

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

Capítulo 5

Estudio de los algoritmos de control del sistema

5.3. Control de frecuencia.	5.23
5.3.1. Diagrama de bloques del control de frecuencia.	5.23
5.3.2. Simulación del sistema de control de frecuencia.	5.26
5.3.2.1. Definición matemática.	5.26
5.3.2.2. Resultados de la simulación.	5.27
5.4. Control simultáneo de amplitud y frecuencia.	5.30
5.4.1. Diagrama de bloques del sistema de control simultáneo de amplitud y frecuencia.	5.31
5.4.2. Simulación del sistema de control simultáneo de amplitud y frecuencia.	5.32
5.4.2.1. Definición matemática.	5.32
5.4.2.2. Resultados de la simulación.	5.33
5.5. Control de alineación.	5.36
5.5.1. Ecuación descriptiva del movimiento de rotación de la placa.	5.38
5.5.2. Diagrama de bloques del sistema de control de alineación.	5.39
5.5.2.1. Simplificación del diagrama de bloques para simulación.	5.41
5.5.3. Simulación del sistema de control de alineación.	5.41
5.6. Conclusiones.	5.43

5.1. Introducción.

En los capítulos anteriores, se ha hecho un estudio del sistema mecánico del modulador basado en la FTIR, así como del espectro de la radiación de salida de dicho modulador. Estos estudios se han llevado a cabo suponiendo que el modulador trabaja idealmente, sin pérdidas, sin imperfecciones de diseño y sin la presencia de ningún agente externo que perturbe su funcionamiento.

Para que esto sea cierto, necesitamos implementar un sistema de control que contrarreste todos los efectos perturbadores del correcto funcionamiento del modulador. En concreto el sistema de control ha de ser capaz de garantizar que tanto la potencia como la frecuencia de la radiación de salida, se mantienen constantes con el tiempo, y a un valor conocido.

A lo largo del capítulo se describen los sistemas de control propuestos para conseguir los objetivos que se han marcado en el párrafo anterior. Por otra parte, se plantea el problema de la alineación de las superficies del elemento móvil y del elemento fijo del modulador. Si estas superficies no están correctamente alineadas, el sistema mecánico no entrará correctamente en resonancia.

5.2. Control de amplitud.

Tal y como se ha expuesto, uno de los parámetros que necesitamos controlar, es la potencia de la radiación IR de salida. El modulador ha de ser capaz de mantenerla a un nivel constante.

Para lograr este objetivo, la condición necesaria y suficiente, es que la oscilación del elemento móvil se mantenga constante, es decir que los valores máximo y mínimo de separación no varíen con el tiempo. De esta manera la evolución del coeficiente de transmisión será idéntica entre ciclo y ciclo de la oscilación, y por lo tanto la cantidad de energía óptica que traspasa el modulador en cada ciclo se mantiene constante.

En el capítulo 3, se demostró que si el sistema no tenía pérdidas, la oscilación se mantenía constante a lo largo del tiempo. No se producía pérdida de energía mecánica, y toda la energía potencial se transformaba en cinética y viceversa. También se observó que el efecto que producían las pérdidas, era un amortiguamiento progresivo de la oscilación del elemento móvil, debido a la pérdida de energía que experimentaba el sistema.

Para poder estar en las condiciones ideales, y conseguir que la oscilación se mantenga a lo largo del tiempo, necesitamos un sistema de control que sea capaz de mantener constante la energía mecánica del sistema, al valor que nosotros deseemos. Cuando el sistema tenga una carencia de energía, ha de ser capaz de aportársela, y cuando tenga un exceso, ha de ser capaz de extraer energía.

Como mecanismo de extracción de energía se aprovechan las propias pérdidas del sistema, mientras que como mecanismo de inyección de energía, se propone utilizar una fuerza proporcional a la derivada instantánea de la posición del elemento móvil, y de signo contrario a la fuerza que provoca las pérdidas. Es por lo tanto una fuerza variable con el tiempo. En el estado de equilibrio ambas fuerzas tendrán el mismo valor pero de signo contrario. En estado de carencia de energía, la fuerza de control será de un valor superior, mientras que en un estado de exceso de energía tiene un valor inferior a la fuerza que provoca las pérdidas.

