232 es vista por el microprocesador como habiendo sido enviada a través de una UART, el software asociado a puertos serie emulados manejan los datos en paralelo. De manera similar, el software de la capa RFCOMM trata a los datos, enviados por las capas inferiores de la pila Bluetooth, en paralelo.

Una UART se conecta físicamente en el sistema mediante alambres y buffers. La capa RFCOMM se conecta, por software, a las capas inferiores de la pila vía la capa L2CAP [15].

Tipos de dispositivos RFCOMM

La capa RFCOMM da servicio a dos tipos de dispositivos:

- Tipo 1-Puerto serie internamente emulado (su equivalente).
- Tipo 2-Dispositivo intermedio con puerto serie físico.

En la Fig. 10, se muestra la pila del protocolo para el RFCOMM tipo 1.

La entidad que emula el puerto hace corresponder un sistema de interfase de comunicación específico (API) a los servicios RFCOMM. Esto se utiliza para conectar aplicaciones ya existentes, con

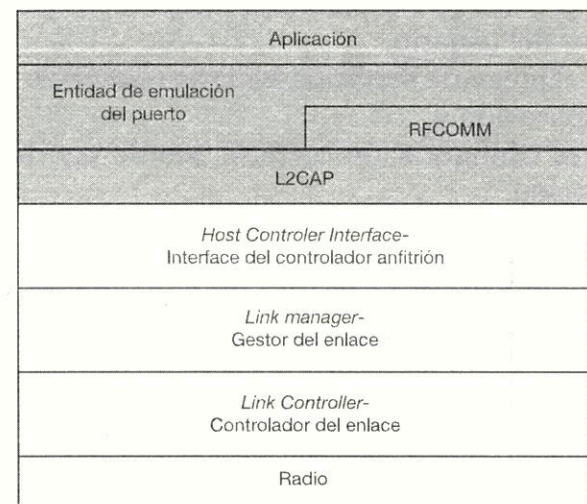


Fig. 10. Ilustración conceptual del dispositivo RFCOMM tipo 1. Tomado y adaptado de [15].

lo muestra la Fig. 10, o bien conectar aplicaciones específicamente escritas para Bluetooth. Habitualmente, un dispositivo tipo 1 es el final de un camino de comunicación (i.e. una PC o una impresora).

En la Fig. 11, se muestra la pila del protocolo para el RFCOMM tipo 2.

La entidad de puerto proxy pasa datos de la capa RFCOMM a una interfase RS-232 externa enlazada a otro dispositivo. Los dispositivos RFCOMM del tipo 2 son dispositivos intermedios que se colocan a la mitad del trayecto de la comunicación. Un modem o un sensor son ejemplos de dispositivos del tipo 2.

Puesto que se trata de desarrollar una plataforma de comunicaciones Bluetooth para sensores con salida RS-232 y esta salida es física, el programa residente en la memoria flash del módulo deberá utilizar funciones o librerías que le permitan interactuar con el dispositivo externo (Data Communications Equipment—DCE). Afortunadamente, el SDK del CASIRA cuenta con tales librerías. Por lo tanto, la plataforma desarrollada constituye un dispositivo RFCOMM del tipo 2.

3.3 Preparación de la conexión del módulo Bluetooth

Antes de iniciar la comunicación de datos Bluetooth punto a punto, es necesario definir:

- el papel de cada punto (i.e. esclavo o maestro),
- el perfil de la aplicación útil para los propósitos del usuario,
- el juego de servicios mínimo requerido por la aplicación y
- la configuración correcta acorde con la aplicación.

Algunas de las definiciones anteriores requieren cierta familiarización con el modo de funcionamiento de la pila Bluetooth. La descripción de este funcionamiento es extensa y no es el propósito de esta memoria presentarla. Las referencias [15], [16], ayudarán a lectores, quienes se inician en el uso de enlaces Bluetooth, a comprender detalles que se obvian en las siguientes secciones. Sin embargo, algunas notas descriptivas se añaden cuando se considera pertinente.

Las definiciones antes mencionadas se especifican en la Tabla II.

Tabla II. Definiciones para la pila Bluetooth de la aplicación presente

Requerimiento	Especificación
Papel de cada punto	El sensor funcionará como esclavo. El dongle BT funcionará como maestro (iniciará la solicitud de recepción de datos).
Perfil de la aplicación	Perfil de puerto serie*
Juego de servicios mínimo	- Servicio de definición del rol (maestro o esclavo) - Servicio de búsqueda ("inquiring")
Configuración necesaria	Dirección UID del puerto serie Parámetros de operación del puerto RS-232 Habilitación de la UART

*Los perfiles Bluetooth aseguran la interoperabilidad, entre diferentes dispositivos, proporcionando un juego bien definido de procedimientos en las capas superiores y formas uniformes de utilizar las capas inferiores de la pila Bluetooth. De esta manera, los perfiles ayudan a los módulos Bluetooth a conectarse con diferentes dispositivos y aplicaciones y trabajar de una forma, estándar [15, p.363]

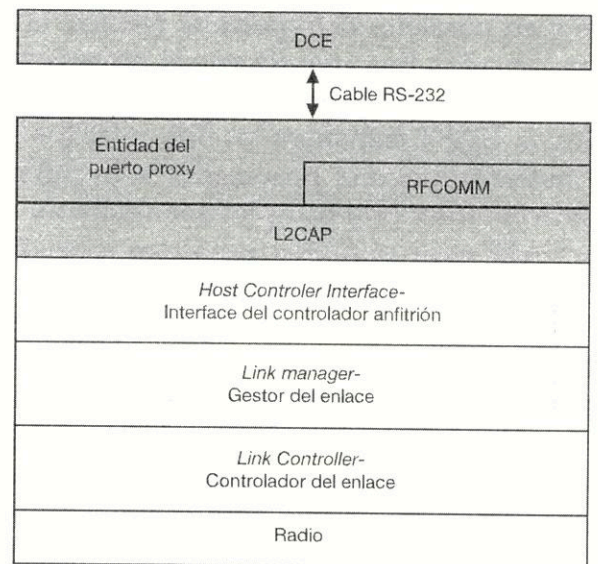


Fig. 11. Ilustración conceptual del dispositivo RFCOMM tipo 2. Tomado y adaptado de [15].

Organización del software de desarrollo

BlueLab permite escribir código para programar los módulos BlueCore de CSR. El kit CASIRA permite adquirir y grabar en el módulo la programación del usuario. Se siguieron los pasos recomendados en la documentación del fabricante [17] para instalar el paquete BlueLab y conectar y probar el kit CASIRA.

Una vez que las herramientas de programación han sido instaladas y probadas, es entonces posible relacionar una aplicación con la pila Bluetooth embebida en el módulo BlueCore. La Fig. 12 ilustra la pila formada en la memoria flash del módulo BlueCore cuando se ha elegido de trabajar con el modelo de la pila BlueCore con máquina virtual. En esa figura, nótese que las capas SDP ("Service Discovery Protocol"), L2CAP y RFCOMM están implementadas en software. Estas capas se necesitan para dar servicio al perfil de puerto serie (también se les utiliza para dar servicio a perfiles simples en el perfil de puerto serie tal como el perfil de auriculares de manos libres ("Headset profile"). Estas capas han sido escritas por la casa Mezoe y se conocen, en conjunto, como el "BlueStack". Por encima de las capas del BlueStack, un Gestor de la Conexión ("Connection Manager") maneja las conexiones a la capa RFCOMM. BlueLab proporciona la librería del Connection Manager para facilitar las conexiones aunque no es esencial utilizarla. El usuario puede escribir su propia librería del Connection Manager de acuerdo a sus necesidades.

En la parte superior de la pila se encuentra la máquina virtual. La máquina virtual permite al Connection Manager, a las librerías y al software de aplicación correr en un espacio protegido de la memoria. El software de aplicación se compila para hacerlos corresponder con los códigos de operación de la máquina virtual. Mientras la aplicación corre, la máquina virtual verifica si cada instrucción trata de realizar un acceso inválido a memoria. De esta manera, la máquina virtual garantiza que el software de aplicación no interfiera con el funcionamiento correcto de la pila Bluetooth.

Normalmente, el chip BlueCore viene cargado con una imagen del BlueStack y de la máquina virtual.

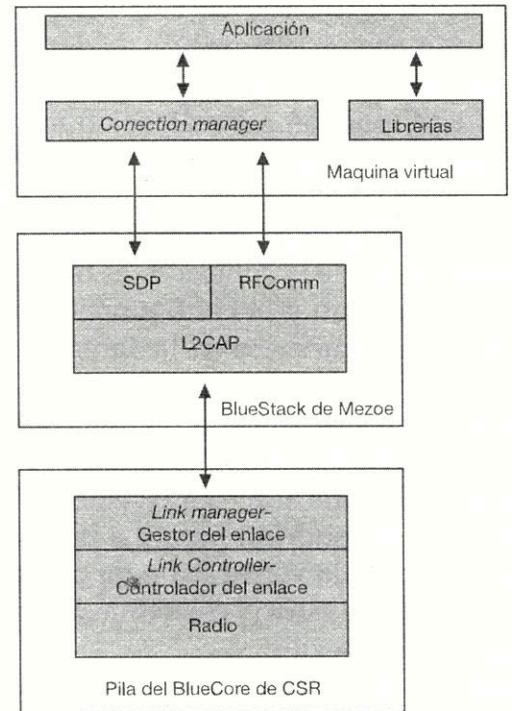


Fig. 12. Diagrama a bloques de la pila Bluetooth completa en el módulo CSR. Tomado y adaptado de [16].

El Connection Manager (CM)

El CM gestiona todas las capas de la pila protocolo Bluetooth desde la capa RFCOMM hacia abajo. Sin el CM, se tendría la necesidad de establecer enlaces ACL⁷, configurar los enlaces y RFCOMM, instalar y configurar los enlaces L2CAP y, finalmente, instalar un enlace RFCOMM. El CM realiza todas estas tareas con sólo invocarlo. El CM de BlueLab permite a la aplicación del usuario enviar paquetes sobre la capa L2CAP así como sobre la capa RFCOMM (al final, todos los paquetes enviados van sobre la capa L2CAP porque es una capa inferior a la capa RFCOMM).

Los paquetes se envían sobre una conexión y cada conexión debe conducir hacia un dispositivo de destino, por lo tanto, antes de enviar cualq

⁷ Un enlace ACL ("Asynchronous Connection-Less") existe cuando se ha establecido comunicación entre un maestro y un esclavo y proporciona una conexión conmutada de paquetes donde los datos se intercambian esporádicamente siempre y cuando los datos disponibles en la capa superior de la pila [15, p. 48].

paquete, se debe instruir al CM para establecer una conexión con un dispositivo de destino.

Los intentos para establecer la conexión, por parte del CM, pueden ser exitosos o no y, por lo tanto, alguna contingencia debe llevarse a cabo para reintentar la reconexión o indicar la razón del fallo. Durante el proceso, se tienen que determinar las características de la conexión, es decir, el juego de servicios mínimo y la configuración necesaria según las especificaciones de la Tabla II. El curso normal de "solicitudes" y "respuestas" del CM permitirán el establecimiento de una conexión segura con las características deseadas.

El proceso de conexión está constituido por varios estados y la conexión pasará a uno u otro estado de acuerdo a la verificación de ciertas condiciones. La Fig. 13 ilustra el esquema de los estados del proceso de conexión.

Los estados por los cuales pasa el proceso de conexión son:

a) *Inicio (starting)*. En este estado se inicializa al CM. Éste no es parte de la pila del protocolo Bluetooth. Es una librería aparte y de uso opcional. Como no es una parte esencial del sistema, no se inicializa automáticamente (a diferencia de la pila del protocolo que se inicializa automáticamente para asegurar que corre apropiadamente). Por lo tanto, si se quiere utilizar el CM, es necesario inicializarlo y abrirlo enviándole ciertos mensajes.

b) *Iniciar conexión (connecting)*. En el siguiente estado se define el rol del nodo. Es necesario enviar mensajes al CM que indiquen que el nodo se conecta como un maestro ("master") o como un esclavo ("slave"). El proceso puede

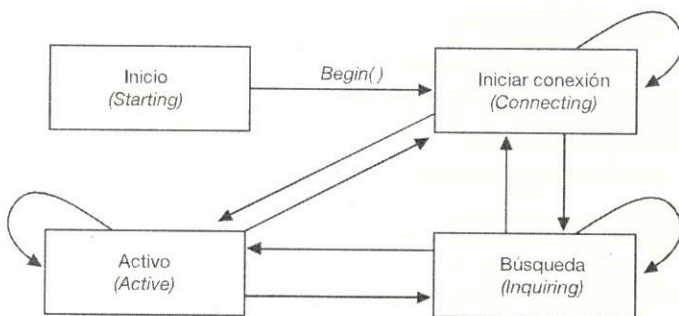


Fig. 13. Esquema de los estados del proceso de conexión de la pila BlueStack.

permanecer en este estado mientras el rol no se haya definido.

c) *Búsqueda (inquiring)*. La aplicación tiene que realizar una búsqueda de los dispositivos en su vecindad para poder obtener información del otro nodo. Los mensajes de búsqueda que envía la aplicación terminan, si la búsqueda ha sido exitosa, en la recepción de un paquete FHS por parte del nodo remoto con información útil para el nodo buscador. Se permanece en este estado hasta que se define a qué dispositivo se hará la conexión.

d) *Activo (active)*. En este estado se logra la comunicación y se permanece en él mientras no ocurra una condición donde el proceso tenga que abandonarlo (i.e. el nodo remoto ha abandonado la conexión, una falla momentánea de la alimentación, etc.).

Los cambios de estado dependen de las condiciones en las cuales se intenta desarrollar la conexión. Por ejemplo, si la conexión se interrumpe pero se conoce la información del nodo remoto se pasa al estado "iniciar conexión" y se regresa directamente al estado "activo"; si, por alguna razón, se pierde la conexión y existen nuevos dispositivos en la vecindad, se hace una nueva búsqueda y se pasa al estado activo de nuevo.

Bajo el modelo de la Fig. 12, es la aplicación la que tiene que generar los mensajes al CM para terminar en el estado "activo" de la conexión. Desde el punto de vista de la programación de los sistemas embebidos, la aplicación es una "TAREA" que genera mensajes al CM el cual, a su vez, es otra "TAREA" que comunica estos mensajes convenientemente a las capas inferiores del BlueStack. El CM se trata como la Tarea 0 ("Task 0") en el entorno de la programación del sistema embebido (CASIRA + BlueCore) y es un número de tarea reservado. La aplicación también tiene un número de tarea reservado en este entorno: es la tarea 1

8 Un paquete FHS ("Frequency Hop Synchronisation") contiene toda la información que una aplicación necesita para crear una conexión con un nodo remoto. Por ejemplo, en este paquete se recibe la información de la clase de dispositivo del nodo que se ha encontrado [15, p. 13].

("Task 1") [16]. Un esquema de la relación entre estas tareas se muestra en la Fig. 14.

Refiérase a la Fig. 14. Los mensajes de solicitud se generan desde la aplicación (Task 1) para inicializar al CM y enviar las solicitudes al BlueStack para intentar pasar a uno u otro estado del proceso de conexión. Si ha sido posible pasar a otro estado, habiendo hecho la solicitud, el CM enviará un mensaje de confirmación correspondiente. Este intercambio de información es un protocolo flexible pues el usuario lo puede definir de acuerdo a las especificaciones de su aplicación (perfil de puerto serie, perfil de telefonía, etc.) en la programación del BlueCore. En condiciones normales, y después de que el CM ha confirmado todas las solicitudes hechas por la aplicación, el dispositivo Bluetooth ha de permanecer conectado y listo para enviar información en cualquier momento.

En [16] se hace una muy buena presentación de los mensajes intercambiados entre la aplicación y el CM para llegar al estado ACTIVO de la conexión. La mayor parte de esta presentación se corresponde con los mensajes y librerías de la versión 2.82 del BlueLab Professional utilizadas en este trabajo para implementar el proceso de conexión. Sin embargo, la presentación de las librerías para enviar datos es obsoleta, pero se documentan las utilizadas en este trabajo. Se recomienda al lector referirse a [Kammer] para un entendimiento más vasto de la implementación del proceso de conexión que se realizó para esta memoria. La Fig. 15 muestra la lista de mensajes de solicitud en el orden enviado y la lista de mensajes de confirmación correspondiente. Todos los mensajes del CM están declarados en el archivo `cm_rfcomm.h`. El CM está implementado en la librería `CM_RF-COMM: libcm_rfcomm.a`.

Cuando la aplicación (Task 1) envía un mensaje al CM (Task 0), el programa en ANSIC del usuario envía este mensaje a la cola de mensajes 0 ("MessageQueue 0") y cada vez que se obtiene una respuesta del CM, ésta provendrá en forma de mensaje desde la cola de mensajes 1 ("MessageQueue 1"). Estos mensajes serán despachados por el planificador de la máquina virtual ("Scheduler") de acuerdo a su orden de entrada. Los *mensajes* ("messages"), *colas de mensajes* ("message queue"),

tareas ("tasks") y el *planificador* ("scheduler") son terminos comunes de la programación de los sistemas embebidos. El lector puede acceder a una introducción

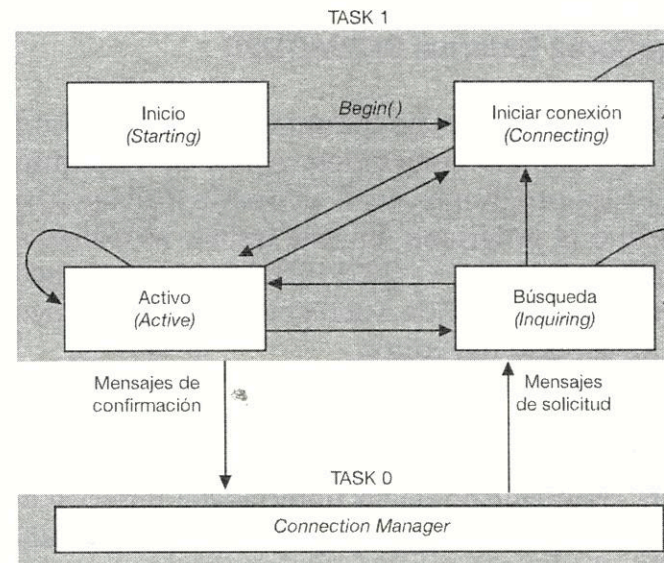


Fig. 14. Esquema de los estados del proceso de conexión en la pila BlueStack bajo el concepto de Tareas y Mensajes en entorno de programación de un sistema embebido.

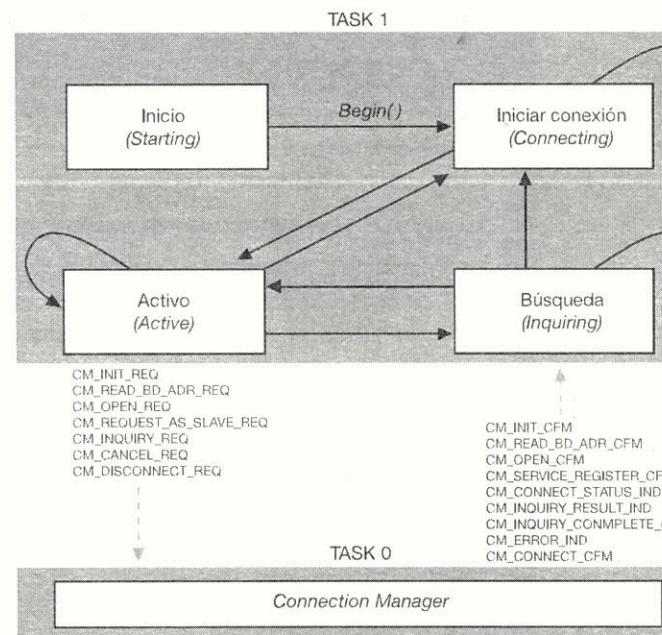


Fig. 15. Protocolo de mensajes entre el CM y la aplicación para lograr la conexión Bluetooth.

ción sobre el tema en [16] y a una discusión más profunda en [18] para poder comprender la implementación del proceso de conexión realizada en el BlueCore del CASIRA.

3.4 Programación del módulo BlueCore2 External BC2MOD2D

Se utilizó el lenguaje común de la programación de los sistemas embebidos: ANSI C. Cualquier editor de programas en C se puede utilizar para capturar el programa. En este trabajo se utilizó el editor de Visual C++ 2005 incluido en el paquete Visual Studio 2005 de Microsoft. La Fig. 16 muestra un aspecto del editor.

La programación del módulo es complicada porque requiere de un buen conocimiento de la utilidad de cada función o librería. La Fig. 17 muestra la organización de las librerías del BlueLab de las que se puede disponer para implementar una aplicación particular.

La metodología empleada para la confección del programa es la recomendada por los desarrolladores del BlueLab:

- Distinguir y comprender los propósitos de cada uno de los tipos de librerías definidos: librerías básicas, librería CSR y librerías de aplicación (ver Fig. 17).
- Poseer buenas nociones de la programación en lenguaje C y de nociones básicas de la programación C para sistemas embebidos.
- Cargar, compilar, grabar y probar los programas de ejemplo que se incluyen con el BlueLab.
- Confeccionar el programa de aplicación basándose en las aplicaciones de ejemplo más cercanas a la aplicación del usuario.
- Solicitar asesoría técnica a CSR.

En particular, para la aplicación requerida por la plataforma de desarrollo de sensores ITS inalámbricos, el programa empleado para el módulo

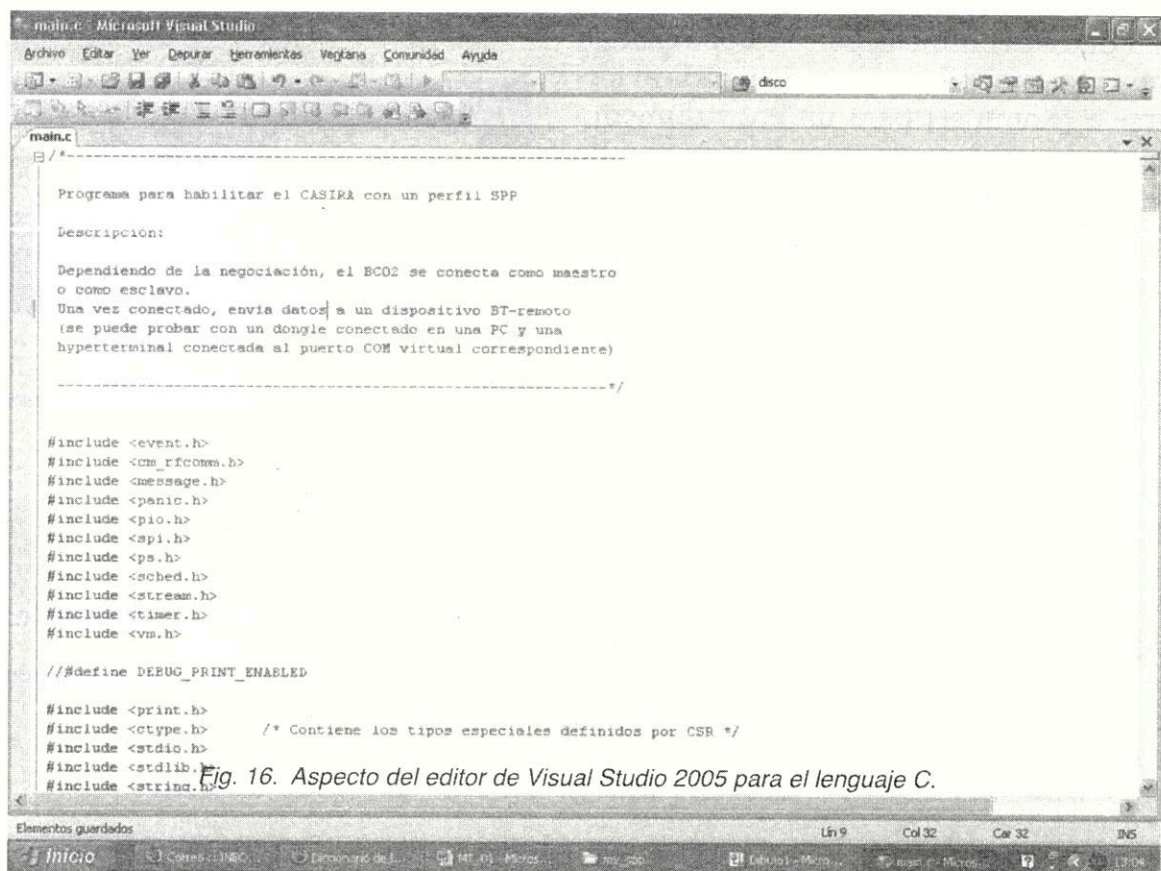


Fig. 16. Aspecto del editor de Visual Studio 2005 para el lenguaje C.

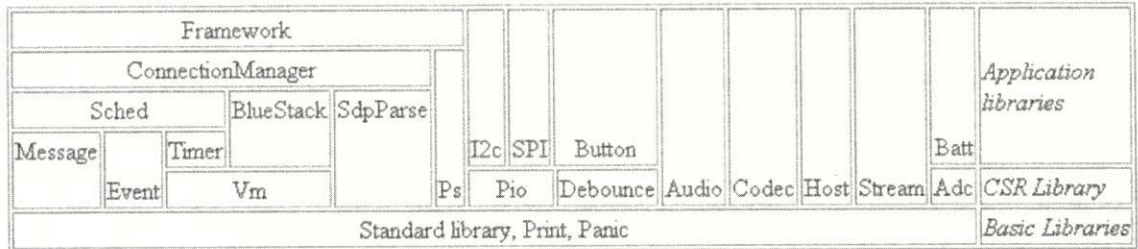


Fig. 17. Esquema de la organización de las librerías del BlueLab 2.82.

CM_CONNECT_CFM

Payload Field	Description
connect_status_t status	result of connection attempt
BD_ADDR_T addr	The address of the other device
uint16 rfc_frame_size	Max allowed length for data packets to be transmitted.
Source source	Source buffer containing the incoming data on this connection.
Sink sink	Sink buffer for writing outgoing data on this connection.
uint16 conn_server_chan	Local RFCOMM server channel that the connection was created on.

Fig. 18. Tabla que muestra la organización de la primitiva CM_CONNECT_CFM. Tomado de [19].

BlueCore2-External se basó en la aplicación llamada `spp_slave` que normalmente se incluye con los archivos del SDK. Este programa implementa un "reemplazo de cable serie" que tiene el propósito de crear un enlace RFCOMM del tipo 2 y donde el módulo se conecta como esclavo. El programa se modificó⁹ de varias maneras:

- a) El procedimiento de "reconocimiento" ("pairing") se omitió porque no se necesitaba de una comunicación codificada (la información del sensor no es crítica).
- b) Por lo tanto, no se requería de una solicitud de clave ("PIN_CODE") o de una solicitud de llave de enlace ("LINK_KEY").
- c) Como el perfil de puerto serie es inherente al uso de la capa RFCOMM, es irrelevante confirmar un registro de servicio ("SERVICE_REGISTER_CFM").

d) La definición de características como "Parking" y el "Sniffing" no son necesarias por la plataforma no se diseña para ser portátil.

Aquí es donde se constata la flexibilidad que ofrece la herramienta CASIRA al usuario, ya que éste permite determinar las características del enlace de acuerdo a su aplicación. A continuación se presentará con más detalle, la implementación de la transmisión de datos provenientes del sensor o su emulador.

La primitiva CM_CONNECT_CFM es una primitiva (mensaje) que el CM regresa a la aplicación para indicar el resultado del intento de conexión. Esta primitiva se implementa como una estructura en lenguaje C que en sus campos guarda la información relacionada con el intento de conexión. Fig. 18¹⁰ muestra el concepto de la información contenida en la primitiva.

⁹ Consultar [15] para comprender los términos y las características modificadas en la implementación del programa del módulo BlueCore.

¹⁰ Se han respetado los nombres en inglés porque así se manejan en el programa.

Breve descripción de los campos de la primitiva

La estructura de la primitiva está definida en el archivo `cm_rfcomm.h`. Los campos de la primitiva son:

1) `connect_status_t status`. En este campo se guarda el resultado principal del intento de conexión: `CmConnectComplete`, `CmConnectTimeout`, `CmConnectCancelled`, `CmConnectDisconnect`, `CmConnectDisconnectAbnormal`, `CmConnectRemoteRefusal`, `CmConnectServiceNotSupported`, `CmConnectFailed`. Cuando la "Task 1" está en el estado activo, el mensaje que se obtiene en este campo es "CmConnectComplete" con lo cual es posible comenzar a enviar (o recibir) datos.

2) `BD_ADDR_T addr`. En este campo se tiene la dirección del dispositivo remoto con el cual se ha establecido la comunicación.

3) `uint16 rfc_frame_size`. En este campo se tiene la máxima longitud de los paquetes de datos que podrán ser transmitidos por el dispositivo local. Este dato no se puede modificar por el usuario.

4) `Source source`. Es un apuntador tipo "source" (fuente), de definición particular en las librerías del BlueLab, que apunta a una región de memoria ("buffer") donde se pueden recu-

perar datos de la conexión sobre el RFCOMM. Este apuntador es útil para poder manipular los datos recibidos por el dispositivo Bluetooth local.

5) `Sink sink`. Es un apuntador tipo "sink" (pozo), de definición particular en las librerías del BlueLab, que apunta a una región de memoria ("buffer") desde la cual se pueden enviar datos sobre el RFCOMM. Este apuntador es útil para poder manipular los datos que se desea enviar al dispositivo Bluetooth remoto.

6) `uint16 conn_server_chan`. Es el número del canal RFCOMM que la conexión ha creado en el dispositivo local ("server"). Este parámetro es relevante cuando un servidor debe multiplexar la comunicación entre varios esclavos en una piconet.

7) Para comprobar si la conexión ya se encuentra en el estado ACTIVO (ver Fig. 15), la aplicación verifica si en el campo `connect_status_t status` se ha colocado la sentencia ("string") "CmConnectComplete", con lo cual se puede iniciar el envío y/o recepción de datos a través del canal RFCOMM. Vale la pena describir la operación de recepción/transmisión de datos. La siguiente porción del código del programa del Apéndice A realiza la verificación del estado activo del proceso de conexión:

```
// Establece el canal RFCOMM (si es posible)
// 1.-          case CM_CONNECT_CFM:
//              {
// 2.-          CM_CONNECT_CFM_T *prim = (CM_CONNECT_CFM_T *) msg;
// 3.-          connect_status_t result = prim->status;
// 4.-          if(result == CmConnectComplete)
//              {
// 5.-          rfcomm_source = prim->source;
// 6.-          rfcomm_sink = prim->sink;
// 7.-          far_addr = prim->addr;
// 8.-          write_far_addr();
// 9.-          status("connect_cfm complete");
//Avisa que la máquina de estados está en estado "activo"
// 10.-         state = active;
// 11.-         PioSet(LED_CONNECT, ~0);
//              .
//              .
//              .
```


Explicación

Línea 1. Antes de establecer el estado ACTIVO, el CM envía el mensaje CM_CONNECT_CFM que contiene la información sobre el intento de conexión. La aplicación despacha los diversos mensajes enviados por el CM a través de una declaración "case" que da la respuesta particular a cada mensaje enviado.

Línea 2. Se declara un apuntador a los campos de la estructura que representa el mensaje CM_CONNECT_CFM.

Línea 3. Se declara la variable `result` para que el apuntador le pase el valor de status.

Línea 4. Se verifica si la conexión está lista. Si el resultado de la conexión es positivo (la condición `CmConnectComplete` es verdadera), entonces:

Línea 5. Se recupera el apuntador del "buffer" de entrada en `rfcomm_source`.

Línea 6. Se recupera el apuntador del "buffer" de salida en `rfcomm_sink`.

Línea 7. Se recupera la dirección del dispositivo remoto y

Línea 8. Se guarda.

Línea 9. La aplicación anuncia que se ha completado la conexión.

Línea 10. La variable de estados cambia a `acti`

Línea 11. Finalmente, se enciende el LED del CASIRA para anunciar una conexión exitosa con un dispositivo Bluetooth remoto utilizando una función de la librería PIO del BlueLab.

