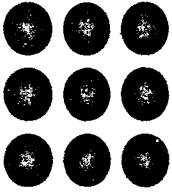


T ORT

**UPC**  
UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE CATALUNYA



# UPC

**DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA**

## **“MODULADOR ÓPTICO CUASIESTÁTICO EN LA BANDA DEL INFRARROJO BASADO EN LA RITF”**

Tesis doctoral presentada  
para la obtención del título  
de doctor

*Juan Antonio Ortega Redondo*

Director: *Miguel García Hernández*

BIBLIOTECA RECTOR GABRIEL FERRATÉ  
Campus Nord

Diciembre 1997



# SAAEI'95

## MEMORIA TÉCNICA

### SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA Y ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

25-27 de Septiembre de 1995

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria  
Universitat Rovira i Virgili  
TARRAGONA

Departament d'Enginyeria Electrònica, U.P.C.  
Departament d'Enginyeria Electrònica, U.R.V.



## SENSOR INTELIGENTE DETECTOR DE GASES. SUBSISTEMAS ÓPTICO Y ELECTRÓNICA ANALÓGICA

\*J.A. Ortega, \*\*M.A. Pérez, \*\*M.J. García, \*\*J.A. Chávez, \*\*A. Moreno.

\*Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial de Terrassa. Universidad Politécnica de Cataluña. C/Colom, 1. 08222 Terrassa (Barcelona).

\*\*Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Cataluña. C/Gran Capità, s/n, Módulo C4. 08071 Barcelona.

**Resumen.** En este trabajo, se presenta la parte de control y adquisición de un equipo de medida de concentraciones de gases contaminantes, basado en la espectrofotometría infrarroja. Se presentan las modificaciones realizadas a una versión anterior, con el fin de conseguir una mayor exactitud y un menor tiempo de medida.

### 1. Introducción.

En este trabajo, se presenta una propuesta de equipo para la medida de concentraciones de gases contaminantes. El método de medida utilizado es el de la espectrofotometría en el infrarrojo<sup>1</sup>, consistente en detectar la absorción, en las diferentes bandas espectrales, que experimenta un rayo de luz infrarroja al atravesar una muestra de gas contaminante. La ventaja de este método frente a otros, es que permite detectar y cuantificar simultáneamente la presencia de distintos tipos de gases contaminantes dentro de la misma mezcla.

La detección del espectro de luz infrarroja, se realiza difractando el rayo sobre un array de fotosensores de PbSe. Este tipo de fotosensores, presentan una buena detectividad en la banda de interés ( $3 \mu\text{m}$  a  $5 \mu\text{m}$ ) a temperaturas de funcionamiento del orden de las decenas de grados centígrados bajo cero. El problema más grande que presentan, es el elevado ruido eléctrico que generan a bajas frecuencias, que unido a la baja absorción que experimenta el rayo infrarrojo, hace crítico el diseño de la electrónica de acondicionamiento.

### 2. Diagrama de bloques del equipo.

En la figura 1 se puede observar el diagrama de bloques propuesto para realizar el sistema de medida de concentración de gases contaminantes basado en el método de espectrofotometría infrarroja.

El equipo consta de tres partes claramente diferenciadas, el subsistema óptico, el subsistema electrónico analógico, y el subsistema electrónico digital. Las estructuras empleadas para implementar

cada una de las partes, surgen como la evolución de las utilizadas en un equipo de medida, desarrollado por el grupo de infrarrojos del Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya, dentro del proyecto SIGMA<sup>2</sup>.

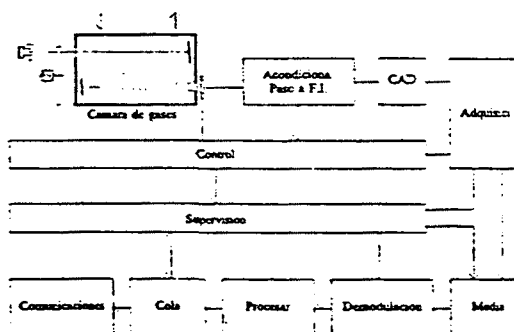


fig 1. Diagrama de bloques general.

En el presente trabajo, se hace una descripción de los subsistemas óptico y analógico, mientras que la descripción del subsistema digital, se realiza en el artículo titulado "Sensor inteligente detector de gases. Subsistema de procesado y electrónica digital"<sup>3</sup>.

### 3. Subsistema óptico.

El subsistema óptico, es el encargado de generar el rayo de luz infrarroja, difractarlo y encaminarlo hacia el array de fotodetectores. Los elementos principales del subsistema óptico son: la fuente de infrarrojos, la rueda "chopper", la cámara de absorción, y finalmente el array de fotosensores.

3.1. Fuente de infrarrojos.

Como fuente de infrarrojos, se utiliza un filamento de wolframio. Se puede considerar que el filamento se comporta como un cuerpo negro, y en ese caso el espectro emitido por la fuente, en función de su temperatura, viene dado por:

$$W_\lambda = \frac{c_1}{\lambda^5 [\exp(c_2/\lambda T) - 1]} \quad W/cm^2 \mu m$$

donde

- $c_1$  es  $2\pi^5 h^2 c^2 / 15 = 3,74 \cdot 10^4 \text{ W}\mu\text{m}^4/\text{cm}^2$
- $c_2$  es  $hc/k = 1,44 \text{ cmK}$
- $h$  es  $0,655 \cdot 10^{-33} \text{ Ws}^2$ , constante de Plank
- $k$  es  $1,372 \cdot 10^{-22} \text{ Ws/K}$ , constante de Boltzmann
- $c$  es  $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ , velocidad de la luz.

El filamento debe permanecer a una temperatura de 800 K para que el espectro sea prácticamente plano en la zona de 3  $\mu\text{m}$  a 5  $\mu\text{m}$ .

A pesar de todo, debido a que el filamento se comporta como un cuerpo negro, se deberá controlar perfectamente su temperatura, y será necesario realizar una ecualización del espectro detectado para corregir la no idealidad de la fuente.

3.2. Rueda "chopper".

Los fotosensores empleados en el equipo, presentan un ruido eléctrico del tipo 1/f, de tal manera que el ruido a bajas frecuencias es muy elevado<sup>4</sup>. Para evitar este problema, es necesario modular en intensidad la radiación emitida por la fuente. Esta modulación se lleva a cabo mediante una rueda de "chopper".

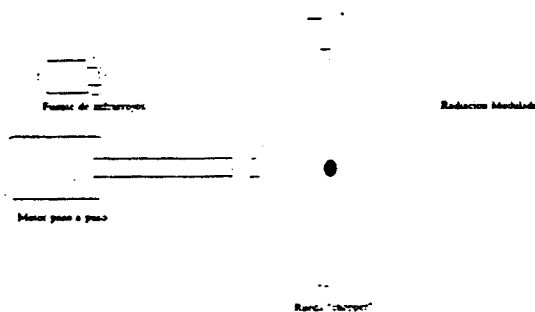


fig 2. Sistema "chopper".

La rueda se hace girar impulsada por un motor paso a paso, controlado por un microcontrolador. La frecuencia de modulación de la radiación es de 1024 Hz.

El diseño de la rueda se ha llevado a cabo imponiendo que la forma de onda de la radiación sea triangular. De esta manera se disminuye la distorsión armónica, consiguiendo una mayor relación señal a ruido al final de la cadena de detección.

3.3. Cámara de absorción.

La cámara de absorción, es el recinto donde se encuentra la muestra de gas a analizar. En su interior, a parte de las válvulas de admisión y expulsión del gas, se encuentran todos los elementos ópticos destinados a encaminar y difractar el rayo infrarrojo.

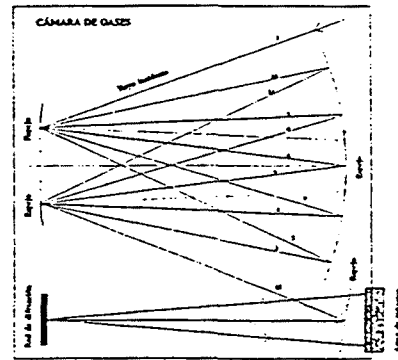


fig 3. Cámara de White.

Según la ecuación de Lambert-Beer<sup>5</sup>, la absorción que experimenta el rayo de luz, es proporcional a la concentración de gas, y a la distancia recorrida. Como el coeficiente de absorción es muy pequeño, nos interesa que el camino que recorre el rayo a través de la muestra de gas, sea lo más grande posible. Teniendo en cuenta estas premisas, se ha diseñado una cámara de White<sup>6</sup>, basada en una terna de espejos esféricos. Las múltiples reflexiones en los espejos esféricos, hacen que el camino recorrido por el rayo sea de 10 m, mientras que las dimensiones físicas de la cámara son de 170 mm \* 320 mm \* 110 mm.

La separación de las diferentes componentes espectrales del rayo, se lleva a cabo mediante una red de difracción plana de reflexión y parámetros estándar.

Para minimizar el coste económico del equipo, solamente se emplean espejos esféricos. Ésto hace que se introduzcan aberraciones en el enfoque final sobre cada elemento, que se caracterizarán como una diafonía óptica, que se tendrá en cuenta a la hora de efectuar el procesado que pasa de las amplitudes de señal a las concentraciones de gases.

3.4. Array de fotosensores.

Para detectar el espectro del rayo infrarrojo, una vez que se ha producido la absorción, se utiliza un array de 64 fotoconductores de PbSe.

Para un correcto funcionamiento, hace falta polarizar los fotoconductores con una tensión de 30 V. La medida de la radiación incidente se realiza mediante las variaciones de impedancia que experimenta el fotoconductor.

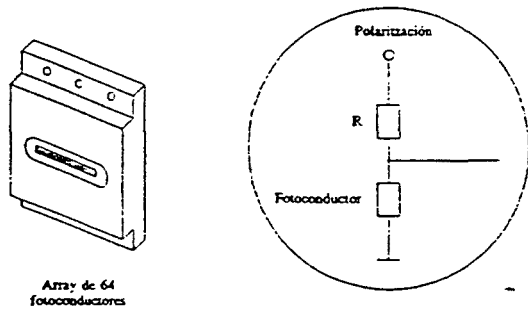


fig 4. Aspecto del array y su polarización.

La detectividad del fotoconductor aumenta a medida que disminuye su temperatura. El array lleva incorporado un elemento peltier, y un termistor, con los cuales se puede conseguir una temperatura entre -10 °C y -25 °C.

4. Subsistema electrónico analógico.

El subsistema analógico tiene dos bloques claramente diferenciados. Por una parte están los circuitos destinados a realizar el acondicionamiento de la señal que proviene del array de fotosensores, y por otra están los circuitos que controlan dicha adquisición.

4.1. Acondicionamiento de la adquisición.

Los circuitos de acondicionamiento, realizan la interfaz entre el array de fotosensores, y el convertidor A/D que incorpora el subsistema electrónico digital. Estos circuitos deben demodular la señal, y amplificarla para aprovechar el margen dinámico del convertidor A/D.

En el equipo diseñado dentro del proyecto SIGMA, todos los canales compartían el amplificador y el demodulador, colocando por lo tanto el multiplexor entre el array y la entrada del amplificador. Con esta configuración se minimiza el número de componentes a emplear, pero no es viable si se desea realizar la medida

de concentraciones en pocos segundos, ya que el ancho de banda para no degradar la relación señal-ruido es muy pequeño, lo que necesariamente conlleva un tiempo de establecimiento grande después de cambiar de canal.

Para solucionar este problema, en esta nueva versión, el único elemento compartido entre canales será el convertidor A/D, colocando de esta manera el multiplexor entre la salida de los demoduladores y la entrada al convertidor A/D. Con esto también se consigue que el ruido y los errores de multiplexado sean menos relevantes, aumentando así la relación señal-ruido, y por lo tanto la exactitud en la medida.

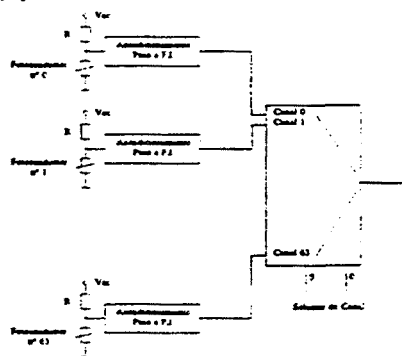


fig 5. Acondicionamiento y demodulación.

En la versión utilizada para el proyecto SIGMA, la demodulación de la señal se realizó de forma homodina, bajando directamente a banda base, utilizando PLL's para mantener el sincronismo<sup>7</sup>. Las conclusiones obtenidas fueron que era muy difícil conseguir el enganche del PLL, debido a la baja relación señal-ruido.

Teniendo en cuenta los precedentes, y la multiplicidad de canales, en la nueva versión se ha optado por realizar una demodulación heterodina, bajando a una frecuencia intermedia de 1 Hz. El subsistema digital adquiere esta señal, y recupera el módulo en el dominio digital.

Los bloques de la estructura de acondicionamiento son los siguientes:

- Red de polarización del fotoconductor y filtro paso alto, que elimina el ruido y la continua de polarización.
- Amplificador.
- Demodulador, mezclador.
- Filtro paso bajo de tercer orden, que evita el solapamiento en el convertidor A/D.

La estructura física del canal acondicionador se ha minimizado debido a la multiplicidad de canales de acondicionamiento. Además, el circuito tiene salida en baja impedancia que permite utilizar multiplexores analógicos de bajo coste.

La circuitería de acondicionamiento se dispone en ocho mini-targetas SMD, cada una de la cuales contiene ocho canales y un multiplexor de ocho a uno. La conexión al array se realiza con mazos de mini-cables coaxiales, que apantallan frente a interferencias externas y mantienen el aislamiento intercanal. Todas las placas se conectan a un panel que distribuye las señales a una tarjeta tamaño Europa, donde se tiene un último par de multiplexores, que encaminan la señal al convertidor A/D, además de la circuitería analógica de control de la adquisición.

#### 4.2. Control de la adquisición.

Una de sus funciones, es la de generar la secuencia de control del motor paso a paso que hace girar la rueda "chopper". También debe generar la señal de demodulación. Tanto la secuencia de control como la señal de demodulación deben de ser lo más precisas posibles para garantizar el correcto funcionamiento del circuito demodulador.

Otro de los parámetros a controlar, es la temperatura de la fuente de infrarrojos. Su modificación haría cambiar la potencia y el espectro emitidos, con lo cual se podrían producir errores en la medida. El control se basa en la detección de la variación de la resistencia del filamento con la temperatura.

Finalmente, también se ha de controlar la temperatura de los fotosensores. El array tiene incorporado un refrigerador peltier como actuador para disminuir su temperatura, mejorando así la detectividad del sensor. Como sensor de temperatura, dispone de un termistor. Esto permite regular, mediante un bucle de control, la temperatura de los fotosensores.