5.2.1. Diagrama de bloques del sistema de control de amplitud.

En este apartado se realiza el estudio del sistema que permite obtener la fuerza proporcional a la derivada instantánea de la posición y el mecanismo de realimentación[71] para controlar la amplitud de oscilación del sistema mecánico.

En la figura 5.1, se puede observar una propuesta de diagrama de bloques del sistema que permite alcanzar los objetivos expuestos anteriormente.

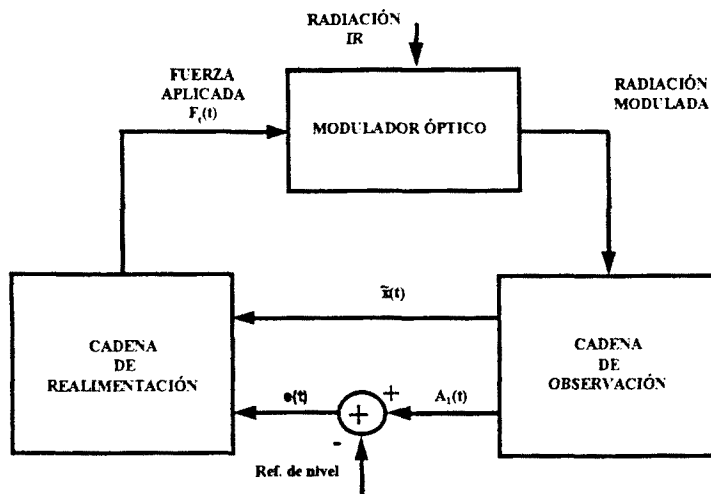


Fig. 5.1. Diagrama de bloques general para el sistema de control de amplitud.

Dentro de este diagrama de bloques, podemos distinguir tres partes claramente diferenciadas: la planta, una cadena de observación de la planta y una cadena de realimentación de la misma.

5.2.1.1. Planta del sistema.

El modulador óptico constituye la planta del sistema. Como se ha visto en capítulos anteriores, la caracterización del modulador comprende diversas facetas. Se puede caracterizar desde un punto de vista mecánico, y desde un punto de vista óptico. Para resolver el problema del control, necesitamos realizar una caracterización del modulador que englobe ambos aspectos.

El problema de la caracterización del modulador, se aborda mediante la división de éste en dos bloques conceptuales, tal y como se muestra en la figura 5.2. Un primer bloque lo constituye el sistema mecánico, mientras que el segundo bloque lo forma la acción moduladora que ejerce el sistema sobre la radiación IR de entrada. Veamos con más detalle cada uno de los dos bloques.

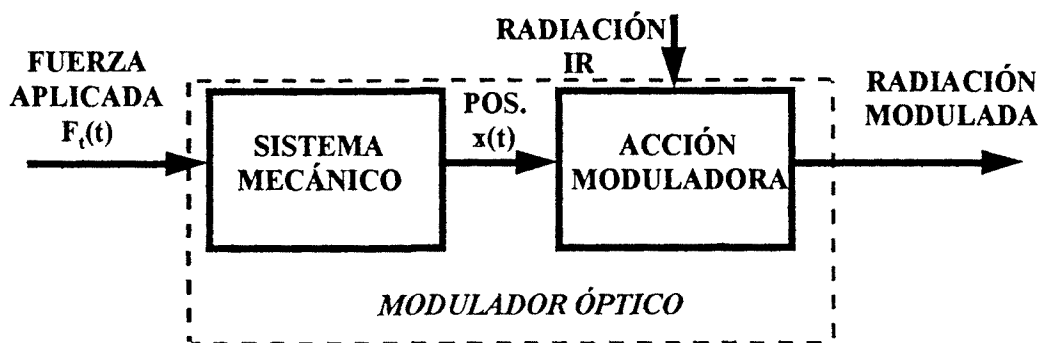


Fig. 5.2. Diagrama de bloques del modulador óptico.

5.2.1.1.1. Sistema mecánico.

El bloque del sistema mecánico describe, tal y como indica su nombre, la mecánica del sistema constituido por el elemento móvil y el elemento fijo del modulador.