A partir de aquí, es posible enviar datos a través del canal RFCOMM establecido. La transmisión y/o recepción de datos es posible gracias al uso de las funciones de la librería STREAM de BlueLab. Se presenta la porción del programa que realiza la transmisión de datos junto con una explicación de su operación.

```
// 1.-      uart = StreamUartSource();
// 2.-while(1)
// 3.-      for(;;)
// 4.-          if(SourceSize(uart) >= LIM) break;
// 5.-          VmWait(20);
// Si el espacio reclamado está disponible, se envían los datos a través del
// canal RFCOMM
// 6.-      if(SinkClaim(rfcomm_sink, LIM) != 0xFFFF)
// 7.-          memcpy(SinkMap(rfcomm_sink), SourceMap(uart), LIM);
// 8.-          if(SinkFlush(rfcomm_sink, LIM) == 0)
// 9.-              printf("Falla\n");
// 9.-          SourceEmpty(uart); //Limpia el buffer de la uart
```


Explicación.

Línea 1. `uart` es un apuntador de tipo "source" declarado previamente y que, por comodidad, va a substituir al apuntador que retorna la función `StreamUartSource()` (librería `STREAM`¹¹) que apunta al "buffer" que recibe los datos desde el puerto serie RS-232 del sensor o su emulador.

Línea 2. Mientras la conexión esté abierta, se transmitirán los datos del sensor hacia el dispositivo Bluetooth remoto.

Línea 3. Se interroga al puerto serie (salida del sensor) para saber si hay datos listos para transmitir. Si el número de bytes es de un tamaño mayor o igual a cierto límite (`LIM`), entonces:

Línea 4. se realizará la transmisión, de lo contrario, se continuará interrogando al puerto serie introduciendo antes una pausa de 20 m[s] (línea 5) que es posible generar con las funciones de la librería de la máquina virtual del BlueLab. Esta pausa es necesaria porque la UART del sensor se programa para transmitir a 115 200 bps, la cual es una velocidad lenta para el ritmo de procesamiento del BlueCore2. El valor de `LIM` depende de las necesidades del usuario, pero en general es de valor pequeño (<10) para no reclamar una cantidad de memoria excesiva en el BlueCore al momento de enviar este paquete de información.

Línea 6. Se reclama un espacio en memoria igual a `LIM` para el "buffer" de los datos de salida. Si la función `SinkClaim()` retorna un valor igual a `0xFFFF`, entonces no habrá espacio en la memoria RAM del BlueCore2 para crear el "buffer" de los datos a transmitir.

Línea 7. Se crea el "buffer". Se trata de apuntar al inicio de una región de memoria disponible `SinkMap()` para iniciar ahí la copia de los datos del sensor, direccionados por `SourceMap(uart)`, y dejar un apuntador `rfcomm_sink` que indique a la función de transmisión donde está el inicio del "buffer" con los datos a transmitir. Se copia un número de bytes igual a `LIM`.


Línea 8. Si la condición para transmitir los datos es válida (la función `SinkFlush()` no debe retornar un valor igual a 0), entonces se transmite el número de bytes igual a `LIM` que residen en el "buffer" cuyo inicio está apuntado por `rfcomm_sink`.

Línea 9. Finalmente, antes de regresar a interrogar al puerto serie por más datos a transmitir, la función `SourceEmpty(uart)` limpia el "buffer" de entrada y coloca al apuntador `uart` al inicio de éste.

Mientras la conexión se sostenga, el BlueCore2 enviará los datos que aparecen en el puerto serie RS-232 del CASIRA en un número de paquetes igual al valor de `LIM` hacia el dispositivo Bluetooth remoto.

En el Apéndice B se reporta el listado del programa "Makefile" requerido para la compilación del programa en lenguaje C del módulo BlueCore02. El programa principal de la aplicación (`main.c`), los programas de cabecera (`service_record.h`, etc.) y el Makefile deben residir en la misma carpeta para realizar correctamente la compilación.

Una vez que se cumple esto, se invoca al com-

pilador picando en el icono  del escritorio. Recuerdese que la versión del compilador utilizado funciona sólo para un entorno Windows 2000 y será necesario tener una partición adicional con este entorno en la PC de trabajo. La Fig. 19 muestra el aspecto de la línea de comandos del compilador.

- Para iniciar la compilación, se introduce el comando `>make`. Si la compilación se realiza correctamente, ningún mensaje de error se generará. En caso contrario, se deberán hacer las correcciones en el programa principal y recompilar.
- Cuando se ha completado la compilación, se puede grabar la "imagen" del programa C en la EPROM del BlueCore02 (en realidad se graba el archivo HEX generado durante la compilación). Para esto, se introduce el comando `>make bc02`, con lo cual se realiza la grabación a la EPROM. Evidentemente, el CASIRA debe estar alimentado y el cable de comunicación de

¹¹ Se recomienda al lector referirse a [20] para una explicación de la operación de las funciones de la librería "Stream" contenida en el BlueLab.

programa (cable paralelo conectado al puerto LPT1 de la PC y al conector CN16 del CASIRA) ha de estar presente. La disposición del cable y la configuración del CASIRA para aceptar la programación desde el puerto paralelo de la PC se documenta en [21] y [22, p. 15], respectivamente. Si la operación de grabado ha sido exitosa, el mensaje "Running code!" se visualizará. El comportamiento programado del CASIRA debe hacerse inmediatamente evidente.

3.5 Método para probar la comunicación

A fin de probar la comunicación entre el CASIRA y otro dispositivo Bluetooth, se completó la plataforma como se describe en la sección 3.1 y como se muestra en la Fig. 2.

El software de instalación del dispositivo Bluetooth de la casa Zaapa facilita su uso bajo el entorno Windows XP y la definición de los puertos serie asociados al canal RFCOMM de este dispositivo. La GUI del usuario permite realizar una búsqueda ("inquiring") de los dispositivos en la vecindad del dispositivo y elegir aquel con el cual se desea establecer comunicación.

Establecimiento de la comunicación

Los pasos a seguir para realizar la comunicación son:

1) Encender el CASIRA y verificar que el módulo se encuentra en algún estado diferente al ACTIVO (se puede verificar encendiendo un LED sobre el PCB del CASIRA).

2) Arrancar la GUI de usuario del dispositivo remoto comercial. Elegir el dispositivo al cual se quiere conectar (el módulo BlueCore02 aparecerá como CSR-bc2) y elegir la opción "Connect" en el menú de usuario de la GUI. De esta manera, el dispositivo remoto actuará como maestro al solicitar conectarse al módulo descubierto por él.

3) Esperar y verificar que se ha realizado la conexión. El LED 07 del CASIRA debe encenderse para indicar que el dispositivo se encuentra en el estado ACTIVO.

La Fig. 20 muestra el aspecto de la GUI una vez que los dispositivos Bluetooth se han conectado.

Simulación de la salida de un sensor.

A fin de probar el envío de datos a través del módulo BlueCore02, se modificó un programa LabView [23] de envío de datos a través del puerto serie. La Fig. 21 muestra el diagrama de bloques del vi correspondiente y enseguida se explica su operación.

```

~/cygdrive/c/BlueLab28/apps/mis_aplicaciones/my_spp
administrador@COLONBI022K ~
$ cd ~/cygdrive/c/BlueLab28/apps/mis_aplicaciones/my_spp
administrador@COLONBI022K ~/cygdrive/c/BlueLab28/apps/mis_aplicaciones/my_spp
$ make
/usr/csp/bin/xap-local-xap-gcc -g -O -Wall -U -Unissing-prototypes -Ustrid
atypes -Usign-compare -Uredundant-decls -Uerror -I/usr/csp/include -c m
o main.o
/usr/csp/bin/xap-local-xap-gcc -g main.o -o app_uart -Xlinker -s00 -L/usr
b -ldsp_parse -lca_rfcmm -lscd -lmessage -ltime -lmain -lcar
Pass 1 (33926) Pass 2 (2497) Pass 3 (1564) Pass 4 (944) Pass 5 (326)
(35) Pass 2 (0)
Words: code=9755 const=313 globals=50 decimal
administrador@COLONBI022K ~/cygdrive/c/BlueLab28/apps/mis_aplicaciones/my_spp
$ make bc02
~/cygdrive/c/BlueLab28/bin/UMBuilder.exe" spp_uart_merge "C:\BlueLab28\F
unified_bc02" spp_uart_app
~/cygdrive/c/BlueLab28/bin/pascli.exe" -r 0default boot_node Enable Crea
Acquiring SPI
Done
~/cygdrive/c/BlueLab28/bin/BlueFlashCmd.exe" spp_uart_merge
Acquiring SPI:
Resetting XAP
Identifying XAP ...
Burning Image:
Download Unnecessary.
100%
Result: Download Unnecessary.
Running Code!
administrador@COLONBI022K ~/cygdrive/c/BlueLab28/apps/mis_aplicaciones/my_spp

```

Fig. 19. Imagen de la línea de comandos del compilador gcc.



Fig. 20. Aspecto de la GUI del dispositivo Bluetooth comercial cuando ya se ha conectado al módulo BlueCore02.

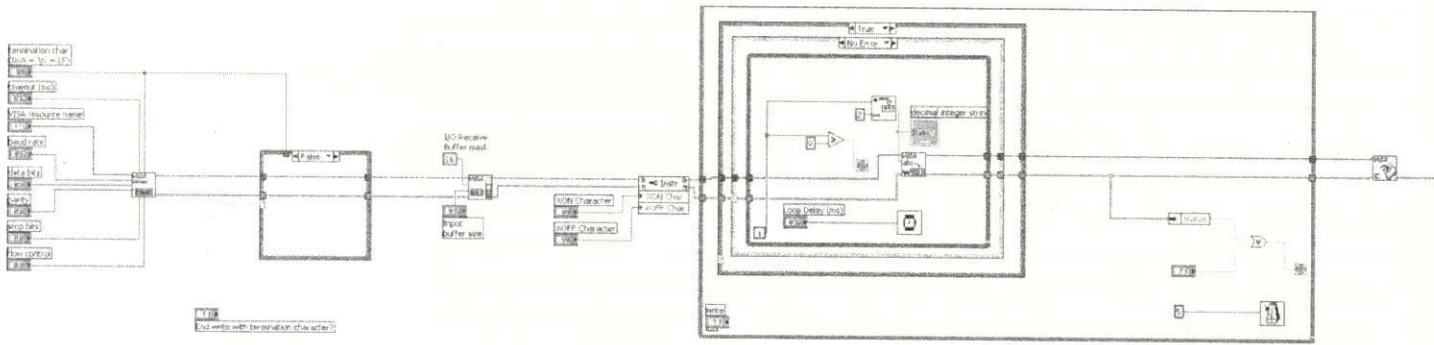




Fig. 21. Aspecto del diagrama a bloques del programa vi para visualizar los datos enviados por el módulo BlueCore02.

Explicación.

- El icono  se configura para que los parámetros de operación del puerto serie asociado con el canal RFCOMM del dispositivo local (slave) coincidan con los del puerto serie del CASIRA. En este caso se eligió la configuración: 115200-8-n-1. el control de flujo es opcional, aunque no se requiere porque no se tiene una conexión DCE a priori. No se elige ninguna configuración para el control de flujo ("none").
- El caracter de terminación también es opcional. Si el sensor está continuamente enviando datos, no es relevante definir un caracter que termine la transmisión. A veces, se necesita algún control de la transmisión del sensor (i.e. analizar un rango de muestras, reiniciar la comunicación en un periodo posterior, suspender la operación ante una anomalía, etc.), en ese caso se podrá elegir un control de flujo por software.
- Es irrelevante elegir los caracteres de control del flujo si se ha elegido dejar esta opción sin control.
- Para facilitar la visualización posterior de los datos, se incluyó un bucle que permite escribir

al puerto serie  una serie continua de números en el rango 0-10 con un cierto retardo. El retardo es necesario para asegurar que el número se ha escrito correctamente al puerto.

- El bucle que reinicia la escritura de la serie de números también incluye un retardo que puede programarse al mínimo valor.
- Cuando se termina la operación de escritura se cierra el puerto para que la PC disponga de él de otra forma.

La Fig. 22 muestra el aspecto del panel frontal del programa vi para simular la salida del sensor.

En general, el COM1 siempre está disponible como puerto serie RS-232 de trabajo en una PC. Los valores idóneos del retardo en la generación de la serie numérica ("Loop Delay") y del retardo en la espera de la transmisión ("timeout") se reportan al final de esta sección.

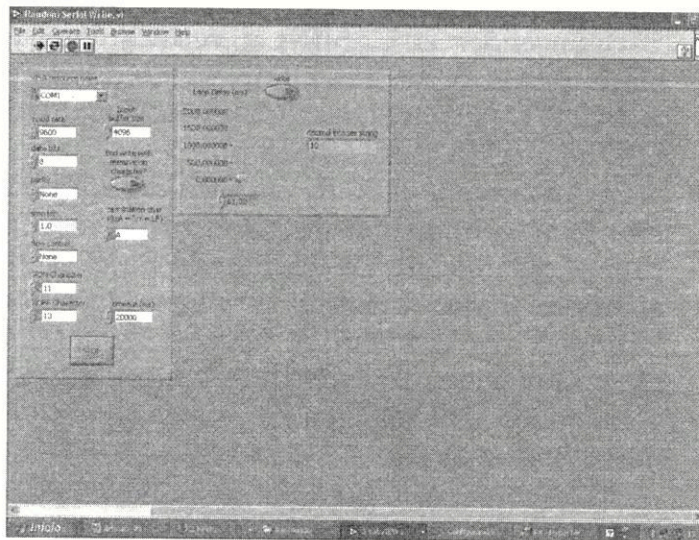


Fig. 22. Aspecto del panel frontal del programa vi para simular la salida de un sensor.

4. RESULTADOS CORRESPONDIENTES A LA PLATAFORMA

La configuración de la UART del BlueCore02 puede cambiarse con la siguiente línea en el programa principal del módulo:

```
StreamUartConfigure(VM_UART_
RATE_9K6, VM_UART_STOP_ONE, VM_UART_
PARITY_NONE);
```

Que ha de colocarse antes de que el planificador ("scheduler") de la máquina virtual sea lanzado. Sin embargo, esta línea no tendrá efecto si la UART no se habilita desde el archivo Makefile (el archivo que ayuda a crear el archivo objeto durante la compilación). Por lo tanto, en esta aplicación es indispensable el comando:

```
TRANSPORT = raw
```

en el archivo Makefile (cf. Apéndice B). El Puerto RS-232 del CASIRA se programó para transmitir 8 bits a 115200 baudios, sin paridad y con un bit de "stop" (115200-8-n-1). La Tabla III muestra el retardo mínimo en la generación de datos ("loop

delay") manejada por el vi para simular la salida del sensor y el mínimo tiempo de espera de transmisión del puerto ("timeout") antes de que algún dato (byte) se pierda en la recepción. Esto se muestra para diferentes velocidades de transmisión. Los valores asegurarían la máxima proporción de escritura al puerto sin pérdida de información.

De acuerdo a los datos de la Tabla III, si cada byte se escribe cada 18 m[s] (el "loop" del programa programado en el vi), un máximo de 5000 bytes estarían enviando de la PC al puerto RS-232 del CASIRA sin perder los datos monitoreados sobre la hiperterminal. En las conclusiones se discute esta figura.

Tabla III. Características de transmisión del radio Bluetooth implementado.

Velocidad [bps]	Loop Delay m[s]	Timeout m[s]
9600	18	> 600
38400	18	> 600
115200	18	> 600

5. USO DE LA PLATAFORMA DE COMUNICACIÓN PARA UN SENSOR DE ESPIRA INDUCTIVA

Una vez ensayada la transmisión de datos de forma serie con el radio Bluetooth del CASIRA, se procedió a conectar uno de los detectores inductivos de espira desarrollados por el Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (SCT) adscrito al ITACA-UPV. Este detector genera una señal útil para la clasificación de automóviles o medición de la velocidad de los autos [24]. El detector y su procesador de señal forman un sensor inteligente capaz de calcular datos en tiempo real. La transmisión de datos en tiempo real desde el sensor inteligente, el registro de los datos procesados del sensor, el análisis posterior de los datos procesados por el sensor y las pruebas al sensor, para fines de mantenimiento, son tareas que pueden llevarse a cabo a través de un sistema de comunicación inalámbrica que evitaría la instalación de un enlace físico entre el sensor inteligente y el equipo electrónico especial colocado a lo largo de la vía. La Fig. 25 muestra la infraestructura relacionada con el detector de espira inductiva aplicada al control del tráfico.

En esta figura, se aprecia que la comunicación entre la unidad electrónica en el punto A con la estación de concentración de datos en el punto B sería problemática porque habría que ocultar el cable bajo el camino o construir una infraestructura nueva, robusta y cara para instalar el cable de un lado del camino al otro. Es evidente que un sistema de comunicación inalámbrica facilita la tarea de la comunicación entre los sensores y la infraestructura a lo largo del camino.

El detector de espira inductiva tiene un DSP como órgano de cálculo principal equipado con una salida RS-232. Esta salida es el caso común en muchos sensores ITS (sensores de temperatura, humedad, niebla, velocidad, distancia, etc.). El DSP forma una serie de 30 bits en $230 \mu s$ y lo envía a través del puerto serie en un intervalo de $270 \mu s$, lo que significa tener una velocidad de transferencia

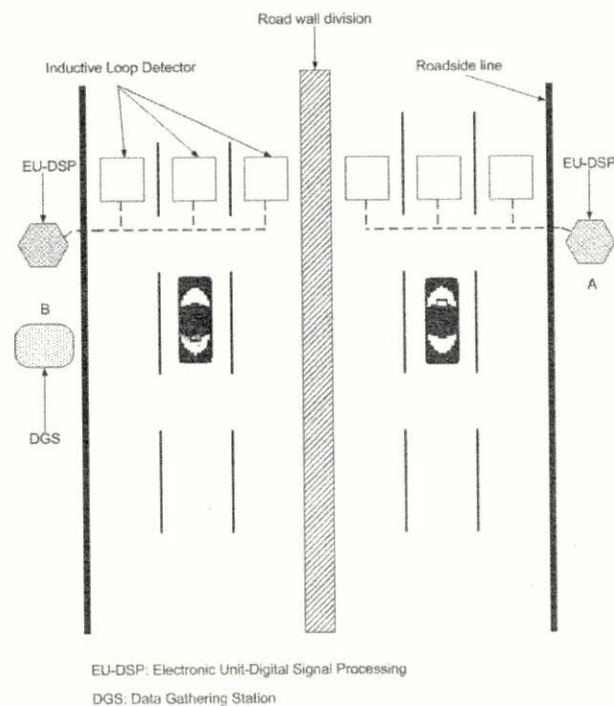


Fig. 25. Esquema que muestra el uso de los detectores de espira inductiva y la infraestructura asociada a lo largo de la auto

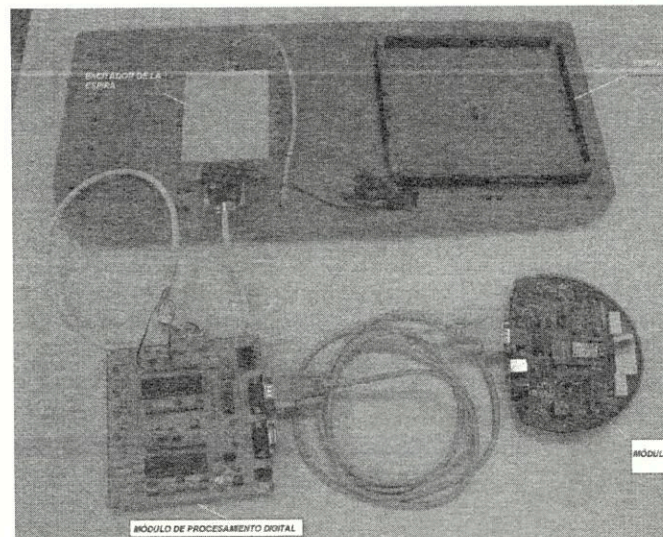
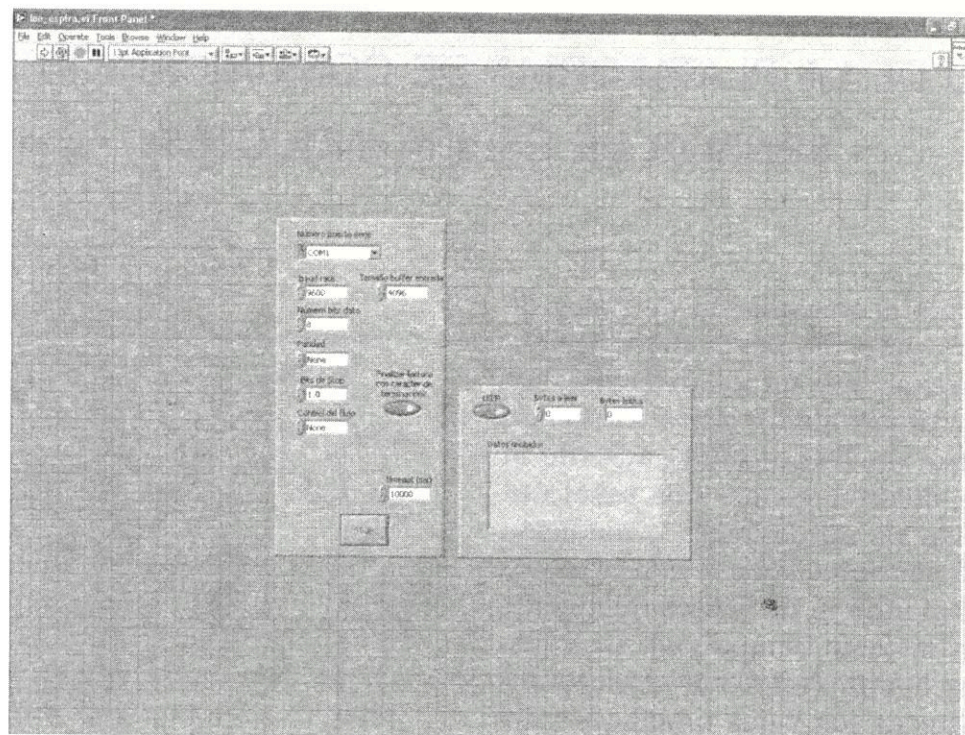
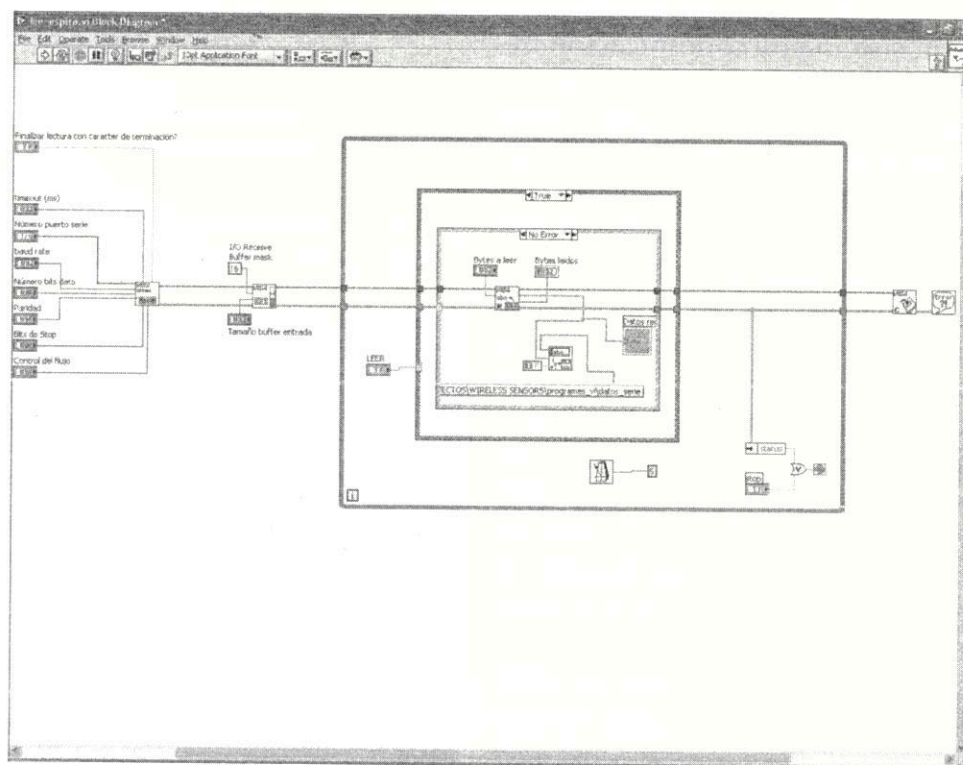


Fig. 26. Fotografía del sistema de control de flujo provisto módulo CASIRA para comunicación inalámbrica.



a)



b)

Fig. 27. a) Panel frontal del programa vi para la lectura de los datos enviados por el detector usando comunicación Bluetooth.
b) Diagrama a bloques del programa vi de recepción de datos.

de 111 111 bps muy cercana a la velocidad de 115 200 bps de un puerto RS-232. Como ya se apuntó en la sección 2, un radio Bluetooth es capaz de manejar estas velocidades de transferencia cuando se emula un puerto RS-232 mediante la capa RFCOMM.

5.1 Solución material de la comunicación inalámbrica del sensor de espira inductiva

En la Fig. 26 se muestra una fotografía del prototipo del detector de espira inductiva provisto del módulo Bluetooth para la comunicación inalámbrica de datos. Actualmente, este detector se utiliza para clasificar automóviles.

Como lo muestra la Fig. 26, el detector está compuesto por la espira inductiva, su excitador y la unidad de procesamiento digital. Una descripción más detallada de este sistema se hace en [24]. La lógica del detector está programada para generar un número de identificación de la espira y dos lecturas correspondientes a cambios en el voltaje que representa el campo magnético de la espira cuando un automóvil pasa sobre ella. Esta es la información que se transmite a la unidad concentradora de datos.

5.2 Resultados de la transmisión con el sensor de espira

Para esta memoria, las pruebas de transmisión y recepción se realizaron en laboratorio. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios.

Tabla IV. Muestra de los datos recibidos desde el sensor de espira inductiva.

1 3512
2 2750
3 2224
1 3516
2 2735
3 2215
1 3517
2 2737
3 2214
1 3516
2 2737
3 2214

Para la recepción de datos, se modificó nuevamente el programa vi de LabView, utilizado para pruebas con la plataforma, para poder visualizar datos recibidos por el "dongle" Bluetooth conectado a la PC. La Fig. 27 muestra el aspecto del panel frontal de este programa y el diagrama a bloques correspondiente.

En la tabla IV muestra los datos recibidos y almacenados en el archivo de almacenamiento preparado por el vi de la Fig. 27 c). El primer número es el número de identificación de la espira. Los cuatro números siguientes se deben leer por pares y corresponden a los valores de los cambios en el campo magnético de la espira cuando es perturbado por un objeto.

6. CONCLUSIÓN

Las características propias de cada una de las herramientas de desarrollo utilizadas en este trabajo (el sistema embebido del CASIRA, LabView y la Hiperterminal de Windows), han sido muy útiles en el diseño e implementación de la plataforma de desarrollo Bluetooth para sensores inalámbricos orientados a aplicaciones ITS. Con esta plataforma, es posible proveer a un sensor con salida RS-232 de la funcionalidad Bluetooth para una velocidad de transferencia máxima de 115 200 bps. Esto es aceptable para los sensores ITS de baja proporción en la generación de datos.

La plataforma entonces permitiría un rápido equipamiento de la funcionalidad Bluetooth para sensores ITS comerciales o propietarios.

Un ordenador portátil (laptop) con funcionalidad Bluetooth y trabajando como maestro en un entorno punto a punto es un sistema más conveniente para la monitorización de sensores ITS como la espira inductiva.

Un trabajo futuro en relación con esta plataforma será su implementación en campo y el estudio de su comportamiento ante obstáculos en la autovía como grandes contenedores remolcados por trailers, condiciones de clima adversas (lluvia, nieve), la integración de un sistema completo donde se prescindiera del módulo CASIRA y una comparación con equipos similares.

REFERENCIAS

- [1] Jun Luo, Jean-Pierre Hubaux, A survey of Inter-Vehicle Communication, School of Computer and Communication sciences EPFL, CH-1015 Lausanne, Switzerland, Technical Report IC/2004/24.
- [2] Weidong Xiang, Paul Richardson, Jinhua Guo, Introduction and Preliminary Experimental Results of Wireless Access for Vehicular Environments (WAVE) Systems, (invited paper), V2VCOM, San José, California, July 2006.
- [3] http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/802.11_Timelines.htm
- [4] Gregory S. Bickel, Inter/Intra-Vehicle Wireless Communication, http://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-06/ftp/vehicular_wireless.pdf
- [5] Nick Baker, Zigbee and Bluetooth Strengths and Weaknesses for Industrial Applications, IEE Computing and Control engineering Journal, Vol. 16, Issue 2, April-May 2005, pp. 20-25.
- [6] Peter R. Hauptmann, Selected Examples of Intelligent (micro) Sensor Systems: State-of-the-Art and Tendencies, Meas. Sci. Technol. 17 (2006), 459-455.
- [7] Ian F. Akyildiz, Weilian Su, Yogešh Sankarasubramaniam, Erdal Cayirci, A Survey on Sensor Networks, IEEE Communication Magazine, August 2002, pp. 102-114.
- [8] Industrial Networks: Wireless Communications, Contact No. 20, Special Report, Chauvin Arnoux Group, 2004, http://www.chauvin-arnoux.com/Groupe/pdf_mag/cmn20.pdf
- [9] Cambridge Silicon Radio, <http://www.csr.com>
- [10] CASIRA Bluetooth Development Kit, Ref: LT02V3.0, Cambridge Silicon Radio Ltd., 2000.
- [11] BlueCore 2-External Single Chip Bluetooth System, BC212015-ds-001f, Cambridge Silicon Radio, March 2003.
- [12] BlueStack User Manual, C6066-UM-001 v1.6, Mezo 2001.
- [13] <http://www.jc1.se/images/bluet09.htm>
- [14] BlueCore 2-External Data Sheet, BC212015-ds-001f.pdf, CSR, March 2003.
- [15] Jennifer Bray, Charles F. Sturman, Bluetooth Connect without Cables, 2nd Ed., Prentice Hall, 2002, ISBN 0-13-066106-6.
- [16] Kammer D., McNutt G., Senese B., Bray J., Bluetooth Application Developer's Guide: The Short Range Interconnect Solution, Syngress Publishing, 2002, ISBN: 1-928994-42-3.
- [17] BlueLab v2.8 Software Development Kit Installation Guide, CSR, November 2003.

- [18] Michael Barr, Anthony Massa, Programming Embedded Systems with C and GNU Development Tools, 2nd Ed., O'Reilly Media Inc., 2007, ISBN -10: 0-596-00983-6, ISBN-13: 978-0-569-00983-0.
- [19] CM_RFCOMM Library, BlueLab Professional v2.8, CSR, Nov. 2003.
- [20] Stream Library, BlueLab Professional v2.8, CSR, Nov. 2003.
- [21] SPI Connector Pinout, casi-sp-008Pa, CSR, November 2003.
- [22] BlueCore Casira User Guide, bc01-an-100Pc, CSR, July 2003.
- [23] Advanced Serial and Read.vi. Example posted on the NI Example Finder.
- [24] Arroyo A., Mocholí A., Técnicas de Clasificación y Medida de Velocidad de Vehículos Mediante Espira Única, XII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI2005), Santander, España, Resúmenes de los Trabajos, Ed. SP Universidad de Cantabria, I.S.B.N.: 84-8102-964-5, 2005, pp. 1-5.

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

COMUNICACIÓN BLUETOOTH PARA SENSORES UTILIZADOS EN
APLICACIONES DE CONTROL DE TRÁFICO

Se terminó de imprimir en el mes de marzo de 2011 en los talleres de la Sección de Impresión y Reproducción de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF.

La edición estuvo a cargo de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería con un tiraje de 40 ejemplares.