Se ha optado por utilizar un microcontrolador de bajo coste para realizar las funciones anteriores, de forma que se pueden hacer controles digitales con buena exactitud, aprovechando el convertidor A/D de adquisición. Con esta opción, se consigue homogeneizar el diseño global del equipo, puesto que el microcontrolador es del mismo tipo que los utilizados en el subsistema electrónico digital. Una ventaja adicional, es la posibilidad del telecontrol de los parámetros sin necesidad de accionamientos manuales.

Como se ha mencionado con anterioridad, la circuitería de control se dispone en una tarjeta tamaño Europa situada en el mismo panel de conexión que las targetas del subsistema electrónico digital.

#### 5. Conclusiones.

Una vez comprobada la viabilidad del sistema de medida mediante el equipo realizado para el proyecto

SIGMA, se ha diseñado una nueva versión que modifica el sistema de acondicionamiento, con el objetivo de mejorar la exactitud de la medida, y disminuir en lo posible el tiempo de medida.

Para conseguir estos objetivos, se ha propuesto una estructura de acondicionamiento multicanal de bajo ruido, con un número mínimo de componentes.

#### 6. Bibliografía.

- [1] J.A. Chávez, J.A. Ortega, J. Alba, M. García, "Espectrometría infrarroja con array de fotodetectores", Seminario anual de automática y electrónica industrial, 1994.
- [2] J.A. Ortega Redondo, J.A. Chávez, J. Alba, M. García, "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales", Seminario anual de automática y electrónica industrial, 1994.
- [3] A. Moreno, J.A. Chávez, M.J. García, J.A. Ortega, "Sensor inteligente detector de gases. Subsistema de procesado y electrónica digital", Seminario anual de automática y electrónica industrial, 1995.
- [4] J.A. Chávez, "Caracterización espectral del ruido en los detectores de infrarrojo de PbSe", DEE, 1994.
- [5] J. Chas, "Analizadores de gases", Automática e Instrumentación, núm. 164, pp. 137-154, diciembre 1986.
- [6] J. Alba Aranda, "Sistemas de Acondicionamiento y Adquisición para una Array de Fotoconductores de PbSe", DIB, PFC, 1995.
- [7] J.U. White, "Long Optical Paths of Large Apertures", J.O.S.A., Maig 1942.

## SENSOR INTELIGENTE DETECTOR DE GASES. SUBSISTEMA DE PROCESADO Y ELECTRÓNICA DIGITAL

\*Andreu Moreno, \*J. A. Chávez, \*Miguel García, \*\*J. A. Ortega

\*Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Cataluña.  
C/Gran Capità, s/n, Módulo C4. 08034 Barcelona.

\*\*Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial de Terrassa. Universidad Politécnica de Cataluña.  
C/Colom, 1, 08222 Terrassa (Barcelona).

**Resumen** La realización de un sensor inteligente para la detección de gases contaminantes basado en la espectroscopía infrarroja nos ha llevado, después de un primer prototipo, a un sistema que permite el control, procesado, almacenamiento y comunicación de los datos generados por un array de 64 elementos de PbSe. Se puede programar la obtención de muestras periódicas desde 2 segundos hasta 9 horas. El sistema utiliza el paso a frecuencia intermedia muy baja para la reducción del ruido y de las prestaciones exigidas a la electrónica. Este trabajo en particular describe el subsistema digital y las soluciones adoptadas.

### 1. INTRODUCCIÓN

El sensor surge del sistema SIGMA, un proyecto GAME entre diversas empresas y universidades<sup>5,6,7</sup>. La línea de Infrarrojos a la que pertenecemos fue la encargada del diseño de un sensor para la detección de gases<sup>2</sup> contaminantes basado en un array de 12 elementos de PbSe<sup>4</sup>, sensibles a la radiación infrarroja en la banda de 3 a 5  $\mu\text{m}$ , sobre los cuales había 3 filtros adosados. Aunque el equipo estaba preparado para procesar 11 gases al haber 3 filtros diferentes, uno de referencia, el número de gases detectables se redujeron a 2. De este sistema concluimos que la baja relación señal a ruido en la salida de los fotoconductores obliga a que la frecuencia de chopeado sea lo más alta posible, que la electrónica debe evitar los errores en continua que desvirtúan la medida, que la etapa de acondicionamiento ha de ser de muy bajo ruido y que cada elemento del array debe tener su acondicionamiento de señal para poder hacer medidas cada 2 o 3 s, contra el minuto necesario por el antiguo SIGMA para procesar 2 gases. Se decidió que el equipo nuevo podría medir hasta 64 líneas espectrales, en pocos segundos y con una precisión de 1 a 5 ppm. A continuación se describen las soluciones adoptadas en el procesado y comunicaciones.

### 2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL EQUIPO

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema, y resaltado el subsistema de procesado y comunicaciones. SPC, descrito en este trabajo.

El SPC se encarga de:

- El control del sincronismo de la adquisición.
- El promediado de las muestras adquiridas.

- La demodulación de la señal a frecuencia intermedia.
- Obtener de las concentraciones a partir del espectro de absorción adquirido.
- El almacenamiento de las adquisiciones.
- Las comunicaciones con protocolo basado en los buses de campo industriales actuales.

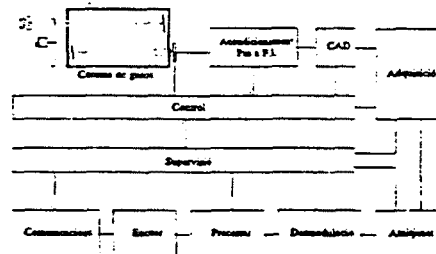


Fig. 1, Diagrama general de bloques

#### 2.1 SINCRONIZACIÓN DE LA ADQUISICIÓN

Su función es generar un tren de pulsos de frecuencia 1024 Hz, lo más estable posible, de forma que cada a frecuencia intermedia de 1 Hz. Una vez finalizada la misma se envía el dato al bloque de demodulación. La frecuencia de muestreo para cada canal es de 16 Hz, teniendo en cuenta que tenemos 64 canales, la frecuencia total de muestreo del conversor debe ser de 1024 Hz.

#### 2.2 PROMEDIADO COHERENTE

El sistema de promediado implementado para cada canal mejora la SNR de la señal, de forma que la medida proporcionada tiene mayor precisión. Se realiza un promediado coherente<sup>1</sup> de las tensiones leídas en el



conversor. En la figura 2 se puede ver el módulo de la función de transferencia del filtro equivalente<sup>1</sup>, se observa que deja pasar las frecuencias múltiplos del inverso del tiempo de ventana. Por lo tanto, para que el filtro esté centrado en 1 Hz, la ventana puede ser de 1 s, 2 s, ... Se ha elegido la menor, 1 s.

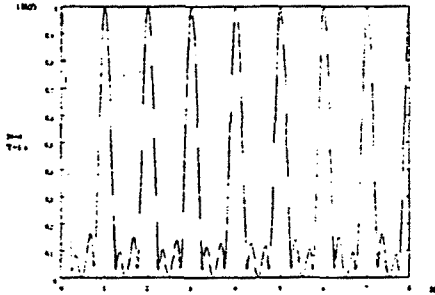


Fig. 2, Módulo de la función de transferencia

Se trata, básicamente, de la suma de segmentos de la señal de entrada, en la figura 3 se ilustra un ejemplo. Este tipo de promediado lo podemos aplicar porque la concentración de los gases<sup>2</sup> varía muy lentamente pudiendo suponer periódica la señal durante la medida.

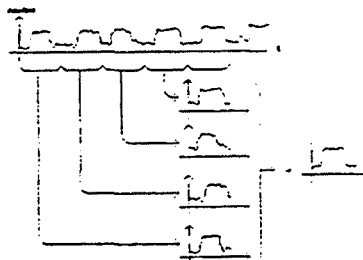


Fig. 3, Promediador coherente

La ecuación (1) expresa la función de transferencia del filtro. Se han realizado cálculos de SNR simulando el filtro en MATLAB con diferente número de promediados y ruido blanco en la entrada, ver tabla I.

$$H(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi N T (f - l/T)}{\pi N T (f - l/T)} \quad (1)$$

Tabla I

N	2	4	8	16	32	64	128
G(SNR <sub>o</sub> /SNR <sub>i</sub> )	2.69	4.60	8.57	16.55	32.57	64.57	128.75

con lo que podemos aproximar la siguiente expresión:

$$\frac{SNR_o}{SNR_i} = N \quad (2)$$

### 2.3 DEMODULACIÓN EN EL DOMINIO DIGITAL

La información, situada a 1 Hz, se obtiene aplicando el algoritmo de Goerther, que permite el cálculo de la DFT para una única línea del espectro, reduciendo considerablemente el número de operaciones.

Multiplicando la expresión de la DFT, (3), por  $W_N^{-Nk}$  y poniéndola en forma de convolución, se llega a la ecuación (5),

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] W_N^{kr} \quad (4)$$

$$y_k[n] = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[r] W_N^{-k(n-r)} u[n-r] \quad (5)$$

que permite afirmar que:

$$X[k] = y_k[n] \mid_{n=N} \quad (6)$$

si  $x[n]=0$  para  $n<0$  y  $n \geq N$ . Es decir,  $y_k[n]$  es la respuesta del sistema, con respuesta impulsional  $W_N^{-kN} \cdot u[n]$ , a una entrada finita  $x[n]$ . La muestra k-ésima de salida de la DFT se obtiene cuando  $n=N$ .

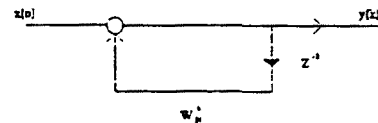


Fig. 4, Algoritmo de Goerther, primer orden

El sistema de primer orden se representa en la figura 4. La función de transferencia en el dominio frecuencial Z se da en la ecuación (9).

$$H_k(z) = \frac{1}{1 - W_N^k z^{-1}} \quad (9)$$

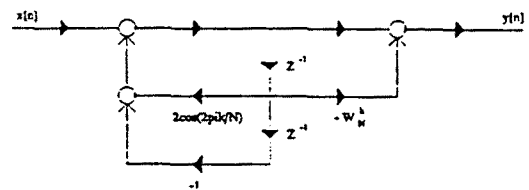


Fig. 5, Algoritmo de Goerther, segundo orden

La función de segundo orden se obtiene multiplicando el numerador y denominador de  $H_k(z)$  por su denominador, (10), que al tener los coeficientes del denominador reales reduce el número de multiplicaciones reales de  $2N+2$  hasta  $N+3$ . Causa por la que lo hemos elegido.

$$H_k(z) = \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \quad (10)$$

Generando una senoide eventanada (1 s) y aplicándole el algoritmo de Goerther de segundo orden con el programa MATLAB se obtuvieron los resultados representados en la figura 6. El ancho de banda equivalente de esta plantilla es de 1,06 Hz, dado que el de entrada es de 8 Hz si se considera ruido blanco, la SNR a la salida se detalla en las ecuaciones (13) y (14).

$$\left[ \frac{S}{N} \right]_o = \left[ \frac{S}{N} \right]_i \cdot \frac{B_i}{B_{equ}} = \left[ \frac{S}{N} \right]_i G_{SNR} \quad (11)$$

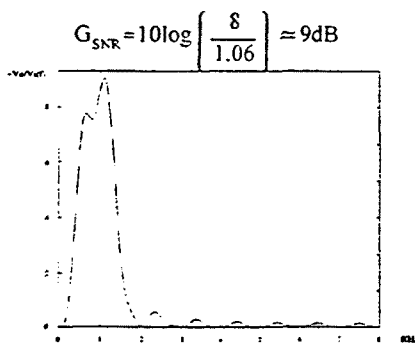


Fig. 6, Respuesta del algoritmo de Goerther

**2.4 OBTENCIÓN DE LAS CONCENTRACIONES**

Esta placa está en desarrollo pero se ha diseñado un sistema intermedio en el que el microprocesador<sup>12</sup> de comunicaciones se encarga del procesado básico. En el momento que esté preparada la placa de procesado será inmediata su conexión ya que se ha realizado un protocolo de comunicaciones entre placas basado en memorias FIFO. La placa de procesado se coloca entre dos FIFO, captura los datos transmitidos y retransmite la información a la placa de comunicaciones.

**2.5 ALMACENAMIENTO DE ADQUISICIONES**

Se mantiene una cola circular con las últimas adquisiciones. En la fase de desarrollo se almacenan los datos leídos en cada pixel pero en versiones posteriores se almacenará la concentración calculada. Se ha realizado sobre memoria SRAM. La capacidad actual es de 128 tramas de concentraciones de 50 gases.

**2.6 PROTOCOLO DE COMUNICACIONES**

A través del bus de campo, el sistema es interrogado por la unidad central, siguiendo un esquema maestro-esclavo, que se encarga de recoger y monitorizar los datos de una red de varios sensores y actuadores. Cada elemento de la red tiene una dirección. Elegimos la topología en bus por la mejor relación coste de cableado versus robustez frente a fallo. Nos interesan los buses de campo (Fieldbus) diseñados especialmente para entornos industriales desfavorables. Del estudio hecho a los mismos concluimos que actualmente no hay una norma aprobada oficialmente, aunque está en proceso, y que el retardo<sup>7</sup> en la aprobación ha provocado la aparición de buses elaborados por grupos empresariales que a su vez intentan imponer como norma. La dificultad de obtención de especificaciones y la indefinición de la norma nos decidió a crear nuestro bus adoptando el

mayor número posible de especificaciones de los buses conocidos. Como nivel físico hemos implementado en la placa el METER-BUS<sup>8,9</sup> y el RS232 a 4800 baudios, muy útil para testeo y reparación in situ del equipo. En la figura 7 se muestra la estructura de la trama.

Start	Dir	Estad	Nº Caracteres	Comando	Información	Check Sum	Stop
0	1	2	3	4	5	6	7
						2x8	2x8
							2x1

Fig. 7, Estructura de la trama

La trama consta de: 1 byte de Start; 1 de dirección que identifica el sensor, existe una dirección para mensajes generales, sin respuesta, que son para todos los elementos de la red; 1 byte de Estad que comunica el estado de la última trama; 1 n° de caracteres con la longitud del campo de información; 1 byte de Comando que identifica el mensaje del campo de información: 0..245 bytes de Información, es un campo variable que contiene los datos del nivel de aplicación; 2 bytes de Check Sum que suma el comando y la información; y 1 byte de Stop final de la trama. El diagrama de estados del proceso programado se ilustra en la figura 8.

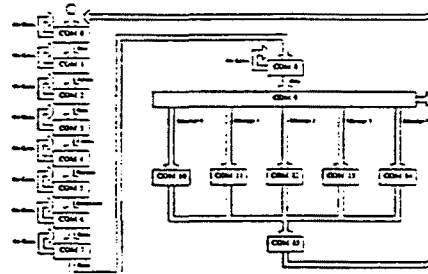


Fig. 8, Diagrama de estados del proceso Com

Los mensajes realizados hasta la fecha son:

- Amplitudes medidas en los 64 elementos y variables.
- Amplitud en 1 elemento y variables.
- Temperatura sensor y el número de promediados.
- Poner en hora el reloj del sistema.
- Inicializar el sistema.