La entrada de este bloque es la fuerza aplicada al elemento móvil mediante el transductor piezoeléctrico, mientras que la posición de este elemento, según los ejes definidos en el capítulo 3, constituye la salida del bloque.

Tal y como se demostró en el capítulo 3, el sistema mecánico queda definido mediante la siguiente ecuación diferencial:

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = -F_{a0} \frac{x(t)}{x(t) + d_0} - k_e x(t) - b \frac{dx(t)}{dt} - F_t(t) \quad (5.1)$$

donde, como el lector puede recordar:

- m .- masa del elemento móvil.
- $x(t)$.- posición instantánea del elemento móvil, tomando, según se definió en el capítulo 3, $x = 0$ para la distancia de separación de reposo del sistema.
- d_0 .- distancia de separación entre el elemento móvil y el elemento fijo en estado de reposo.

- k_c .- constante de deformación elástica de la estructura.
- b .- coeficiente de pérdidas del sistema.
- $F_t(t)$.- fuerza instantánea que ejerce el transductor sobre el elemento móvil.
- F_{a0} .- constante del sistema que representa la fuerza ejercida por la atmósfera sobre el elemento móvil.

5.2.1.1.2. Acción moduladora.

Este segundo bloque, describe el efecto de modulación que sufre la radiación IR incidente al sistema. La modulación se produce por efecto de la cancelación de la Reflexión Interna Total, debida a la presencia del elemento móvil. El coeficiente de transmisión de todo el sistema depende de la distancia de separación entre los dos elementos[65]. Como ésta varía a lo largo del tiempo provoca que el coeficiente de transmisión también varíe. El estudio detallado de la forma del coeficiente de transmisión, y de las variaciones del mismo se realizó en el capítulo 4.

Este bloque posee dos entradas y una salida. A la entrada tenemos, por una parte la posición instantánea del elemento móvil, y por otra parte la radiación IR que se desea modular. A la salida del bloque nos encontramos con la radiación IR modulada en amplitud.

5.2.1.2. Cadena de observación de la planta.

La cadena de observación, como su nombre indica, nos permite observar el funcionamiento de la planta. Tiene una entrada, la radiación óptica modulada, y dos salidas, el valor del armónico fundamental de la radiación de salida y la posición del elemento móvil. Esta cadena está formada por un sensor óptico, un demodulador eléctrico y un convertidor de radiación a posición.

La primera de las dos salidas, nos permite conocer, mediante una comparación, si el nivel de la potencia óptica útil de salida es el adecuado. La segunda de las salidas proporciona la información necesaria a la cadena de realimentación para corregir los desequilibrios en la potencia óptica de salida.

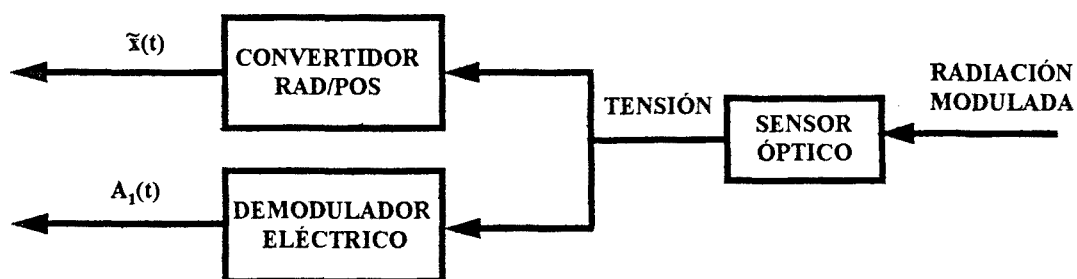


Fig. 5.3. Diagrama de bloques de la cadena de observación.

El valor del armónico fundamental se obtiene mediante un fotosensor y un demodulador eléctrico. El sensor debe incorporar un filtro óptico[14] para que la tensión de salida del fotosensor sea proporcional a la intensidad de radiación infrarroja de la longitud de onda central del filtro. Esta tensión de salida, se demodula con el objeto de obtener el valor del armónico fundamental, que es el parámetro que nos interesa controlar.