Grupo de Sensores y Señales
Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTONOMA
METROPOLITANA 
Casa abierta al tiempo **Azcapotzalco**

Reporte de Investigación

Teoría Básica del principio de Medición de un Nuevo Pluviómetro Electrónico para Aplicaciones ITS

M. en C Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez
Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA



Casa abierta al tiempo

Azcapotzalco

REPORTE DE INVESTIGACIÓN
TEORÍA BÁSICA DEL PRINCIPIO DE MEDICIÓN
DE UN NUEVO PLUVIÓMETRO ELECTRÓNICO PARA
APLICACIONES ITS

REPORTE DE INVESTIGACIÓN
TEORÍA BÁSICA DEL PRINCIPIO DE MEDICIÓN
DE UN NUEVO PLUVIÓMETRO ELECTRÓNICO PARA
APLICACIONES ITS

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

Dr. Enrique Pablo Alfonso Fernández Fassnacht
RECTOR GENERAL

Mtra. Iris Edith Santacruz Fabila
SECRETARIA GENERAL

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Mtra. Gabriela Paloma Ibáñez Villalobos
RECTORA

Ing. Darío Eduardo Guaycochea Guglielmi
SECRETARIO ACADÉMICO

DIVISIÓN DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA

Dr. Emilio Sordo Zabay
DIRECTOR

Dr. Gabriel Soto Cortés
SECRETARIO ACADÉMICO

Dr. Andrés Ferreyra Ramírez
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

C.P. Rosa Ma. Benítez Mendoza
JEFE DE LA OFICINA DE PRODUCCIÓN EDITORIAL Y DIFUSIÓN

Segundo Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno de un Automóvil.
Primera edición, 2011
D.R.© 2011 Universidad Autónoma Metropolitana

Universidad Autónoma Metropolitana-Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas
Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF

Producción Editorial. Oficina de Producción Editorial y Difusión de la DCBI-A
Diseño gráfico D.C.G. Ana Lilia Fonseca Garduño

ISBN del libro: 978-607-477-484-9
Impreso en México/ Printed in Mexico

ÍNDICE

1. Introducción	9
2. Instrumentos para la medición de ipp	11
2.1 Instrumentos de captación	11
2.2 Instrumentos de no captación	15
3. Propósito del reporte de investigación	17
4. Teoría básica del principio de medición propuesto para un nuevo pluviómetro electrónico	19
4.1 Medición del caudal empleando el voltaje inducido por un solenoide	19
4.2 Cálculo del campo magnético B_p en un punto P arbitrario debido a un flujo de cargas en un alambre de longitud finita	21
4.3 Cálculo del campo magnético dentro de un solenoide	23
4.4 Cálculo de la corriente inducida en la bobina secundaria	26
4.5 Influencia de las dimensiones de la bobina en el valor del campo inducido	33
3. Referencias	35

1. INTRODUCCIÓN

La información sobre la precipitación pluvial es ampliamente utilizada por las diversas disciplinas de la meteorología y la climatología. Esta información no sólo es útil cuando la precipitación pluvial alcanza la superficie de la tierra, sino también como un fenómeno del estado actual del clima. Como es de suponer, la intensidad de precipitación pluvial (IPP) es de interés para los Sistemas Inteligentes de Transporte—ITS¹, en particular para:

- La meteorología de caminos
- La meteorología urbana

Es evidente que las altas intensidades de precipitación (líquidas o sólidas) afectan el transporte y el comercio. Los edificios pueden dañarse, los caminos y otras infraestructuras pueden bloquearse en caso de tener un sistema de drenaje y escorrentía insuficiente. Pronósticos oportunos, de corto término, pueden reducir estos riesgos. También, registros confiables de las mediciones de intensidad pueden ayudar a mejorar el diseño de los sistemas de escorrentía, el diseño de vialidades y la selección de rutas de tráfico alternas que contribuyan a la prevención de atascos debidos a la desaceleración de vehículos sobre el pavimento mojado, accidentes viales imputables a la lluvia y fallas eléctricas de los sistemas de señalización durante un evento de lluvia intensa.

2. INSTRUMENTOS PARA LA MEDICIÓN DE IPP

La IPP se obtiene gracias al uso de instrumentos que siguen diferentes metodologías de medición. En principio, la gama de instrumentos se ha dividido en dos grupos [1]: los instrumentos de captación y los instrumentos de no captación.

En 2001, la Comisión para Instrumentos y Métodos de Observación—CIMO, de la Organización Mundial Meteorológica—WMO, estableció la unidad SI para la medición de la IPP. Los rangos de medición e incertidumbre han sido definidos únicamente para los instrumentos de captación, ya que son los instrumentos que ha sido posible calibrar en laboratorio. Puesto que el medidor de lluvia más utilizado por hidrólogos y meteorólogos es el medidor con cubos recolectores de balancín, este instrumento se ha convertido en el instrumento patrón "de facto" [1], [2], aunque la WMO no ha reconocido un pluviómetro patrón [1] y no se tiene noticia de un simulador de lluvia aceptado mundialmente [1], [3] para calibrar los pluviómetros.

2.1 Instrumentos de captación

Los instrumentos de captación miden la IPP en periodos de segundos a minutos, tienen resoluciones entre 0.6 y $12 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$, con buena reproducibilidad y estabilidad de largo plazo y son de bajo costo. En este grupo se encuentran los medidores de cubo recolector de balancín, de nivel, de peso, de capacitancia y contadores de gotas.

La exactitud en la medición de la IPP, en los medidores de cubo recolector de balancín², está limitada a más/menos un balanceo por cada intervalo de tiempo seleccionado. Para un intervalo de tiempo de 1 minuto, esto equivale a $\pm 12 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Estos medidores estiman mal las IPPs extremadamente altas, debido a las pérdidas de agua en el momento en que los cubos recolectores se balancean [2], los errores pueden llegar al 20% [1].

Durante el balanceo, no hay medición de la IPP, lo que provoca pérdida de la información y un registro discontinuo del mesurando. Por otro lado, se deben considerar remedios para minimizar las pérdidas inducidas por el viento. La Fig. 2-1 muestra un esquema y una foto de este instrumento.

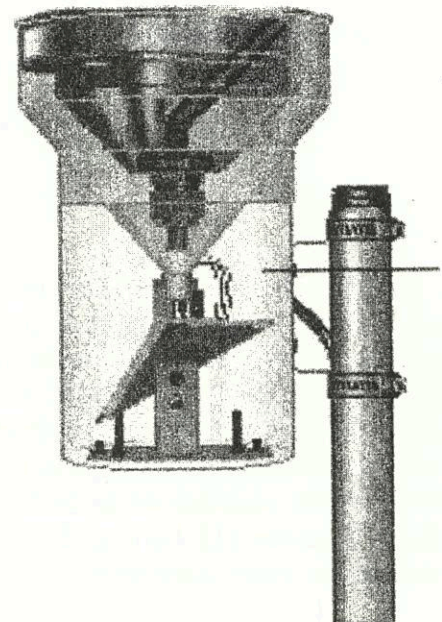


Fig 2-4 a) Diagrama completo de un cubo recolector para medir la intensidad de precipitación pluvial (tomado de [4])

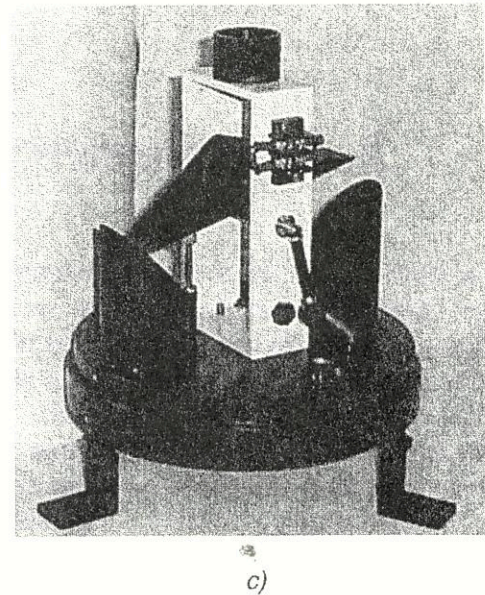
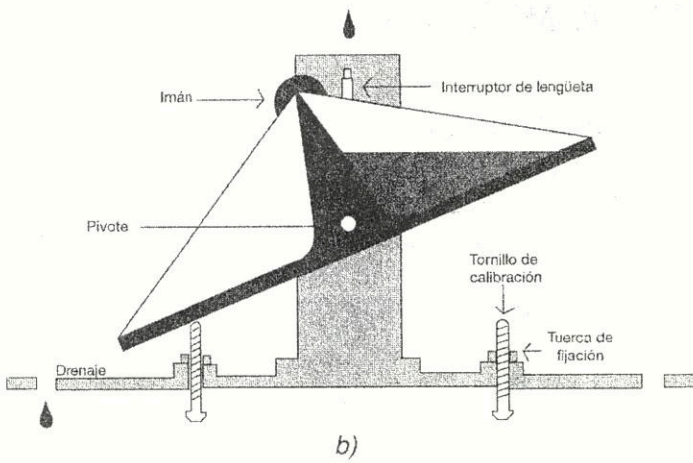


Fig. 2-1 b) Diagrama de las partes del cubo recolector de balancín (tomado y adaptado de [6]); c) fotografía de un cubo recolector (tomado de [4]).

En los pluviómetros de medición por nivel, la resolución va de 0.6 a $6 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$, y la medición es casi continua, se interrumpe durante menos de un minuto cuando un sifón realiza el vaciado del tubo recolector. El nivel de la medición puede obtenerse mediante una medición de la conductividad, una medición acústica de la distancia o por medio de un flotador [1]. La Fig. 2-2 muestra el aspecto de uno de estos instrumentos.

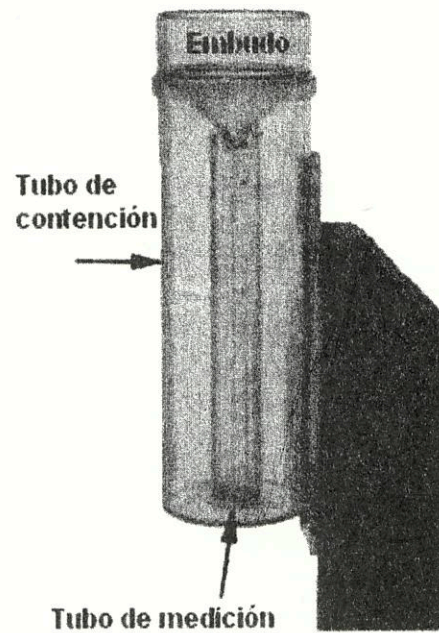
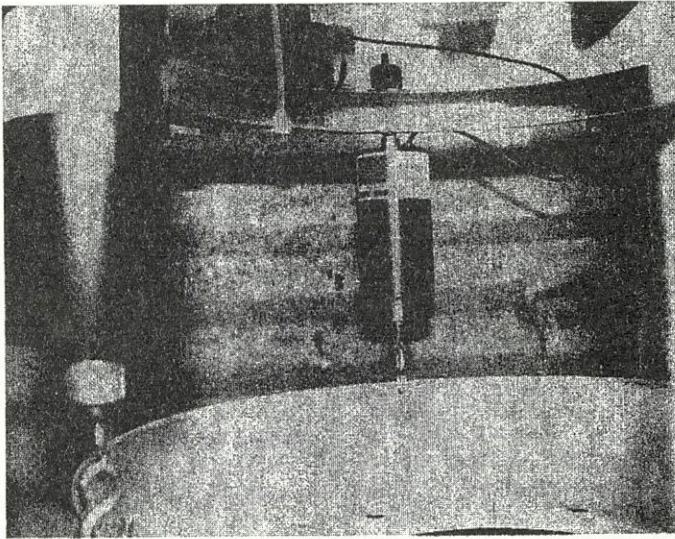


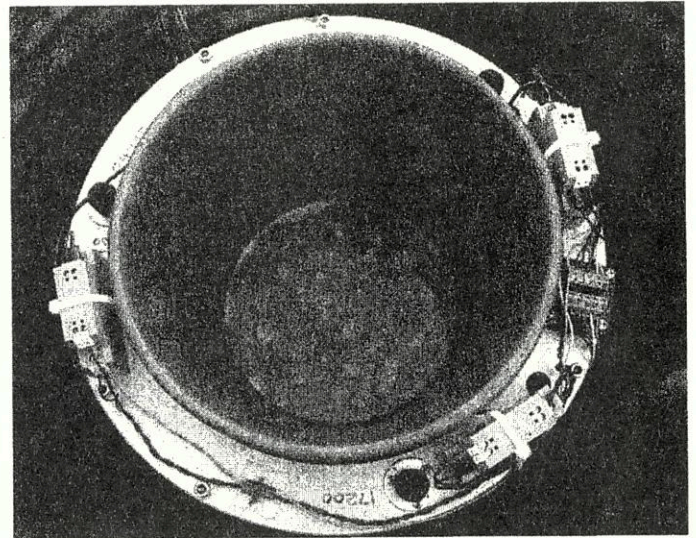
Fig. 2-2. Medidor de lluvia por medición de nivel. (Tomado y adaptado de [7]).

En los pluviómetros de medición por peso, la resolución es la misma que en los medidores de nivel. En estos instrumentos, aunque no poseen partes mecánicas móviles y, por lo tanto, se minimiza su mantenimiento, se deben extremar los remedios para compensar las pérdidas de agua por evaporación y procesar la señal para compensar los efectos de la presión dinámica sobre el orificio—causado por el viento—y el ruido del impac-

to causado por las partículas en precipitación. Debido al método de medición, el registro es lento (1-10 minutos) y, durante el intervalo de vaciado del recolector, no es posible el registro a lo largo de 2 minutos. Para IPPs mayores a 5 mm h^{-1} , el instrumento presenta errores relativamente bajos: $\pm 12\%$ a $\pm 14\%$. Arriba de este umbral, los errores son relativamente grandes: $\pm 38\%$ a $\pm 40\%$ [2]. La Fig. 2-3 muestra fotos del instrumento mencionado.



a)



b)

Fig. 2-3. a) Fotografía de los tensiómetros para estimar el peso del agua acumulada; b) cubo donde se acumula el agua de lluvia. (Tomado de [8]).

Los pluviómetros de capacitancia se han diseñado inicialmente para su ubicación en el mar, haciéndolos flotar por medio de boyas. La sonda se compone de un rodillo de acero inoxidable cubierto de una camisa de teflón y colocado dentro de una cámara recolectora cilíndrica. El agua alrededor de la sonda forma la "placa" externa de un capacitor de tipo coaxial, mientras que el rodillo metálico forma la "placa" interna [9]. Como en el caso del medidor por peso, la medida de la IPP es la diferencia de la lluvia acumulada sobre un intervalo dado de tiempo. Los errores que presenta

este instrumento son similares a los del medidor por peso [2]. Este instrumento drena su cámara más rápido que los medidores de nivel o de peso (aproximadamente en 30 s), por lo cual, determina una pérdida relativa de datos menor.

Los contadores de gotas poseen resoluciones menores a $5 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$, y proporcionan lecturas directas e instantáneas de la IPP [10]. Sin embargo, debido a la gran atención y servicio que requiere su operación en campo, este instrumento sólo se utiliza para propósitos de investigación. La Fig. 2-4 muestra un diagrama del instrumento.

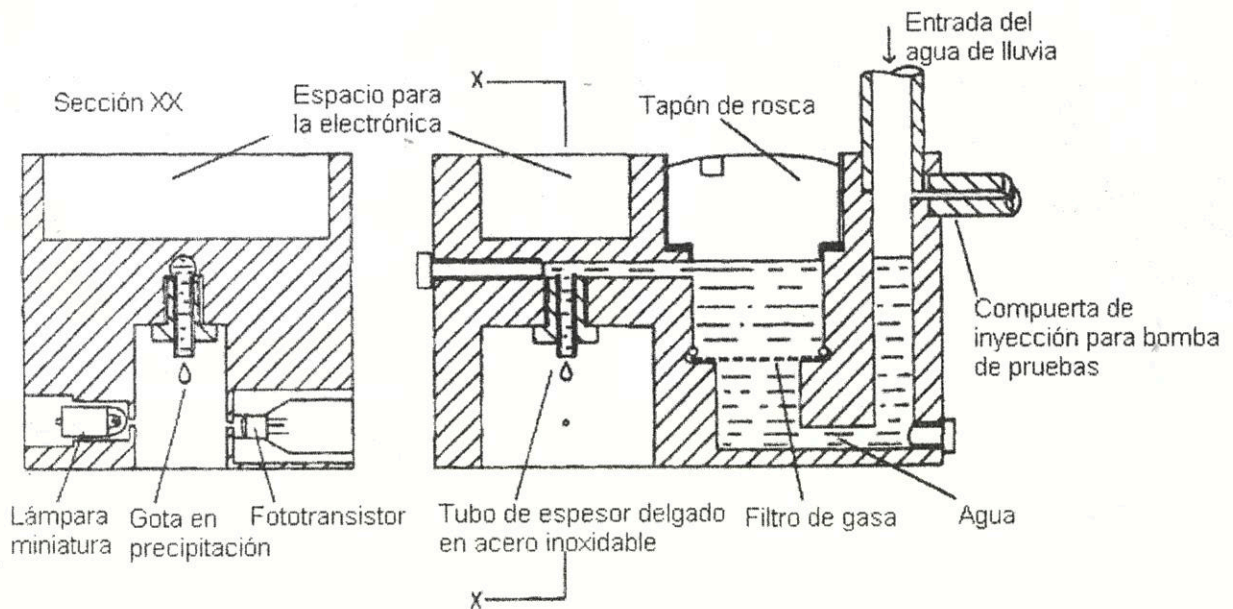


Fig. 2-4. Esquema de un medidor IPP por conteo de gotas. (Tomado y adaptado de [10]).

2.2 Instrumentos de no captación

Los instrumentos de no captación miden la IPP en periodos menores a un minuto y pueden tener resoluciones hasta de $0.01 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Sin embargo, debido a la dificultad de calibrarlos en laboratorio, se conoce poco de la incertidumbre que presentan estos instrumentos [1]. En este grupo se encuentran los disdrómetros de impacto, los disdrómetros ópticos y los pluviómetros ópticos.

Los disdrómetros de impacto se han diseñado a partir del trabajo de Joss y Waldvogel [11]. Se componen de una superficie sensorial de 50 cm^2 . Cuando una gota golpea la superficie sensorial, el momento/sonido del impacto es conducido a través de un cono de espuma de poliestireno a

un transductor electromecánico que produce un pulso eléctrico proporcional al tamaño de la gota. El instrumento es capaz de categorizar gotas en tamaños que van de 0.3 a 5.5 mm de diámetro. Durante periodos de ruido ambiental intenso (e.g. una lluvia muy intensa), hay fallas en el registro de las gotas de menor tamaño. Se considera entonces colocar el instrumento en alojamientos anecoicos. En general, no se confía en lecturas para tamaños de gota menores a 0.3 mm [1] o incluso a 0.8 mm [2]. Los errores en los registros de la IPP, en este instrumento, son similares a los hallados en los medidores de peso y capacitancia [2]. La Fig. 2-5 muestra un diagrama a bloques y una foto de este instrumento.

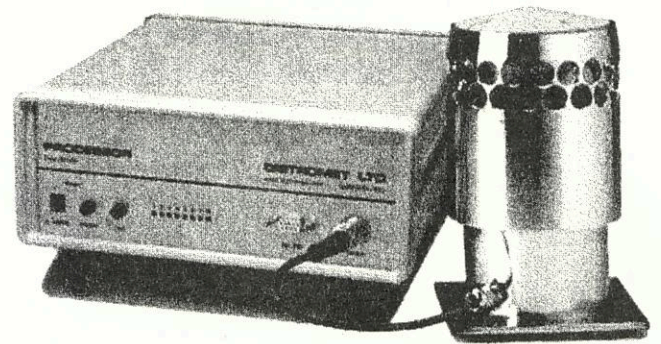
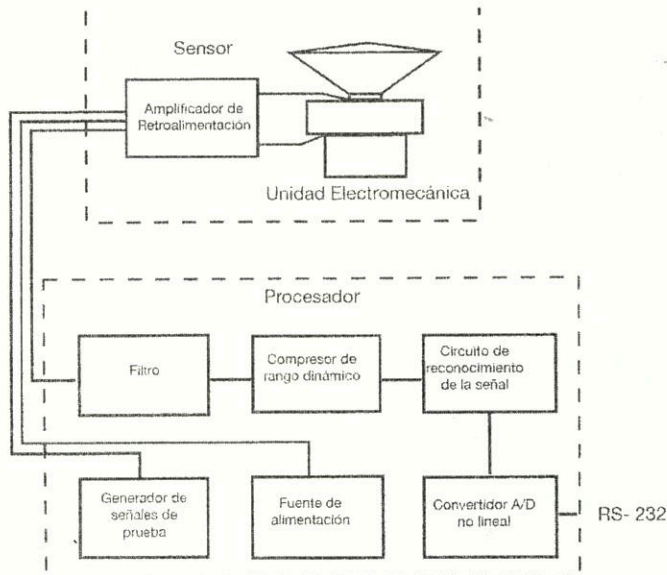


Fig. 2-5. a) Diagrama a bloques de la funcionalidad de un disdrómetro de impacto; b) aspecto de un disdrómetro de impacto. Tomado y adaptado de [12].

Los disdrómetros ópticos no recolectan el agua de lluvia y, por lo tanto, no son voluminosos y el registro de la IPP es continuo. No les afecta el ruido ambiental durante eventos lluviosos intensos y la evaporación y la humedad no representan pérdidas en la medición. Estas características los han vuelto instrumentos atractivos para la medición de la IPP. Diferentes esfuerzos han sido llevados a cabo para corregir los errores que se presentan durante la medición: detección no segmentada de gotas que atraviesan, al mismo tiempo, el haz luminoso de detección, rozamiento de las gotas en los bordes del haz, efectos del viento, etc. A este respecto, se consideran importantes los trabajos de Illingworth y Stevens [13], Löffler-Mang y Joss [14] y Delahaye et al. [15]. Continúan siendo instrumentos difíciles de calibrar en laboratorio y el CIMO de la WMO no ha llevado a cabo estudios de intercomparación con estos instrumentos [1]. Aunque existen fuentes que reportan errores relativamente grandes para valores de la IPP menores a $5 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$ [2], otras fuentes reportan errores menores al 7% al calibrar el instrumento contra un pluviómetro de cubo recolector de balancín [13], 25% para gotas de lluvia del orden de 0.3 mm y 10% para las de un orden de 5 mm [14] y, en fin,

3% para gotas en el rango 0.4 a 12 mm [15]. Los esfuerzos de investigación se están orientando a reducir el error en la detección de partículas en el orden de centenas de micrómetros. La Fig. 2-6 muestra una fotografía de un disdrómetro óptico.

Finalmente, los pluviómetros ópticos miden los destellos de irradiancia inducida por las gotas de lluvia sobre dos fotodetectores. La función de covarianza temporal de las señales detectadas por ambos sensores conduce a la distribución de la velocidad terminal media de las gotas de lluvia. Puesto que existe una relación monotónica entre el tamaño de la gota y su velocidad terminal, la distribución de velocidad medida puede convertirse a una distribución del tamaño promedio de la gota de lluvia y, por lo tanto, a la IPP [17]. Los atributos que hacen interesante este instrumento son los mismos que los de los disdrómetros. En el trabajo original de Ting-I Wang et al. [17], se reporta una correlación del 95% contra las mediciones de un cubo recolector de balancín para un intervalo de la IPP de 1.3 a $3.59 \text{ mm}\cdot\text{h}^{-1}$. La intercomparación con otros instrumentos ha arrojado una incertidumbre promedio del 18% en la medición de la IPP [2].

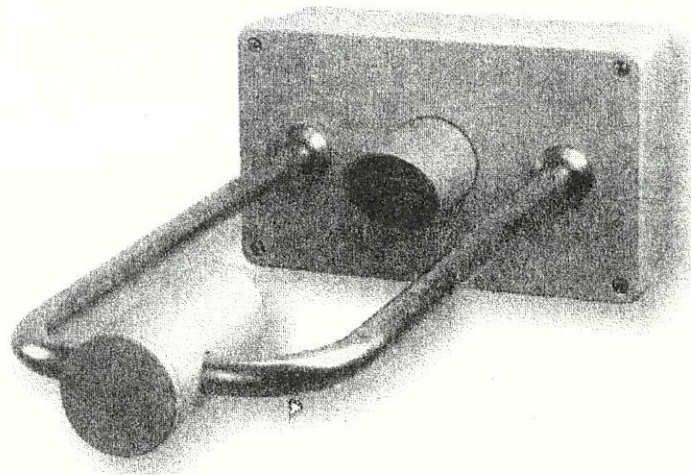


Fig. 2-6. Fotografía de un disdrómetro óptico. (Tomado de [16]).

3. PROPÓSITO DEL REPORTE DE INVESTIGACIÓN

Se observa entonces que se pueden desarrollar trabajos de investigación orientados a diseñar, construir y probar pluviómetros que permitan la medición continua de la IPP, con tiempos promedio de observaciones inferiores a 1 min y un rango completo de 0.02 a 2 000 $\text{mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Es de consideración acatar la recomendación del CIMO-WMO en el sentido de alcanzar incertidumbres en el instrumento de 0.1 $\text{mm}\cdot\text{h}^{-1}$, para rangos de 0.2 a 2 $\text{mm}\cdot\text{h}^{-1}$ o del 5% para rangos de 2 a 2 000 $\text{mm}\cdot\text{h}^{-1}$.

En este trabajo, se presenta un método prometedor de la medición de la IPP basado en el flujo de agua de lluvia recolectado por un embudo normalizado y la cuantificación del voltaje que este flujo induce en una bobina detectora. Como se demostrará más adelante, la diferencia de potencial inducida tendrá una relación con el flujo de agua de lluvia recolectado y, por tanto, con la posibilidad de medir la IPP. Se vislumbra que el instrumento no porte partes móviles, que sea del tipo de no captación y con un diseño que considere los efectos del viento, la evaporación y la humedad.

4. TEORÍA BÁSICA DEL PRINCIPIO DE MEDICIÓN PROPUESTO PARA UN NUEVO PLUVIÓMETRO ELECTRÓNICO

Se desarrolla a continuación la teoría básica que permitiría implementar un nuevo método de medición de la IPP basado en el campo magnético inducido por los dipolos de un flujo de agua de lluvia recolectado por un embudo y corriendo a través de una probeta. El nuevo instrumento se clasificaría dentro del grupo de los instrumentos de no captación. Es menester mencionar que se presenta únicamente la teoría básica del principio de medición y aún resta por validar el método a través del contraste entre los resultados teóricos y los experimentales. A partir de la validación del principio de medición, se deberá buscar la relación experimental entre el flujo de agua medido y la IPP esperada.

4.1 Medición del caudal empleando el voltaje inducido por un solenoide

Para medir las variaciones en la cantidad de agua que pasa por unidad de tiempo y por cierta sección transversal, se aprovecha el hecho de que una carga en movimiento produce un campo magnético, el cual, de acuerdo con la Ley de Ampère-Laplace [11], está dada por:

$$\vec{B}_q = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{q\vec{v} \times \vec{r}}{r^2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{qv \sin\theta}{r^2} \quad (4-1)$$

donde el significado de todos los símbolos está indicado en la Fig. 4-1.

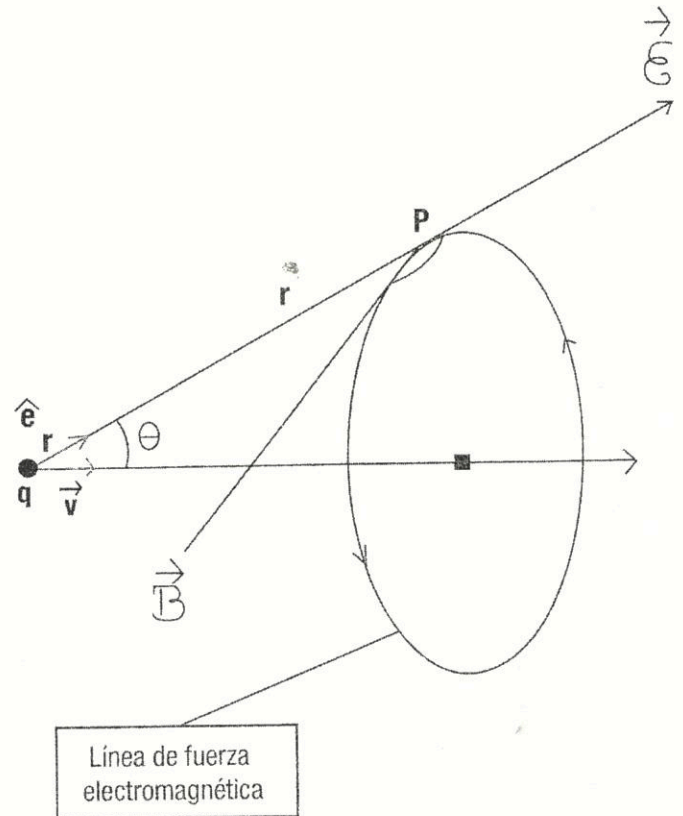


Fig. 4-1. Campos eléctrico y magnético producidos por una carga en movimiento.

La interpretación consiste en considerar que una partícula cargada en movimiento es capaz de producir un campo magnético, en el punto P, dado por la Ec. 4-1, con dirección perpendicular a r y a v . Las líneas de fuerza magnética forman circunferencias como la que se muestra en la misma figura. Es importante observar que el módulo del campo magnético es cero en la línea de movimiento y es máximo sobre el plano perpendicular a la misma y que pasa por la carga.

Entonces, aunque una carga en reposo produce únicamente un campo eléctrico, $\vec{E} = \frac{q\vec{R}}{4\pi\epsilon_0 R^2}$, una carga en movimiento produce tanto un campo eléctrico como uno magnético, los cuales están relacionados por:

$$\vec{B} = \mu_0\epsilon_0(\vec{v} \times \vec{E}) = \frac{1}{c^2}(\vec{v} \times \vec{E}) \quad (4-2)$$

Donde $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = 2,9979 \times 10^8 \text{ m/s}$

Por tanto, si un chorro de cargas está en movimiento, el efecto de cada carga se sumará, de acuerdo con el principio de superposición y el campo magnético producido será de mayor intensidad respecto del obtenido para una carga. Esta fenomenología es la que se aprovecha para proponer el diseño de un medidor de flujo de agua que, a posteriori, podría relacionarse con la intensidad de precipitación pluvial—IPP. En la Fig. 4-2 se muestra un esquema del montaje experimental propuesto para esta medición.

El principio de funcionamiento del sistema experimental de la Fig. 4-2 es el siguiente:

1. La lluvia se recolecta con el cono recolector para introducir una cierta cantidad de agua al sistema, encauzándola con la probeta. Este cono debe ser de un material no ferromagnético.

2. Las variaciones del flujo de agua, a través de la probeta, producirán un campo magnético, de acuerdo a la explicación anterior, Fig. 4-1. Dicho campo es detectado por la bobina secundaria, promoviendo un voltaje inducido en ésta. A mayor flujo de agua, mayor intensidad de campo magnético producido y, por lo tanto, mayor voltaje inducido en la bobina secundaria o detectora.

3. Con el propósito de medir las diferencias de flujo de agua, esto es, las diferencias de voltaje inducido en la bobina secundaria, se induce un campo magnético de baja frecuencia (entre 50 y 200 Hz) inyectando una corriente sinusoidal en la bobina primaria. Esta señal de prueba sirve de referencia al amplificador lock-in, el cual, la utiliza para medir las variaciones de voltaje inducido producidas por el flujo de agua en la bobina secundaria.

4. Las diferencias de voltaje inducido son registradas y procesadas por un sistema de adquisición de datos.

5. Se utiliza un amperímetro, un voltímetro y un osciloscopio para monitorizar las señales importantes del sistema (señal de referencia, corriente de alimentación y voltaje inducido en la bobina secundaria).

6. El sistema trabaja a temperatura y presión ambiente.

Con el propósito de sustentar el diseño descrito, tanto para su comprensión fenomenológica como para dar estimaciones cuantitativas que apoyen las hipótesis hechas, se presenta una serie de cálculos.

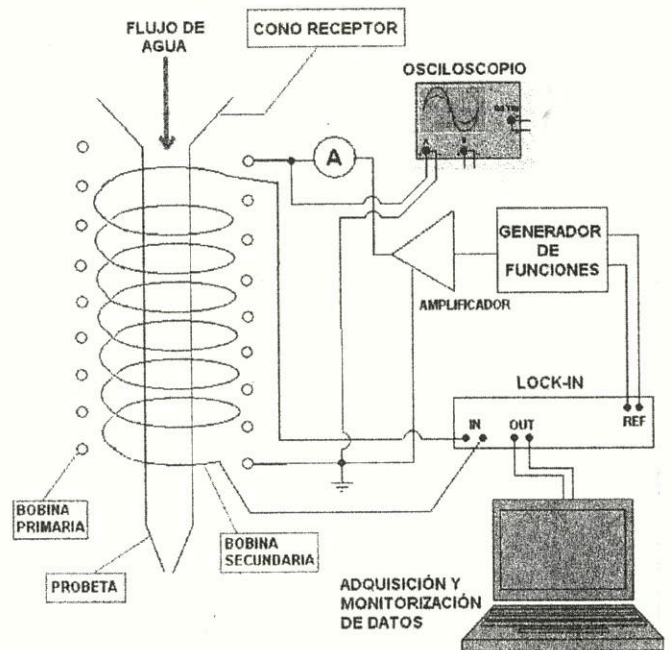


Fig. 4-2. Esquema que muestra el sistema experimental utilizado para la medición de flujo.