**2.7 DESCRIPCIÓN FÍSICA DEL SISTEMA**

Cada una de las tareas básicas se asignó a un procesador situado a su vez cada uno en una placa independiente. Las placas se denominan placa de adquisición, de procesado y de comunicaciones. La PLACA DE ADQUISICIÓN demodula la señal de salida del convertor a banda base. Esta constituida, ver figura 9, por: un microcontrolador PIC; un Demultiplexor del bus, que permite tener un bus de direcciones de 16 líneas con 9 líneas del microcontrolador; un Decodificador, que gestiona el mapa de memoria de los diferentes dispositivos; un Circuito de reset; una memoria RAM, que se utiliza para almacenar temporalmente los datos; una memoria FIFO

que gestiona la cola de datos promediados que salen de esta placa hacia la siguiente; un registro externo que contiene el estado del hardware; y los "buffers" que protegen las líneas de salida hacia el "backplane".

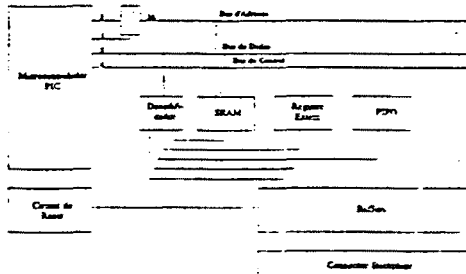


Fig. 9, Placa de Adquisición, diagrama de bloques

La PLACA DE PROCESADO debe detectar y calcular las concentraciones de los gases presentes en la cámara. Actualmente el microprocesador de comunicaciones asume el procesamiento mínimo hasta que se realice la placa de procesado. En la figura 10 se detalla un diseño de la placa constituido por un microprocesador o una DSP, memoria para los datos, FIFOs de interacción con las otras placas y lógica adicional. El diseño permite prescindir de la placa de procesado.

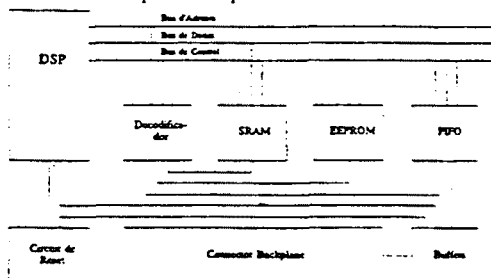
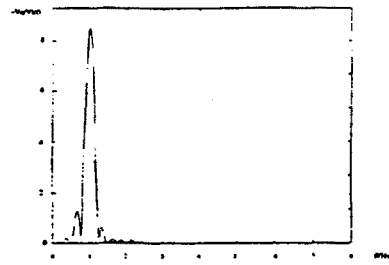


Fig. 10, Placa de Procesado, diagrama de bloques

La PLACA DE COMUNICACIONES se encarga de la comunicación con la unidad central, sus funciones son atender el bus y almacenar en memoria la concentraciones calculadas. Actualmente también realiza el procesamiento. En la figura 11 se detalla el diagrama de bloques de esta placa. La Adreça son 8 interruptores que permiten fijar la dirección del sensor. La placa permite un nivel físico auxiliar que puede ser HART<sup>10</sup>. Las placas están organizadas en estructura jerárquica siendo la de comunicaciones la que está por encima de todas pudiendo inicializarlas en cualquier momento.

## 2.8 RESULTADOS

El subsistema digital se ha evaluado independientemente, obteniéndose la ventana frecuencial que se convolucionaba con el espectro de la señal adquirida, ver figura 11, donde se puede observar que se recupera la información contenida en una banda estrecha alrededor de 1 Hz.



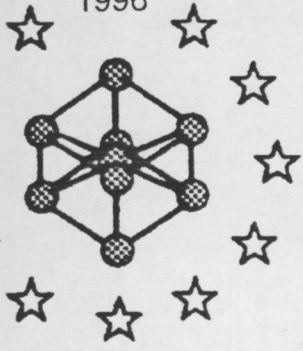
## 3. CONCLUSIONES

El sistema gobierna la adquisición y recogida de muestras de 64 canales, los almacena y se comunican con una Unidad de Control remota mediante un bus de campo. El hardware es modular y multiprocesador para facilitar las modificaciones y el mantenimiento. Cada trama de datos contiene la información de cada sensor más las variables del entorno de la medida como la temperatura de la fuente de IR y del Peltier. El subsistema digital demodula de frecuencia intermedia, 1 Hz, a banda base. El paso a frecuencia intermedia permite aumentar la relación SNR y la precisión, esta última mejorada con el promediado coherente, seleccionable de 2 s hasta 9 h. La cola de medidas del sensor puede contener hasta 38 espectros de absorción.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Rompelman, O., "Coherent averaging technique: a tutorial review", Biomed. Eng, Vol 8, pp. 24-35, Ene. 1986.
- [2] Chas, J., "Analizadores de gases", Automática e Instrumentación, núm. 164, pp. 137-154, Diciembre 1986.
- [3] Dereniak, E.L., Grove, D.G., "Optical Radiation Detectors", Ed. John Wiley & Sons, 1984.
- [4] Chávez, J.A., "Caracterización espectral del ruido en los detectores de infrarrojo de PbSe", DEE, 1994.
- [5] Ortega, J.A., "Sensor inteligente para gases medioambientales. Subsistema de gestión y comunicaciones", DIB, PFC, 1994.
- [6] Alba, J., "Sistemas de acondicionamiento y adquisición para una array de fotoconductores de PbSe", DIB, PFC, 1995.
- [7] Kerridge, Brian, "Network vendors agonize over fieldbus standard", EDN, pp. 45-50, 28 d'Abril 1994.
- [8] Papenheim, A., "Designing Applications for the Meter-Bus, Application Report". Texas-Instruments, 1994.
- [9] "TSS721 MeterBus Transceiver", Tex. Ins., Jun. 1993.
- [10] "HART field communications protocol, a technical description", Rosemount, 1991.
- [11] "TCM3105, FSK modem", Telecom Circuits, Texas Instruments, 1989.
- [12] "Wanted: low-cost, small 8-bit  $\mu$ Cs to take on the dirty work", EDN, Abril 1994.

1996



*Quality Measurements: The Indispensable Bridge  
between Theory and Reality  
(No Measurements? No Science!)*

*Joint Conference – 1996:  
IEEE Instrumentation and Measurement  
Technology Conference  
& IMEKO Technical Committee 7*

**IMTC  
PROCEEDINGS**

**Volume I**



**IMTC/96  
IMEKO TC-7**



*Sheraton Brussels Hotel & Tower  
Brussels, Belgium  
June 4–6, 1996*



**IEEE Catalog No.: 96CH35936  
Library of Congress No.: 96-76385**



**Sponsors:  
IEEE Instrumentation and Measurement Society  
IMEKO Technical Committee 7  
Vrije Universiteit Brussel, Dept. ELEC**





## Low-Cost and Minimal Conditioning Interface for a PbSe Photoconductor Array

J. A. Chávez, J. A. Ortega, M. A. Pérez, M. J. García

Department of Electronic Engineering  
Catalonia Polytechnic University

C/ Gran Capità, s/n, Módulo C4. 08034 Barcelona. SPAIN

Phone: (34-3) 401-7491 Fax: (34-3) 401-6756 E-Mail: chavez@eel.upc.es

**Abstract** - A Low-cost conditioning structure for PbSe photoconductor arrays with few components is described. We use a PbSe array of 64 pixels in a simultaneous atmospheric pollutant detector of several gases. The sensor system is based on infrared optical absorption spectroscopy. We present a second version of the sensor. We deduced: i) it is necessary work at high chopper frequencies to reduce the effect of  $1/f$  noise, ii) it is necessary a conditioning circuit for each channel, iii) the conditioning interface must be near the array. Therefore, we propose to amplify and mix the incoming signal to produce a signal at a fixed intermediate frequency (IF), in our case 1 Hz. The circuit has few components which makes possible to place 64 conditioners in a small volume with SMT technology,  $10 \times 4.9 \times 7.6$  cm. The conditioner is divided into 8 boards. Each board has eight channels and an analog multiplexor. This permits to approach the circuitry to the array. Each channel conditioner has up to 100 dB voltage gain. Low IF technique makes possible to have high-performance circuits with low-cost components.

### I. INTRODUCTION

The conditioning structure for a PbSe photoconductor array proposed in this paper comes from the project described in [1][2][3][4][5], whose main goal was the detection of multiple pollutant gases using infrared spectroscopy with photodetector arrays. Presently, a prototype is being developed featuring minimum measurement acquisition time and low noise in both the received signal and the electrical circuitry. Moreover, an equipment size reduction would be desirable to be handy and reduce its cost.

The typical conditioning circuits have: i) high level of noise because they work at low chopping frequency, ii) low channel sampling frequency because they use only one conditioning circuit for all the pixels. To avoid this, the structure proposed is presented in Fig. 1. One conditioning circuit per channel is proposed. Also, a mixer circuit is proposed to produce a signal at a fixed intermediate frequency (IF), in our case 1 Hz. This low IF technique [6] makes possible to have high-performance circuits with low-cost components.

The characteristics of the structure can be summarised as following:

- 1) Very low IF demodulators to: i) avoid offset errors in the circuitry, ii) work with low cost analog-to-digital converters.
- 2) Minimal, simple and compact, enclosing the preamplifier, the intermediate frequency demodulator and the output low pass filter in a single stage.

### II. CONDITIONING STRUCTURE

Fig. 2 shows the conditioning structure proposed. The photodetector is modelled by the resistor  $R_D$ . It can be seen that the preamplifier and the demodulator are implemented in the same stage. Furthermore, the signal is first filtered to reduce the requirements of the operational amplifier. The output low pass filter depends on the required behaviour.

The analysis will consist of two different parts:

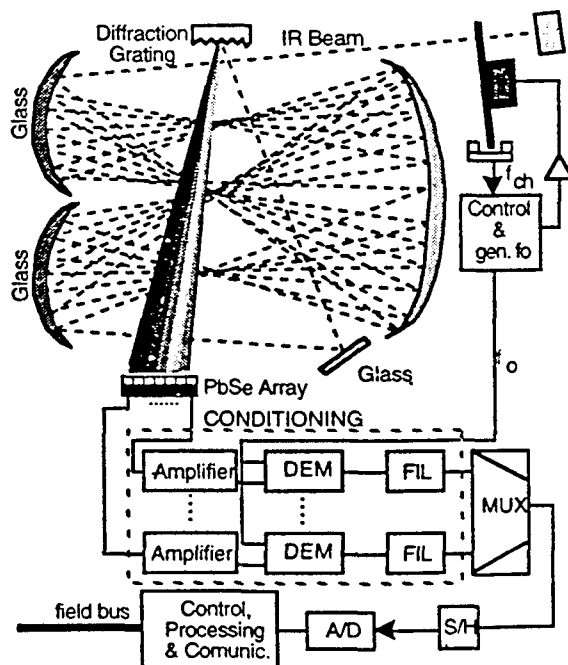


Fig. 1. Gas analyzer based on IR absorption.

1) *Low frequency analysis:* It will provide the analytical expression for voltage  $V_a$ . The capacitor  $C_2$  will not be considered and the operational amplifier is supposed to be ideal. This analysis will provide the basic working principle of the circuit.

2) *An analysis including the capacitor  $C_2$ :* In this case, it is of interest to point out how the capacitor  $C_2$  can overcome possible problems due to the Slew Rate of the operational amplifier. It will be seen that low performance operational amplifiers can be used if  $C_2$  is connected.

#### A. Low frequency analysis

The simplified circuit is shown in Fig. 3. The signal generation stage is equivalent to a current source  $I_s$  in parallel with a complex impedance  $Z_s$ .

The switch  $S_1$  commutes periodically at the frequency rate  $f_d$ . It mixes frequency  $f_o$  with  $f_d$  giving the fundamental harmonic at  $f_{if} = f_o - f_d$ . The voltage  $v_a(t)$  is defined in (1). The signal  $p(t)$  is a square wave of amplitude 1 and frequency  $f_d$ . Its definition and its spectra is shown in (2).

$$v_a(t) = -i_s(t) \left[ R + R_2 + \frac{R_2 R}{R_1} p(t) \right] \quad (1)$$

$$P(\omega) = \pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_d) \quad (2)$$

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t - nT_d}{T_d/2}\right)$$

If  $i_s(t)$  is periodic and  $i_{sb}(t)$  is defined as

$$i_{sb}(t) = \begin{cases} i_s(t) & -T_o/4 < t < T_o/4 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

then

$$I_s(\omega) = \omega_o \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_{sb}(m\omega_o) \delta(\omega - m\omega_o) \quad (4)$$

The Fourier transform of  $v_a(t)$  is (5). The  $V_a(\omega)$  has harmonics at frequencies:  $n\omega_o + m\omega_d$ , with  $n \in (-\infty, \infty)$  and  $m \in (-\infty, \infty)$ , where the interesting harmonic is  $\omega_{if} = \omega_o - \omega_d$ . In the final circuit the following values were

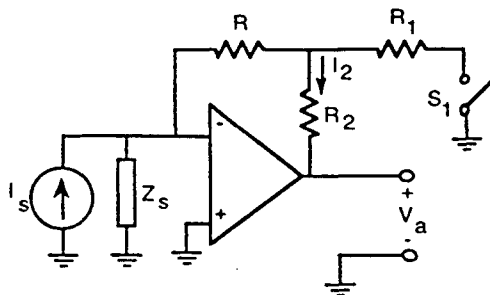


Fig. 3. Low frequency conditioning circuit.

chosen:  $f_d = 1023$  Hz and  $f_o = 1024$  Hz. Therefore  $\omega_{if} = 1$  Hz.

If a low-pass filter having a cutoff frequency small than  $\omega_o$  and  $\omega_d$  is applied to  $V_a(\omega)$ , then the output voltage  $v_o(t)$ , in (6), has the IF desired harmonic and undesired offset voltage. This is best shown in Fig. 4.

$$V_a(\omega) = -(R + R_2)I_s(\omega) - \frac{1}{2\pi} \frac{R_2 R}{R_1} I_s(\omega) * P(\omega)$$

$$V_a(\omega) = -(R + R_2)I_s(\omega) - \frac{\omega_o}{2} \frac{R_2 R}{R_1} \cdot \quad (5)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_{sb}(m\omega_o) \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(\omega - m\omega_o - n\omega_d)$$

$$V_o(\omega) \equiv -\omega_o \left( R + R_2 + \frac{R_2 R}{2R_1} \right) I_{sb}(0) \delta(\omega) -$$

$$\frac{\omega_o}{2} \frac{R_2 R}{R_1} [I_{sb}(-\omega_o) \delta(\omega + \omega_{if}) - I_{sb}(\omega_o) \delta(\omega - \omega_{if})]$$

The working principle has been demonstrated but the op-amp must have good frequency features because otherwise the op-amp Slew Rate (SR) would produce intermodulation products. This is solved with a capacitor.

#### B. Analysis with $C_2$ capacitor

The signal is filtered with the impedance  $R_2 - C_2$ , the conditioning circuit can be seen in Fig. 5. Therefore fewer features are required for the op-amp. A first-order equivalent circuit for Fig. 5 circuit is shown in Fig. 6.