En dos de los artículos recogidos en el anexo II[29][30], se propone y se estudia la estructura de un demodulador heterodino de muy baja frecuencia intermedia. Este demodulador en un principio está concebido como una parte del sistema electrónico de detección de la radiación modulada, pero puede ser perfectamente empleado también en el control del modulador.

La segunda de las salidas se obtiene utilizando un convertidor de intensidad de radiación a posición del elemento móvil, colocado después del fotosensor. Este convertidor debe realizar la función inversa a la que realiza la acción moduladora de la planta. De esta manera, a partir del valor instantáneo de radiación detectado, podemos conocer cual es la posición del elemento móvil[67].

5.2.1.3. Cadena de realimentación de la planta.

La cadena de realimentación recoge la información proporcionada por la cadena de observación, y actúa sobre la planta para intentar que ésta trabaje dentro del régimen previsto de funcionamiento[72]. Las entradas de la cadena son la posición instantánea del elemento móvil del modulador, $x(t)$ y la señal error, $e(t)$, de la comparación entre el nivel de referencia y el valor detectado del primer armónico. La salida es la fuerza que se ejerce sobre el elemento móvil del sistema mecánico.

Esta cadena está formada por un derivador, un amplificador de ganancia controlada, un elemento que proporciona una ganancia continua ajustable, y un amplificador de potencia que actúa sobre el transductor piezoeléctrico que ejerce la fuerza sobre el elemento móvil.

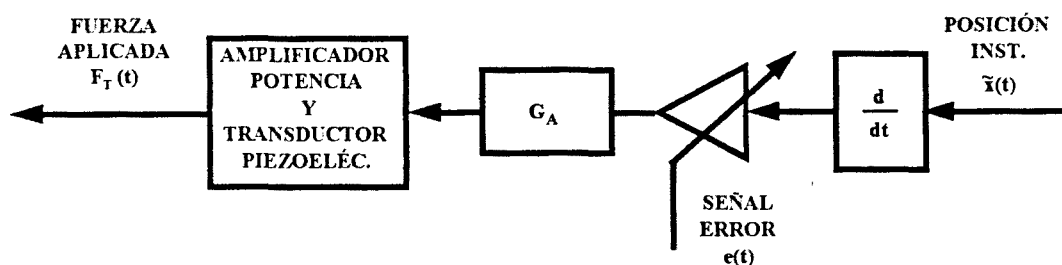


Fig. 5.4. Diagrama de bloques de la cadena de realimentación.

La salida de posición de la cadena de observación se deriva, y se lleva a la entrada del amplificador de ganancia controlada. El control del amplificador se ejerce a través de la señal diferencia entre la referencia de nivel, y el nivel real del armónico fundamental. La salida del amplificador, después de diversos ajustes de nivel, se aplica al transductor piezoeléctrico, de tal manera que la fuerza que se ejerce sobre el elemento móvil es proporcional a la derivada de la posición instantánea. Esta fuerza es capaz de llevar y mantener al modulador dentro de un régimen de oscilación con la amplitud adecuada, para obtener el nivel de armónico fundamental deseado.

5.2.1.4. Simplificación del diagrama de bloques para la simulación.

Si se considera que el convertidor radiación posición, el amplificador de potencia y el transductor piezoeléctrico tienen un comportamiento ideal, el diagrama de bloques del control de amplitud, puede simplificarse para realizar simulaciones, tal y como se muestra en la figura 5.5.