4.2 Cálculo del campo magnético B_p en un punto P arbitrario debido a un flujo de cargas en un alambre de longitud finita

Tal como se muestra en la Fig. 4-3, se calculará el campo B_p en un punto arbitrario $P(r, \phi, z)$ en la vecindad de un alambre de longitud finita a través del cual circula una corriente eléctrica. La situación planteada tiene simetría azimutal, es decir, no depende de ϕ y, por lo tanto, un sistema de referencia apropiado es el de coordenadas cilíndricas, con el alambre orientado a lo largo del eje z y centrado en el origen.

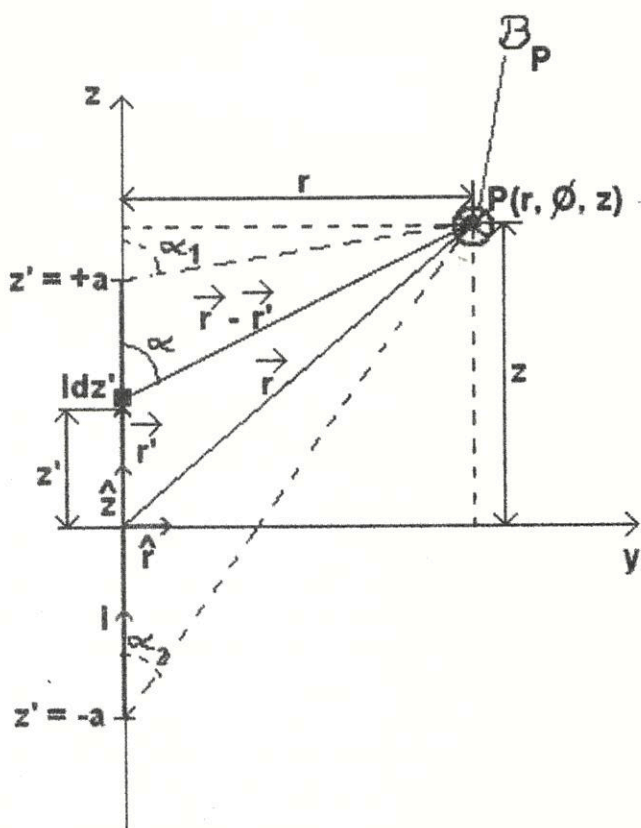


Fig. 4-3. Campo magnético en un punto arbitrario cerca de un alambre de longitud finita por el que circula una corriente.

Aplicando la Ley de Biot-Savart [18], el campo dB_p en el punto P debido al elemento de corriente Idz' , localizado en $r' = z'\hat{z}$ a una distancia

$$\vec{R} = |\vec{r} - \vec{r}'| \text{ si}$$

$$\vec{r} = r\hat{r} + z\hat{z} \text{ y}$$

$$\vec{R} = |r\hat{r} + z\hat{z} - z'\hat{z}| = |r\hat{r} + (z - z')\hat{z}| \text{ entonces}$$

$$R = \sqrt{r^2 + (z - z')^2} \text{ desde el punto } P \text{ y con}$$

$$\hat{R} = \frac{\vec{R}}{R} = \frac{(r\hat{r} + (z - z')\hat{z})}{R}$$

$$dB_p = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idz' \hat{z} \times \hat{R}}{R^2} \Rightarrow \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Isena dz' |\hat{z} \times \hat{R}|}{R^2}$$

$$dB_p = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Isena dz'}{R^2} \Rightarrow \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Isena dz'}{[r^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \quad (4-3)$$

$$\frac{\hat{z} \times \hat{R}}{R^2} = \frac{[r\hat{r} + (z - z')\hat{z}]}{R^2} = \frac{[r\hat{r} + (z - z')\hat{z}]}{R^3}$$

$$\text{Si } R = \sqrt{r^2 + (z - z')^2} \Rightarrow R^3 = [r^2 + (z - z')^2]^{3/2}$$

De la Fig. 4-3:

$$sena = \frac{r}{[r^2 + (z - z')^2]^{1/2}} \quad (4-4)$$

Substituyendo (4-4) en (4-3):

$$dB_p = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Irdz}{[r^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \Rightarrow$$

Para encontrar el campo total en el punto P , es necesario integrar la expresión anterior sobre toda la longitud del alambre:

$$\begin{aligned} \vec{B}_p &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{z'=-a}^{z'=+a} \frac{Irdz'}{[r^2 + (z-z')^2]^{3/2}} \hat{\phi} \\ &= \frac{\mu_0 I r}{4\pi} \left[\frac{z-z'}{r^2 \sqrt{r^2 + (z-z')^2}} \right]_{-a}^{+a} \hat{\phi} \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi r} \left[\frac{z+a}{\sqrt{r^2 + (z+a)^2}} - \frac{z-a}{\sqrt{r^2 + (z-a)^2}} \right] \hat{\phi} \end{aligned}$$

De la figura se puede deducir que:

$$\cos \alpha_1 = \frac{z-a}{\sqrt{r^2 + (z-a)^2}} \text{ y } \cos \alpha_2 = \frac{z+a}{\sqrt{r^2 + (z+a)^2}}$$

En: $z=0$

$$\cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \frac{a}{\sqrt{r^2 + a^2}}$$

y \vec{B}_p toma la forma:

$$\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I a}{2\pi r \sqrt{r^2 + a^2}} \hat{\phi} \quad (4-5)$$

que sería la solución para encontrar el campo \vec{B}_p en el punto $P(r, \phi, 0)$, equidistante como lo muestra la Fig. 4-4.

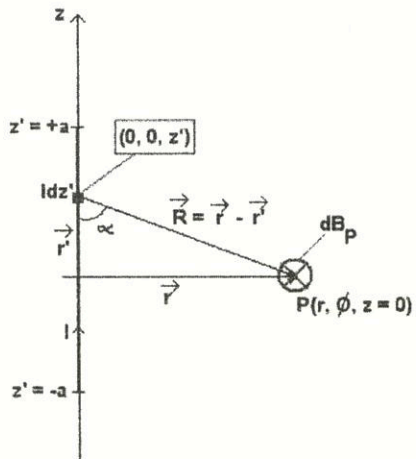


Fig. 4-4. Esquema que muestra el sistema de coordenadas utilizado y los puntos de fuente y observación para el cálculo del campo magnético en un punto equidistante a un alambre de longitud finita por el que circula una corriente.

Si $r \ll a$ la ecuación anterior toma la forma:

$$\vec{B}_p \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \hat{\phi} \quad (4-6)$$

Para una corriente I dada y una distancia r dada, la relación (4-6) nos puede ayudar a hacer una estimación de la intensidad de campo generado en un punto $P(r, \phi, 0)$, equidistante del alambre, en condiciones controladas.

Primer ejemplo.

Si $I=1$ A y $r=2.5$ cm,

con $\mu_0 = 1.2566 \times 10^{-6} \text{ m} \cdot \text{kg} \cdot \text{c}^{-2}$

$$\vec{B}_p \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \hat{\phi} = \frac{(1.2566 \times 10^{-6})(1)}{2(\pi)(25 \times 10^{-3})} \cong 8 \times 10^{-6} \hat{\phi} \text{ T}$$

Segundo ejemplo.

Si $I=1$ A y $r=1.25$ cm,

$$|B_p| \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi r} = \frac{(1.2566 \times 10^{-6})(1)}{2\pi(1.25 \times 10^{-3})} \cong 16 \times 10^{-6} \text{ T} \cong 16 \text{ mT}$$

En el montaje experimental propuesto, Fig. 4-2, la bobina secundaria es empleada como sensor, es decir, detecta las variaciones del campo magnético producidas por las variaciones del flujo de agua en la probeta, originando una corriente eléctrica inducida con la que se obtiene un voltaje inducido que, por supuesto, tiene una magnitud directamente proporcional al flujo de agua.

Este concepto de medición supone la hipótesis de que el flujo de agua forma una corriente aproximadamente rectilínea, circulando por la probeta compuesta, en principio, por las moléculas polares de agua, iones positivos y negativos. Para todas las cargas contenidas en el agua y en movimiento a lo largo de la probeta, tenemos un campo magnético asociado. Por ejemplo: el campo magnético producido por una corriente de iones positivos que se mueven en línea recta estará dado según la Fig. 4-5.

En contraste, para una corriente de iones negativos, la dirección del campo será contraria respecto del producido para una corriente de iones positivos, como lo ilustra la Fig. 4-6.

El campo magnético total será, entonces, la suma de todas las contribuciones. De acuerdo a lo anterior, habrá contribuciones que se anulen y contribuciones dominantes. De cualquier manera, estas últimas reflejarán el comportamiento del flujo de agua.

Además, se aprovecha el hecho experimental de que un solenoide es capaz de inducir diferencias de potencial a pesar de que los campos detectados sean de muy bajo nivel.

Con el fin de hacer una estimación de la magnitud del voltaje inducido en la bobina secundaria para un determinado campo magnético producido, se presentan los cálculos siguientes.

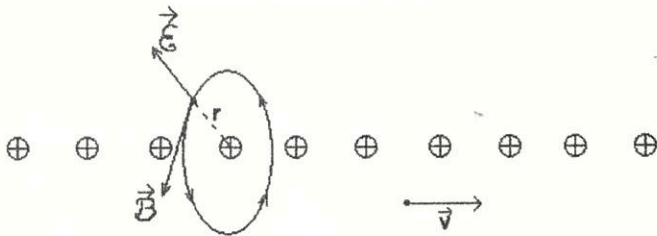


Fig. 4-5. Campo magnético producido por una corriente de iones positivos que se mueven en línea recta.

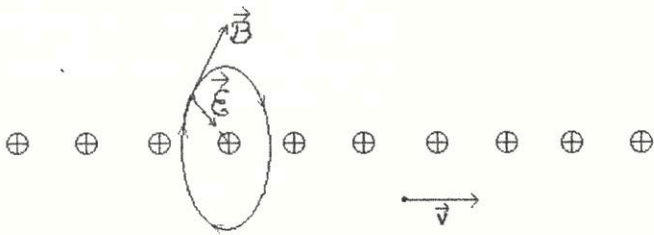


Fig. 4-6. Campo magnético producido por una corriente de iones negativos que se mueven en línea recta.

4.3 Cálculo del campo magnético dentro de un solenoide

Cálculo del campo magnético en un punto P sobre el eje de un "lazo" (bobina de una vuelta) de corriente.

Como primer procedimiento, se calcula el campo magnético \vec{B}_P en un punto P sobre el eje perpendicular al plano que forma una corriente circular (una espira), Fig. 4-7.

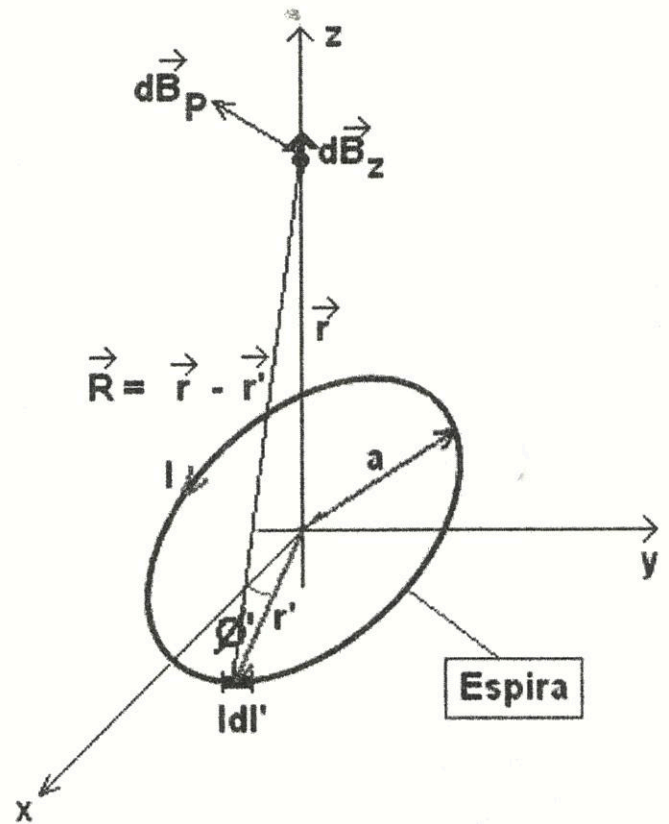


Fig. 4-7. Esquema que muestra una espira circular de radio a por la que circula una corriente I produciendo un campo \vec{B}_P a lo largo de su eje sólo con una componente en z .

Este problema tiene simetría azimutal, por tanto, es conveniente utilizar un sistema de coordenadas cilíndricas. De acuerdo a la Fig. 4-7:

$$\vec{R} = \frac{\vec{R}}{R}, \quad \vec{R} = \vec{r} - \vec{r}', \quad \vec{r} = z\vec{u}_z \text{ y } \vec{r}' = a\vec{u}_x$$

$$\vec{R} = z\vec{u}_z - a\vec{u}_x \Rightarrow |\vec{R}| = R = \sqrt{z^2 + a^2} \therefore R^3 = (z^2 + a^2)^{3/2}$$

$$\frac{\vec{R}}{R^2} = \frac{\vec{R}}{R^2} = \frac{\vec{R}}{R^3} = \frac{z\vec{u}_z - a\vec{u}_x}{(z^2 + a^2)^{3/2}}$$

De acuerdo a la Ley de Biot-Savart:

$$d\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I d\vec{l} \times \vec{R}}{4\pi R^2}$$

con $I d\vec{l} = I(dr'\vec{u}_x + r'df'\vec{u}_\phi + dz'\vec{u}_z)$ y $\vec{R} = z\vec{u}_z - a\vec{u}_x$

donde $r'df'$ es la longitud diferencial $d\vec{l}$ en coordenadas cilíndricas.

Luego:

$$d\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I d\vec{l} \times \vec{R}}{4\pi R^3} = \frac{\mu_0 I d\vec{l} \times (z\vec{u}_z - a\vec{u}_x)}{4\pi (z^2 + a^2)^{3/2}}$$

Desarrollando: $d\vec{l} \times \vec{R}$

$$d\vec{l} = dr'\vec{u}_x + r'df'\vec{u}_\phi + dz'\vec{u}_z$$

$$\vec{R} = z\vec{u}_z - a\vec{u}_x$$

como $r' = a$, entonces:

$$d\vec{l} = dr'\vec{u}_x + a df'\vec{u}_\phi + dz'\vec{u}_z$$

$$\begin{aligned} (dr'\vec{u}_x + a df'\vec{u}_\phi + dz'\vec{u}_z) \times (z\vec{u}_z - a\vec{u}_x) &= \begin{vmatrix} \vec{u}_x & \vec{u}_\phi & \vec{u}_z \\ dr' & a df' & dz' \\ -a & 0 & z \end{vmatrix} \\ &= \underbrace{(z a df')\vec{u}_x}_{\text{Esta componente se cancela por su simetría radial}} + \underbrace{(z dr' + a dz')\vec{u}_\phi}_{\text{Esta componente se cancela por su simetría azimutal}} + (a a df')\vec{u}_z \end{aligned}$$

como

$$d\vec{l} \times \vec{R} = (a^2 df')\vec{u}_z,$$

queda:

$$d\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I a^2 df'}{4\pi (z^2 + a^2)^{3/2}} \vec{u}_z$$

Integrando:

$$\begin{aligned} \vec{B}_p &= \frac{\mu_0 I a^2}{4\pi (z^2 + a^2)^{3/2}} \int_0^{2\pi} df' \vec{u}_z \\ &= \frac{\mu_0 I a^2}{4\pi (z^2 + a^2)^{3/2}} (2\pi) \vec{u}_z \end{aligned}$$

$$\therefore \vec{B}_p = \frac{\mu_0 I a^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} \vec{u}_z$$

(4-7)

En el centro de la espira ($z = 0$), el campo \vec{B}_p será:

$$\vec{B}_{cr} = \frac{\mu_0 I}{2a} \vec{u}_z$$

La Ec. (4-7) puede utilizarse directamente para evaluar el campo \vec{B} dentro de la bobina secundaria (solenoides). Para ello, se hará la siguiente aproximación: como la bobina está enrollada en forma muy compacta y como el diámetro f del alambre es mucho menor a su longitud l , es posible tratar el problema en términos de una corriente superficial equivalente de densidad:

$$f \ll l \Rightarrow J_s = \frac{NI}{l} \text{ A/m}$$

Donde:

- N : número de vueltas del solenoide.
 I : corriente que fluye en el alambre.

Esta aproximación equivale a visualizar al solenoide como una lámina donde circula la densidad de corriente J_s . Entonces, la corriente en un elemento de longitud dz' , tal como se muestra en la Fig. 4-8, está dada por:

$$J_s dz' = \frac{NI}{l} dz'$$

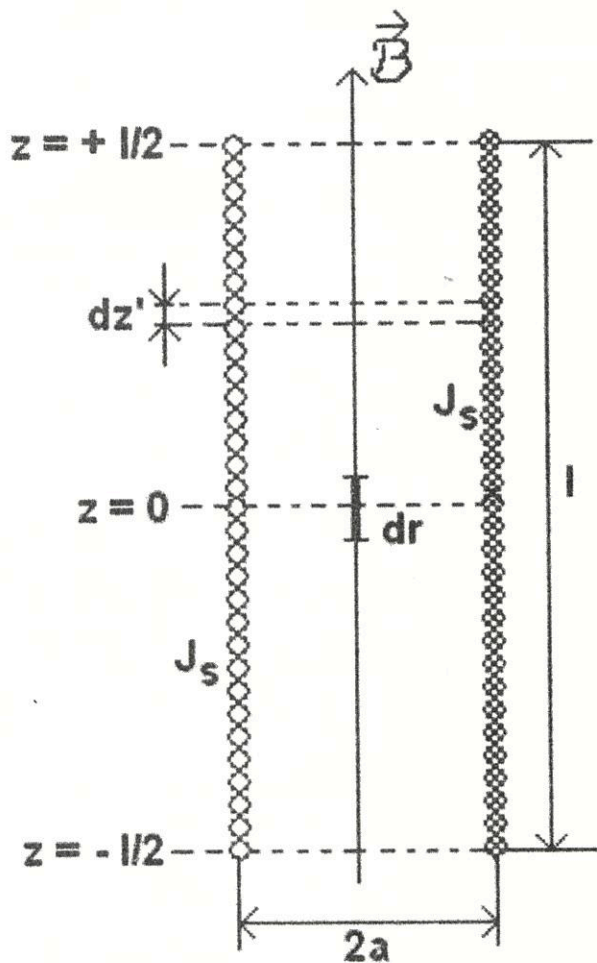


Fig. 4-8. Esquema que muestra la sección transversal del solenoide como si fuera una lámina con densidad de corriente J_s .

Cada longitud dz' del solenoide se puede visualizar como un "lazo" de corriente circular o bobina de una sola espira, como se hizo para obtener la Ec. (4-7), la cual se reescribe para propósitos de claridad:

$$\vec{B}_p = \frac{\mu_0 I a^2}{2(z^2 + a^2)^{3/2}} \mathbf{u}$$

Luego, se utilizaría este resultado para encontrar el campo \vec{B} en cualquier punto z a lo largo del solenoide.

La diferencial $d\vec{B}$ de campo, para cualquier punto z a lo largo del eje del solenoide, debido al "lazo" que se está considerando, de espesor diferencial dz' localizado a una distancia z' , desde el centro ($z = 0$) del solenoide, está dado por:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 \left(\frac{NI}{l} dz' \right) a^2}{2[a^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \mathbf{u}$$

Para encontrar el campo total \vec{B} del solenoide en cualquier punto de z a lo largo de su eje, se integra $d\vec{B}$ para tomar en cuenta la contribución de todos los "lazos".

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 NI a^2}{2l} \int_{-l/2}^{+l/2} \frac{dz'}{[a^2 + (z - z')^2]^{3/2}} \mathbf{u}$$

Realizando el cambio de variable:

$$u = z - z' \quad \therefore du = -dz'$$

$$\begin{aligned} \vec{B}(z) &= \frac{\mu_0 NI a^2}{2l} \int_{z+l/2}^{z-l/2} \frac{-du}{(a^2 + u^2)^{3/2}} \mathbf{u} \\ &= \frac{\mu_0 NI a^2}{2l a^2} \left[\frac{u}{\sqrt{a^2 + u^2}} \right]_{z-l/2}^{z+l/2} \mathbf{u} \\ &= \frac{\mu_0 NI}{2l} \left[\frac{z+l/2}{\sqrt{a^2 + (z+l/2)^2}} - \frac{z-l/2}{\sqrt{a^2 + (z-l/2)^2}} \right] \mathbf{u} \end{aligned}$$

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 NI}{2l} \left[\frac{z + l/2}{\sqrt{a^2 + (z + l/2)^2}} - \frac{z - l/2}{\sqrt{a^2 + (z - l/2)^2}} \right] \hat{x} \quad (4-8)$$

Particularmente, en el centro del solenoide, donde : $z = 0$

$$\vec{B}_{ctr} = \frac{\mu_0 NI}{2l} \left[\frac{l/2}{\sqrt{a^2 + (l/2)^2}} + \frac{l/2}{\sqrt{a^2 - (l/2)^2}} \right] \hat{x}$$

$$\begin{aligned} \vec{B}_{ctr} &= \frac{\mu_0 NI}{2l} \frac{l}{\sqrt{a^2 + (l/2)^2}} \hat{x} \\ &= \mu_0 NI \frac{l}{\sqrt{4l^2 a^2 + 4l^2 \frac{l^2}{4}}} \hat{x} \\ &= \mu_0 NI \frac{l}{\sqrt{4l^2 a^2 + l^4}} \hat{x} \\ &= \mu_0 NI \frac{1}{\sqrt{4a^2 + l^2}} \hat{x} \end{aligned}$$

$$\vec{B}_{ctr} = \frac{\mu_0 NI}{\sqrt{4a^2 + l^2}} \hat{x} \quad (4-9)$$

4.4 Cálculo de la corriente inducida en la bobina secundaria

Si bien la Ec. (4-9) es útil para calcular el campo magnético en el centro del solenoide, también puede ser utilizada para estimar su corriente inducida dado un campo en su interior:

$$I_{IND} = \frac{|\vec{B}_{ctr}| \sqrt{4a^2 + l^2}}{\mu_0 N} \quad (4-10)$$

Si retomamos el segundo ejemplo de la página 14, $|\vec{B}_{ctr}| = 16mT$, para una $l = 1A$ y :
 $a = 1.25cm = 12.5 \times 10^{-3}m$

$$I_{IND} = \frac{(16mT) \sqrt{(4)(12.5 \times 10^{-3}m)^2 + (0.05m)^2}}{\left(1.2566 \times 10^{-6} \frac{kg}{C}\right) (40)}$$

Para $l = 0.05m$ y $N = 40$ (bobina de alambre grueso)

Se tiene: $I \cong 0.017A \cong 17.8mA$

Suponiendo que la resistencia de la bobina secundaria es $R = 5\Omega$ y con : $V_{IND} = RI_{IND}$

$$V_{IND} \cong 90 \times 10^{-3}, V_{IND} \cong 90mV$$

Con el fin de conocer el comportamiento de la corriente inducida como función del número de vueltas de la bobina, Ec. (4-10), se presenta la gráfica de la Fig. 4-9. En el ejemplo de la Fig. 4-9, se ha tomado: $a = 0.0127m$, $l = 0.05m$,
 $\mu_0 = 1.25663 \times 10^{-6} mkgc^{-2}$, $1 \leq N \leq 40$.

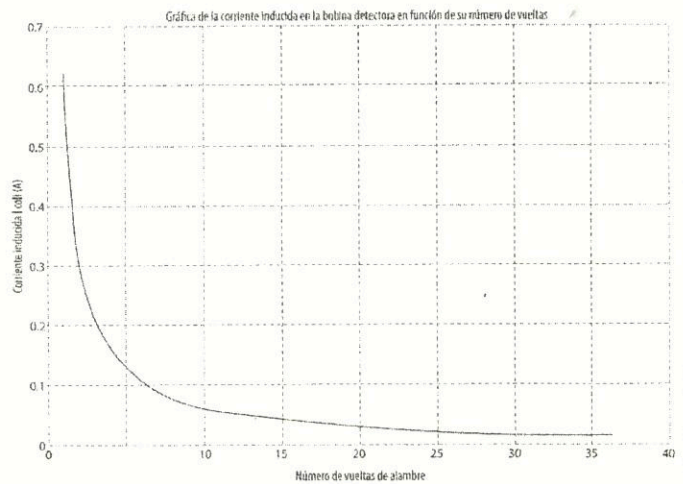


Fig. 4-9. Gráfica de la variación de la corriente inducida en la bobina secundaria en función de su número de vueltas.

Como se observa, el comportamiento de la corriente inducida como función del número de vueltas de la bobina es asintótico, esto es, a menor número de vueltas, mayor la corriente inducida. Esto significa que, para un campo magnético dado, si queremos inducir la mayor corriente posible, es recomendable que la bobina tenga pocas vueltas.

Como se observa en la Ec. (4-10), la corriente inducida no sólo depende de N sino también de a y de l y de su correlación. Por ejemplo, no se tiene la misma I_{IND} con $N = 40$ en $l = 5\text{cm}$ que con $N = 80$ en los mismos $l = 5\text{cm}$.

La obtención de la mayor I_{IND} o V_{IND} , a un $|\vec{B}|$ dado, es un poco más complicada, pues el campo \vec{B} puede ser no constante en el tiempo. Para visualizar lo anterior, se efectuó el experimento que se describe a continuación.

Se fabricaron 3 bobinas de alambre magneto de calibres 17, 22 y 38 AWG, con $N = 40$. A cada bobina se le colocó un alambre magneto centrado de calibre 17 AWG, como se ilustra en la Fig. 4-10.

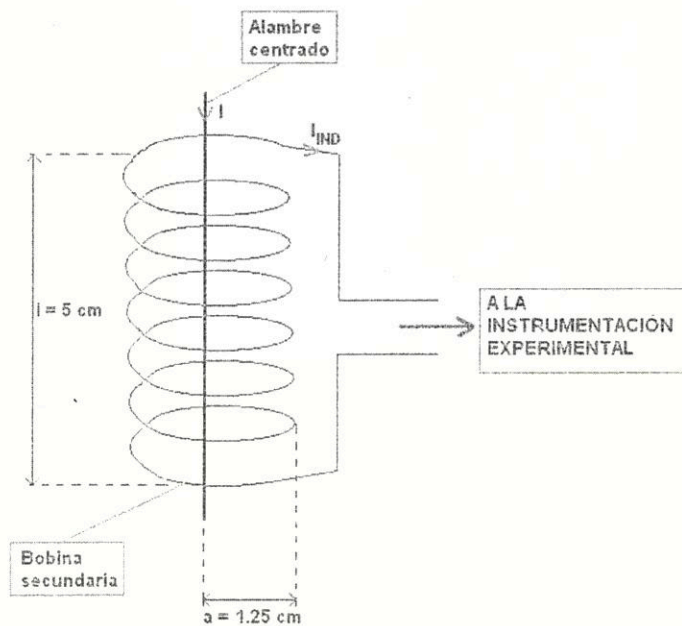


Fig. 4-10. Esquema que muestra el montaje experimental utilizado para visualizar el efecto de $B(t)$ sobre el voltaje inducido.

En la Fig. 4-11, se muestra una fotografía de una de las bobinas fabricadas para explorar el efecto del campo magnético sobre el voltaje inducido.

En la Fig. 4-12, se muestran fotografías del montaje utilizado para medir el voltaje inducido en la bobina debido a la corriente en el alambre central. Este es el mismo montaje indicado en la Fig. 4-2, pero se ha substituido la probeta conductora del flujo de agua por un alambre centrado al cual se le hace conducir una corriente I que simula la corriente producida por el movimiento de las partículas del flujo de agua recolectado. El experimento ayuda a seleccionar las características de una bobina de alta sensibilidad.

El objetivo del experimento es detectar el efecto que produce un campo variable en el tiempo sobre el voltaje inducido en la bobina. Las Figs. 4-13, 4-14 y 4-15 muestran las gráficas de $V_{IND} = f(I)$ correspondientes a los 3 diferentes calibres de alambre para cada bobina para 4 diferentes valores de la frecuencia de la señal de corriente. La corriente I graficada es la corriente inyectada en el alambre centrado en cada bobina, Fig. 4-10.

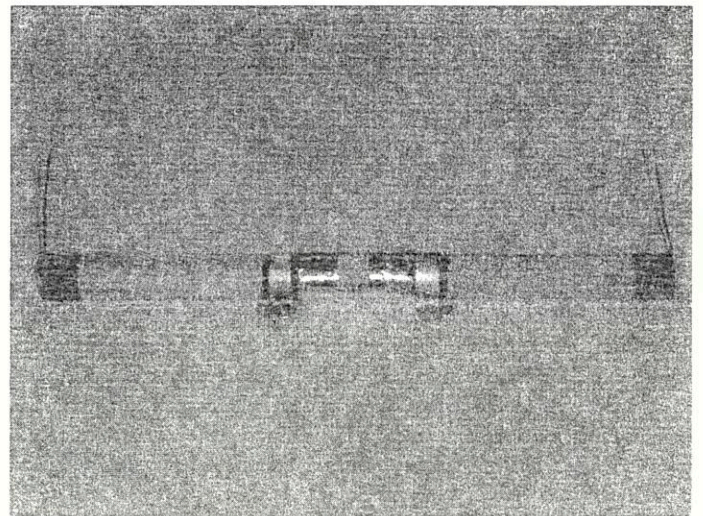


Fig. 4-11. Fotografía de una bobina y su alambre central para explorar el efecto de sobre el voltaje inducido.

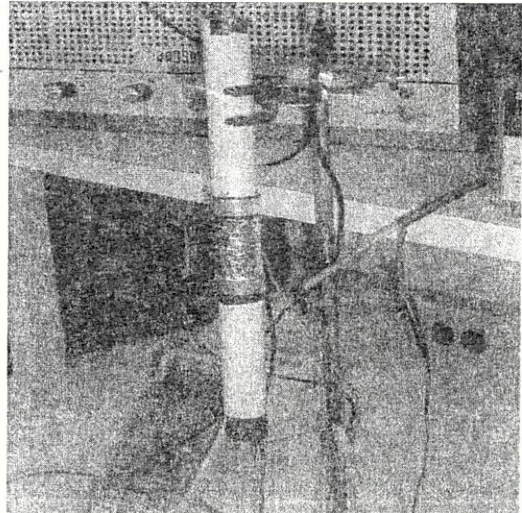
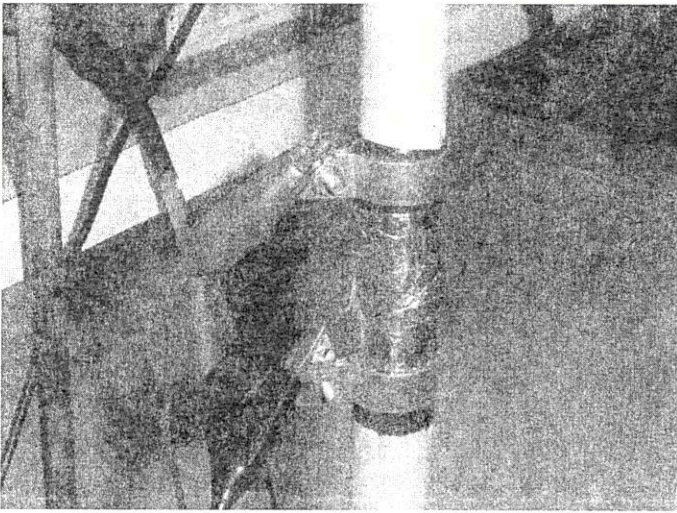
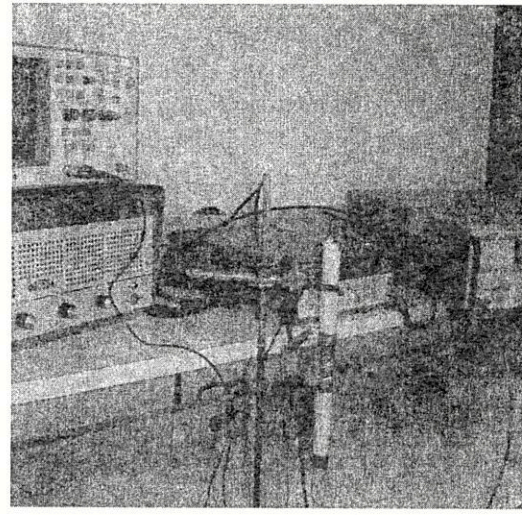
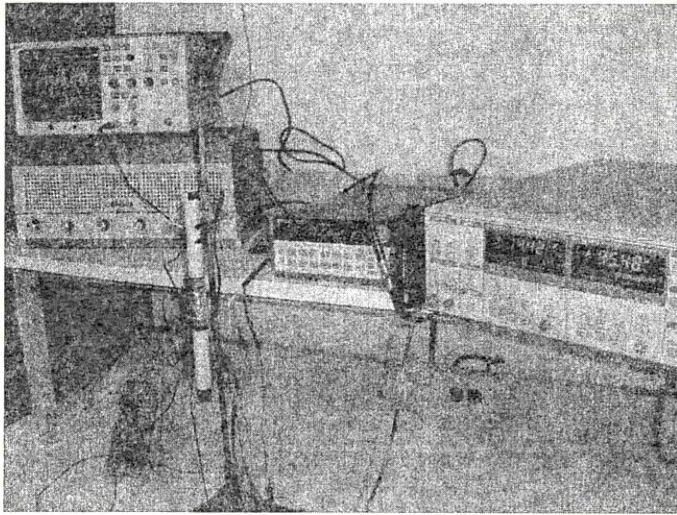


Fig. 4-12. Fotografías del montaje experimental realizado para medir el voltaje inducido en una bobina debido a una corriente a través de un alambre colocado a lo largo de su eje central.