If op-amp gain is very high then  $V_i$  can be approximated to 0. In any case the current across  $R_2 - C_2$ ,  $i_2(t)$ , independent of the following filter stage. It is given by

$$i_2(t) = i_s(t) + \frac{R}{R_1 + R_{S1on}} p(t) i_s(t) \quad (6)$$

where  $R_{S1on}$  is the resistance of  $S_1$  when it is on.

Therefore, the signal  $i_s(t)$  is multiplied by a square wave with non zero mean. The Fourier transform of voltage  $V_a$  in the circuit of Fig. 6 is (8). It can be seen that (5) is a restricted expression of (8) without taking into account the effects of capacitor  $C_2$ .

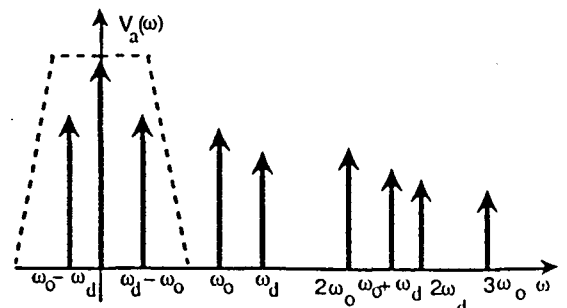


Fig. 4. Spectra of  $v_a(t)$  from Fig. 3 conditioner.

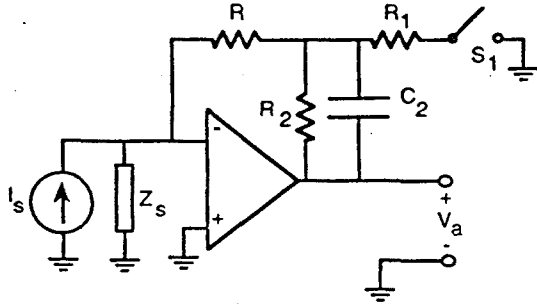


Fig. 5. Conditioning circuit with high frequency cancellation.

$$V_a(\omega) = -R I_s(\omega) - Z_2(\omega) \left( I_s(\omega) + \frac{R}{2\pi R_1} P(\omega) * I_s(\omega) \right)$$

$$R_1' = R_1 + R_{s1on}$$

$$V_a(\omega) = -R I_s(\omega) - \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} \cdot \left[ I_s(\omega) + \frac{R}{2R_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) I_s(\omega - n\omega_d) \right] \right] \quad (8)$$

$$\left[ I_s(\omega) + \frac{R}{2R_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) I_s(\omega - n\omega_d) \right] \right]$$

Equation (4) allow that  $V_a(\omega)$  can be expressed by

$$V_a(\omega) = -(R + Z_2) \omega_0 \sum_m I_{sb}(m\omega_0) \delta(\omega - m\omega_0) - \omega_0 \cdot \frac{RZ_2}{2R_1} \sum_n \sum_m \left[ \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) I_{sb}(m\omega_0) \delta(\omega - n\omega_d - m\omega_0) \right] \quad (9)$$

$$\cdot \frac{RZ_2}{2R_1} \sum_n \sum_m \left[ \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) I_{sb}(m\omega_0) \delta(\omega - n\omega_d - m\omega_0) \right]$$

The output voltage is filtered. The filter transfer function is defined by  $H(\omega)$ . It is a low-pass filter. The output voltage of filter only contain three harmonics: 0,  $\omega_{if}$  y  $-\omega_{if}$ , explained in (10).

$$V_o(\omega) = -\omega_0 \left( R + R_2 + \frac{RR_2}{R_1} \right) I_{sb}(0) H(0) \delta(\omega) - \omega_0 \frac{RZ_2}{2R_1} \left[ I_{sb}(-\omega_0) H(-\omega_{if}) \delta(\omega + \omega_{if}) - I_{sb}(\omega_0) H(\omega_{if}) \delta(\omega - \omega_{if}) \right] \quad (10)$$

The cutoff frequencies of impedance  $Z_2$  and filter  $H(\omega)$  must be select so that the IF harmonic wasn't attenuated.

The current in the photoconductor is generated by the

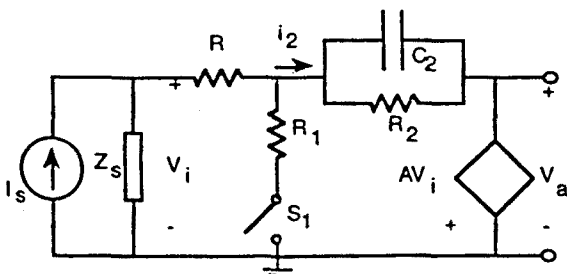


Fig. 6. Equivalent circuit of conditioner.

incident radiation. This current by Ohm law generate the voltage  $v_d(t)$ . The current  $I_s$  in the circuit of Fig. 2 can be approximate by (11). Its is a function of voltage  $V_d$ . It is clear from (11) that  $I_s$  is zero when frequency is zero. This mean the output offset voltage is only due to input offset voltage and input bias current of the op-amp.

$$I_s(\omega) = \frac{R_L C_p j\omega}{1 + R_L C_p j\omega} \frac{1}{R_d} V_d(\omega) \quad (11)$$

### C. Intermediate frequency gain.

The gain at intermediate frequency is defined by

$$G_{fi} = \frac{|V_o(\omega_{if})|}{|V_d(\omega_0)|} \quad (12)$$

and if it is solved the voltage in (11) then

$$V_d(\omega) = R_d \left( 1 - \frac{j}{R_L C_p \omega} \right) \omega_0 \sum_m I_{sb}(m\omega_0) \delta(\omega - m\omega_0) \quad (13)$$

Therefore the gain is given by

$$G_{fi} = -\frac{R}{2R_1 R_d} \frac{R_L C_p \omega_0}{\sqrt{1 + R_L^2 C_p^2 \omega_0^2}} \frac{R_2}{\sqrt{1 + R_2^2 C_2^2 \omega_{if}^2}} \quad (14)$$

### D. Offset defects

The input signal from photoconductor has a very low level and the SNR is also very poor. Because that, biggest gain in conditioning stage is required. But a high gain mean an important output offset voltage and this reduce the dynamic range of the output.

1) *Operational Amplifier input offset voltage*: if there is not signal in photoconductor,  $I_s$  equal to 0, and the input offset op-amp voltage is  $V_{ofAO}$  then output offset voltage is given by

$$V_{of1} = V_{ofAO} \left( 1 + \frac{R_2}{2R_1} \right) H(0). \quad (15)$$

2) *Operational Amplifier input bias current*: if input bias op-amp current is  $I_{pol}$  then output offset voltage is given by

$$V_{of2} = I_{polAO} \left( R + R_2 + \frac{RR_2}{2R_1} \right) H(0). \quad (16)$$

3) *Drain resistance*: it is due to: i) the drain resistance of components, ii) soldering technique, iii) printed board layout. The offset due to global drain resistance,  $R_s$ , is given by

$$V_{of3} = -V_{pol} \left( R + R_2 + \frac{RR_2}{2R_1} \right) \frac{R_L H(0)}{R_L R_s + R_d R_L + R_d R_s}. \quad (17)$$



Therefore, the total output offset voltage is  $V_{of} = V_{of1} + V_{of2} + V_{of3}$ . (18)

If a CMOS op-amp is selected then both  $V_{ofAO}$  and  $I_{pol}$  can be negative or positive but the contribution of drain resistance always is negative. Because that, it can seem that the drain resistance improve the dynamic range in certain cases but its unknown behaviour is a good reason to reduce his effect.

### III. IMPLEMENTATION

The typical noise spectra measured on a PbSe array [7][8] is shown in Fig. 7. The  $1/f$  is dominant below 500 Hz. Because that  $f_o = 1024$  Hz and  $f_d = 1023$  Hz were selected.

The final proposed circuit is shown in Fig. 8. The LMC6062 Precision Dual Micropower Operational Amplifier was chosen. One of the op-amp is used to implement an active filter of second order. The  $S_1$  is a MOS transistor.

#### A. Second order filter

The transfer function of the filter is

$$H(\omega) = \frac{\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)}{1 - R_3 R_6 C_3 C_6 \omega^2 + (R_3 + R_6) C_6 j\omega} \quad (17)$$

Therefore, the filter has in the passband the following gain

$$H(0) = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \quad (18)$$

#### B. Printed board

The circuit has few components which makes possible to place 64 conditioners in a small volume with SMT technology. The system is divided into 8 boards. Each board has eight channels that are multiplexed with a HEF4051.

The input way of the signal is short and the input pin

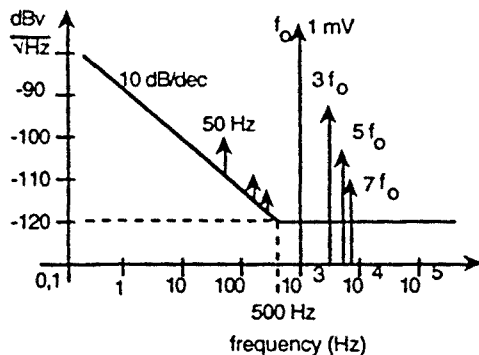


Fig. 7. Typical  $V_O(\omega)$  from a PbSe pixel.

has a guard ring. This makes possible to reduce the crosstalk between channels, it can be seen in Fig. 9. A photograph of implemented board is shown in Fig. 10.

### IV. RESULTS AND DISCUSSIONS

Table I contains the values of components for the circuit proposed in Fig. 8.

The estimate gain was between 87.5 dB and 90 dB with the values of table I. The real gain measured at each channel is shown in Fig. 11. The estimate gains were closely the real gains. The difference in the value of gain is due to the tolerance of components.

The output offset voltage was also measured at 8 channels. The results are in table II where  $V_{ofoc}$  is the offset voltage when the circuit input is open,  $R_d = \infty$ , and  $V_{of}$  is de offset voltage measured with an input signal. The difference is due to the drain current. This means that equivalent drain resistance is between 0.9 and 1.3 GΩ. It could reduce the drain current if the  $V_{pol}$  is reduced, but SNR increases.

The op-amp selected has a  $I_{pol}$  of 100 pA and a  $V_{of}$  of 1200 μV. If MC6062I was chosen, more expensive, the output offset voltage could be reduce by 3 and the gain could bring up to 100 dB. The dynamic range also increases.

### V. CONCLUSION

Low-cost and good performance conditioning circuit for PbSe photoconductor array is possible. Technology

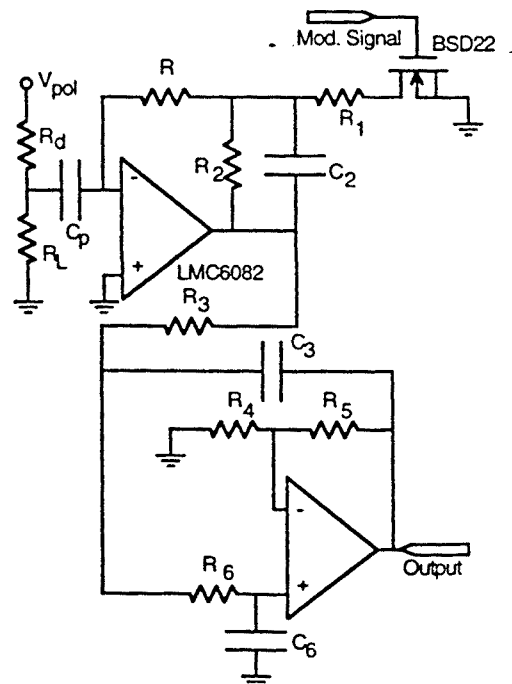


Fig. 8. A real conditioning channel.

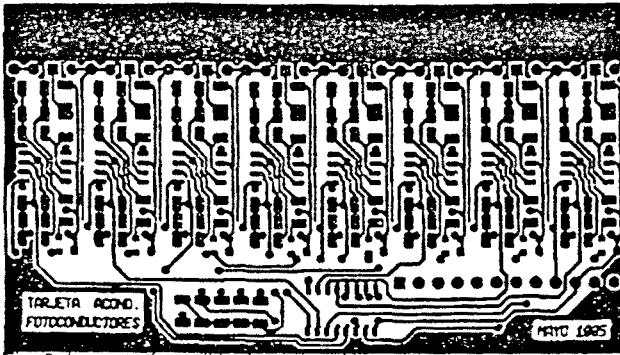


Fig. 9. Layout of conditioning printed board.

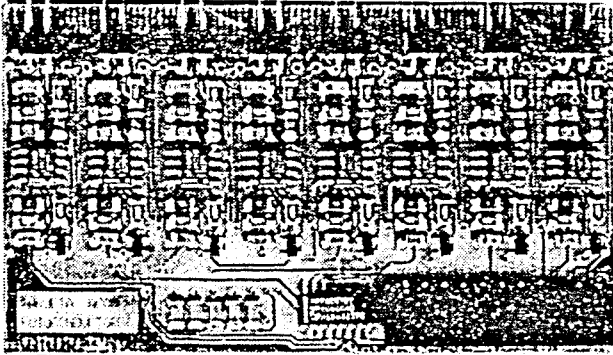


Fig. 10. Photograph of conditioning board with 8 channels.

SMT permit that 64 conditioner are in a small volume 10 cm x 4.9 cm x 7.6 cm. Each board contain 8 channels. Each channel has a gain of 90 dB and is easy to arrive up to 100 dB.

The system weights 190 g. It makes possible to place the conditioning system near the array and minimise the SNR that arrive to the conditioner.

#### REFERENCES

- [1] F. López and J. de Frutos, "Multispectral interference filters and their application to the design of compact non-dispersive infrared gas analysers for pollution control," *Sensors and Actuators A*, 37-38, pp. 502-506, 1993.
- [2] J.A. Ortega Redondo, J. A. Chávez, J. Alba and M. García, "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales," *Seminario anual de automática y electrónica industrial*, September 1994.
- [3] J. Chas, "Analizadores de gases," *Automática e instrumentación*, pp. 137-154, December 1986.
- [4] A. Moreno, J.A. Chavez, M.García and J.A. Ortega, "Sensor inteligente de gases. Subsistema de procesado y electrónica digital," *Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial. Universitat Rovira i Virgili*, September 1995.
- [5] J.A. Ortega, M.A. Pérez, M.García, J.A. Chavez, "Sensor inteligente de gases. Subsistema de óptico y electrónica analógica," *Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial. Universitat Rovira i Virgili*, September 1995.
- [6] R. Pallas-Areny, O. Casas, "A novel differential synchronous demodulator for AC signals", *Proc. IEEE Inst. and Meas. Tech. Conf.* April 1995.
- [7] T. H. Johnson, J.J. Long, C. Matteson, "Lead selenide detector arrays," *IRIS* Vol. 13, No. 1, 1969.
- [8] D.E. Bode, "Lead selenide detectors for intermediate temperature operation," *Appl. Optics*, Vol4, No. 3. 1965.



seminario  
anual  
de automática  
y electrónica  
industrial

Zaragoza,  
11, 12 y 13  
Septiembre

SAE



# ACONDICIONADOR PARA UN ARRAY FOTOCONDUCTOR DE PbSe BASADO EN DEMODULADOR HETERODINO DE MUY BAJA FRECUENCIA INTERMEDIA

J. A. Ortega<sup>1</sup>, J.A. Chávez<sup>2</sup>, M. García<sup>2</sup>

Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya

<sup>1</sup>C/Colom 1, 08022 Terrassa (Barcelona), tlf: (34-3)7398069, FAX: (34-3)7398225, email: ortegar@eel.upc.es

<sup>2</sup>C/Gran Capità s/n Mòdul C4, 08034 Barcelona, tlf: (34-3)4017491, FAX: (34-3)4016756, email: chavez@eel.upc.es

## Resumen.

Se presenta un acondicionador para agrupaciones de PbSe caracterizado por trabajar a frecuencia intermedia muy baja, alrededor de 1 Hz. Esta aplicación es novedosa y nos permite tener separados el offset y la señal demodulada de forma que las variaciones temporales del offset son contrarrestadas. La ganancia total de la etapa es del orden de 87 dB y el offset de salida está entre  $\pm 2$  V.

debido a la baja absorción sufrida por el haz [5] y al alto ruido introducido por estos elementos.

Se describirá el circuito de acondicionamiento diseñado con una estructura mínima de componentes, y por lo tanto de bajo coste, que permite, en poco espacio, agrupar 64 canales de acondicionamiento.

La característica fundamental de esta estructura es la demodulación de la señal recibida a frecuencia intermedia muy baja para:

## 1. Introducción

Versiones anteriores de un sistema de detección y cuantificación de concentraciones de gases contaminantes [1] [2] mediante la medida de la absorción en el Infrarrojo medio ( $3 \mu\text{m}$  a  $5 \mu\text{m}$ ), demostraron la necesidad de:

- Utilizar una frecuencia de chopeado,  $f_0$ , del haz de IR mayor de 500 Hz, ya que la influencia del ruido  $1/f$  de los sensores tiene su punto de inflexión a esta frecuencia.
- Reducir el tiempo de medida de cada canal, mediante el desdoblamiento del acondicionamiento, ver fig. 1. Lo cual implica que cada sensor debe tener un acondicionamiento propio [3] [4].
- Reducir el efecto del ruido ya que la SNR en la salida del array de fotoconductores es muy baja,

- Eliminar el offset debido a los defectos en continua del AO.
- Utilizar un convertidor A/D de bajo tiempo de conversión, y por lo tanto de bajo coste.

## 2. Estructura del acondicionador propuesta.

Se propone la estructura de la fig. 2 donde se observa que el sistema se basa en un AO realimentado negativamente mediante una red en T de resistencias donde la impedancia de una de las ramas es modulada mediante el interruptor  $S_1$ .

El circuito se analiza en dos etapas. En la primera no se tiene en cuenta el condensador  $C_2$  y se demuestra que el circuito es viable solamente si el AO tiene unas características muy restrictivas. Posteriormente se incluye en el análisis el efecto de  $C_2$  demostrándose que los requerimientos necesarios del AO son bastante menos restrictivos.

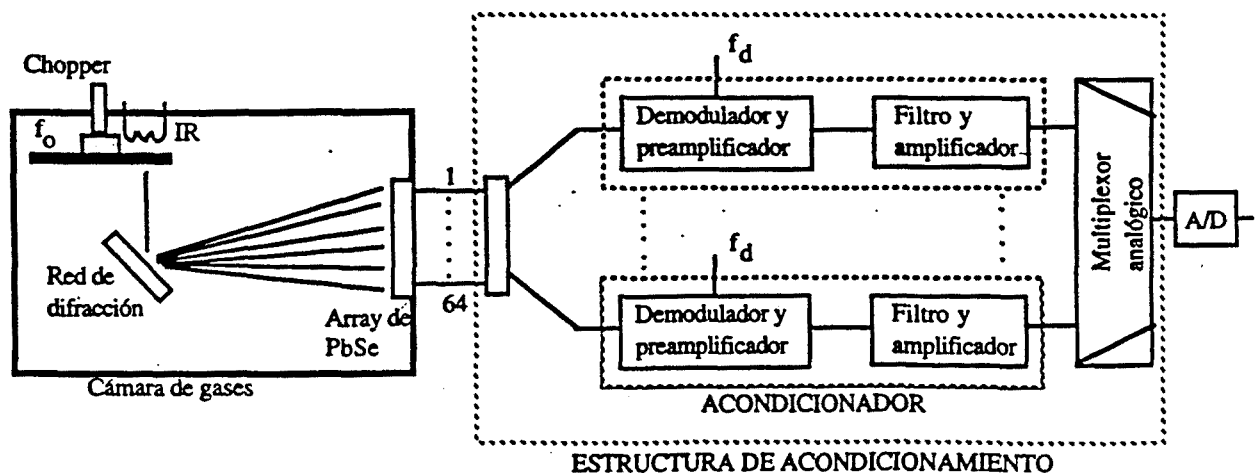


Fig. 1. Diagrama de bloques del equipo.

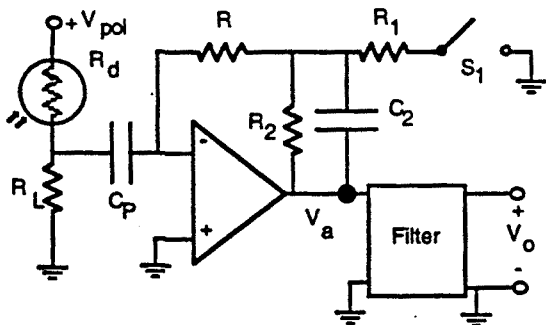


Fig. 2. Estructura de acondicionamiento.

### 2.1 Análisis simplificado sin $C_2$ .

El circuito resultante se muestra en la fig. 3. El fotoconductor y su resistencia de polarización se han modelado como una fuente de corriente  $I_s$  en paralelo con una impedancia  $Z_s$ .

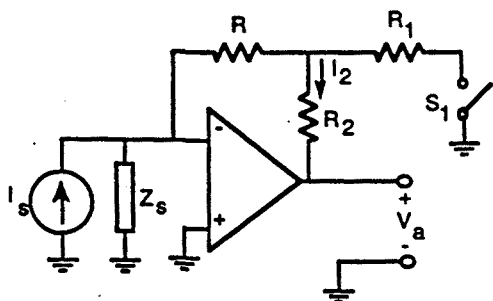


Fig. 3. Estructura de acondicionamiento básica sin  $C_2$ .

Se demuestra que la tensión de salida del AO,  $v_a(t)$ , viene dada por

$$v_a(t) = -i_s(t) \left[ R + R_2 + \frac{R_2 R}{R_1} p(t) \right] \quad (1)$$

donde  $p(t)$  es una función periódica cuadrada de frecuencia  $f_d$ , amplitud máxima 1 y valor medio 0,5, que se corresponde con la frecuencia de apertura y cierre del interruptor  $S_1$ .

El espectro de  $v_a(t)$  es  $V_a(\omega)$ , ver fig. 4, y tiene sus armónicos a las frecuencias  $n\omega_o + m\omega_d$ ,  $n$  y  $m$  enteros, donde  $\omega_o$  es la frecuencia de chopeado del haz de IR. De estos sólo nos interesa el armónico a la frecuencia intermedia  $f_i = f_o - f_d$ . Para conseguirlo se coloca un filtro paso bajo en la salida.

La presencia de armónicos de alta frecuencia en la señal de  $v_a(t)$  hace inviable el circuito ya que la característica no lineal del AO (Slew Rate) produce productos de intermodulación que falsean la señal de salida.

El análisis con  $C_2$  es interesante para comprender el funcionamiento del circuito a grandes rasgos y comprobar que se puede demodular mediante el interruptor  $S_1$ .

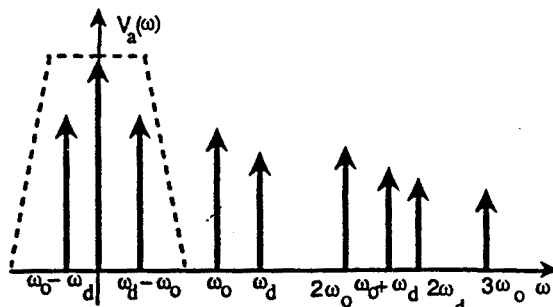


Fig. 4. Espectro de la señal de salida.

### 2.2 Análisis del circuito incluyendo $C_2$

Se propone incluir el condensador  $C_2$ , ver fig. 2, para eliminar las frecuencias altas producidas por la acción del interruptor. De esta forma el AO sólo debe amplificar las frecuencias bajas.

Basándonos en el modelo de la fig. 5, la tensión en la salida del amplificador operacional se puede expresar según (2). Se observa que  $Z_2$ , impedancia equivalente de la resistencia  $R_2$  en paralelo con  $C_2$ , pondera los diferentes armónicos de la señal  $V_a$ , atenuando los de mayor frecuencia.

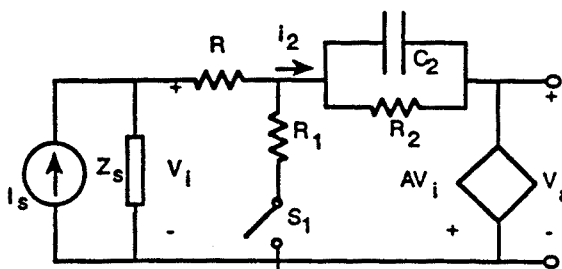


Figura 5. Circuito equivalente del acondicionador.

$$V_a(\omega) = -(R + Z_2) \omega_o \sum_m I_{sb}(m\omega_o) \delta(\omega - m\omega_o) - \frac{\omega_o R Z_2}{2R_1} \sum_n \sum_m \left[ \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) I_{sb}(m\omega_o) \delta(\omega - n\omega_d - m\omega_o) \right] \quad (2)$$

Si  $V_a$  se aplica a un filtro paso bajo de característica frecuencial  $H(\omega)$  la tensión resultante es

$$V_o(\omega) \cong -\omega_o \left( R + R_2 + \frac{R R_2}{R_1} \right) I_{sb}(0) H(0) \delta(\omega) - \omega_o \frac{R Z_2}{2R_1} \left[ I_{sb}(-\omega_o) H(-\omega_d) \delta(\omega + \omega_d) - I_{sb}(\omega_o) H(\omega_d) \delta(\omega - \omega_d) \right] \quad (3)$$

De lo cual se deduce que toda señal a frecuencia cero en la entrada del AO será amplificada por la ganancia de la

red en T. Por lo tanto, la tensión de offset y las corrientes de polarización del AO pueden provocar una tensión de offset de salida significativa.

### 3. Medidas

Para ver la respuesta del circuito se han realizado distintas medidas:

- **Ganancia de tensión a diferentes frecuencias de demodulación.** En la fig. 6 se observa la respuesta frecuencial de uno de los canales de la placa. Se ha obtenido fijando la frecuencia del interruptor a 999 Hz y variando la frecuencia de la señal de entrada desde 999,1 Hz hasta 1024,6 Hz.

Este proceso se ha repetido para todos los canales y los resultados demuestran que la ganancia en la banda de paso está comprendida 85 dB y 90 dB. Además, la frecuencia de corte está alrededor de los 7 Hz.

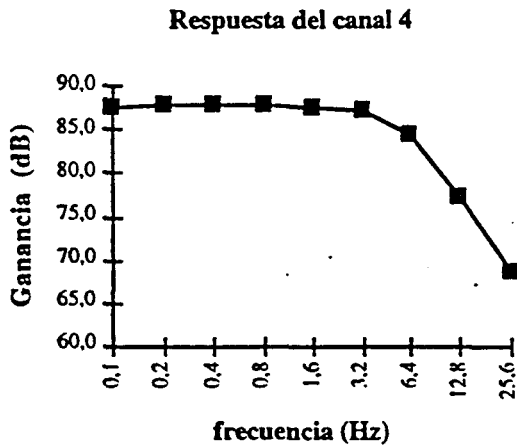


Fig. 6 Respuesta frecuencial del canal 4.

- **Tensión de offset de salida.** Esta tensión es debida principalmente a la tensión de offset y a las corrientes de polarización del AO, pero se ha observado que tiene una gran importancia la resistencia de fugas que aparece en el condensador de desacoplo  $C_p$ . De los datos hemos deducido que la resistencia de fugas equivalente está entre  $0,9 \text{ G}\Omega$  y  $1,3 \text{ G}\Omega$ . En la tabla 1 se detallan las medidas realizadas, donde se observa que el offset esta entre  $\pm 2 \text{ V}$ . Si en lugar de utilizar el LMC6082AM se hubiera escogido el LMC6082AI se habrían reducido las tensiones de offset hasta la mitad, aunque esto supone un aumento del coste final del circuito.

Tabla 1: Tensión de offset de salida del acondicionador.

Canal	Vof(V)
0	0,29
1	-1,09
2	0,77
3	-1,52
4	0,06
5	-1,37
6	2,00
7	-0,54

- **Respuesta frecuencial de la señal de salida para una frecuencia intermedia de 1 Hz.** Se ha adquirido una serie de 1000 muestras de cada canal con una frecuencia de muestreo de 10 Hz. Lo cual ha permitido obtener la espectro de frecuencias de la señal de salida, ver fig. 7.

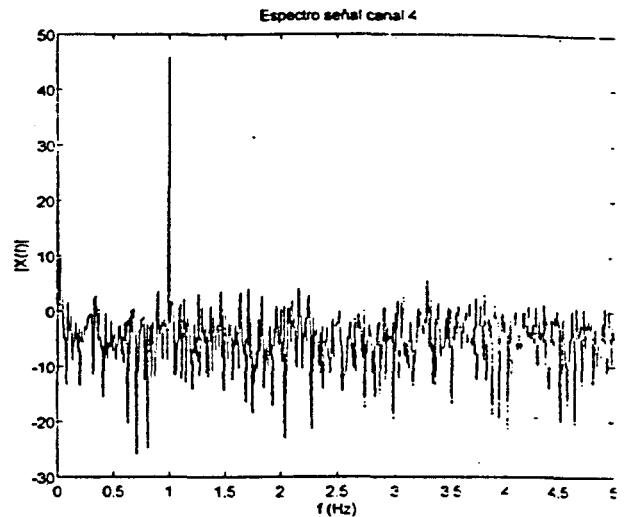


Fig. 7 Espectro de la señal de salida del canal 4.

### 4. conclusiones

Se ha realizado un prototipo para un array de 64 elementos de PbSe [6] [7] que consta de 8 placas, cada una de ellas compuesta por 8 canales de acondicionamiento como el descrito anteriormente. Para su realización se ha utilizado el AO doble LMC6082. Todos los elementos del circuito son de tecnología SMD lo que permite un alto nivel de integración y bajo peso. Esta cualidad es muy importante ya que interesa acortar el camino entre el acondicionador y el array, lo cual se consigue con un sistema de acondicionamiento ligero y poco voluminoso. En concreto las medidas de nuestro sistema son  $10 \text{ cm} \times 4,9 \text{ cm} \times 7,6 \text{ cm}$ . incluyen los ocho canales más la estructura de soporte. El peso total es de 190 g. En la fig. 8 se presenta una fotografía una placa con 8 canales de acondicionamiento.