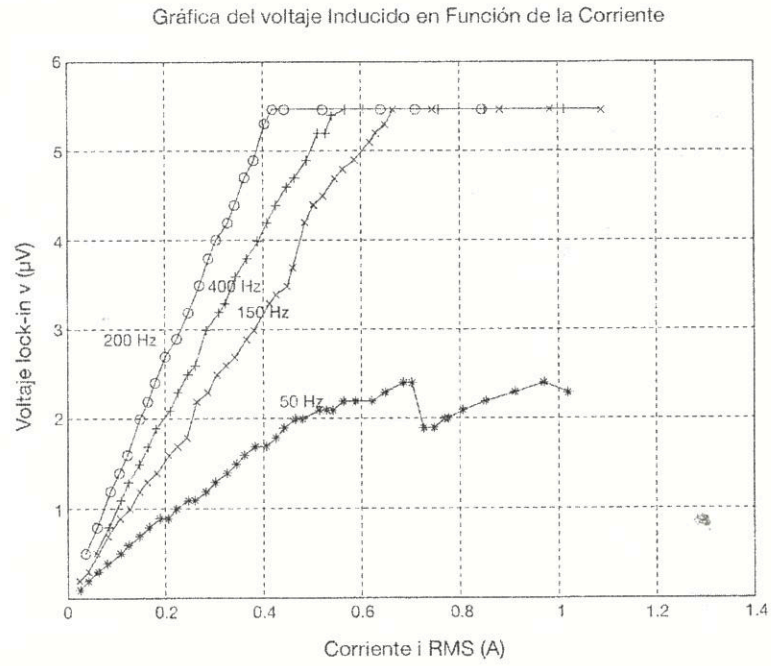


Fig. 4-13. Gráfica del voltaje inducido en la bobina de prueba, realizada con alambre magneto calibre 38 AWG, en función de la corriente en el alambre centrado.

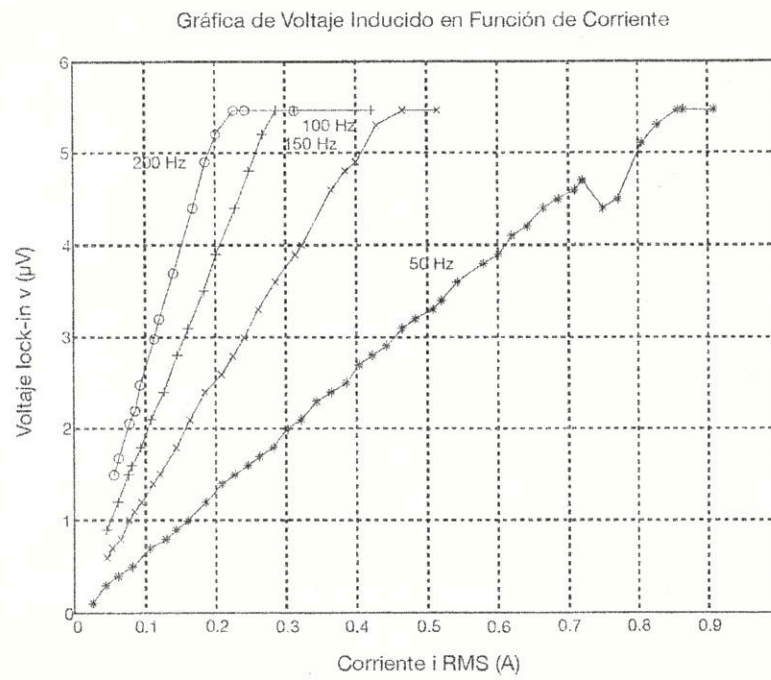


Fig. 4-14. Gráfica del voltaje inducido en la bobina de prueba, realizada con alambre magneto calibre 22 AWG, en función de la corriente en el alambre centrado.

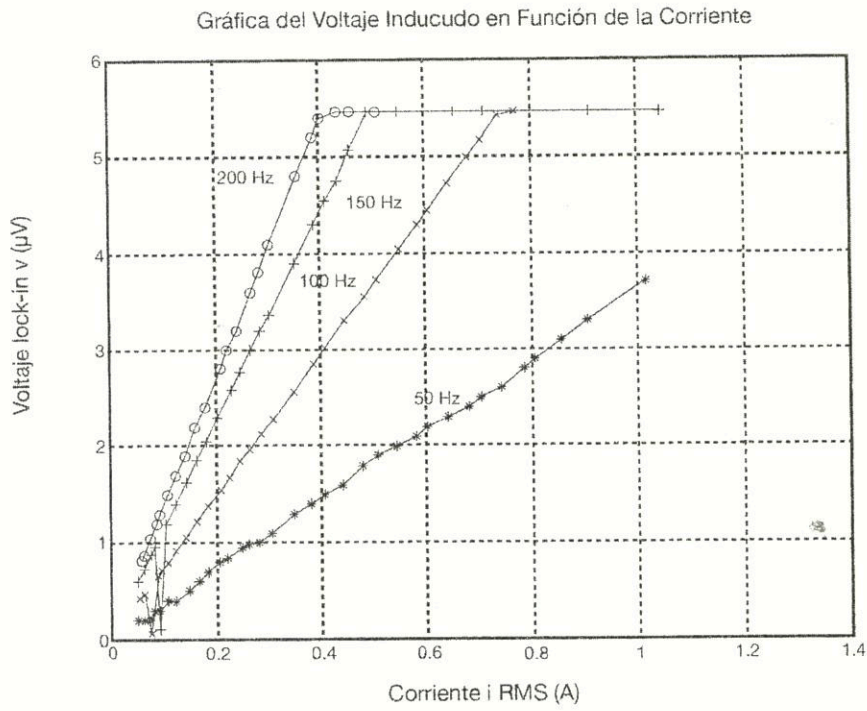


Fig. 4-15. Gráfica del voltaje inducido en la bobina de prueba, realizada con alambre magneto calibre 17 AWG, en función de la corriente en el alambre centrado.

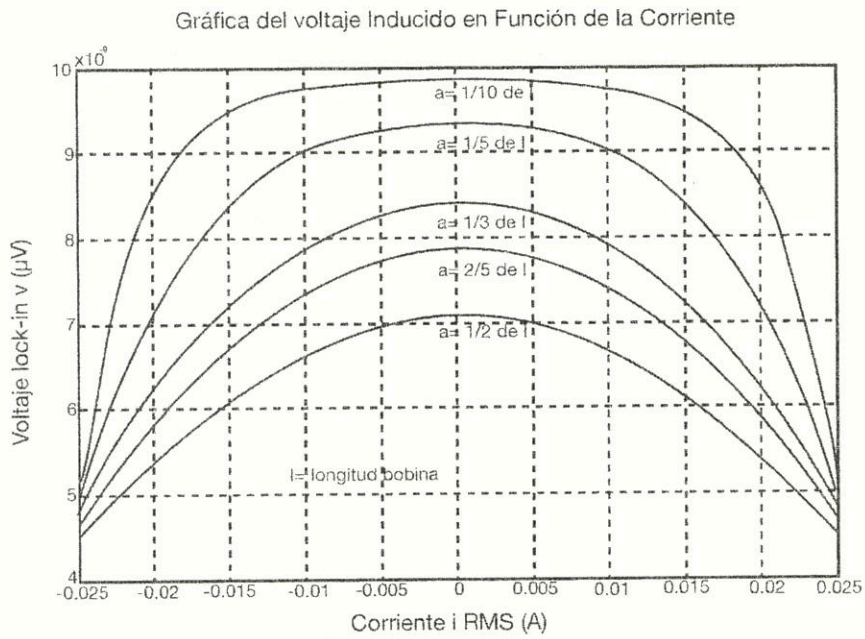


Fig. 4-16. Gráficas de la variación del campo inducido de acuerdo a las dimensiones de la bobina secundaria (detectora).

Las gráficas revelan lo siguiente:

- a) A mayor frecuencia, mayor sensibilidad en el voltaje inducido para cada bobina.
- b) La bobina de alambre mediano (22 AWG) tiene una sensibilidad del 47% mayor respecto de las bobinas de alambre delgado y grueso a una frecuencia de 200 Hz.
- c) De acuerdo con la Fig. 4-9, es posible aumentar la sensibilidad dada para el alambre mediano a una frecuencia de 200 Hz si se reduce el número de vueltas de la bobina.

4.5 Influencia de las dimensiones de la bobina en el valor del campo inducido

La corriente inducida en la bobina secundaria (detectora) depende de la intensidad del campo magnético inducido en ella, de su número de vueltas y de sus propiedades geométricas. En particular, se ha calculado la corriente inducida debida al campo inducido en el centro de la bobina, para unas propiedades geométricas dadas, Ec. 4-10. Es claro que si el valor del campo inducido es máximo y uniforme a lo largo de la bobina, se podrá obtener máxima sensibilidad en la bobina detectora. Al variar las propiedades geométricas de la bobina en la Ec. 4-8, será posible explorar la variación del campo magnético inducido a lo lar-

go de la bobina. En la Fig. 4-16 se muestran los resultados de esta exploración, donde se ha establecido la longitud de la bobina $l = 0.05m$, la permeabilidad en el vacío $\mu_0 = 1.25663 \times 10^{-6} mkgc^{-2}$, el número de vueltas $N = 40$, y la corriente en el alambre central $I = 10mA$

Fig. 4-16. Gráficas de la variación del campo inducido de acuerdo a las dimensiones de la bobina secundaria (detectora). De la Fig. 4-16, se observa que se inducirá un campo magnético más uniforme a lo largo de una bobina cuyo radio a sea una fracción pequeña de su longitud l .

Finalmente, de acuerdo a los estudios de la sensibilidad de la bobina detectora que se utilizaría como sensor de la cantidad de flujo a lo largo de la probeta de recolección, se obtiene máxima sensibilidad para una probeta:

- realizada con alambre magneto calibre 22 AWG, o de un calibre cercano,
- con un radio menor a 1/10 de su longitud y
- con un número de vueltas ≤ 5 .

Como trabajo futuro, se realizará una bobina con las características predichas para obtener máxima sensibilidad y se harán mediciones experimentales del campo inducido en esta bobina para hacer un contraste con la predicción.

3. REFERENCIAS

- [1] L. Lanza (Italia), M. Leroy (Francia), C. Alexandropoulos (Francia), L. Stagi (Italia), W. Wauben (Holanda), WMO Laboratory Intercomparison of Rainfall Intensity Gauges, Trappes (Francia), Genoa (Italia), De Bilt (Holanda), Instruments and Observing Methods Report No. 84, WMO/TD-No. 1304, 2006., disponible en: http://www.wmo.int/pages/prog/www/IMOP/publications/IOM-84_Lab_RI/IOM-84_RIgauges_Sept2004-2005.pdf
- [2] Jeffrey A. Nystuen, John R. Proni, Peter G. Black, John C. Wilkerson, A Comparison of Automatic Rain Gauges, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 13 (1): 62-73, Feb. 1996.
- [3] R. J. Lascano, J. T. Vorheis, R. L. Baumhardt, D. R. Salisbury, Computer-Controlled Variable Intensity Rain Simulator, Soil Science Society of America Journal, Jul/Aug 1997, v. 61 (4), pp. 1182-1189.
- [4] <http://gcrweb.sdsu.edu:8080/bio354/2000/Instruments/TERainbucket.gif>
- [5] <http://www.weathershack.com/images/tipping-bucket-rain-gauge.gif>
- [6] <http://www.novalynx.com/images/tipping-bucket-large.jpg>
- [7] <http://climate.met.psu.edu/data/frost/images/smgauge1.jpg>
- [8] <http://www.cimms.ou.edu/~cgodfrey/rain/fieldpix/gauge7.jpg>
- [9] J. Holmes, E. Michelena, Design and Testing of a New Raingauge for NDBC Meteorological Data Buoys, Fifth Symp. on Meteorological Observations and Instrumentation, Toronto, ON, Canada, Amer. Meteor. Soc., 34-37, 1983.
- [10] J. R. Norbury, W. J. White, Journal of Physics E: Scientific Instruments, 1971. Vol. 4, pp. 601-602.
- [11] J. Joss, A. Waldvogel, Raindrop Size Distribution and Sampling Size Errors, J. Atmos. Sci., 26, 566-569, 1969.
- [12] http://www.distromet.com/1_index_e.htm
- [13] A. J. Illingworth, C. J. Stevens, An optical Disdrometer for the Measurement of Raindrop Size Spectra in Windy Conditions, Journal of Atmospheric and oceanic Technology, Vol. 4, pp. 411-421, Sep. 1987.
- [14] M. Löffler-Mang, J. Joss, An Optical Disdrometer for Measuring Size and Velocity of Hydrometeors, Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, Vol. 17, pp. 130-139, Feb. 2000.
- [15] J. Y. Delahaye, L. Barthès, P. Golé, J. Lavergnat, J. P. Vinson, A Dual-beam Spectropluviometer Concept, Journal of Hydrology (2006) 328, 110-120.
- [16] <http://www.biral.com/met/precipitation/lpm.htm>

[17] Ting-I Wang, G. Lerfeld, R. S. Lawrence, S. F. Clifford, Measurement of Rain Parameters by Optical Scintillation, Applied Optics, Vol. 16, Issue 8, pp. 2236-2241 (1977).

[18] Marcelo Finn, Edward J. Alonso, Fundamental University Physics, Vol. II Fields and Waves, Addison Wesley, 1967.

[19] Richard P. Feynman, The Feynman Lectures on Physics: Volume II, Mainly Electromagnetism and Matter, Addison Wesley, 1966.

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

TEORÍA BÁSICA DEL PRINCIPIO DE MEDICIÓN DE UN NUEVO PLUVIÓMETRO
ELECTRONICO PARA APLICACIONES ITS

Se terminó de imprimir en el mes de abril de 2011 en los talleres de la Sección de Impresión y Reproducción de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, con domicilio en Av. San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas, Del. Azcapotzalco, C.P. 02200, México D.F.

La edición estuvo a cargo de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería con un tiraje de 40 ejemplares.

Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

UNIVERSIDAD
AUTONOMA
METROPOLITANA 
Casa abierta al tiempo **Azcapotzalco**

Reporte de Investigación

Validación del Método de Medición de un Visibilímetro Provisto de un Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama
Dr. Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Grupo de Sensores y Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

**VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE
MEDICIÓN DE UN VISIBILÍMETRO
PROVISTO DE UN CONVERTIDOR UNIVERSAL
DE FRECUENCIA A CÓDIGO DIGITAL**

Universidad
Autónoma
Metropolitana



Casa abierta al tiempo Azcapotzalco

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

**VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE
MEDICIÓN DE UN VISIBILÍMETRO
PROVISTO DE UN CONVERTIDOR UNIVERSAL
DE FRECUENCIA A CÓDIGO DIGITAL**

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
M. en C. Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez
Dr. Víctor Rogelio Barrales Guadarrama
Dr. Ernesto Rodrigo Vázquez Cerón

Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco
Departamento de Electrónica
Área de Sensores y Procesamiento de Señales

Dr. Antonio Mocholí Salcedo

Universidad Politécnica de Valencia
Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Sistemas de Control de Tráfico

Universidad
Autónoma
Metropolitana



Casa abierta al tiempo Azcapotzalco



Casa abierta al tiempo

Rector General
Salvador Vega y León

Secretario General
M. en C. Q. Norberto Manjarrez Álvarez

Coordinador General de Difusión
Carlos Ortega Guerrero

Director de Publicaciones y Promoción Editorial
Bernardo Ruiz

Subdirectora de Publicaciones
Laura González Durán

Subdirector de Distribución y promoción editorial
Marco Moctezuma

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Rector
Romualdo López Zárate

Secretario
Abelardo González Aragón

Director de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería
Luis Enrique Noreña Franco

Secretaria Académica
Ma. de Lourdes Delgado Nuñez

Jefe del Departamento de Electrónica
Mtro. Roberto Alfonso Alcántara Ramírez

Presidente del Consejo Editorial de la División de CBI
Alejandro León Galicia

Presidente del Comité Editorial de la División de CBI
Lucio Vazquez Briseño

Jefa de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la División de CBI
Rosa Ma. Benítez Mendoza

Validación del Método de Medición de un Visibilímetro Provisto de un Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital
Primera edición 2013

Distribución interna

ISBN: 978-607-28-0108-0

Diseño Gráfico: Juan Manuel Galindo Medina

D.R. © 2013, Universidad Autónoma Metropolitana
Prolongación Canal de Miramontes 3855, Ex Hacienda San Juan de Dios, Delegación Tlalpan 14387 México, D.F.

D.R. © 2013 Raymundo Barrales Guadarrama, Melitón Ezequiel Rodríguez Rodríguez, Víctor Rogelio Barrales Guadarrama, Rodrigo Vázquez Cerón, Antonio Mocholí Salcedo

Unidad Azcapotzalco / División de Ciencias Básicas e Ingeniería / Departamento de Ciencias Básicas
Tel. (55) 5318 9011 - 9012, Fax (55) 5394 7385

Esta publicación no puede ser reproducida, ni en todo ni en parte, ni registrada o transmitida, por un sistema de recuperación de información, en forma y por ningún medio, sea mecánico, fotoquímico, electrónico, magnético, electroóptico, por fotocopia o cualquier otro, sin el permiso por escrito, de los editores.

Impreso en México / *Printed in Mexico*

Este material fue dictaminado y aprobado para su publicación por el Comité Editorial de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco en su sesión del día 18 de septiembre del año 2012.

TABLA DE CONTENIDOS

1. Resumen	9
2. Antecedentes	11
3. Propósito del reporte de investigación	13
4. Principios de operación del visibilímetro	15
4.1 El principio de medición de la dispersión directa	15
4.2 Principio de diseño del visibilímetro	16
4.3 Supresión de la luz ambiental de interferencia	17
5. Materiales y método para obtener la frecuencia de señal en función de la irradiancia	19
6. Resultados experimentales de la característica $f[\text{Hz}] = g(E [\mu\text{W}/\text{cm}^2])$	21
7. Materiales y método para obtener la responsividad del sensor en función de la longitud de onda detectada	23
8. Resultados experimentales de la característica $R = f(\lambda)$	25
9. Búsqueda de la solución material para el nuevo sistema óptico del visibilímetro	27
10. Resultados experimentales de la respuesta del fotodiodo cuasi-digital provisto del filtro pasabanda de interferencia	29
11. Materiales y método para comprobar el sistema óptico final del visibilímetro	31
12. Resultados sobre la solución material propuesta	33
13. Conclusiones	35
14. Referencias	37

1. RESUMEN

La contribución del Área de Sensores y Procesamiento de Señales (UAM-Azcapotzalco, México) y del Grupo de Sistemas de Control de Tráfico (UPV, Valencia, España) en el desarrollo de instrumentos de monitorización medioambiental que utilizan el nuevo paradigma de la adquisición de datos a través de un convertidor de frecuencia a código digital, en lugar del paradigma convencional del convertidor analógico-digital, se ha visto materializada con el diseño de un visibilímetro para aplicaciones de tráfico terrestre. Debido, justamente, a la adopción de este nuevo paradigma, el sistema óptico de captación de la señal, necesaria para estimar la visibilidad espacial en condiciones meteorológicas adversas (niebla, lluvia intensa, nieve, etc.), ha debido diseñarse para rechazar ópticamente las interferencias lumínicas, ya que la supresión electrónica convencional de estas interferencias no tiene sentido con el nuevo método de adquisición de datos. En consecuencia, se ha hecho necesario caracterizar el sistema óptico de captación del visibilímetro antes de considerar la caracterización total del instrumento. En este informe, se presenta la caracterización del sensor del visibilímetro que ha consistido en obtener: a) la respuesta experimental del sensor en función de la irradiancia recibida para diferentes valores de su longitud de onda, b) la responsividad o sensibilidad experimental del sensor en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida y c) la solución material adoptada para rechazar las interferencias lumínicas a partir del análisis de los resultados experimentales.

2. ANTECEDENTES

Se ha puesto de manifiesto la importancia de monitorizar las condiciones del clima en las autovías como medida para reunir información decisiva en el control del tráfico vehicular terrestre [1]. Las condiciones adversas del clima que inciden en la buena circulación del tráfico de vehículos llegan a tener consecuencias fatales. Es el caso cuando una pobre visibilidad, causada por la aparición de niebla o la intensa precipitación de nieve o lluvia, da lugar a accidentes sobre la autovía o, por decir lo menos, atascos vehiculares de varias horas. Los accidentes imputables a las condiciones medioambientales pueden prevenirse al controlar el tráfico terrestre (avisos de uso de vías alternas, cierre de vías peligrosas, contingencias de prevención, etc.), lo cual se puede lograr con un sistema de información del estado presente del clima.

El Área de Sensores y Procesamiento de Señales (ÁSPS) adscrita al Departamento de Electrónica de la Universidad Autónoma Metropolitana—Azcapotzalco, en colaboración con el Grupo de Control de Tráfico adscrito al Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Valencia, ha venido desarrollando instrumentación meteorológica orientada a la monitorización medioambiental en autovías cuya información pueda utilizarse en un Sistema Inteligente de Transporte (ITS¹) regional con el propósito de controlar el tráfico de automóviles en un evento de clima severo. Uno de los instrumentos en desarrollo es un visibilímetro con base en un convertidor universal de frecuencia a código digital (UFDC²).

Un visibilímetro es un instrumento capaz de medir la visibilidad espacial en condiciones de niebla, nieve o lluvia intensa. La medición de este parámetro se ve afectada por factores subjetivos y físicos, ya que está basada en la estimación que puede hacer un observador humano de la visibilidad de un objeto a una distancia donde las condiciones de la atmósfera pueden disminuir la percepción visual del objeto. La cantidad meteorológica esencial, que es la transparencia de la atmósfera, puede medirse objetivamente y está representada por el Rango Óptico Meteorológico (ROM), cuya definición, unidades y requerimientos meteorológicos ya han sido reportados [1].

1 En la literatura respectiva, este acrónimo está muy extendido y son las singlas en inglés de "Intelligent Transport Systems".

2 Se utilizará en este documento el acrónimo UFDC que denota las siglas en inglés de "Universal Frequency-to-Digital Converter".

3. PROPÓSITO DEL REPORTE DE INVESTIGACIÓN

En reportes de investigación anteriores [1], [2], se ha descrito el desarrollo de visibilímetros que miden el coeficiente de extinción, que es una cantidad relacionada con la disminución de la intensidad luminosa de una fuente de luz debida a la dispersión de ésta cuando incide a través de un aerosol, por medio de la técnica de la retrodispersión. El coeficiente de extinción se utiliza entonces para estimar la visibilidad [3]:

Sin embargo, la técnica de la retrodispersión tiene inconvenientes. Quizá el más importante de éstos, consiste en que los modelos matemáticos que relacionan el coeficiente de extinción con el ROM se han obtenido estadísticamente, en regiones del planeta diversas y, consecuentemente, estos modelos, aunque similares, no son únicos [4], [5].

La teoría de Mie [6] que ha estudiado los modelos de comportamiento de la dispersión de la luz por partículas pequeñas (del orden de nanómetros) y el trabajo de Winstanley et al. [7] que ha validado una relación lineal entre el coeficiente de extinción y la intensidad luminosa de la dispersión de luz por partículas pequeñas cuando ésta se detecta por medición directa, así como la validación de visibilímetros de dispersión directa que utilizan el modelo de Winstanley [8], han orientado los trabajos de diseño de un visibilímetro de dispersión directa por parte del ÁSPS. De hecho, este tipo de visibilímetros se pueden encontrar en el comercio [9], [10], [11], etc., pero la investigación se ha centrado en el diseño de uno de estos instrumentos bajo un paradigma nuevo en el sistema de adquisición de datos.

El presente documento describe brevemente la contribución al estado del arte en el diseño de visibilímetros que propone el ÁSPS y su propósito principal consiste en reportar el trabajo de validación de la técnica de medición de la intensidad luminosa para la obtención del coeficiente de extinción y, por lo tanto, de la estimación de la visibilidad, que se adapta al uso del nuevo paradigma en el sistema de adquisición de datos propuesto.

4. PRINCIPIOS DE OPERACIÓN DEL VISIBILÍMETRO

4.1 El principio de medición de la dispersión directa

Los sensores de visibilidad determinan el ROM por medio de la medición del coeficiente de extinción, el cual se supone constante alrededor del sensor. Esta medición permite calcular un índice equivalente al del observador humano de la visibilidad. A mediados de los años 70 del siglo pasado, los investigadores proponían ya el principio de la "dispersión directa" como método para la medición del coeficiente de extinción, un parámetro proporcional a la reducción del flujo luminoso y, por lo tanto, de la visibilidad. Pocos artículos reportan resultados tecnológicos al respecto [8], [12].

La visibilidad se determina a partir del coeficiente de extinción σ , definido como:

$$\frac{\partial E}{\partial l} = -\sigma E \quad (1)$$

Donde E es la intensidad de la luz en la posición l. Resolviendo (1), la fracción de la luz transmitida desde una fuente de luz a una distancia l, está dada por:

$$\frac{E(l)}{E(0)} = e^{-\sigma l} \quad (2)$$

La longitud a la cual la intensidad luminosa se reduce a un 5% de su máximo, puede encontrarse mediante la ley de Koschmieder:

$$ROM = \frac{2.996}{\sigma} \quad (3)$$

La visibilidad se puede medir utilizando instrumentos ópticos para detectar la dispersión luminosa.

La Fig. 1 muestra el principio básico de uno de estos instrumentos.

En el esquema de la Fig. 1, un emisor genera un haz de luz y la dispersión de este haz, debida a algún aerosol en la atmósfera, se recibe dentro de un ángulo θ por un detector óptico semiconductor. Una señal de salida alta en el detector correspondería a una intensidad alta de luz dispersada y, entonces, se mediría una baja visibilidad.

Cuando $\theta \leq 90^\circ$, se dice que el instrumento es del tipo de dispersión directa. Los sensores de visibilidad por dispersión directa, disponibles en el mercado, utilizan LEDs infrarrojos como fuentes de luz. Algunos estudios han reportado la relación teórica entre el coeficiente de extinción σ y la intensidad luminosa dispersada $E(\theta)$. Se ha demostrado [7], [8] que el coeficiente de extinción depende de la distribución del tamaño de la partícula que modela la muestra de niebla y del ángulo de dispersión; sin embargo, para rangos $\theta \in [30^\circ, 40^\circ]$ [7] o $\theta \in [20^\circ, 50^\circ]$ [8], esta dependencia es mínima y σ es casi proporcional a $E(\theta)$. Una alta correlación lineal entre σ y $E(\theta)$ se observa para el ángulo $\theta=35^\circ$ [7] o $\theta=40^\circ$ [8]. Por lo tanto, para un rango de θ conveniente, la siguiente relación es válida:

$$\sigma = k(\theta) \quad (4)$$

La visibilidad se calcula después aplicando (3).

4.2 Principio de diseño del visibilímetro

Los entornos ITS exigen que la instrumentación medioambiental utilizada para el control de tráfico sea instalada a lo largo de las autovías y, por lo tanto, que la solución material adoptada consuma poca potencia y se recurra a la telemedición. Por otro lado, la innovación en el diseño de un visibilímetro para un entorno ITS, se ha encontrado en el uso de un UFDC como órgano de adquisición de datos. El UFDC va a simplificar la complejidad del sistema de adquisición de datos, ya que la interconexión del sensor de luz, Fig. 1, al UFDC y al órgano de control y cálculo (microcontrolador) es directa, a diferencia de un ADC convencional que requiere un acondicionador frontal de la señal del sensor, antes de la conversión numérica.

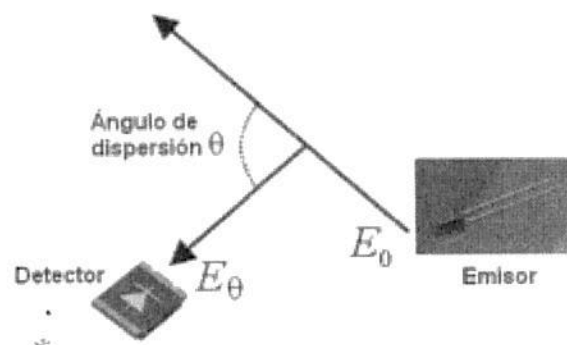


Fig. 1. Esquema del principio de medición de la intensidad luminosa por dispersión directa.

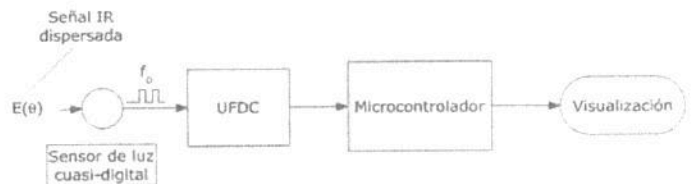


Fig. 2. Esquema de diseño del visibilímetro.

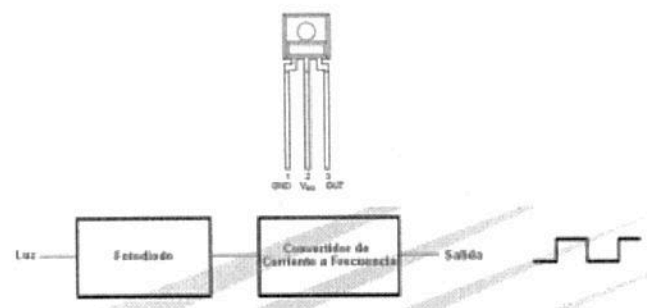


Fig. 3. Diagrama a bloques del sensor de luz cuasi-digital.

No es el propósito en este reporte mencionar las bondades de un UFDC. En la literatura sobre el tema [13], [14], [15] se puede consultar el avance que la metrología ha tenido en los últimos 10 años debido a la aplicación del UFDC como nuevo paradigma en los sistemas de adquisición de datos.

La simplificación en la interconexión entre el sensor y su órgano de control y cálculo en un instrumento con una conversión numérica a cargo de un UFDC, es posible debido al uso de la nueva generación de sensores llamados cuasi-digitales. Estos sensores, a diferencia de sus contrapartes analógicas, no generan un voltaje proporcional a la variación de la energía que éstos son capaces de captar. En cambio, generan una señal TTL con una frecuencia proporcional, de modo que un UFDC, provisto de un contador de frecuencia especializado y un conversor de la cuenta digital a un código de representación digital estándar, se interconecte directamente a un microcontrolador o cualquier otro órgano de control y cálculo digital. La Fig. 2 muestra un diagrama a bloques del diseño del visibilímetro con base en un UFDC.

Sensor de luz cuasi-digital. El sensor que capta la intensidad luminosa dispersada por partículas suspendidas en la atmósfera y, que en nuestro caso se trataría de gotitas de agua en suspensión o niebla, consiste de un fotodiodo y un convertidor de corriente a frecuencia integrados, como lo muestra la Fig. 3. El rango de la irradiancia que es capaz de captar este sensor es de 0.001 a 1 000 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ con una respuesta pico de 940 nm.

Fuente de luz. La fuente de luz del visibilímetro es un LED IR de GaAs con un flujo de radiación de 40 mW y una longitud de onda de 950 nm. Puesto que la distancia de la punta del lente del LED IR al detector no se especifica en la curva del patrón de radiación del componente dada por el fabricante, se ha debido añadir un lente plano-convexo de 25 mm de diámetro a fin obtener un haz IR colimado y restringir así la muestra de niebla que se radia.

Sistema óptico del sensor. La fuente de luz y el sensor óptico se colocan de manera a tener un ángulo $\theta = 40^\circ$, en la disposición geométrica indicada en la Fig. 1. La Fig. 4 muestra un esquema mecánico del sistema óptico implementado.

UFDC. El convertidor universal de frecuencia a código digital integra un contador de frecuencia basado en el método de la cuenta dependiente [13] y un convertidor de la cuenta digital a códigos de representación numérica digital estándar (ASCII, BCD, Gray, etc.). De esta manera, la conversión

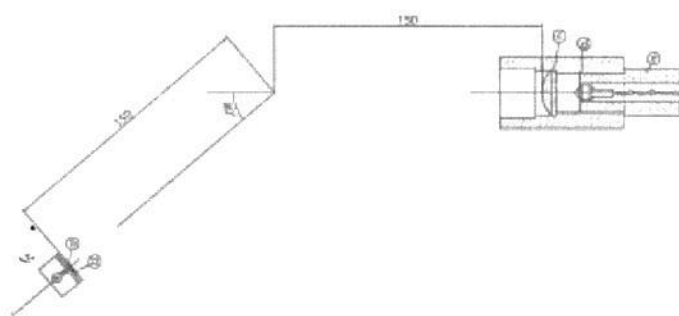


Fig. 4. Dibujo mecánico del sistema óptico del visibilímetro. a. Sensor cuasi-digital; b. Cubierta de protección; c. Lente plano-convexo $\Phi = 25$ mm; d. LED IR; e. Montura ajustable del lente. Las dimensiones están en mm.

numérica es inmediata y el UFDC permite una interconexión directa al microcontrolador.

Microcontrolador y visualización. Evidentemente, el ADC integrado al microcontrolador no es más necesario y se ha de seleccionar un microcontrolador de arquitectura más simple, sin ADC integrado, para las labores de control y cálculo en el instrumento.

4.3 Supresión de la luz ambiental de interferencia

En general, en los sistemas de fotodetección, el espectro de las señales de luz y el espectro de la luz ambiente de interferencia están localizados de manera determinista en el dominio de la frecuencia y sus representaciones eléctricas están presentes a la salida de un amplificador de transimpedancia. Estas señales son relativamente fáciles de separar cuando son procesadas por filtros de primero o segundo orden. Sin embargo, no es este el caso en el diseño del visibilímetro que se propone.

La función de transferencia característica del sensor cuasi-digital es [16]:

$$f = kE + f_D \quad (5)$$

Donde f es la salida en frecuencia del sensor, k es la responsividad del sensor, E es la irradiancia y

f_D es la frecuencia del sensor en la oscuridad. Típicamente, f_D es muy pequeña (0.4 Hz) y puede despreciarse. Por lo tanto, (5) se puede escribir:

$$f \approx kE \quad (6)$$

Por otro lado, el fabricante del fotodiodo cuasi-digital reporta la curva característica de transferencia de éste, Ec. (5), para una longitud de onda en particular $\lambda_p = 940$ nm, como lo muestra la Fig. 5.

Es de suponer entonces que, al exponer el sensor al ambiente, la respuesta de éste cambie dinámicamente, de acuerdo al amplio espectro de longitudes de onda que contiene la luz ambiental, es decir, el fotodiodo generará una señal de frecuencia por cada cantidad de irradiancia recibida a una determinada longitud de onda:

$$\begin{aligned} f_{\lambda 0} &= k_0 E \\ f_{\lambda 1} &= k_1 E \\ f_{\lambda 2} &= k_2 E \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ f_{\lambda 940} &= k_{940} E \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ f_{\lambda 950} &= k_{950} E \\ &\cdot \\ &\cdot \end{aligned} \quad (7)$$

De (7) está claro que sólo interesa procesar la señal de irradiancia E_S recibida a la longitud de onda del LED I_R del visibilímetro $\lambda = 950$ nm. Como se ha mencionado anteriormente, el filtro necesario para obtener la señal de interés ha de ser un filtro óptico.

Antes de proponer una solución material para obtener la señal de frecuencia de interés, es necesario caracterizar el sistema óptico del visibilímetro que se ha presentado en la Fig. 4. Concretamente,

se ha propuesto llevar a cabo los siguientes estudios:

a) *Obtención de la característica de la frecuencia en función de la irradiancia* $f [\text{Hz}] = g(E [\mu\text{W}/\text{cm}^2])$. Es necesario investigar la dependencia de la salida en frecuencia del sensor cuasi-digital con relación al rango de longitudes de onda que el sensor es capaz de captar. Si, como podría esperarse, la respuesta del sensor depende de la longitud de onda recibida, será necesario añadir al sistema óptico componentes que permitan restringir la respuesta del sensor a una sola longitud de onda de onda de trabajo o, por lo menos, a un rango estrecho de longitudes de onda alrededor de la longitud de onda de trabajo.

b) *Obtención de la responsividad del sensor en función de la longitud de onda* $R = f(\lambda)$. Las características de los componentes ópticos adicionales para restringir la respuesta del sensor cuasi-digital estarán especificadas con base en el valor de la longitud de onda que determina su máxima responsividad y, entonces, se ha de investigar también la responsividad del sensor en función de la variación de la longitud de onda recibida.

c) *Validación de la solución material*. Una vez seleccionada la solución material, el nuevo sistema óptico del sensor se ha de validar a fin de comprobar su eficacia.

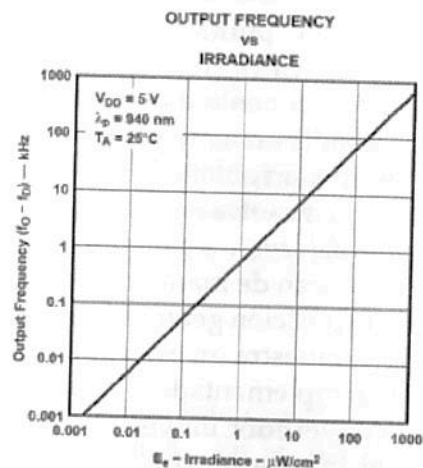


Fig. 5. Gráfica de la curva característica de transferencia del fotodiodo cuasi-digital para $\lambda_p = 940$ nm, reportada por el fabricante [16].

5. MATERIALES Y MÉTODO PARA OBTENER LA FRECUENCIA DE SEÑAL EN FUNCIÓN DE LA IRRADIANCIA

Se investigó, en primer lugar, la respuesta del sensor para una fuente de intensidad variable a diferentes longitudes de onda. El intervalo de longitudes de onda a explorar se ha obtenido de la respuesta espectral del diodo reportada por el fabricante [16] y que se muestra en la Fig. 6. El espectro experimental explorado fue $\lambda \in [800, 1100]$ nm. Se ha hecho una aproximación manual del valor de la longitud de onda que se tiene para la máxima respuesta y se ha encontrado que $R(912 \text{ [nm]}) = 1$. Está claro que el sensor puede tener una respuesta significativa para haces incidentes con longitudes de onda en el intervalo aproximado [880 nm, 980 nm].

La respuesta del sensor se obtuvo mediante el montaje experimental ilustrado en la Fig. 7.

- Un monocromador Spex 270M se utiliza para separar un haz de luz blanca en haces de diferentes longitudes de onda. El equipo usado permite fijar la longitud de onda a voluntad.
- El variac permite variar la intensidad de la fuente luminosa.

$$E [\mu W/cm^2] = f(V_{RMS} [V])$$

- El medidor óptico, marca Newport, modelo 1835-C, permite obtener una relación entre la intensidad de luz emitida por el monocromador y el voltaje del variac:

$$f [Hz] = g(E [\mu W/cm^2]) = h(V_{RMS} [V])$$

Después, se coloca el fotodiodo cuasi-digital, se varía la intensidad con el variac y se registra la frecuencia de salida del sensor, de acuerdo al montaje experimental de la Fig. 8.

Las Figs. 9 y 10 muestran imágenes del montaje experimental.

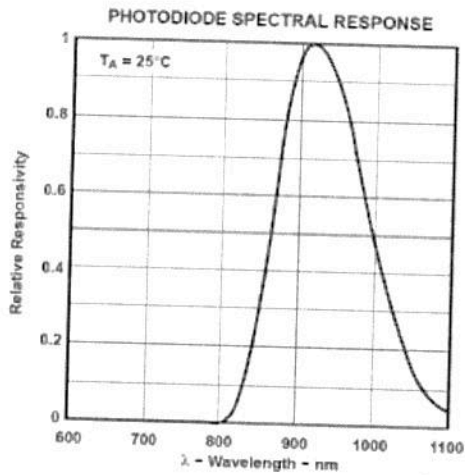


Fig. 6. Gráfica de la respuesta espectral del fotodiodo cuasi-digital utilizado en el visibilímetro, Tomado de [16].

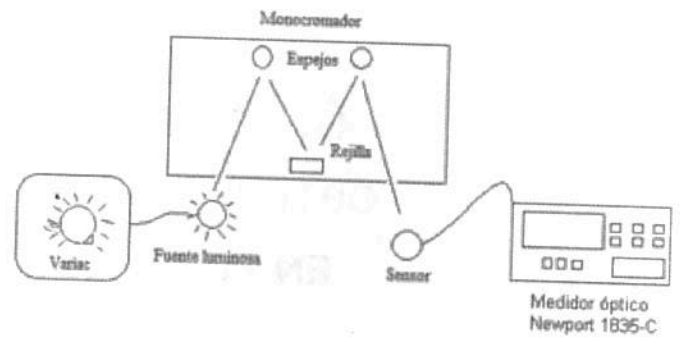


Fig. 7. Dibujo conceptual del montaje experimental utilizado para calibrar la intensidad luminosa en función del voltaje del variac.

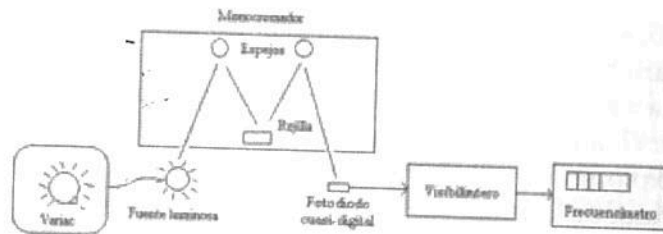


Fig. 8. Dibujo conceptual del montaje experimental utilizado para obtener la respuesta del fotodiodo cuasi-digital en función de la longitud de onda.

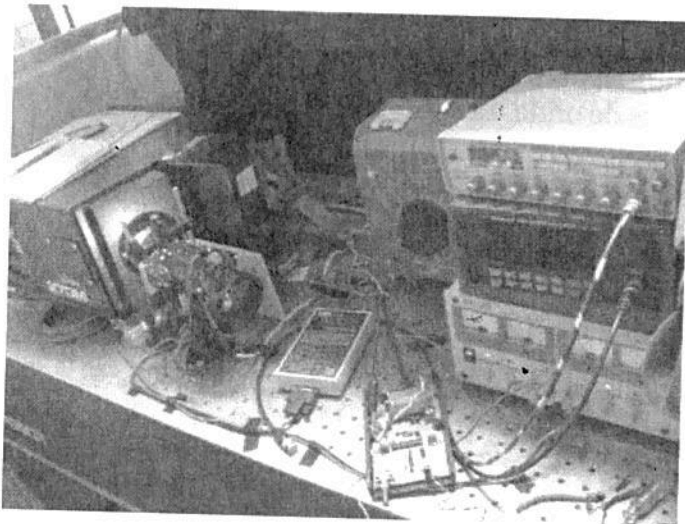


Fig. 9. Fotografía de los montajes experimentales para obtener la respuesta del fotodiodo cuasi-digital en función de la longitud de onda.

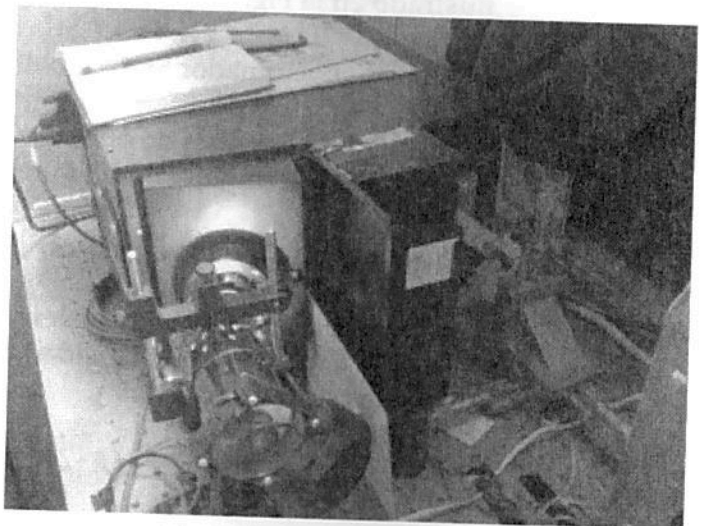


Fig. 10. Fotografía del montaje detallado del monocromador.

6. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA CARACTERÍSTICA $f [Hz] = g (E [\mu W/cm^2])$

Las figuras 11, 12 y 13 muestran la respuesta del sensor cuasi-digital en función de la intensidad luminosa recibida y para el rango de longitudes de onda $\lambda \in [800, 1100]nm$.

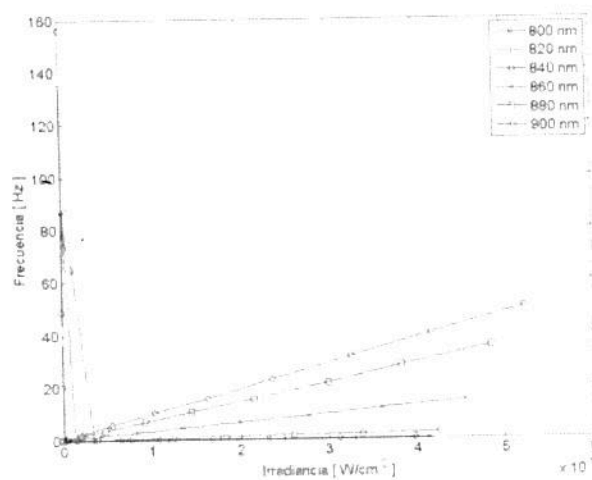


Fig. 11. Gráfica de la respuesta del sensor para el intervalo de longitudes de onda [800 nm, 900 nm].

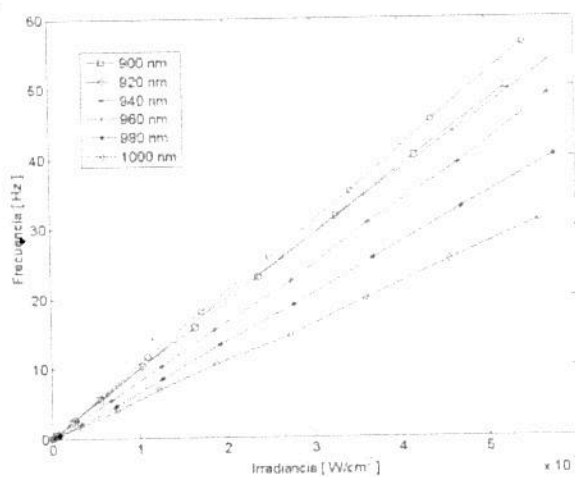


Fig. 12. Gráfica de la respuesta del sensor para el intervalo de longitudes de onda [900 nm, 1000 nm].

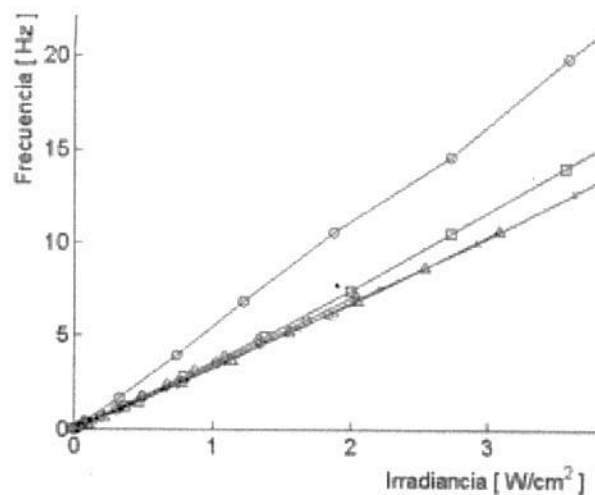


Fig. 13 Gráfica de la respuesta del sensor para el intervalo de longitudes de onda [1000 nm, 1100 nm].

Primera discusión. Este resultado indica, más claramente, que la salida del sensor depende no solamente de la intensidad luminosa recibida sino de la longitud de onda a la cual esta intensidad es emitida. Por lo tanto, es necesario que el sensor del visibilímetro reciba una intensidad luminosa dispersada a una única longitud de onda o, cuando menos, en un espectro estrecho de longitudes de onda. Es necesario entonces obtener las funciones $R = f(\lambda)$ como se había previsto.

7. MATERIALES Y MÉTODO PARA OBTENER LA RESPONSABILIDAD DEL SENSOR EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA DETECTADA

Puesto que no se hace uso de un procesador analógico frontal para la supresión electrónica de las interferencias, ha de garantizarse la detección de un ancho de banda espectral muy estrecho que tenga como longitud de onda central aquella para la cual el sensor responde con máxima sensibilidad.

No se ha querido utilizar la respuesta del sensor reportada por el fabricante, Fig. 6, para encontrar la longitud de onda a la cual se obtiene la máxima responsividad del sensor porque se ha querido confiar en tener un dato avalado experimentalmente.

No es necesario un nuevo montaje experimental para obtener las respuestas $R = f(\lambda)$, ya que éstas están implícitas en el conjunto de datos del experimento anterior. Ahora simplemente se relacionarán las longitudes de onda con las frecuencias de respuesta del sensor para cada una de las intensidades de luz ajustadas en el monocromador.

8. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA CARACTERÍSTICA $R = f(\lambda)$

El resultado de la exploración de la responsividad del sensor cuasi-digital se muestra en la Fig. 14. (Se han utilizado los voltajes del variac que corresponden a las distintas intensidades luminosas).

Segunda discusión. Es de notar, tal como se esperaba, que a diferentes intensidades, existe un solo valor de responsividad máxima. Este valor es $\lambda = 920$ nm (diferente a 912 nm según la localización de la máxima responsividad sobre la característica del fabricante).

Este resultado confirma que es necesario añadir al sistema óptico presente del visibilímetro un componente que restrinja el ancho de banda de las longitudes de onda recibidas alrededor de $\lambda = 920$ nm, para así obtener máxima responsividad.

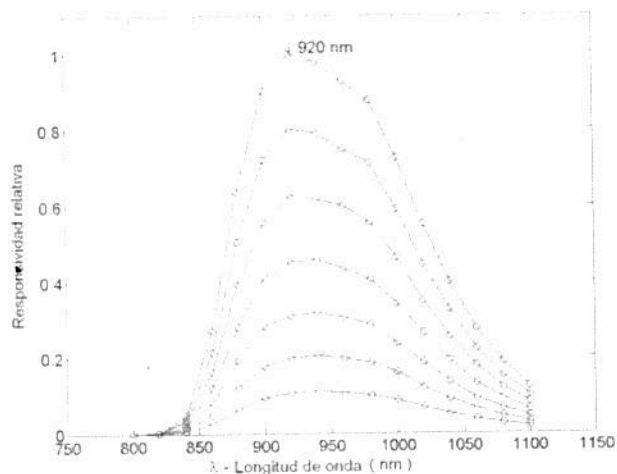


Fig. 14. Gráficas de la responsividad del sensor a diferentes longitudes de onda.

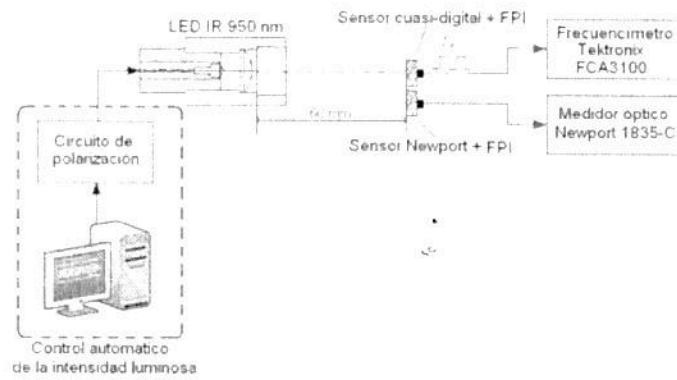


Fig. 17. Esquema del montaje experimental para la medición de la respuesta del fotodiodo cuasi digital con el filtro pasabanda de interferencia para las pruebas en laboratorio y en campo.



Fig. 18. Fotografía del montaje experimental para la prueba final en campo del sistema óptico del visibilímetro.

12. RESULTADOS SOBRE LA SOLUCIÓN MATERIAL PROPUESTA

La Fig. 19 muestra la respuesta del sensor cuasi-digital provisto del filtro pasabanda de interferencia (sensor +FPI) en condiciones de laboratorio (oscuridad), montaje Fig. 17, y la Fig. 20 es la respuesta del sensor +FPI en condiciones de campo (en exteriores con luz de día). En ambos casos, se ha aplicado un ajuste lineal de primer orden a los datos registrados.

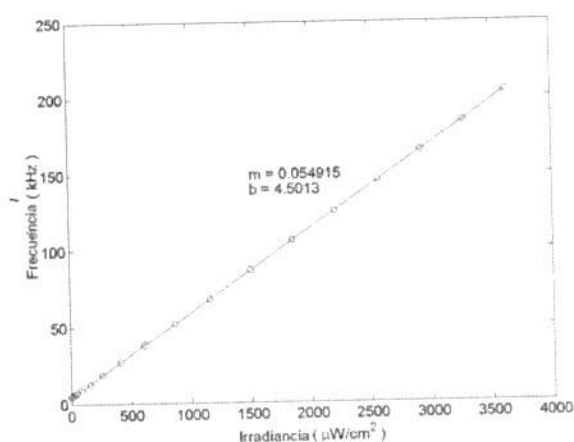


Fig. 19. Respuesta del sensor+FPI en condiciones de laboratorio.

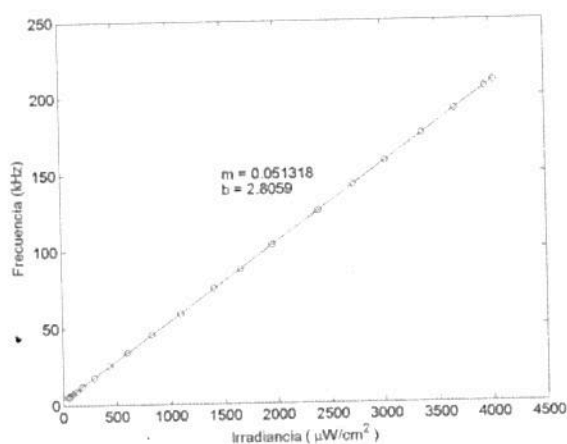


Fig. 20. Respuesta del sensor+FPI utilizando el LED IR del visibilímetro.

En el primer caso, Fig. 19, la pendiente es $k_1 = 0.0549 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$ y en el segundo caso es $k_2 = 0.0513 \text{ kHz}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$. La diferencia es $\sim 6\%$.

13. CONCLUSIONES

Los resultados del experimento para obtener la frecuencia del sensor cuasi-digital en función de la irradiancia recibida, han mostrado la variabilidad de la salida del sensor cuando se varía la longitud de onda de la irradiancia generada por la fuente de luz. Las características obtenidas revelan la buena linealidad del comportamiento estático del sensor y ayudan a predecir que su sensibilidad aumenta en la vecindad de los 900 nm. El monocromador Spex 270M permitió el registro de las características $f [Hz] = g (E [\mu W/cm^2])$ en el rango de 800nm a 1100nm con incrementos de 10 nm.

Los resultados del experimento para obtener la responsividad del sensor en función de la longitud de onda de la irradiancia recibida, se resumen en la Tabla I.

Los resultados de la Tabla I son útiles para elegir la longitud de onda de la luz emitida por la fuente de luz del sensor del visibilímetro y, de esta manera, obtener máxima sensibilidad de la respuesta del instrumento. Desafortunadamente, la fuente de luz (LED IR) disponible en el mercado, con la potencia lumínica especificada de 40 mW, emite a 950 nm. Este valor corresponde a una responsividad relativa en el sensor de poco más de 0.9, con lo cual no se compromete apreciablemente la sensibilidad del instrumento.

La eficacia del método para la medición de la luz dispersa por niebla con las modificaciones al sistema óptico del visibilímetro, ha sido validado en laboratorio, constatándose que la señal de frecuencia generada por el sensor cuasi-digital del instrumento, en condiciones de laboratorio (oscuridad), se corresponde con la irradiancia dispersada que interesa recibir, en campo con luz de día. Los resultados de las mediciones se pueden observar en la Tabla II.

Tabla I

	Responsividad relativa máxima	λ [nm]	Diferencia [%]
Dato fabricante	1	940	
Medición	1	920	
			+0.87

Tabla II

	Responsividad a la irradiancia [$\mu\text{W}/\text{cm}^2$]	Diferencia [%]
Laboratorio	0.0549	
Campo	0.0513	
		~6

La pequeña diferencia en las responsividades a la irradiancia se ha logrado, en la solución material, con un FPI frecuencia central $\lambda = 950 \text{ nm}$, con una tolerancia de $\pm 5 \text{ nm}$.

El nuevo sistema óptico del visibilímetro será utilizado para la validación final del instrumento en las pruebas de laboratorio para obtener el rango de medición de la visibilidad.

Finalmente, cualquier detector óptico en instrumentos utilizados en aplicaciones ITS, tales como visibilímetros, transmisómetros, didró-

metros ópticos, detectores de lluvia, etc., el cual se usa para medir luz directamente o detectar luz para obtener otra cantidad física y que incorpora un fotodetector cuasi-digital, requerirá, necesariamente, alguna solución material para proveer al sensor de un medio de rechazo de interferencias lumínicas. Los métodos de caracterización de un sensor lumínico cuasi-digital presentados en este informe, pueden ayudar a sugerir una solución material para proteger la señal del sensor.

14. REFERENCIAS

- [1] R. Barrales Guadarrama, M. E. Rodríguez Rodríguez, V. R. Barrales Guadarrama, A. Mocholí Salcedo, J. H. Arroyo Núñez, Primer Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil, Reporte de Investigación, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, 1ª Ed., México, 2010, ISBN: 978-607-477-449-8.
- [2] R. Barrales Guadarrama, M. E. Rodríguez Rodríguez, V. R. Barrales Guadarrama, A. Mocholí Salcedo, J. H. Arroyo Núñez, Segundo Prototipo de un Visibilímetro para el Entorno del Automóvil, Reporte de Investigación, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, 1ª Ed., México, 2011, ISBN: 978-607-477-450-4.
- [3] Guía de Instrumentos y Métodos de Observación Meteorológicos/Organización Meteorológica Mundial, Ginebra, 1990, Serie OMM 8, ISBN: 9263300089.
- [4] H. Vogt, Visibility Measurement Using Backscattered Light, Journal of the Atmospheric Sciences, Vol. 25, pp. 912-918, 1968, ISSN: 0022-4928.
- [5] J. A. Curcio, G. L. Knestrick, Correlation of Atmospheric Transmission with Backscattering, J. Opt. Soc. Am., Vol. 48, No. 10, 686-689, October 1958.
- [6] H. C. Van de Hulst, Light Scattering by Small Particles, Dover Publications, 1957, ISBN: 0-486-64228-3.
- [7] J. V. Winstanley, M. J. Adams, Point Visibility Meter: A Forward Scatter Instrument for the Measurement of Aerosol Extinction Coefficient, Applied Optics, Vol. 14, No. 9, September 1975.
- [8] S. A. Tjugum, J. S. Vaagen, T. Jakobsen, B. Hamre, Use of Optical Scatter Sensors for Measurement of Visibility, J. Environ. Monit., 2005, Vol. 7, pp. 608-611.
- [9] <http://www.vaisala.com/en/Pages/default.aspx>
- [10] <http://www.sicocv.es/>
- [11] <http://www.duranelectronica.com/producto.php?idProducto=51&idIdioma=2>
- [12] J. L. Horner, Analog Visibility Computer, Appl. Opt., Vol. 15, 1976, pp. 999-1002.
- [13] N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpak, V. P. Deynega, Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002, ISBN 978-0-470-84317-8, pp. 89-126.
- [14] S. Y. Yurish, F. Reverter, R. Pallàs Areny, Measurement Error Analysis and Uncertainty Reduction for Period and Time Inter-digital Converters Based on Microcontrollers, Meas. Sci. Technol., Vol. 16, No. 8, 2005, pp. 1660-1666.
- [15] N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpack, Methods of Dependent Count for Frequency Measurements, Measurement 29, 2005, pp. 31-50.
- [16] (2005) Infrared Light-to-Frequency Converter (TSL245R), Datasheet, [Online], Available: <http://www.taosinc.com/product/tail.aspx?product=46>.
- [17] <http://www.edmundoptics.com/products/displayproduct.cfm?productid=3198&PageNum=6&Sort=displayOrder&Order=products>
- [18] http://www.edmundoptics.com/images/articles/fig-1-of_lg.gif

REPORTE DE INVESTIGACIÓN

VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE MEDICIÓN DE UN VISIBILÍMETRO PROVISTO DE UN CONVERTIDOR
UNIVERSAL DE FRECUENCIA A CÓDIGO DIGITAL

Se terminó de imprimir en el mes de diciembre de 2013 en los talleres
de la Sección de Impresión y Reproducción de la Universidad Autónoma
Metropolitana Unidad Azcapotzalco Av. San Pablo 180,
Col. Reynosa Tamaulipas

Del. Azcapotzalco, C. P. 02200, México, DF.

La edición estuvo a cargo de la Oficina de Producción Editorial y Difusión de la
División de Ciencias Básicas e Ingeniería con un tiraje de 40 ejemplares.





Departamento de Electrónica
División de Ciencias Básicas Ingeniería
Unidad Azcapotzalco

Universidad
Autónoma
Metropolitana



Casa abierta al tiempo Azcapotzalco



1734
2015 SEP -2 PM 6:00

TÍTULO DE PATENTE NO. 331622

Titular(es): UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA, UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALENCIA

Domicilio: Prolongación Canal de Miramontes No. 3855, Col. Ex-Hacienda San Juan de Dios, 14387, Delegación Tlalpan, Distrito Federal, MÉXICO

Denominación: SISTEMA DE MEDICIÓN DE LA VISIBILIDAD EN AUTOVÍAS.

Clasificación: Int.CI.8: G01B9/08

Inventor(es): RAYMUNDO DARRA VILLALBA; GUADARRAMA GUADARRAMA; LUCEDO; ELITÓN; VÍCTOR GUADARRAMA GUADARRAMA; GUADARRAMA GUADARRAMA; RODRÍGUEZ; ERNESTO RODRIGO VÁZQUEZ

IMPI
Número: MX/a/2012/012409
País:
Vigencia: Veinte años
Fecha de Vencimiento: 24 de octubre de 2032

SOLICITUD
Fecha de presentación: 24 de octubre de 2012
Hora: 15:06

PRIORIDAD
Fecha:
Número:

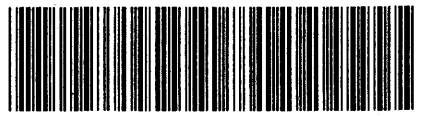
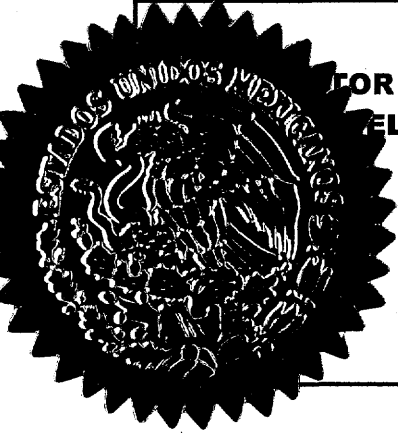
La patente de referencia se otorga con fundamento en los artículos 18, 2º fracción V, 6ª fracción III, y 59 de la Ley de la Propiedad Industrial. De conformidad con el artículo 23 de la Ley de la Propiedad Industrial, la presente patente tiene una vigencia de veinte años improrrogables, contada a partir de la fecha de presentación de la solicitud y a partir del pago de la tarifa para mantenerse los derechos.