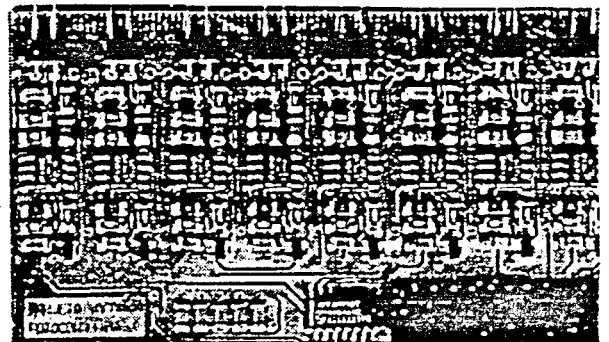


Fig. 8 Fotografía de una placa de acondicionamiento con 8 canales.

Las medidas realizadas demuestran que la ganancia de los acondicionadores a la frecuencia intermedia se



aproxima a los 87,5 dB. Con los valores de los componentes utilizados y sus tolerancias se preveía que la ganancia estuviera entre 87,5 y 90 dB.

## Referencias

- [1] J.A. Ortega Redondo, J. A. Chávez, J. Alba y M. García, "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales," Seminario anual de automática y electrónica industrial, Septiembre 1994.
- [2] F. López y J. de Frutos, "Multispectral interference filters and their application to the design of compact non-dispersive infrared gas analysers for pollution control," *Sensors and Actuators A*, 37-38, pp. 502-506, 1993.
- [3] A. Moreno, J.A. Chavez, M.García y J.A. Ortega. "Sensor inteligente de gases. Subsistema de procesado y electrónica digital," Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial. Universitat Rovira i Virgili. Septiembre 1995.
- [4] J.A. Ortega, M.A. Pérez, M.García, J.A. Chavez. "Sensor inteligente de gases. Subsistema óptico y electrónica analógica," Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial. Universitat Rovira i Virgili. Septiembre 1995.
- [5] J. Chas, "Analizadores de gases," *Automática e instrumentación*, pp. 137-154, Diciembre 1986.
- [6] T. H. Johnson, J.J. Long, C. Matteson, "Lead selenide detector arrays," *IRIS* Vol. 13, No. 1, 1969.
- [7] D.E. Bode, "Lead selenide detectors for intermediate temperature operation," *Appl. Optics*, Vol4, No. 3, 1965.

**III  
JORNADES  
DE  
DOCTORAT**

**10 i 11 de juliol, 1997**



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

**Departament d'Enginyeria Electrònica**



# MODULADOR ÓPTICO CUASISTÁTICO EN LA BANDA DEL IR BASADO EN LA RITF.

Alumno: Juan Antonio Ortega Redondo  
 Director: Miguel J. García Hernández.

**Resumen.** La detección de radiación infrarroja mediante el uso de fotodetectores de PbSe, presenta la problemática del ruido  $1/f$  de baja frecuencia. La solución del problema pasa por la modulación de la luz incidente, para evitar la zona de bajas frecuencias. En este trabajo se hace un estudio de un posible modulador óptico basado en la RITF, haciendo hincapié en los aspectos mecánicos y de control del mismo.

## 1. Introducción.

La espectrometría en el IR[1] es uno de los métodos utilizados para la detección de gases contaminantes. Los fotosensores de PbSe utilizados, presentan al ser polarizados un espectro de ruido del tipo  $1/f$ . La potencia de ruido a bajas frecuencias es muy elevada, haciendo imposible la detección directa de la potencia emitida por una fuente de infrarrojos convencional, ya que la amplitud de la luz emitida se mantiene prácticamente constante, y por lo tanto la corriente que proporcionaría el fotosensor, estaría completamente contaminada por el ruido.

El problema se soluciona modulando la amplitud de la radiación emitida por la fuente, y realizando después una demodulación de la corriente proporcionada por el fotosensor[2].

La modulación de la radiación se puede realizar colocando una rueda de chopper entre la fuente de infrarrojos y el fotodetector. Este método tiene el inconveniente de introducir partes móviles en el sistema, que lo hacen menos compacto y más difícil de controlar.

En este trabajo se hace un estudio del funcionamiento teórico de un modulador óptico cuasistático basado en la Reflexión Interna Total Frustrada (RITF)[3][4].

## 2. Reflexión Interna Total Frustrada (RITF).

La trayectoria de propagación de un rayo de luz dentro de un medio homogéneo es rectilínea. Al llegar el rayo a la superficie de separación de los dos medios, se produce el fenómeno de la refracción que se traduce en un cambio de dirección de la propagación del rayo. El ángulo

de variación de la trayectoria viene determinado por la ley de Snell:

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (1)$$

siendo  $n_1$  y  $n_2$  los índices de refracción del primer y segundo medio respectivamente, mientras que  $\theta_i$  y  $\theta_t$  son los ángulos que forman la normal al plano de incidencia con los rayos incidente y transmitido respectivamente.

Si  $n_2$  es menor que  $n_1$  y el ángulo  $\theta_i$  toma un valor por encima de un determinado ángulo crítico dado por:

$$\theta_c = \arcsen\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (2)$$

desaparece el rayo transmitido, y toda la potencia óptica incidente se refleja hacia el primer medio. Es el fenómeno conocido como Reflexión Interna Total (RIT).

Si se realiza un análisis detallado de los campos inducidos en el segundo medio, se puede comprobar que existe un campo eléctrico que decae de forma exponencial, y que viene dado por:

$$E_2 = E_0(\lambda) e^{-2 \frac{x\pi}{\lambda} \sqrt{(n_1 \sin(\theta_i))^2 - n_2^2}} \quad (3)$$

donde  $E_0(\lambda)$  es el campo incidente, y  $x$  es la distancia entre la superficie de separación y el punto donde se mide el campo.

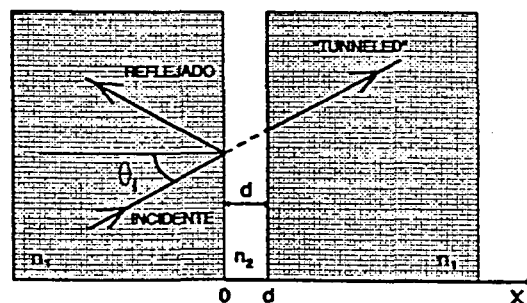


Fig. 1 Reflexión Interna Total Frustrada.

Si acercamos un tercer medio de índice de refracción  $n_3$ , de valor superior a  $n_2$ , se consigue que parte de la radiación se transmita, disminuyendo de esta manera la intensidad del rayo reflejado, llegando en el límite a eliminarlo. Este es el fenómeno conocido por Reflexión Interna Total Frustrada (RITF).

Se puede demostrar que el coeficiente de transmisión de un sistema formado por dos medios dieléctricos de índice de refracción  $n_1$  separados por una capa de aire de espesor  $d$ , vale[5][6]:

$$T_{p,s} = \frac{1}{A_{p,s} \sinh^2 y + B_{p,s}} \quad (4)$$

con

$$A_s = \frac{(n^2 - 1)^2}{4n^2 \cos^2 \theta_i (n^2 \sin^2 \theta_i - 1)} \quad (5)$$

$$B_s = 1 \quad (6)$$

para el caso de polarización perpendicular al plano de incidencia, y

$$A_p = A_s \left[ (n^2 + 1) \sin^2 \theta_i - 1 \right]^2 \quad (7)$$

$$B_p = 1 \quad (8)$$

para el caso de polarización paralela al plano de incidencia, con

$$y = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 \sin^2 \theta_i - 1} \quad (9)$$

para ambas polarizaciones.

Nos interesa trabajar con luz sin polarizar, por lo tanto tomaremos como coeficiente de transmisión la media aritmética de  $T_s$  y  $T_p$ .

$$T = \frac{1}{2}(T_s + T_p) \quad (10)$$

### 3. Temas de estudio del modulador mecánico.

Podemos realizar un modulador óptico basado en la RITF, haciendo que la distancia de separación entre dos medios dieléctricos varíe con el tiempo, de esta manera la potencia transmitida al tercer medio también varía con el tiempo consiguiendo la modulación deseada.

El modelado del modulador, requiere el estudio de los siguientes aspectos:

- Estudio de la deformación del espectro óptico emitido. Como se ha expuesto anteriormente, el coeficiente de transmisión depende de la longitud de onda, y por lo tanto todas las longitudes de onda de la radiación de entrada no serán tratadas por igual, produciéndose una deformación en el

espectro óptico. Necesitamos conocer como será esa deformación con objeto de poder calibrar adecuadamente todo el sistema de medida.

- Estudio del sistema mecánico. Para realizar la modulación óptica de forma controlada, necesitamos estudiar la resonancia del sistema, y la forma de poder controlar en amplitud y frecuencia dichas oscilaciones.

En este trabajo se realiza el estudio detallado del sistema mecánico.

### 4. Planteamiento del modelo mecánico del modulador.

El modelo mecánico sobre el que se va a trabajar consta de dos elementos. Un elemento que estará fijo, y otro elemento que sufrirá un movimiento vibratorio. Entre ambos elementos existirá una cámara de aire que se irá comprimiendo y expandiendo, a medida que el elemento móvil se vaya acercando y alejando del elemento fijo. Como elemento de control del sistema dispondremos de un actuador piezoeléctrico que podrá ejercer una fuerza sobre el elemento móvil.

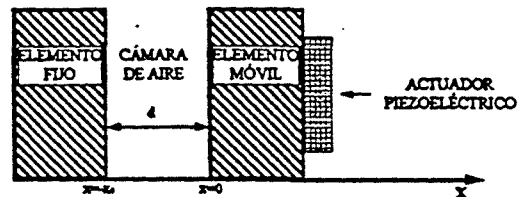


Fig. 2. Modelo del resonador mecánico.

El elemento móvil sufrirá la actuación de tres fuerzas:

- Fuerza externa aplicada por el actuador piezoeléctrico, la denominaremos  $f_e$ .
- Fuerza lineal con la distancia de separación entre los dos elementos. Esta fuerza es debida a la constante elástica de toda la estructura. La denominaremos  $f_s$ .
- Fuerza no lineal con la distancia de separación entre los dos elementos. Esta fuerza es debida a la compresión y expansión de la cámara de aire existente entre los dos elementos. La denominaremos  $f_a$ .

Podemos hacer una analogía de nuestro sistema, con un sistema mecánico más clásico, formado por una masa, la del elemento móvil, y dos elementos elásticos. El primero de ellos tiene un comportamiento lineal y proviene de la fuerza de deformación de la estructura, mientras que el segundo se comporta de forma

no lineal, y se corresponde con la fuerza producida por la compresión y expansión de la cámara de aire.

La ecuación diferencial que describe el modelo planteado es la siguiente:

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = -f_{a0} \frac{x(t)}{x(t)+d} - k_e x(t) - f_i(t) \quad (11)$$

Retomando la analogía con la mecánica clásica mostrada en la figura 3, podemos afirmar que el tipo de movimiento será vibratorio como en el caso de un sistema formado por un único muelle lineal. La diferencia radica en que el valor de la constante elástica de la compliancia no lineal no permanece constante, aumentando de valor a medida que el elemento fijo se aproxima al elemento móvil. Esto hace que, en el límite, cuando  $x \rightarrow -d$ ,  $f_e \rightarrow \infty$ , produciéndose un efecto de rebote, que impide el contacto entre los dos elementos. En la figura 5 se ilustra este fenómeno representando el resultado obtenido al resolver la ecuación 11 mediante cálculo numérico para valores concretos de las constantes.

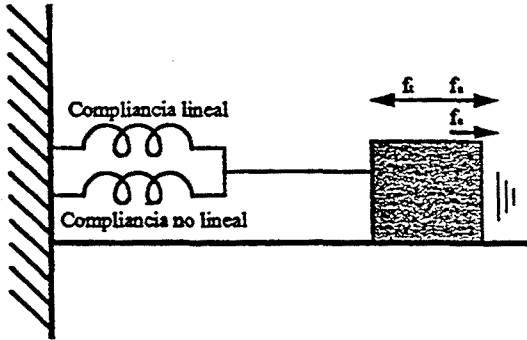


Fig. 3. Analogía con la mecánica clásica.

#### 4.1 Amplitud de oscilación.

Considerando que las pérdidas del sistema son negligibles, se puede afirmar que la energía potencial del sistema para las distancias máxima y mínima de separación vale lo mismo. Si las igualamos obtenemos una expresión que nos relaciona las distancias máxima y mínima de separación, la distancia de reposo y las constantes  $k_e$  y  $f_{a0}$ .

$$d = \frac{f_{a0} A_{osc} + k_e / 2 (d_{max}^2 - d_{min}^2)}{k_e A_{osc} + f_{a0} \ln \left[ \frac{d_{max}}{d_{min}} \right]} \quad (12)$$

#### 4.2. Frecuencia de oscilación.

Resolviendo la ecuación 11 mediante simulación numérica, se puede deducir que la

frecuencia de oscilación del elemento móvil sigue la siguiente ley

$$w_{osc} = \sqrt{\frac{k_e + k_n}{m}}; \quad k_n = \frac{a_0}{d} + a_1 \quad (13)$$

donde  $k_e$  es la constante elástica lineal,  $k_n$  es la constante elástica no lineal, y  $a_0$  y  $a_1$  son coeficientes ajustables en función del valor de  $k_e$  y  $f_{a0}$ .

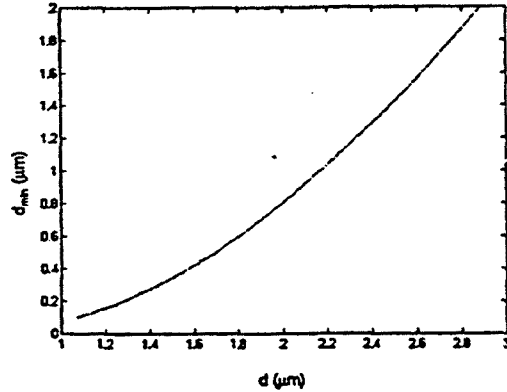


Fig. 4. Variación de  $d_{min}$  en función de  $d$  para  $d_{max}=4 \mu m$ .

Vemos, por lo tanto, que la frecuencia de oscilación del sistema depende del valor de la distancia de reposo del mismo.

### 5. Control del sistema mecánico.

El sistema de control ha de garantizar que tanto la frecuencia como la amplitud de la oscilación se mantienen constantes y a un valor conocido.