Quien suscribe el presente título lo hace con fundamento en lo dispuesto por los artículos 6º bis inciso II y 7º bis 2 de la Ley de la Propiedad Industrial (Diario Oficial de la Federación (D.O.F.) 26/11/1991, reformado el 29/07/1996, 26/12/1997, 17/05/1999, 06/01/2004, 16/06/2005, 22/01/2006, 05/05/2009, 06/01/2010, 18/07/2011, 04/04/2012); artículos 1º, 3º fracción V inciso a), sub inciso iii) 4º y 12º fracciones I y III del Reglamento de la Ley de la Propiedad Industrial (D.O.F. 14/12/1999, reformado el 01/07/2002, 18/07/2004, 08/07/2004 y 7/09/2007); artículos 1º, 3º, 4º, 5º fracción V inciso a), sub inciso iii), 16 fracciones I y III y 17 fracción I del Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial (D.O.F. 23/12/1999, reformado el 04/02/2000, 29/07/2004, 04/08/2004 y 13/09/2007); 1º, 3º y 5º inciso a) y antepenúltimo párrafo del Acuerdo que delega facultades en los Directores Generales Adjuntos, Coordinador, Directores Divisionales, Titulares de las Oficinas Regionales, Subdirectores Divisionales, Coordinadores Departamentales y otros subalternos del Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial. (D.O.F. 15/12/1999, reformado el 04/02/2000, 29/07/2004, 04/08/2004 y 13/09/2007).

Fecha de expedición: 26 de junio de 2015

DIRECTOR DIVISIONAL DE EXAMEN DE FONDO DE PATENTES, ÁREAS ELÉCTRICA Y DE REGISTROS DE DISEÑOS INDUSTRIALES Y MODELOS DE UTILIDAD

PEDRO DAVID FRAGOSO LÓPEZ



3/622-Normal

24-10-32



SISTEMA DE MEDICIÓN DE LA VISIBILIDAD EN AUTOVÍAS

CAMPO DE LA INVENCIÓN

5 La presente invención está relacionada con la industria de las comunicaciones y automotriz, específicamente con la medición de la visibilidad, es decir, la percepción de los objetos a una distancia determinada en condiciones meteorológicas adversas para la conducción vehicular en carreteras y autopistas.

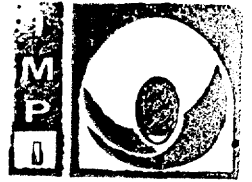
10

ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN

Debido al crecimiento poblacional, cada vez resulta más importante el servicio de transporte o traslado de bienes y/o personas de un lugar a otro. Particularmente, el transporte terrestre sigue siendo una opción económica para el traslado de personas por motivos de negocios, personales, recreativos y el de bienes o mercancías para satisfacer las necesidades de las personas en los diferentes lugares del mundo, para abastecer de materias primas a los sistemas de producción, etc. De hecho, si dicho traslado se realiza de manera eficiente contribuye al desarrollo económico de un país o región.

La eficiencia en el transporte depende de diferentes factores como infraestructura, vehículos apropiados, conductores capaces y

25

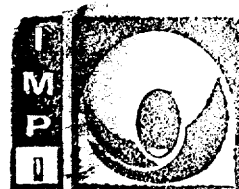


servicios complementarios que permitan que dicho traslado se efectúe de manera segura.

Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

Según datos de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, publicados por el Instituto Nacional de Estadística y Geografía, durante 2011 se transportaron en México más de 3,250 millones de pasajeros y más de 480 millones de toneladas de carga a través de una red de carreteras pavimentadas de casi 140,000 kilómetros. Sin embargo, en 2009 se reportaron más de 425 mil accidentes de tránsito terrestre en zonas urbanas y suburbanas, según datos del mismo INEGI y, aunque no se detallan las causas de tales accidentes, es probable que en muchos de esos accidentes la falta de visibilidad haya contribuido de manera importante.

Dada la extensión y orografía del país, en el transcurso de un viaje por carretera o autopista (autovías), las condiciones meteorológicas pueden cambiar, incluso de manera inesperada. Durante los viajes por las diferentes autovías es frecuente la presencia de bruma, neblina o, incluso, niebla. Estos fenómenos meteorológicos no son más que numerosas gotas de agua, lo suficientemente pequeñas para mantenerse suspendidas en el aire por tiempo indefinido. La formación de niebla ocurre cuando las bajas temperaturas sobre la superficie del camino favorecen la condensación continua del vapor de agua. La disminución de la visibilidad ocasionada por la niebla se debe a que la cantidad de luz dispersada por las pequeñas gotas de

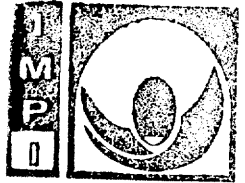


Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

agua en suspensión varía, si la niebla sufre de turbulencia incluso puede desaparecer. Los accidentes ocurren cuando la densidad de la niebla causa una notable reducción de la visibilidad horizontal, incluso menos de 40 m (K. R. MacHutchon, A. Ryan, "Fog Detection and Warning, A Novel Approach to Sensor Location", 1999 Proc. IEEE AFRICON, Vol. 1, ISBN 0-7803-5546-6, pp. 43-50), haciendo que el conducir un vehículo a través de la carretera sea extremadamente peligroso.

10 Dadas estas condiciones, la visibilidad resulta un factor importante para la seguridad del transporte y con ello, se hace necesario disponer de un sistema que permita conocer el grado de visibilidad en las autovías, en trayectos que presentan diversas condiciones meteorológicas que puedan cambiar de forma intempestiva, como la presencia de lluvia o niebla, emitiendo alertas para los conductores sobre dichas condiciones, de manera oportuna para la prevención de accidentes.

La detección oportuna de bancos de niebla adversos que pongan en riesgo la conducción segura de vehículos en las autovías se puede realizar con sensores de visibilidad horizontal, llamados más comúnmente visibilímetros, los cuales pueden estar provistos de sistemas automáticos de alerta y control vehicular para prevenir accidentes, cuando éstos detectan una reducción notable de la visibilidad debida a la niebla. Tales alertas y medidas de control



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

pueden consistir de mensajes de prevención visualizados en paneles luminosos instalados sobre la ruta, en sitios donde la niebla no se forma, en la activación de señales para desviar el tráfico a rutas alternas, en el cierre automático de autovías, en medidas que obliguen a reducir la velocidad de los vehículos a lo largo de la autovía con niebla, etc.

La medición de la visibilidad puede efectuarse rápidamente, y depende de la velocidad de adquisición y cálculo del órgano de procesamiento digital. Sin embargo, la evaluación humana implica una apreciación sobre un periodo más largo, del orden de una decena de segundos.

De esta manera, se pueden distinguir tres niveles de medición:

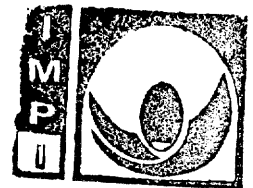
15

1. Visibilidad cuasi-instantánea. Es la estimación de la visibilidad que se puede obtener a partir de una sola medición de la frecuencia de salida del sensor cuasi-digital, el cálculo del coeficiente de extinción y la estimación final de la visibilidad.

20

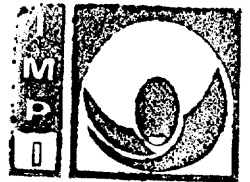
2. Visibilidad real. Es la estimación de la visibilidad que se obtiene a partir del promedio de la medición de la frecuencia de salida del sensor cuasi-digital durante un periodo de 15 segundos y que se corresponde con la apreciación humana.

25



3. Visibilidad útil. Es la visibilidad correspondiente a un promedio de la irradiancia recibida o su coeficiente de extinción asociado, en un periodo de tiempo más largo (por ejemplo, 5 minutos). Este nivel de medición es el más conveniente para los gestores de la autovía, quienes no desearían transmitir una información falsa de la falta de visibilidad debida a la niebla sino estar seguros de la duración del fenómeno. Para ello, la presente invención busca obtener el promedio de las frecuencias medidas durante 5 minutos a razón de 4 mediciones por minuto (total 20 mediciones).

Los instrumentos para medir la visibilidad, comúnmente denominados visibilímetros, estiman el Rango Óptico Meteorológico (ROM), tal como lo define la Organización Mundial Meteorológica. Esta medición está dada por la Ley de Koschmieder: $ROM = 2.996/\sigma$, donde σ se conoce como el coeficiente de extinción. Estos instrumentos han sido desarrollados desde los años setenta del siglo pasado, donde se ha utilizado la solución de Mie, que explica la dispersión de la luz debida a una muestra de partículas en suspensión (aerosol). Esta teoría ha servido para demostrar que, para un rango angular particular, el coeficiente de extinción σ , que es la medida de la cantidad de luz dispersada por el aerosol, es proporcional a la irradiancia dispersada en la dirección de dicho rango angular particular: $\sigma = a(\theta)$. Por lo tanto, este algoritmo demuestra que la medición de la irradiancia dispersada en la dirección de θ por un



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

cúmulo de niebla en una autovía y multiplicado por la constante correspondiente, permite la medición del coeficiente de extinción y, en consecuencia, del ROM. Esta medición es importante para los conductores de vehículos que transitan por un camino con niebla, pues se puede utilizar como referencia para controlar la marcha del vehículo y llevar a cabo medidas de prevención contra accidentes. También es importante la medición del ROM en los Sistemas Inteligentes de Transporte que buscan controlar el flujo de vehículos para evitar accidentes.

10

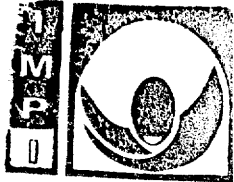
En la actualidad se utilizan distintas técnicas e instrumentos para medir el grado de visibilidad a) al interior de automóviles y b) en autovías.

15 Con el propósito de disminuir los problemas ocasionados al transporte por los repentinos cambios meteorológicos se han desarrollado instrumentos y técnicas para medir el grado de visibilidad desde el interior de un automóvil, tal es el caso de la patente americana No 4,931,767 "**Dispositivo para medir la**
20 **visibilidad desde un vehículo automotor**", la cual describe un dispositivo para la medición de la visibilidad utilizado principalmente en vehículos. Este dispositivo emite una luz hacia el frente, desde el interior del automóvil, en específico, desde el espejo retrovisor y a través del parabrisas. El emisor de luz genera pulsaciones de luz o
25 radiaciones a través del parabrisas para avisar la presencia de



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

dispersión y la falta de visibilidad provocada por diversas condiciones meteorológicas como lluvia y niebla. La luz que emite infrarroja y la señal se dirige a un dispositivo que avisa de la visibilidad y de acuerdo a ella, controla simultáneamente el límite de velocidad, la activación de los limpiadores y el sistema desempañante. La estimación de visibilidad del instrumento se hace en lapsos cortos de tiempo. Sin embargo, como ya se mencionó, este dispositivo está orientado al control de funciones del automóvil útiles en el caso de la reducción de visibilidad pero no es útil para el control del tránsito por medio de un Sistema Inteligente de Transporte (ITS) localizado en las autovías a diferencia de la presente invención. Por otra parte, Nicolas Hautière et al., en el artículo **“Experimental Validation of Dedicated Methods to In-Vehicle Estimation of Atmospheric Visibility Distance”**, describen un sistema que se usa al interior de cualquier vehículo, que utiliza cámaras para estimar la distancia y visibilidad en condiciones climatológicas adversas, principalmente en bancos de niebla. El sistema utiliza el modelo Koschmieder para medir la visibilidad y la complementa con 3 técnicas adicionales: la primera detecta la niebla y mide la visibilidad; la segunda utiliza la disparidad-V para detectar obstáculos que conforman el tránsito y tráfico y la tercera estima la distancia con el objeto visible más lejano. Este sistema es útil para la activación de las neblineras o faros para niebla. Este desarrollo utiliza una técnica de adquisición de datos distinta a la que se propone en la presente invención, ya que se vale de imágenes de

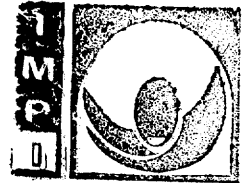


Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

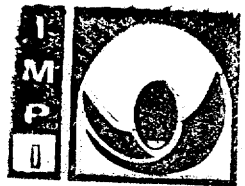
video adquiridas con un CCD para contrastar la luminancia de objetos contra el horizonte en presencia de niebla. A diferencia de la presente invención, este instrumento no está orientado al control de tráfico.

5

Con relación al uso de instrumentos y técnicas para medir la visibilidad en autovías, la patente americana No. 5,880,836 "**Aparato y Método para medir la visibilidad y el estado del tiempo**" menciona que una sección del aparato que transmite señales láser hacia la sección de recepción, la cual detecta y amplifica las señales ópticas que identifican las condiciones atmosféricas como lluvia o niebla. La sección que procesa la información digitaliza la señal análoga dentro de un formato para grabar los reflejos emitidos por el láser de corta duración a través de toda la emisión de luz, cuyo rango de medición va de 0.2 a 4 km. La emisión se dirige a una computadora como perfil de reflejo en la cual se pueden medir las dimensiones de una nube por medio de algoritmos. El objetivo de la invención se logra mediante la combinación del dispositivo medidor mejorado y un aparato de medición de dispersión frontal de tal manera que el haz de láser pulsado del dispositivo medidor se utiliza como fuente de luz del aparato de medición de la dispersión y la información adicional sobre el tipo de lluvia se adquiere desde el perfil de retro-dispersión frente al tiempo de la señal de dispersión de luz láser detectada por el receptor. Sin embargo, el dispositivo
25 convierte las variaciones de corriente eléctrica del fotodetector en



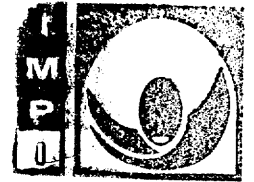
variaciones proporcionales de voltaje y utiliza un convertidor analógico-digital (ADC), permitiendo así que haya mayor presencia de ruido o señales espurias en el muestreo. Además, la señal está limitada por la fuente de alimentación y el ruido, presentándose así mayor probabilidad de error en el sensor a diferencia de la presente invención. Hautière y Boubezoul, mencionan en el artículo **“Combinación de sensores en autovías y al interior del automóvil para el monitoreo del rango de visibilidad”** la combinación y enlace de datos entre un sensor del lado del vehículo y el sensor en las autovías mediante el uso de un dispositivo denominado SAFESPOT en el que se reduce el tiempo en el cual un accidente puede ser prevenido, calculado en un rango de milésimas de segundo gracias a la comunicación vehículo a vehículo (V2V) o vehículo a autovía (V2I). Las principales funciones del dispositivo son adquirir, procesar y almacenar información a través de diferentes medios. Sin embargo, esta técnica requiere de un poder de cálculo superior a un microcontrolador, lo cual requiere de otros dispositivos más complejos a diferencia de la presente invención. Por otra parte, la patente americana No. 7,817,183 **“Dispositivo de detección para instalarse en autovías para la detección de condiciones atmosféricas y el monitoreo y control de tráfico”** menciona un dispositivo que comprende un sensor visual multifuncional tanto para el monitoreo y control de tráfico como para la detección de niebla que se instala en autovías. Es decir, detecta el nivel de visibilidad, la presencia de niebla, el nivel de luz, de temperatura, tráfico y



humedad, simultáneamente. El envío de la información es inalámbrico. Se usa un LED o diodo láser para medir la visibilidad.

Aunque el dispositivo únicamente detecta la presencia niebla, humedad, etc., no realiza el cálculo de la visibilidad que pueda presentarse en las autovías. El desarrollo utiliza cámaras de circuito cerrado CCD como detector, por lo tanto, la técnica de "detección" de niebla no es comparable con la presente invención, ya que únicamente se detecta la presencia y no el cálculo de la visibilidad.

10 Por otra parte, se han diseñado diferentes métodos para implementar la conversión frecuencia/código digital (N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpak, V. P. Deynega, Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002, ISBN 978-0-470-84317-8, pp. 89-126). Los microcontroladores ofrecen
15 medios naturales para implementar tales métodos, pero estos dispositivos requieren del uso de métodos de conversión orientados a la programación del microcontrolador. Bajo este esquema, se introducen errores debido a efectos de dependencia en la longitud de la programación, por ejemplo, los errores debidos al retardo en la
20 reacción a una interrupción (M. Prokin, "Double Buffered Wide-range Frequency Measurement Method for Digital Tachometers", IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 40, No. 3, pp. 606 - 610, 1991) y los errores o corrimientos de tiempo en la respuesta a la interrupción
25 Analysis and Uncertainty Reduction for Period and Time Interval-to-

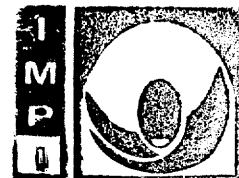


digital Converters Based on Microcontrollers", Meas. Sci. Technol. Vol. 16, No. 8, 2005, pp. 1660-1666). En consecuencia, estos métodos son incapaces de proporcionar mediciones exactas, rápidas y de amplio rango de frecuencias, al mismo tiempo, cuando son programadas en un microcontrolador a diferencia de los métodos de la cuenta dependiente que actualmente son los mejores para implementar la conversión frecuencia/código digital. Estos métodos combinan las ventajas de los métodos clásicos, así como los métodos que aseguran un error relativo constante en un amplio rango de frecuencias a velocidades altas (N.V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpack, "Methods of Dependent Count for Frequency Measurements", Measurement 29, 2001, pp. 31-50).

15 **OBJETIVO DE LA INVENCION**

Obtener un sistema de medición de visibilidad en autovías en base al método de la dispersión frontal, utilizando nuevas técnicas de instrumentación electrónica que puedan ser utilizadas en condiciones atmosféricas adversas como la niebla.

Otro objetivo es mejorar el control de tráfico y prevención de accidentes por medio de un sistema eficiente y de bajo costo, con inmunidad al ruido, optimización de espacio y además compatible con sistemas de monitorización en redes inalámbricas.



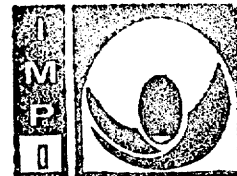
Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

Asimismo, más objetos y ventajas de la presente invención podrán ser aparentes a partir del estudio de la presente descripción y los dibujos que se acompañan con fines exclusivamente ilustrativos y no limitativos.

5

BREVE DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

La presente invención trata sobre un sistema para medir la
10 visibilidad en autovías bajo condiciones atmosféricas adversas como
la presencia de niebla. El sistema consta de una fuente de luz
colimada, un sensor de luz, un volumen de muestreo, un circuito
integrado, un microcontrolador, un transmisor inalámbrico y un
visualizador. El sistema estima la visibilidad en base a la medición
15 del coeficiente de extinción que resulta del cálculo de la irradiancia,
detectada por el sensor del instrumento, multiplicada por la
constante de proporcionalidad correspondiente. La irradiancia es
producida por la dispersión frontal de partículas de niebla, detectada
a un ángulo de dispersión de 40° . La fuente de luz colimada, para
20 provocar la dispersión, utiliza como emisor de luz un LED IR (Light
Emitting Diode Infra-red) de 40 mW y longitud de onda de 950 nm. El
sensor de luz lo constituye un fotodetector cuasi-digital de
sensibilidad centrada en 950 nm. La frecuencia de salida del sensor
es inmediatamente convertida a código digital por un Convertidor
25 Universal de Frecuencia a Código Digital (UFDC), con lo cual la



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

conexión al microcontrolador es directa mientras que éste realiza simultáneamente: a) adquirir convenientemente la palabra digital del código que representa el valor de la irradiancia recibida por el fotodetector cuasi-digital, b) almacenar el código digital, c) procesar la información contenida en este código para obtener el valor estimado de la visibilidad y d) configurar y controlar la transmisión inalámbrica de la información final.

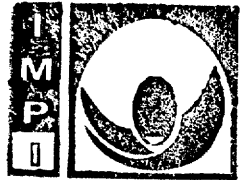
Esta medición es importante para los conductores de vehículos que transitan por un camino con condiciones atmosféricas adversas, que imposibilitan la visión clara y donde se presenta el riesgo de accidentes.

15 BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

Figura 1. Muestra los componentes del sistema de medición de visibilidad.

20 Figura 2. Muestra la gráfica de la señal TTL de salida del receptor óptico.

Figura 3. Muestra el diagrama a bloques de la conexión que compone el sistema de medición de visibilidad.



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

Figura 4. Muestra la gráfica de la relación entre la frecuencia de entrada del UFDC y el valor del código digital de salida correspondiente a esa frecuencia.

5 Figura 5. Muestra el esquema del sistema optoelectrónico utilizado para obtener la constante de proporcionalidad a requerida en el cálculo del coeficiente de extinción.

Figura 6. Muestra la gráfica de la relación entre el coeficiente de extinción y la irradiancia recibida por el fotodetector cuasi-digital del visibilímetro.

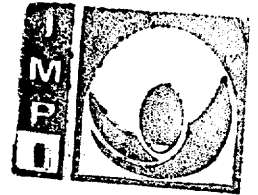
Figura 7. Muestra la gráfica de la relación entre el coeficiente de extinción y la visibilidad capaz de ser medida por el visibilímetro.

15

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

La presente invención trata sobre un sistema para medir la visibilidad en autovías bajo condiciones atmosféricas adversas, como la presencia de niebla, con la finalidad de reducir los accidentes automovilísticos y prevenir a los conductores por medio de avisos anticipados comunicados de manera inalámbrica hacia a) un panel de mensajes luminosos colocado en un lugar estratégico de la autovía normalmente libre de niebla o b) una central de control del tráfico en

25



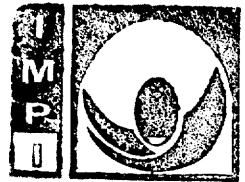
la autovía, la cual a su vez tomará las medidas adecuadas para prevenir a los conductores, con una frecuencia de acuerdo al criterio de la medición de la visibilidad útil.

- 5 El sistema está conformado por siete secciones: fuente de luz colimada, sensor de luz, volumen de muestreo, circuito integrado, microcontrolador, transmisor inalámbrico y visualizador.

Fuente de luz colimada

10

Para la implementación de la fuente de luz colimada se puede elegir como emisor de luz, pero sin limitar, de entre dispositivos eléctricos, tales como: lámparas de Xenón, lámparas incandescentes emisoras de luz visible y diodos emisores de luz roja visible; así como diodos láser y diodos emisores de luz (LED) que emitan en el espectro infrarrojo cercano (Near Infrared—NIR), preferentemente se implementa con un LED IR de arseniuro de galio (GaAs), con un flujo radiante localizado en el espectro NIR. Los diodos láser son sensibles a descargas electrostáticas y requieren de circuitos de control de potencia, a diferencia de los LEDs IR que sólo requieren un circuito de polarización sencillo. El funcionamiento del visibilímetro puede lograrse con un LED IR con un flujo radiante desde 40mW, aunque se esperaría un aumento de la sensibilidad del fotodetector asociado con el uso de LEDs IR con un flujo de hasta 25 500 mW en ángulos de emisión mínimos. La selección de este

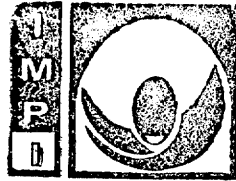


Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

componente depende de los criterios del diseñador. La longitud de onda puede ir de 800nm a 2500nm, preferentemente 950nm. A fin de muestrear un volumen uniforme y suficiente, el haz transmitido es colimado con un lente plano-convexo. El diámetro del lente se elige en función del diámetro del haz colimado necesario y del diámetro del LED IR. En general, como se requiere que el haz permanezca colimado una distancia de hasta 15 cm, se elige un diámetro de lente mayor al diámetro del haz colimado. Por otra parte, el tamaño del sistema emisor se reduce cuando se elige un lente cuyo diámetro sea igual a su distancia focal. Se sugiere diámetros comprendidos entre 15 y 30 mm, preferentemente 25mm.

Sensor de luz

Incluye un acondicionador óptico y un receptor óptico para la medición de la irradiancia dispersada por las partículas contenidas en el volumen de muestreo. El acondicionador óptico puede elegirse, pero sin limitar, de entre un filtro óptico pasa-banda de interferencia o un filtro de muesca sintonizable, preferentemente un filtro óptico pasa-banda de interferencia con longitud de onda central de 800nm a 2500nm, preferentemente 950nm y un ancho de banda de 5nm a 20nm, preferentemente 10nm. El filtro óptico pasa-banda de interferencia proporciona desempeño técnico equivalente a las otras opciones, pero resulta más aceptable en consideración al costo. El filtro óptico pasa-banda de interferencia se elige entonces con una



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

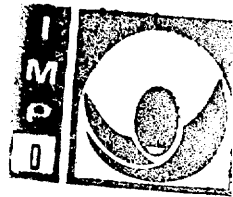
longitud de onda central igual o muy cercana a la de la fuente de luz colimada, según la instrumentación comercial disponible. En general, este tipo de filtros presentan un ancho de banda óptimo de unos 10 nm. Puesto que la conversión numérica es responsabilidad de un UFDC, ha de elegirse, como receptor óptico, un fotodetector de luz IR cuasi-digital. La señal de salida del receptor óptico es, típicamente, una señal TTL (Transistor-Transistor Logic) generada por el fotodetector de luz IR cuasi-digital. Este fotodetector convierte la irradiancia dispersada por el volumen de niebla, muestreado directamente, a una representación en el dominio de la frecuencia, es decir, la frecuencia cíclica de una señal TTL.

Volumen de muestreo

El volumen de muestreo está formado por las partículas que componen la niebla, contenidas en la intersección del haz emitido por la fuente de luz colimada infrarroja y la cantidad de luz dispersada en la dirección del receptor óptico. La irradiancia dispersada por las partículas se mide con el fotodetector de luz IR cuasi-digital desde el volumen de muestreo.

Circuito integrado

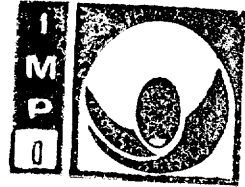
El circuito integrado consiste en un Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital (UFDC) que es un dispositivo electrónico



capaz de convertir la frecuencia cíclica de una señal TTL en una representación numérica digital equivalente. Tal circuito mide la frecuencia de la señal emitida por el fotodetector cuasi-digital, aplicada a su entrada, y genera un código digital equivalente al valor de la frecuencia recibida.

Microcontrolador

El microcontrolador puede elegirse de acuerdo al tamaño de la palabra digital que es capaz de procesar, el cual puede ser de 8, 16 o 32 bits. En general, no es necesaria una alta resolución en la estimación del valor de la visibilidad espacial y, por lo tanto, se preferirá elegir un microcontrolador de 8 bits. Evidentemente, se ha de elegir un microcontrolador desprovisto de un ADC integrado, puesto que éste no se requiere en el nuevo paradigma de conversión numérica. El microcontrolador es responsable de: a) adquirir convenientemente la palabra digital del código que representa el valor de la irradiancia recibida por el fotodetector cuasi-digital, b) almacenar el código digital, c) procesar la información contenida en este código para obtener el valor estimado de la visibilidad y d) configurar y controlar la transmisión inalámbrica de la información final. Puesto que se maneja la señal en un mismo dominio de representación, la interconexión entre el órgano de conversión numérica (UFDC) y el órgano de cálculo digital (microcontrolador) es directa, por medio de un puerto Serial Peripheral Interface (SPI). La



comunicación con el transmisor inalámbrico se realiza por medio de un chip Universal Asynchronous Receiver-Transmitter (UART).

Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

Transmisor inalámbrico

5

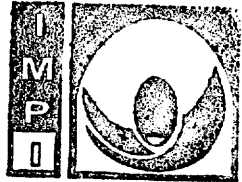
El transmisor inalámbrico permite que se envíe la información sin la necesidad de una conexión física directa entre el visibilímetro y el visualizador y puede elegirse, pero sin limitar, de entre un enlace infrarrojo, de radiofrecuencia, como Zigbee, WiFi o Bluetooth, o cualquier otro medio de transmisión inalámbrica.

Visualizador

En el visualizador se despliega la información correspondiente a la estimación de la visibilidad. El visualizador puede elegirse, pero sin limitar, de entre una sesión de hiperterminal Windows o bien cualquier interfaz gráfica capaz de monitorizar la recepción de datos en una interfaz que permita el intercambio de datos entre un DTE (Data Terminal Equipment) y un DCE (Data Communication Equipment) o que contenga las características para visualizar la información en algún dispositivo de cómputo.

Funcionamiento del instrumento

25 La fuente de luz colimada emite el haz de luz IR colimado sobre el



volumen de muestreo, cuyas partículas dispersan la luz en todas direcciones. El receptor óptico capta la luz dispersada en la dirección $\theta = 40^\circ$. La cantidad de irradiancia recibida por el fotodetector de luz IR cuasi-digital es convertida en un tren de pulsos TTL, como señal de salida, cuya frecuencia es proporcional a esta cantidad.

Puesto que la frecuencia de la señal de salida del fotodetector de luz IR cuasi-digital depende de la longitud de onda recibida, es necesario asegurar que el receptor óptico solamente recibirá un haz de luz IR dispersado por las partículas, contenidas en el volumen de muestreo, de la misma longitud de onda que el haz transmitido. Para ello, el acondicionador óptico realiza la función de separación entre la señal útil y las señales espurias o ruido antes de iniciar el procesamiento de la señal. El fotodetector de luz IR cuasi-digital está compuesto de un fotodiodo que convierte las variaciones de la irradiancia IR dispersada por las partículas a variaciones de corriente eléctrica proporcionales. Esta señal de corriente eléctrica es entonces tratada con un convertidor de corriente a frecuencia, el cual convierte las variaciones de corriente eléctrica a variaciones de frecuencia de una señal TTL con un ciclo de trabajo del 50%, que es el estándar de las señales manejadas por los órganos de cálculo digital.

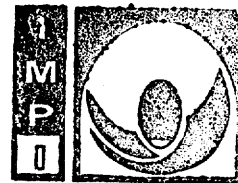
La frecuencia emitida por el fotodetector de luz IR cuasi-digital pasa



por el Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital (UFDC). Este convertidor funciona como procesador frontal del sensor. Este convertidor posee varios modos de medición y de presentación de la información. Por lo tanto, es necesario programar este componente para procesar la información según lo demande la aplicación. El convertidor se encarga entonces de proporcionar, en cualquiera de sus puertos de salida, el valor codificado de la frecuencia generada por el sensor. Esta representación digital puede ser leída por un microcontrolador y procesarse de manera conveniente para obtener el valor de la irradiancia recibida o realizar una estimación de la visibilidad, con base en este valor.

El microcontrolador funciona como órgano de cálculo y control y puede programarse directamente sobre el sistema de programación del sensor (In-System Programming) lo que requiere del uso de un puerto SPI para recibir las señales que provienen del UFDC. Este puerto también se utiliza para configurar el modo de funcionamiento del convertidor.

Con ello, el procesamiento de la señal de las mediciones se visualiza utilizando una sesión de hiperterminal Windows o bien cualquier interfaz gráfica capaz de monitorizar la recepción de datos en una interfaz que permita el intercambio de datos entre un DTE (Data Terminal Equipment) y un DCE (Data Communication Equipment) o



bien en un puerto RS232 del ordenador. Este puerto será utilizado posteriormente para la interconexión con el módulo Bluetooth.

**Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial**

En la figura 1 se muestran los componentes del sistema de medición y se indican la fuente de luz colimada (1), el sensor de luz (2), el volumen de muestreo (5) y el circuito integrado (11), el microcontrolador (12), el transmisor inalámbrico (13) y el visualizador (14). La fuente de luz colimada (1) se implementa con un diodo LED IR de arseniuro de galio (6) como emisor de luz, que emite un flujo radiante de 40mW y una longitud de onda de 950 nm y; un lente plano-convexo de 25 mm (7) el cual transmite un haz de luz (3). El sensor de luz (2) está conformado por el acondicionador óptico (8), que es implementado con un filtro óptico pasa-banda de interferencia con una longitud de onda central de 950 nm y un ancho de banda de 10 nm y; un receptor óptico por medio de un fotodetector IR cuasi-digital (9), el cual convierte el haz reflejado (4), directamente a una representación en el dominio de la frecuencia. El volumen de muestreo (5) está conformado por partículas que conforman la niebla (10), las cuales permiten realizar la medición de la irradiancia dispersada vista a 40° respecto al haz transmitido (3) para así aplicar la teoría de Mie que predice proporcionalidad entre el coeficiente de extinción y la irradiancia dispersada a 40° de la horizontal y el cálculo del valor estimado de la visibilidad de acuerdo a la Ley de Koschmieder. Esta metodología es conocida como el principio de transformación lineal del detector de luz. El circuito

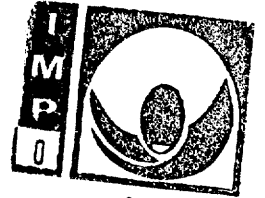


Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

integrado (11) está conformado por un Convertidor Universal de Frecuencia a Código digital (UFDC), el cual mide la frecuencia de la señal emitida por el fotodetector cuasi-digital y genera un código digital equivalente al valor de la frecuencia recibida. El microcontrolador (12) realiza la calibración del sensor, la conversión del código digital, el control de la fuente de luz, el cálculo del ROM, la configuración del radio Bluetooth y el envío de la información. El transmisor inalámbrico (13) está conformado por un dispositivo Bluetooth y permite que se envíe la información sin la necesidad de conexiones físicas o alámbricas. Y por último, el visualizador (14) está conformado por una computadora que contiene una sesión de hipertexto Windows, la cual permitirá visualizar la información.

En la figura 2 se muestra la gráfica de la señal TTL de salida del receptor óptico, donde la frecuencia f de la señal es proporcional a la irradiancia. La forma de una señal TTL consiste en pulsos cuadrados positivos con un voltaje máximo $V_{OMAX} = 5V$.

En la figura 3 se muestra el diagrama a bloques de la conexión que compone el sistema de medición de visibilidad. El sensor de luz (2) convierte la irradiancia recibida directamente a una representación en el dominio de la frecuencia. La frecuencia (15), cuya señal proviene del sensor de luz (2), se envía directamente al microcontrolador (12) vía SPI (Serial Peripheral Interface bus). La frecuencia puede presentarse en código ASCII (American Standard



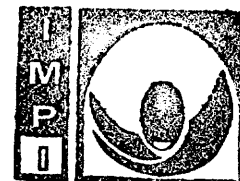
Code for Information Interchange), BCD (binary-coded decimal), Gray, u otro. Los datos se envían a través de un puerto RS232 (16), a un módulo Bluetooth (13). El procesamiento de la señal de las mediciones se envía a un visualizador (14).

5

Figura 4. Muestra la gráfica de la relación entre la frecuencia de entrada del UFDC (Hz) y el valor del código digital de salida correspondiente a esa frecuencia (Hz). La variación de la frecuencia de entrada del UFDC es directamente proporcional a la frecuencia de salida del código digital, indicando así que la exactitud de la conversión frecuencia a código digital presenta un margen de error máximo relativo de 0.326%, del orden de mHz, es decir, insignificante.

15 Figura 5. Muestra el esquema del sistema optoelectrónico utilizado para obtener la constante de proporcionalidad a requerida en el cálculo del coeficiente de extinción. El sistema consta de una fuente de luz colimada (1) dirigida a las partículas que conforman la niebla (10), un sensor de luz (2) y un transmisómetro (17). Este último está separado a una distancia de $l = 300\text{mm}$ de la fuente de luz colimada (1) en dirección directa para realizar una comparación de mediciones de irradiancia dispersada.

25 En la figura 6 se muestra la gráfica de la relación entre el coeficiente de extinción y la irradiancia recibida por el fotodetector



cuasi-digital del visibilímetro, que permite el cálculo de la constante de proporcionalidad útil en el cálculo de la visibilidad. El valor de K se obtiene aplicando un ajuste a la curva descrita por dos grupos de datos.

5

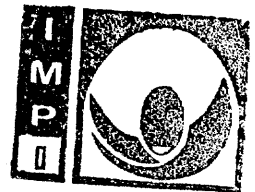
En la figura 7 se muestra la gráfica de la relación entre el coeficiente de extinción y la visibilidad capaz de ser medida por el visibilímetro. La variación del coeficiente de extinción (m^{-1}) es inversamente proporcional a la variación del rango de visibilidad (m).

10

Para demostrar el funcionamiento del sistema de medición de la visibilidad en autovías, se realizó una simulación con la finalidad de ver el funcionamiento del sistema de medición de la visibilidad y de obtener la información acerca de la visibilidad que había. Para ello se utilizó un visibilímetro construido con los siguientes componentes:

- 1) un emisor de luz LED IR de arseniuro de galio, con un flujo radiante de 40mW y una longitud de onda de 950nm;
- 2) un lente plano convexo de 25 mm de diámetro;
- 3) un sensor de luz compuesto de un filtro óptico pasa-banda de interferencia como acondicionador óptico, con longitud de onda central de 950 nm y ancho de banda de 10 nm;
- 4) un receptor óptico compuesto de un fotodetector de luz IR cuasi-digital que proporciona una señal de salida TTL;
- 5) el volumen de muestreo fue generado por una cámara de pruebas de aerosol salino marca Weiss Technik, modelo SC450, programada para llevar a cabo una prueba de niebla salina con base a los procedimientos de

25



evaluación aplicables universalmente y amparados por las normativas prescritas por los organismos certificadores de cada país, como es el caso de la norma DIN ES ISO 9227; 6) como circuito integrado se utilizó un Convertidor Universal de Frecuencia a Código Digital (UFDC); 7) el microcontrolador se eligió de 8 bits, sin ADC integrado, puerto SPI para la comunicación con el UFDC y puerto UART para la comunicación con el radio Bluetooth; 8) un dispositivo Bluetooth como transmisor inalámbrico y 9) como visualizador, el monitor de una computadora regular que hace uso de una interfaz gráfica de usuario, realizada en Visual-Basic, para el intercambio de datos entre un DTE y un DCE, en este caso el transmisor Bluetooth en el visibilímetro y el receptor Bluetooth en la computadora.

Los resultados de la simulación fueron los siguientes:

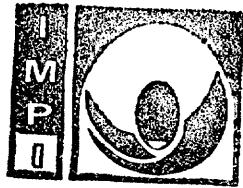
15

Se utiliza un visibilímetro para calcular el coeficiente de extinción como $\sigma = aE(40^\circ) = (a/k)f$ y la visibilidad según la ley de Koschmieder: $MOR = 2.996/\sigma = 2.996/(a/k)f$, donde k es la responsividad del sensor, f es la frecuencia de entrada al instrumento y a es una constante que depende de la intensidad del haz, la geometría de la dispersión y la sensibilidad del detector.

20

En el sensor óptico, cuya calibración es intrínseca y realizada por el fabricante, la longitud de onda óptima del fotodetector IR cuasi-digital es de $\lambda = 920\text{nm}$, presentándose en ese punto la máxima

25



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

sensibilidad. Con la fuente de luz colimada disponible, se emite un haz IR con longitud de onda de 950 nm, la cual corresponde a una responsividad relativa del sensor de 0.9. Un valor muy aceptable.

5 El único método práctico de determinar el valor de a es comparar las mediciones de la irradiancia dispersada realizadas con el visibilímetro con un instrumento patrón, que puede ser un transmisómetro o bien un visibilímetro estándar (D. C. Burnham, "Fog Snow, and Rain Calibrations for Forward-scatter Visibility Sensors",
10 Scientific and Engineering Solutions, Inc., Orleans, MA, 1993). Debido a la imposibilidad de conseguir uno de estos instrumentos patrones para poder conducir una calibración directa, se llevó a cabo una calibración indirecta utilizando un transmisómetro. Para realizar una calibración indirecta, se utilizó un transmisómetro construido con
15 un segundo fotodetector cuasi-digital separado a una distancia $l = 300$ mm de la fuente de luz colimada en la dirección $\theta = 0^\circ$ y con una fuente de luz colimada emitiendo una irradiancia constante E_0 para la cual se ha medido la frecuencia de salida f_0 correspondiente. (Ver figura 5)

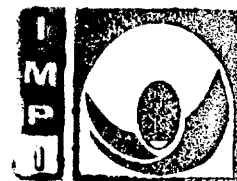
20

Se valida la exactitud de la conversión que realiza el UFDC de frecuencia a código digital por medio de pruebas matemáticas y técnicas avaladas y se pudo observar que el máximo error relativo de no linealidad a escala completa (% FSS) fue de 0.326%, lo que

demuestra que la exactitud de la conversión presentó un error mínimo, del orden de mHz (ver figura 4).

Se coloca el transmisómetro en una cámara de aerosol salino marca Weiss Technik, modelo SC450, en la cual se programa una prueba de niebla salina estándar (con base a los procedimientos de evaluación aplicables universalmente y amparados por las normativas prescritas por los organismos certificadores de cada país, como es el caso de la norma DIN ES ISO 9227), obviamente sin inclusión de la sal. La cámara se aísla de la luz ambiental y, una vez alcanzada la saturación del aerosol dentro de la cámara, se desactiva para iniciar la disipación del aerosol y, por lo tanto, la variación del coeficiente de extinción. El valor promedio de f_0 , asociado a la fuente de luz colimada con irradiancia constante E_0 , medido previamente a la prueba de aerosol, y los registros de la frecuencia f_T generada por el transmisómetro, medidos durante la prueba de aerosol, se utilizan en la Ley de Bouguer-Lambert para calcular el coeficiente de extinción dentro de la cámara: $\sigma_T = \ln(E_0/E_1)/l = \ln((f_0/k)/(f_T/k))/l = \ln(f_0/f_T)/l$. Asumiendo que dentro de la cámara la atmósfera es homogénea, el coeficiente de extinción en el visibilímetro debe ser el mismo que el medido con el transmisómetro. Entonces: $\sigma_T = \sigma_V = aE_V(40^\circ) = a(f_V(40^\circ)/k)$. En estas condiciones, el valor de a es de $9.9151e^{-005}$. (Ver figura 6)

Dentro de la cámara de aerosol, el rango de frecuencias medido por



el visibilímetro es de 1,854 Hz a 29,788 Hz. El rango de variación correspondiente del coeficiente de extinción es de $4.522 \times 10^{-3} \text{ cm}^{-1}$ a $72.657 \times 10^{-3} \text{ cm}^{-1}$ y el rango de visibilidad es de 66 m a 4,123 m (Ver figura 7).

5

Como resultado de esta simulación se puede concluir que:

1. Es importante hacer notar que el tratamiento de la señal luminosa, implementado con el acondicionador óptico (8), difiere radicalmente de los sistemas de foto-detección tradicionales, donde un amplificador de transimpedancia reactivo convierte las variaciones de corriente eléctrica del fotodetector en variaciones proporcionales de voltaje. El espectro de frecuencias de la señal de salida del amplificador de transimpedancia contiene tanto el espectro de la señal útil como el espectro del ruido en la señal, las cuales, por lo general, se encuentran separadas de manera determinista. Esto permite procesar a continuación la señal de salida del amplificador de transimpedancia con filtros pasa-banda deterministas de segundo orden o superior, a fin de separar la magnitud de la señal útil de la magnitud de las señales espurias o ruido.

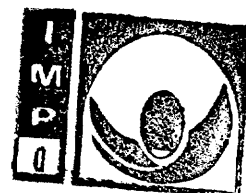
10

15

20

25

La señal útil, en estos sistemas, es digitalizada por un convertidor analógico-digital (ADC) para poder ser procesada

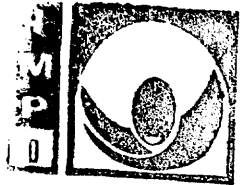


por un microcontrolador u otro órgano de cálculo digital. En el aparato que se describe en la presente invención, no se utiliza ni el amplificador de transimpedancia reactivo ni el ADC, con lo cual la interconexión entre el receptor óptico (2) y el circuito integrado (11) es directa, logrando así que la dependencia del rango dinámico de la señal deje de estar limitada por la fuente de alimentación y el ruido. Además, ya no es necesario estandarizar la señal de entrada del ADC.

- 5
- 10 2. La frecuencia, como parámetro de información, tiene muchas ventajas: a) alta inmunidad al ruido, ya que la información no se encuentra dispersa en la amplitud de la señal, muy susceptible a interferencias eléctricas, sino en la frecuencia, cuyas interferencias habrían de modularse para hacerla variar, lo cual no ocurre naturalmente en los sistemas electrónicos; b) alta potencia de salida de la señal, ya que es generada por circuitos lógicos que manejan, como estándar, señales TTL que no requieren amplificación; c) amplio rango dinámico, puesto que la señal, al no requerir amplificadores, no depende del rango de variación dinámica limitado de éstos; d) alta exactitud de los estándares de frecuencia, los cuales se logran con osciladores de precisión en los sistemas digitales actuales; e) interconexión directa a los sistemas digitales de procesamiento de la señal, ya que se prescinde del uso de un Convertidor
- 15
- 20

Analógico-Digital (ADC) y, por lo tanto, f) facilidad de integración del sistema de medición.

3. Los convertidores universales de frecuencia a código digital son capaces de exactitudes hasta del 0.001%. En los sistemas de medición convencionales, el error producido por un ADC es proporcional con el error producido por el sensor (N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpak, V. P. Deynega, Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002, ISBN 978-0-470-84317-8, pp. 89-126) (N. Hlupic, J. Butorac, M. Kresic, "Improved Frequency Measurement by Means of DMM and Verification of its Specifications", IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 54, No. 5, pp. 1957 - 1963, 2005).
4. Sin embargo, la presente invención utiliza el UFDC para realizar la conversión numérica y no es necesario utilizar microcontroladores con ADC integrado, lo que permite reducir el espacio y el costo del instrumento.
5. La adquisición del valor de la frecuencia no es realizada por el microcontrolador, con lo cual se evita utilizar a) programas orientados al método de conversión seleccionado que introducen errores como el retardo de reacción a una interrupción y b) el uso de registros especializados en el



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

microcontrolador para guardar el conteo de la frecuencia, lo que produce un error introducido por el retardo en los corrimientos del registro. Ninguno de los métodos de conversión de frecuencia implementados en un microcontrolador son capaces de proporcionar mediciones de frecuencia exactas, rápidas y de amplio rango al mismo tiempo como lo hace un UFDC.

5

10

6. Aunque el visibilímetro propuesto es de fácil construcción pues se realiza con materiales comercialmente disponibles, la organización del sistema y la interconexión de sus componentes la hace completamente novedosa.

15

7. El alcance del radio Bluetooth es de 1,000 m, lo que asegura la posibilidad de comunicarse con una red Bluetooth en un sistema local de prevención de accidentes o con un panel de mensajes colocado sobre el camino.

20

Se hace constar que el mejor método conocido por el solicitante para llevar a cabo la invención es el que resulta de la presente descripción.

25

REIVINDICACIONES

Habiendo descrito el invento, se considera como novedad y, por lo tanto, se reclama como propiedad lo expresado y contenido en las siguientes cláusulas reivindicatorias.

1. Un sistema de medición de la visibilidad en autovías que comprende:

- 10 a) Una fuente de luz colimada (1) que comprende un emisor de luz (6) y un lente plano-convexo (7), que ilumina el volumen de muestreo del inciso b),
- 15 b) un volumen de muestreo (10) compuesto por partículas que dispersan el haz (3) emitido por la fuente de luz colimada (1) del inciso a), ubicado entre ésta y el sensor de luz (2) del inciso c),
- 20 c) un sensor de luz (2) colocado en un ángulo de 40° con respecto a la fuente de luz colimada (1) del inciso a), que detecta la irradiancia dispersada por las partículas del inciso b), que incluye un acondicionador óptico (8) y un receptor óptico (9), este último utiliza un fotodetector de luz IR cuasi-digital que genera una señal TTL cuya frecuencia se utiliza como parámetro de información,
- 25 d) un circuito integrado (11) conectado al sensor de luz (2) del inciso c) que utiliza un Convertidor Universal de Frecuencia



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

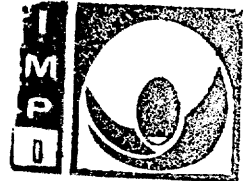
a Código Digital o UFDC que convierte la frecuencia proveniente de éste en una representación numérica digital equivalente,

- 5 e) un microcontrolador (12) que adquiere la representación numérica digital del circuito integrado (11) del inciso d), la almacena, la procesa, la configura y controla su transmisión a través del transmisor inalámbrico (13) del inciso f),
- 10 f) un transmisor inalámbrico (13) que recibe la información del microcontrolador (12) del inciso e) y la envía sin la necesidad de una conexión física, y
- g) un visualizador (14) que recibe la información procesada del transmisor inalámbrico (13) del inciso f) y permite su despliegue.

15 2. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el emisor de luz del inciso a) puede elegirse, de entre diodos láser y diodos emisores de luz o LED IR con un flujo radiante que puede ir de 20 mW a 500mW y una longitud de onda que

20 puede ir de 800 nm a 2500 nm.

25 3. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el lente plano-convexo del inciso a) puede ir de 15 a 30 mm de diámetro.



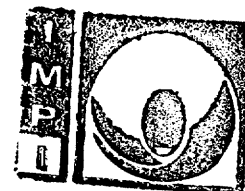
Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

4. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el acondicionador óptico del sensor de luz del inciso c) puede elegirse, de entre filtros ópticos pasa-banda de interferencia o filtros de muesca sintonizables.
5
5. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el acondicionador óptico del sensor de luz del inciso c) puede elegirse con una longitud de onda central de 800 nm a 2500 nm y un ancho de banda de 5 nm a 20 nm.
10
6. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el microcontrolador del inciso e) puede elegirse, de entre 8 bits, 16 bits o 32 bits.
15
7. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el transmisor inalámbrico del inciso f) puede elegirse, de entre infrarrojos, o radiofrecuencias, como Zigbee, WiFi, Bluetooth o cualquier otro medio de transmisión inalámbrica.
20



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

8. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el transmisor inalámbrico del inciso f) es un estándar de comunicación inalámbrica que no requiere configurarse para cada conexión y evita interferencias en la conexión.
9. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque el visualizador del inciso g) puede elegirse, de entre una computadora, laptop o cualquier otro dispositivo de cómputo y; de entre una sesión de hiperterminal Windows o cualquier interfaz gráfica capaz de monitorizar la recepción de datos en una interfaz que permita el intercambio de datos entre un DTE o Data Terminal Equipment y un DCE o Data Communication Equipment.
10. El sistema de medición de la visibilidad en autovías de conformidad con la reivindicación 1, caracterizado porque es capaz de auto-calibrarse de manera indirecta, mediante un transmisómetro construido con un segundo fotodetector cuasi-digital separado a una distancia de 300 mm de la fuente de luz colimada en la dirección $\theta = 0^\circ$.



Instituto
Mexicano
de la Propiedad
Industrial

RESUMEN

La presente invención trata sobre un sistema para medir la
visibilidad en autovías bajo condiciones atmosféricas adversas
5 como la presencia de niebla. El sistema consta de una fuente de
luz colimada, un sensor de luz, un volumen de muestreo, un
circuito integrado, un microcontrolador, un transmisor inalámbrico
y un visualizador. La presente invención estima la visibilidad con
base en la medición del coeficiente de extinción que resulta del
10 cálculo de la irradiancia, detectada por el sensor del instrumento,
multiplicada por una cierta constante de proporcionalidad. Esta
medición es importante para los conductores de vehículos que
transitan por un camino con condiciones atmosféricas adversas,
que imposibilitan la visión clara y donde se presenta riesgo de
15 accidentes a causa de niebla.

20

25

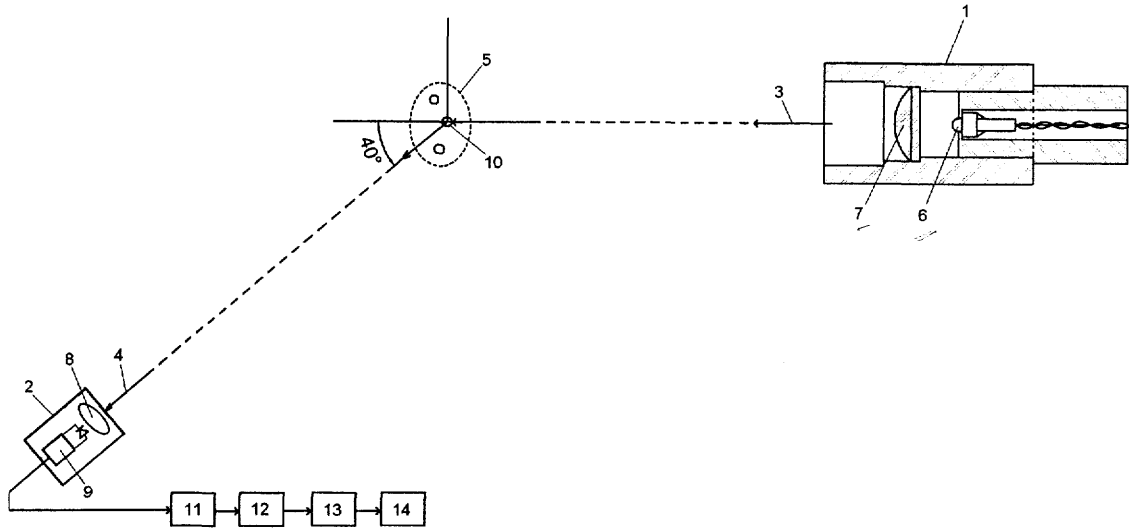
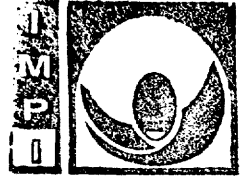


Fig. 1

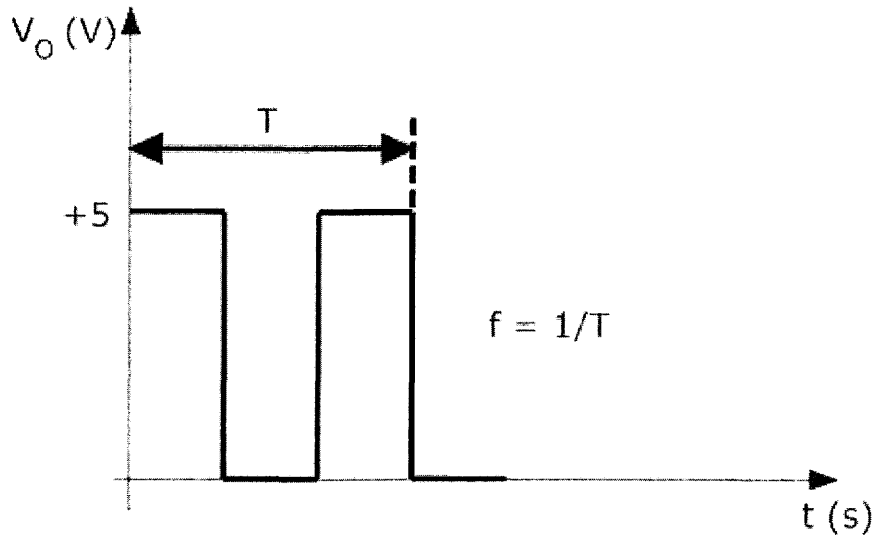


Fig. 2

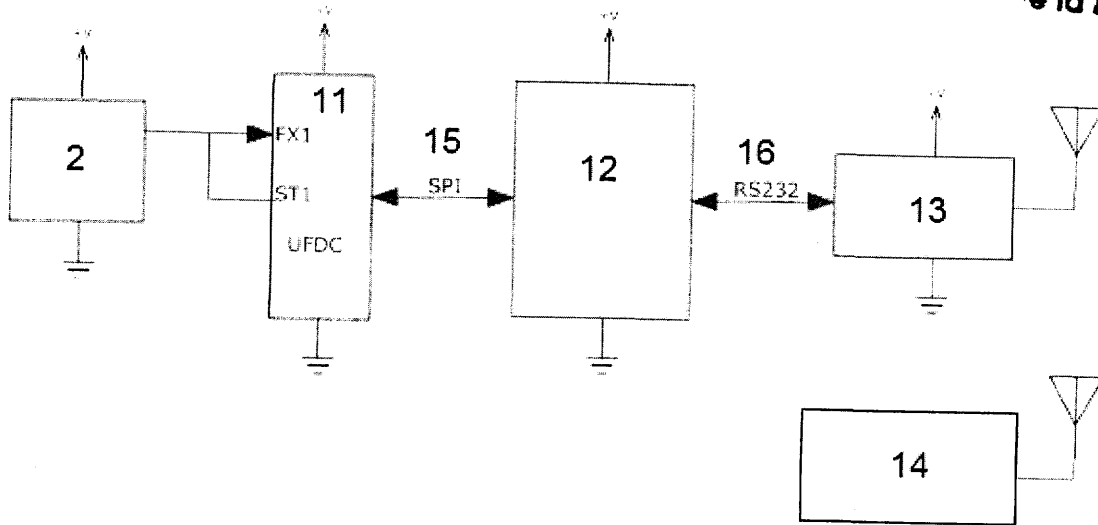


Fig. 3

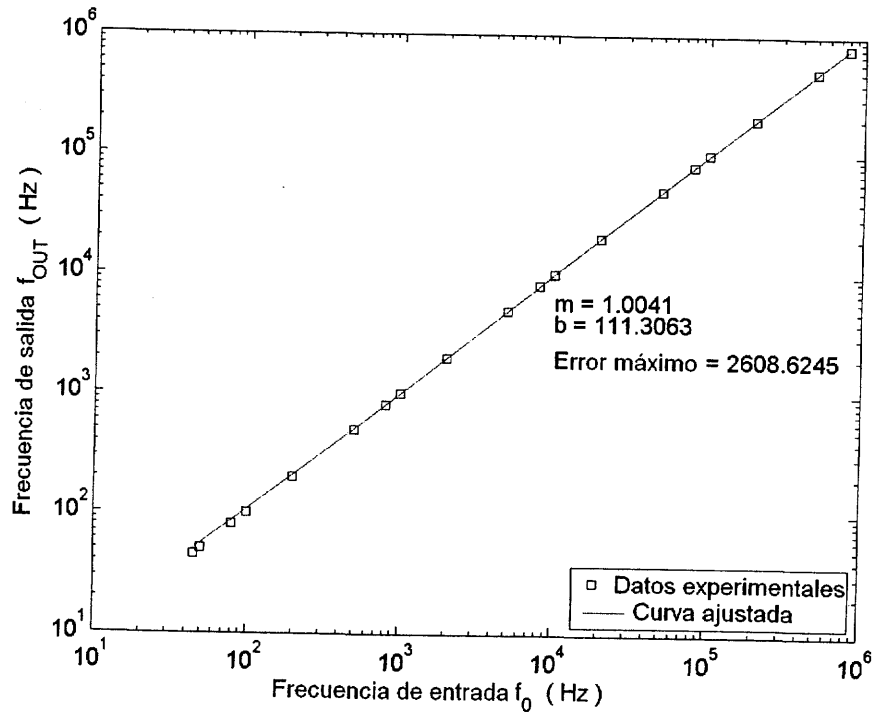


Fig. 4

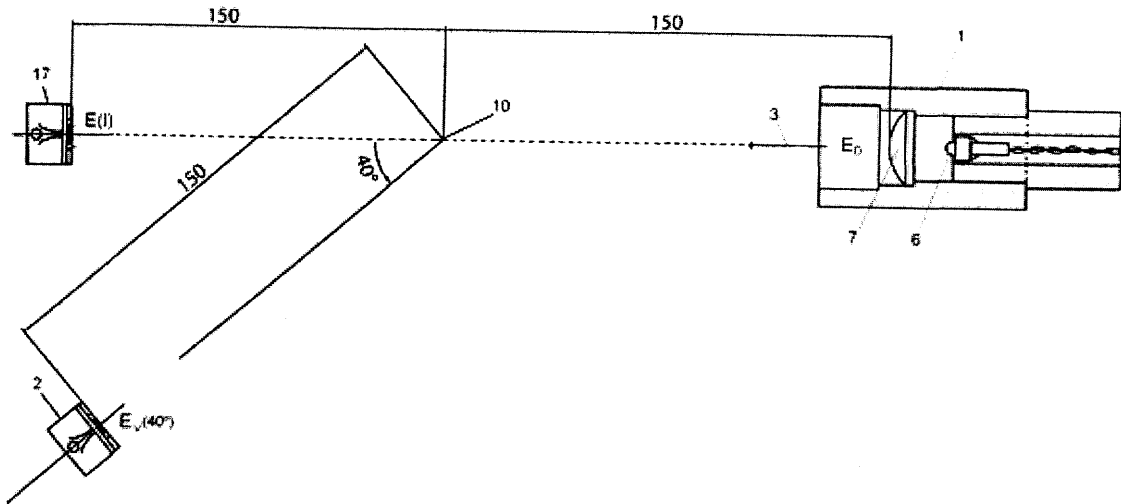
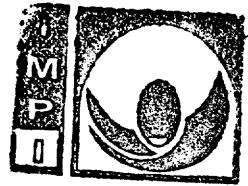


Fig. 5

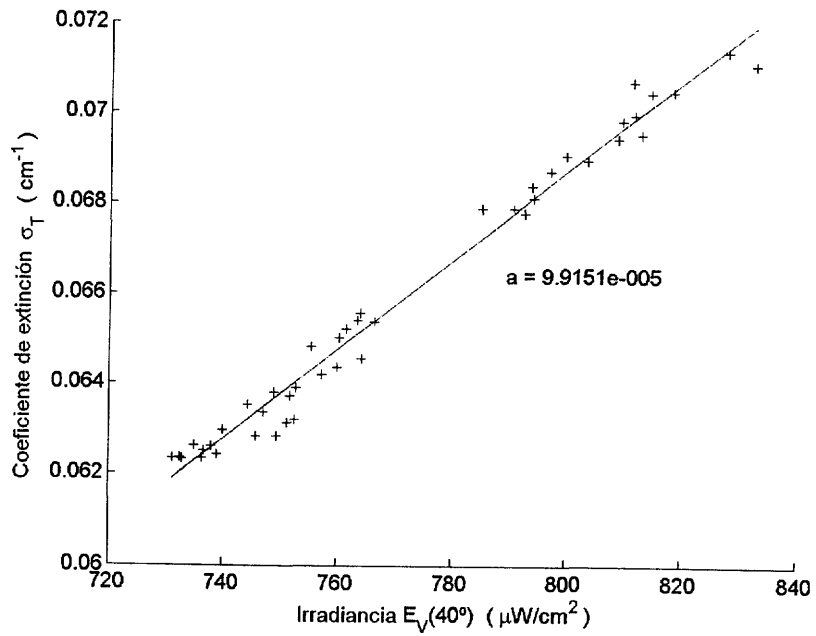


Fig. 6

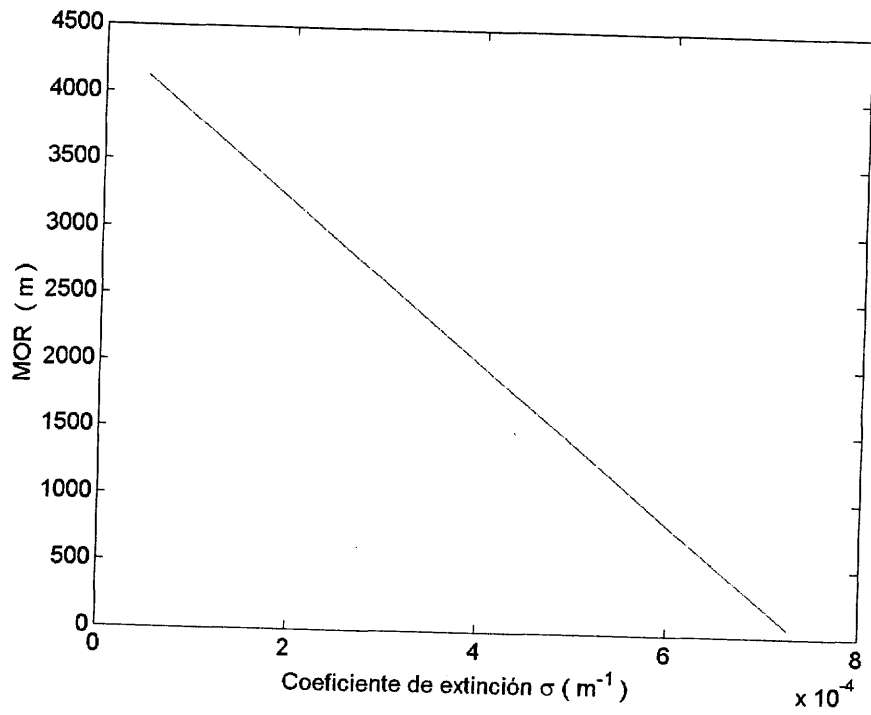


Fig. 7