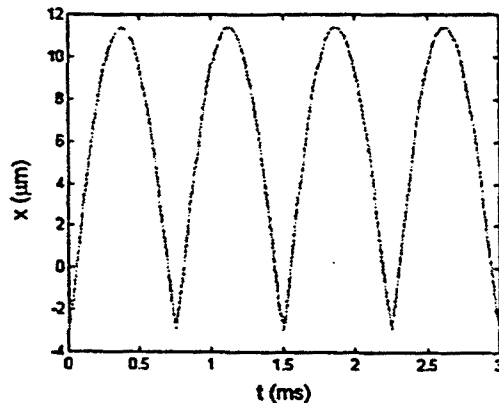


Fig. 5. Efecto de "rebote" asociado a la compliancia no lineal.

Tendremos dos mecanismos de control independientes, uno para controlar la frecuencia, y otro para controlar la amplitud.

#### 5.1 Control de frecuencia.

Como hemos visto anteriormente, la frecuencia de oscilación del sistema mecánico depende del valor de la distancia de reposo,  $d$ . Esta distancia la podemos hacer variar aplicando una fuerza constante mediante el transductor

piezoeléctrico. De esta manera podemos pensar que el sistema mecánico se comporta de forma análoga a un VCO, pero con un control por fuerza en lugar de tensión.

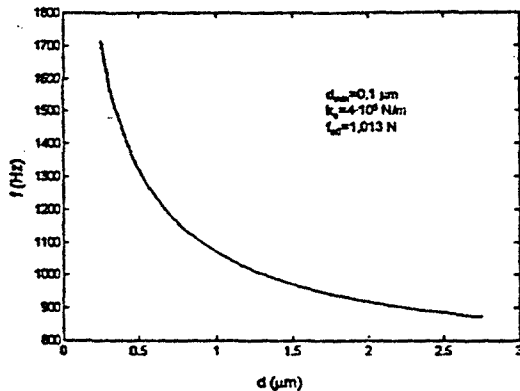


Fig. 6. Variación de la  $f_{osc}$  en función de  $d$

La propuesta para el control de frecuencia, es aprovechar esta característica del sistema e implementar un PLL convencional, donde el VCO se sustituye por el sistema mecánico.

### 5.2. Control de amplitud.

En todo lo expuesto hasta el momento, se ha considerado que el sistema no tiene pérdidas, y por lo tanto con un aporte inicial de energía, para situarlo en las condiciones iniciales, éste realiza una oscilación mantenida.

En la práctica existe una pequeña fuerza de rozamiento proporcional a la velocidad del elemento móvil, y por supuesto, de sentido contrario al del movimiento de éste. La denominaremos  $f_r$  y su expresión matemática es la siguiente:

$$f_r = -b \frac{dx(t)}{dt} \quad (14)$$

Si incluimos el efecto de las pérdidas, la ecuación 11 queda:

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = -f_{s0} \frac{x(t)}{x(t)+d} - k_e x(t) \dots \dots -b \frac{dx(t)}{dt} - f_i(t) \quad (15)$$

La solución de esta ecuación es semejante a la de la ecuación 11. Se diferencian en que en la de la 11 la oscilación es mantenida, ausencia de

pérdidas, mientras que en ésta la oscilación se va amortiguando debido a la pérdida de energía del sistema, causada por  $f_r$ .

Si la componente alterna de  $f_i$  es proporcional a la derivada de  $x(t)$ , se podrán reponer las pérdidas dando el aporte necesario de energía en cada ciclo, para que la oscilación se mantenga. Esta componente también podrá ser utilizada para controlar la amplitud de la oscilación. Si en cada ciclo de oscilación el aporte de energía es exactamente igual al que se ha perdido la amplitud se mantendrá constante, pero si el aporte de energía es superior, entonces la amplitud aumentará, y disminuirá si el aporte de energía fuera menor.

### 6. Bibliografía.

- [1] Espectrometría infrarroja con array de fotodetectores. J.A. Chávez, J.A. Ortega, J.Alba, M. García. Seminario Anual de Automática y Electrónica Industria, Tarragona del 12 al 14 de septiembre de 1994, pag 90-93.
- [2] J.A. Ortega, J.A. Chávez, J. Alba, M.García. "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industria, Tarragona del 12 al 14 de septiembre de 1994, pag 94-97
- [3] Clifford Kelley, "White Paper on electromagnetic radiation modulator", 29414 Whitley Collins Dr., Rancho Palos Verdes, CA 90274, Tel. (310) 377-6587, Fax (310) 377- 0367. 1994.
- [4] J.A. Ortega, "Fuente de infrarrojos modulada estáticamente", Jornades de Doctorat del DEE, Barcelona del 6 al 7 de abril de 1995, pag 126-127.
- [5] K. Wilner, N.P. Murarka. "Desing considerations and test results of an evanescent switch-attenuator". Applied Optics. Vol. 20 N° 20, pag. 3600-3604. Octubre 1981.
- [6] K. Rahnvardy, V. Arya, A. Wang, J.M. Weiss. "Investigation and application of all-fiber frustrated total internal reflection sensors". Fiber Optic and Laser Sensors XIV, Proc. SPIE Vol. 2839, pag. 385-393. Octubre 1996.



# SAAEI '97

Seminario Anual de Automática,  
Electrónica Industrial  
e Instrumentación

Valencia 17, 18 y 19  
Septiembre 1997





# ESTUDIO DE UN MODULADOR ÓPTICO BASADO EN LA RITF PARA SU APLICACIÓN A LA ESPECTROMETRÍA DE GASES

J. A. Ortega Redondo<sup>1</sup>, J. A. Chávez Domínguez<sup>2</sup>, M. J. García Hernández<sup>2</sup>

Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya  
<sup>1</sup>EUNETIT, C/ Colom 1, 08222 Terrassa (Barcelona), e-mail: ortegar@eel.upc.es  
<sup>2</sup>ETSETB, C/ Gran Capità s/n Mòdul C4, 08034 Barcelona, e-mail: chavez@eel.upc.es

## Resumen.

La detección de radiación infrarroja mediante el uso de fotodetectores de PbSe, presenta la problemática del ruido 1/f de baja frecuencia. La solución del problema pasa por la modulación de la luz incidente, para evitar la zona de bajas frecuencias. En este trabajo se hace el estudio del tratamiento del espectro óptico por parte de un posible modulador óptico basado en la RITF, que sustituye a la clásica rueda de chopper.

## 1. Introducción.

Los fotosensores de PbSe, utilizados en los sistemas de espectrometría de gases en el IR, necesitan ser polarizados. Las variaciones de la tensión de polarización, el offset asociado a la electrónica, y la elevada potencia de ruido a bajas frecuencias, hacen imposible la detección directa de la potencia emitida por una fuente de infrarrojos convencional. Esto es debido a que la amplitud de la luz emitida se mantiene constante, con lo que la corriente proporcionada por el fotosensor, estaría completamente distorsionada.

El problema se soluciona modulando la amplitud de la radiación emitida por la fuente, y realizando después una demodulación de la corriente proporcionada por el fotosensor[2].

La solución clásica para la modulación de la radiación se basa en la colocación de una rueda de chopper entre la fuente de infrarrojos y el fotodetector[3][4]. Este método tiene el inconveniente de introducir partes móviles en el sistema, que lo hacen menos compacto y de más difícil control. También nos puede introducir efectos no deseados en el espectro de la señal detectada, a causa de las imperfecciones en la construcción de la rueda chopper[5]. Es por tanto necesario la búsqueda de moduladores ópticos estáticos o cuasiestáticos que trabajen en la zona del IR, y que posean un ancho de banda grande[6].

En este trabajo se estudia un modulador óptico cuasiestático basado en el fenómeno de la Reflexión Interna Total Frustrada (RITF). En concreto se estudia la forma del espectro de la radiación de salida del

modulador, así como la variación temporal de la potencia óptica emitida. Es necesario conocer exactamente la forma del espectro de salida, para poder calibrar correctamente todo el sistema de medida.

## 2. Principio de funcionamiento.

La trayectoria de propagación de un rayo de luz dentro de un medio homogéneo es rectilínea. Al llegar el rayo a la superficie de separación de los dos medios, se produce el fenómeno de la refracción que se traduce en un cambio de dirección de la propagación del rayo. El ángulo de variación de la trayectoria viene determinado por la ley de Snell:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (1)$$

siendo  $n_1$  y  $n_2$  los índices de refracción del primer y segundo medio respectivamente, mientras que  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son los ángulos que forman la normal al plano de incidencia con los rayos incidente y transmitido respectivamente.

Si  $n_2$  es menor que  $n_1$  y el ángulo  $\theta_1$  toma un valor por encima de un determinado ángulo crítico dado por:

$$\theta_c = \arcsen\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (2)$$

desaparece el rayo transmitido, y toda la potencia óptica incidente se refleja hacia el primer medio. Es el fenómeno conocido como Reflexión Interna Total (RIT).

Si se realiza un análisis detallado de los campos inducidos en el segundo medio, se puede comprobar que existe un campo eléctrico que decae de forma exponencial, y que viene dado por:

$$E_2 = E_0(\lambda) e^{-\frac{2\pi x}{d} \sqrt{n_1^2 \sin^2(\theta_1) - n_2^2}} \quad (3)$$

donde  $E_0(\lambda)$  es el campo incidente, y  $x$  es la distancia entre la superficie de separación y el punto donde se mide el campo.

Si acercamos un tercer medio de índice de refracción  $n_3$ , de valor superior a  $n_2$ , se consigue que parte de la radiación se transmita, disminuyendo de esta manera la intensidad del rayo reflejado, llegando en el límite a eliminarlo. Este es el fenómeno conocido por Reflexión Interna Total Frustrada (RITF).

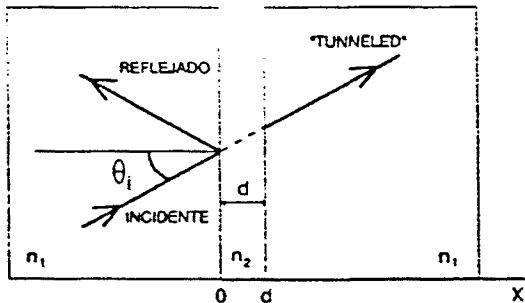


Fig. 1 Reflexión Interna Total Frustrada.

Se puede demostrar que el coeficiente de transmisión de un sistema formado por dos medios dieléctricos de índice de refracción  $n_1$  separados por una capa de aire de espesor  $d$ , vale[7]:

$$T_{p,s} = \frac{1}{A_{p,s} \sinh^2 y + B_{p,s}} \quad (4)$$

con

$$A_s = \frac{(n^2 - 1)^2}{4n^2 \cos^2 \theta_i (n^2 \sin^2 \theta_i - 1)} \quad (5)$$

$$B_s = 1 \quad (6)$$

para el caso de polarización perpendicular al plano de incidencia, y

$$A_p = A_s \left[ (n^2 + 1) \sin^2 \theta_i - 1 \right]^2 \quad (7)$$

$$B_p = 1 \quad (8)$$

para el caso de polarización paralela al plano de incidencia, con

$$y = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 \sin^2 \theta_i - 1} \quad (9)$$

para ambas polarizaciones.

Nos interesa trabajar con luz sin polarizar, por lo tanto tomaremos como coeficiente de transmisión la media aritmética de  $T_s$  y  $T_p$ .

$$T = \frac{1}{2} (T_s + T_p) \quad (10)$$

### 3. Estudio de la influencia de la variación de los diversos parámetros en el valor de T.

#### 3.1. Influencia de la variación de $n_1$ .

El estudio de la variación de T con el índice de refracción, nos dará a conocer cual será el comportamiento del modulador en función del material escogido para su construcción.

Asignamos a  $\theta_i$  un valor de  $45^\circ$  y representamos gráficamente el valor de T en función del índice de refracción  $n$  para diversos valores de  $d/\lambda$ . Los resultados se puede observar en las gráficas de la Fig. 2.

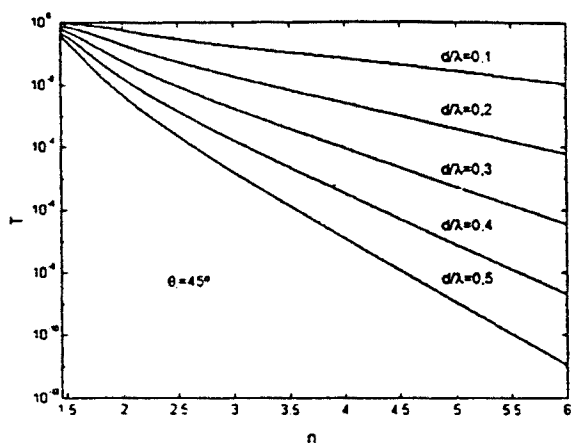


Fig. 2. Coeficiente de transmisión frente al índice de refracción para  $\theta_i=45^\circ$ .

Analizando las gráficas, se llega a la conclusión de que independientemente del valor de la relación  $d/\lambda$ , el coeficiente de transmisión, T, disminuye drásticamente cuando el índice de refracción aumenta.

Parece razonable trabajar con materiales que nos permitan tener elevados coeficientes de transmisión con valores de  $d/\lambda$  no muy pequeños. También es deseable una variación lenta de T con la distancia de separación puesto que nos permitirá controlar de una manera más precisa la modulación que realizamos.

A la vista de estos argumentos se deberá escoger para el diseño del modulador un material con un índice de refracción no muy elevado. Además el material en cuestión ha de ser transparente a las longitudes de onda de interés ( $3 \mu\text{m}$  a  $5 \mu\text{m}$ ) y fácilmente localizable en el mercado. Un posible material que cumple estos requisitos es el rubí que posee un índice de refracción de  $n=1.77$ .

#### 3.2. Influencia de la variación del ángulo de incidencia.

Con objeto de estudiar la influencia en el coeficiente de transmisión, T, de la variación del ángulo de

incidencia de la radiación IR, asignamos a  $d/\lambda$  el valor 0,1, y representamos T en función de  $\theta_i$ , para diversos valores de n. El resultado se muestra en la gráfica de la Fig. 3.

El intervalo de variación del ángulo de incidencia,  $\theta_i$ , tiene como valor mínimo el ángulo crítico,  $\theta_c$ , correspondiente a cada material y como valor máximo  $80^\circ$ . Si extendiéramos el margen de variación hasta  $90^\circ$ , se observaría como el coeficiente de transmisión tiende a cero para cualquier valor de n.

Analizando la gráfica se llega a la conclusión de que independientemente del material escogido, el coeficiente de transmisión, T, disminuye a medida que aumenta  $\theta_i$ . No obstante, se puede constatar que la variación de T con  $\theta_i$ , no es muy importante dentro de la banda de interés, cuando trabajamos con materiales de índice de refracción pequeño.

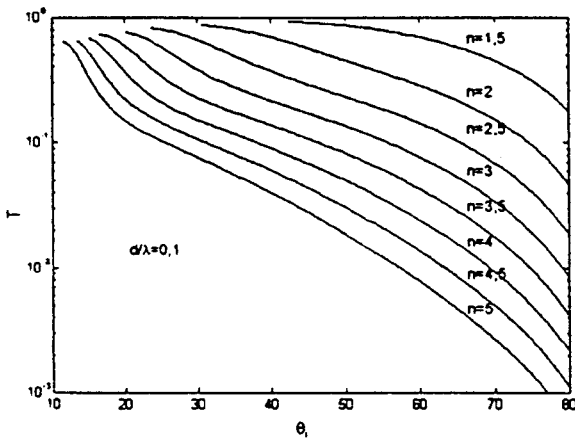


Fig. 3. Coeficiente de transmisión frente al ángulo de incidencia.

En el mercado es fácil encontrar prismas con ángulos de corte de  $45^\circ$  ó  $60^\circ$ . De entre los dos ángulos disponibles, parece más interesante trabajar con el de  $45^\circ$  con el fin de obtener valores más grandes de T.

### 3.3. Influencia de la variación de la relación $d/\lambda$ .

Por último nos queda por estudiar cuál es el comportamiento del coeficiente de transmisión cuando hacemos variar el parámetro  $d/\lambda$ . Escogemos 1,77 como valor del índice de refracción, y representamos T en función de  $d/\lambda$ , para valores de  $\theta_i$  de  $45^\circ$  y  $60^\circ$ . El resultado se puede observar en la Fig. 4.

Se observa que el coeficiente de transmisión disminuye drásticamente su valor al aumentar ligeramente el valor de la relación  $d/\lambda$ . Como se había anticipado en el apartado 3.2, esta caída es más abrupta para un ángulo de incidencia de  $60^\circ$  que de  $45^\circ$ .

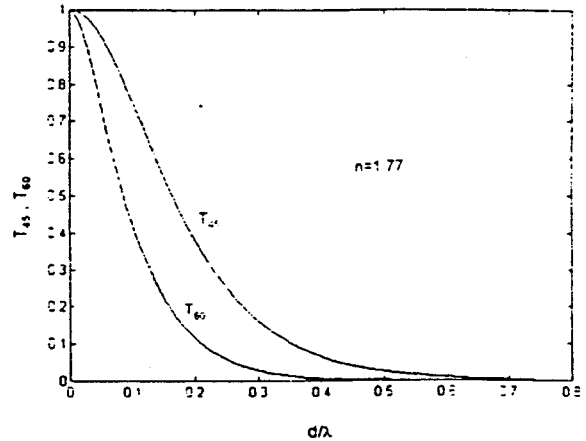


Fig. 4. Coeficiente de transmisión para ángulo de incidencia de  $45^\circ$  y  $60^\circ$ .

## 4. Espectro de la radiación IR de salida.

Nos interesa conocer cual es la forma del espectro de la radiación IR de salida a medida que va cambiando la distancia de separación, con objeto de poder realizar correctamente la ecualización de la radiación mediante el sistema electrónico de detección de la misma.

Suponiendo que el espectro de la radiación IR de entrada es plano, la forma del espectro de la radiación de salida coincidirá con la forma del coeficiente de transmisión representado en función de  $\lambda$ . Por lo tanto para estudiar la forma que tiene éste, representamos el coeficiente de transmisión en función de  $\lambda$  para distintos valores de d. Los resultados se pueden observar en la gráfica de la Fig. 5.

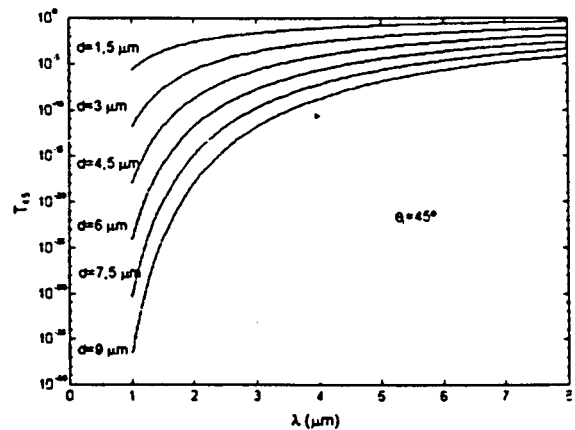


Fig. 5. Coeficiente de transmisión en función de  $\lambda$ .

Analizando los resultados podemos concluir que a medida que aumenta la distancia de separación, el espectro se deforma en mayor grado, ya que el coeficiente de transmisión tiene un valor superior para las longitudes de onda largas que para las cortas. Esto se también se traduce en que para una misma variación de los valores de d, se obtiene una modulación más

profunda de las longitudes de onda cortas en comparación con las longitudes de onda largas.

Para cuantificar la deformación sufrida por el espectro óptico, representamos en la Fig. 6, el cociente entre el valor máximo y mínimo de T, dentro de la banda de interés, que coincide con los valores que toma en  $5 \mu\text{m}$  y  $3 \mu\text{m}$  respectivamente. Cuanto más próximo a 1 esté este cociente, más plano será el espectro.

Como se mencionaba anteriormente, el espectro es menos plano, y por lo tanto el valor del cociente crece, a medida que el valor de la distancia de separación, d, aumenta.

También se puede apreciar, que para un ángulo de incidencia de  $60^\circ$ , el espectro se mantiene más plano con la variación de d, que para un ángulo de incidencia de  $45^\circ$ .

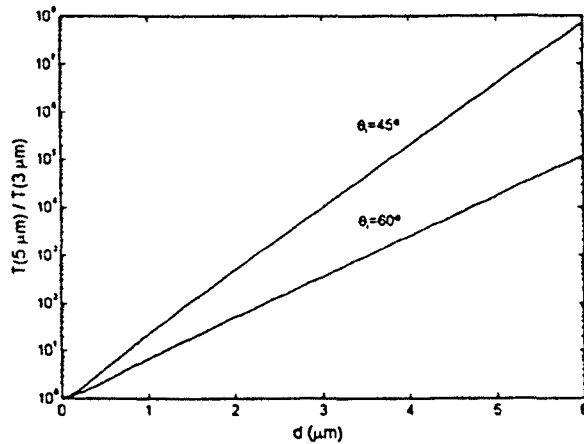


Fig. 6 Cociente  $T(5 \mu\text{m}) / T(3 \mu\text{m})$  en función de d.

#### 4.1. Radiación IR de entrada procedente de un cuerpo negro.

Si suponemos que la radiación de entrada al modulador procede de la emisión de un cuerpo negro, ver Fig. 7, el espectro de la radiación de salida lo podremos obtener como el producto del coeficiente de transmisión por el espectro de la radiación de entrada.

Eligiendo adecuadamente la temperatura del cuerpo negro, o lo que es lo mismo la longitud de onda de máxima radiación de este, podemos compensar en parte la distorsión introducida por el modulador, consiguiendo un aplanamiento del espectro de la radiación de salida.

En la Fig. 8 se ha representado el cociente entre el valor máximo y mínimo del espectro de la radiación de salida, dentro de la banda de interés, obtenida cuando la de entrada procede de la emisión de un cuerpo negro frente a la distancia de separación, para diversos

valores de la longitud de onda de máxima radiación del cuerpo negro.

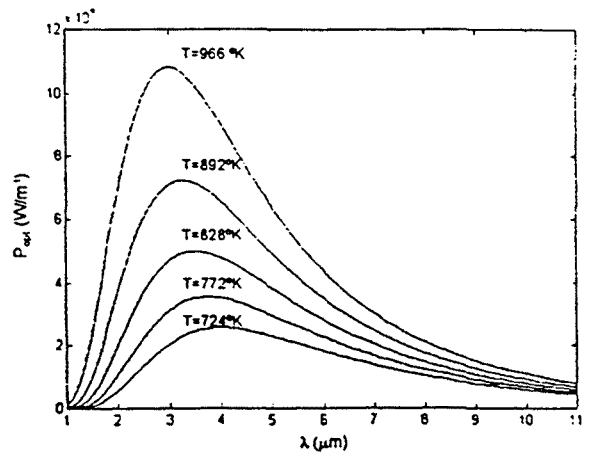


Fig. 7. Densidad espectral de potencia óptica radiada por un cuerpo negro.

En la Fig. 9 se representa la evolución del espectro de la radiación de salida con la distancia de separación. La banda considerada es la de interés situada entre  $3 \mu\text{m}$  y  $5 \mu\text{m}$ , y la longitud de onda de máxima radiación del cuerpo negro es  $\lambda_{\text{max}} = 2,88 \mu\text{m}$ .

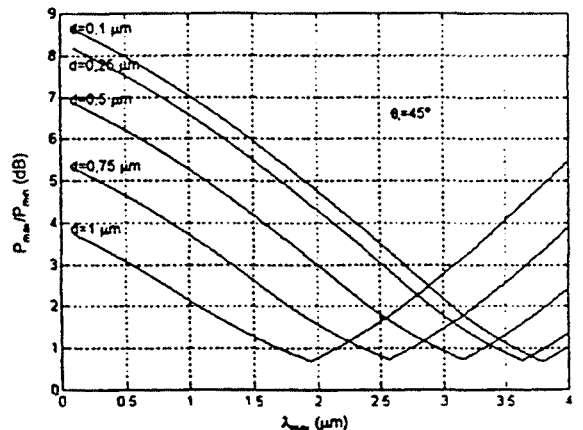


Fig. 8. Diferencia entre la potencia máxima y mínima

Como se observa, se consigue que dentro de la banda de  $3 \mu\text{m}$  a  $5 \mu\text{m}$ , la diferencia en decibelios entre el valor máximo y mínimo del espectro de la radiación de salida sea inferior a 3 dB, para una excursión de la distancia de separación entre  $0,1 \mu\text{m}$  y  $1 \mu\text{m}$ . Este dato contrasta con los más de 10 dB de diferencia que teníamos en el caso de radiación de entrada con espectro plano.

#### 5. Variación temporal de T.

Otro de los aspectos que nos interesa estudiar, es la variación temporal del coeficiente de transmisión, cuando la distancia de separación no permanece estática.

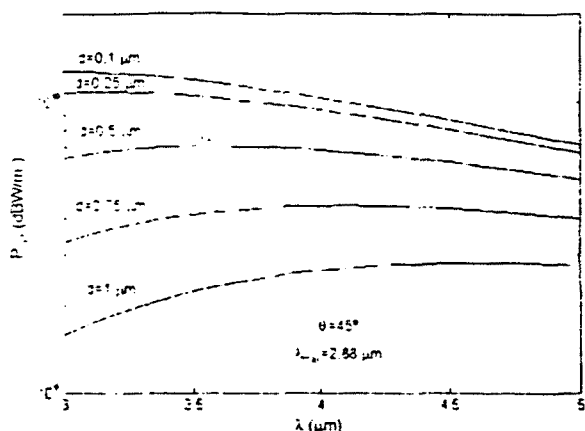


Fig. 9. Espectro de la radiación de salida del modulador para longitud de onda de máxima radiación,  $\lambda_{\max}=2.88 \mu\text{m}$ .

Esta variación dependerá de la longitud de onda que estemos considerando, y de la evolución que siga la  $d$ . Suponemos que  $d$  varía de forma senoidal entre  $0.26 \mu\text{m}$  y  $1.38 \mu\text{m}$ , a una frecuencia de  $1 \text{ kHz}$ . Los valores máximos y mínimos de la excursión han sido escogidos para garantizar una excursión mínima del coeficiente de transmisión entre el  $20 \%$  y el  $80 \%$  a todas las longitudes de onda de la banda de interés. En la gráfica de la Fig. 10 se ha representado la variación temporal de  $d$ , junto con la variación temporal de  $T$  para las longitudes de onda de  $3 \mu\text{m}$ ,  $4 \mu\text{m}$  y  $5 \mu\text{m}$ .

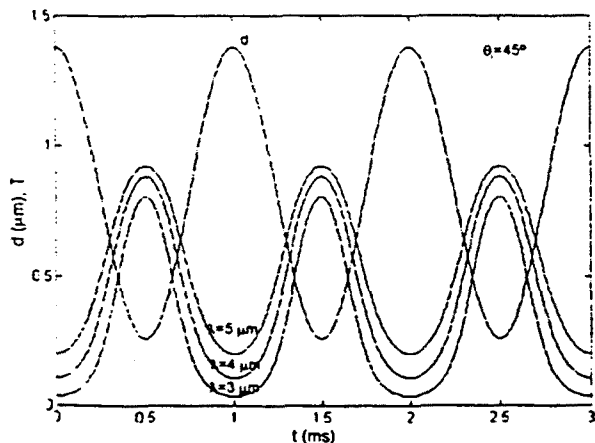


Fig. 10. Variación temporal del coeficiente de transmisión

Como era previsible, se observa que el coeficiente de transmisión toma su valor máximo cuando la distancia de separación toma su valor mínimo, y que la profundidad de modulación de las longitudes de onda cortas, es superior a la de las longitudes de onda largas.

## 6. Conclusiones.

Se ha revisado el concepto de reflexión interna total frustrada, y se ha realizado el estudio del espectro emitido por un modulador basado en este principio.

Se ha comprobado que el coeficiente de transmisión de dicho modulador depende de la longitud de onda considerada, con lo que realiza una deformación del espectro de la radiación de entrada.

Se ha demostrado que dicha deformación puede ser aprovechada para obtener un espectro de salida plano, en el caso de que la radiación IR de entrada proceda de la emisión de un cuerpo negro.

Por último se ha estudiado la forma de onda temporal de la radiación de salida al variar de forma senoidal la distancia de separación entre los dos medios. Se comprueba que la profundidad de modulación depende de la longitud de onda.

## Referencias.

- [1] J.A. Chávez, J.A. Ortega, J.Alba, M. García. "Espectrometría infrarroja con array de fotodetectores". Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, pp 90-93. Tarragona del 12 al 14 de Septiembre de 1994.
- [2] J.A. Chávez, J.A. Ortega, M.A. Pérez, M.J. García. "Low-Cost and Minimal Conditioning Interface for a PbSe Photoconductor Array". IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 549-553. Bruselas (Bélgica) del 4 al 6 de Junio de 1996.
- [3] A. Moreno, J.A. Chávez, M. García, J.A. Ortega, "Sensor inteligente detector de gases. Subsistema de procesado y electrónica digital", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, pp 303-306. Tarragona del 25 al 27 de Septiembre de 1995.
- [4] J.A. Ortega, M.A. Pérez, M. García, J.A. Chávez, A. Moreno, "Sensor inteligente detector de gases. Subsistemas óptico y electrónica analógica", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, pp 299-302, Tarragona del 25 al 27 de Septiembre de 1995.
- [5] J.A. Chávez, J.A. Ortega, M.J. García. "Enventanado temporal irregular de la fuente de IR en un espectrómetro en la banda de  $3 \mu\text{m}$  a  $5 \mu\text{m}$ ". Seminario anual de Automática y Electrónica Industrial, Valencia del 17 al 19 de Septiembre de 1997.
- [6] J.A. Ortega. "Fuente de infrarrojos modulada estáticamente", Jornades de Doctorat del DEE, pag 126-127, Barcelona del 6 al 7 de Abril de 1995.
- [7] Court, F.K. von Williesen. "Frustrated Total Internal Reflection and Application of its Principle to Laser Cavity Design". Applied Optics, Vol 3 N° 6 pp 719-726. Junio 1964.