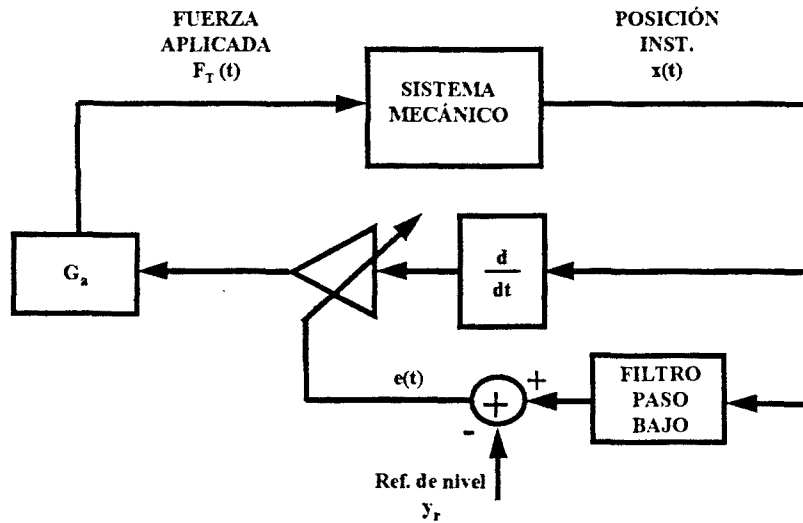


Fig. 5.5. Diagrama simplificado del sistema de control de amplitud.

Como se puede observar, se ha eliminado la acción moduladora de la planta, el sensor óptico y el demodulador eléctrico de la cadena de observación, y el amplificador de potencia y el transductor piezoeléctrico de la cadena de realimentación. La cadena de observación, queda ahora constituida simplemente por un filtro paso bajo que nos proporciona el valor medio de la posición del sistema mecánico.

Si conocemos la dinámica del sistema mecánico, podemos fijar las distancias máximas y mínimas de separación ajustando el valor medio de la posición instantánea del elemento móvil. Por esta razón la comparación se realiza ahora entre el valor medio de la posición instantánea, salida del filtro paso bajo, y una referencia de nivel medio. La señal que deberá mantener fija y al nivel deseado el sistema de control, será el valor medio de la posición instantánea del elemento móvil. Realizando esta operación garantizaremos que la amplitud de la oscilación se mantiene constante.

5.2.2. Simulación del sistema de control de amplitud.

5.2.2.1. Definición matemática.

El primer paso para simular el sistema de control de amplitud, es modelar matemáticamente el diagrama de bloques expuesto anteriormente[73]. La descripción matemática se puede realizar mediante el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned} m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} &= -F_{a0} \frac{x(t)}{x(t) + d_0} - k_e x(t) - b \frac{dx(t)}{dt} + G_a (y_r - y(t)) \frac{dx(t)}{dt} \\ y(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

donde m , F_{a0} , k_e , b , d_0 , $x(t)$ tienen el mismo significado que en la ecuación 5.1, mientras que:

- $y(t)$.- salida del filtro paso bajo. Valor medio de $x(t)$
- y_r .- valor de referencia
- f_c .- frecuencia de corte del filtro paso bajo
- G_a .- ganancia ajustable.

La primera de las ecuaciones describe el sistema mecánico incorporando la realimentación del mismo, mientras que la segunda ecuación describe el filtro paso-bajo de primer orden.

5.2.2.2. Resultados de la simulación.

Como se estudio en el capítulo 4, el modulador tendrá un comportamiento óptico adecuado, si el elemento móvil oscila entre una distancia mínima de $d_{\min} = 0,15 \mu\text{m}$ y una distancia máxima de $d_{\max} = 1,5 \mu\text{m}$.

Se diseña el sistema mecánico con: $k_c = 10^4$ N/m, $d_0 = 0,588$ μm , $m = 40,2$ g, $f_{a0} = 1,013$ N, $b = 1$ Kg/s. Para implementar el sistema de control se toma $G_a = 200 \cdot 10^6$ como valor de la ganancia ajustable, $f_c = 100$ Hz como frecuencia de corte del filtro paso bajo, e $y_r = 0,354$ μm como referencia del valor medio de la posición instantánea del elemento móvil. Este valor de la referencia es el valor medio de $x(t)$ cuando las distancias mínima y máxima de separación son las constatadas anteriormente. Considerando el sistema de ejes al que está referenciada $x(t)$ sus valores máximo y mínimo son $0,912$ μm y $-0,438$ μm respectivamente.

Para arrancar la simulación tomamos todas las condiciones iniciales de valor nulo, excepto el valor de la posición inicial del elemento móvil, $x(0)$, que la fijamos en $x(0) = 0,1$ μm . De esta manera le aportamos al sistema una pequeña energía inicial para que pueda empezar a oscilar.

En la gráfica de la figura 5.6 se ha representado la evolución de $y(t)$ a lo largo del tiempo, mientras que en la figura 5.7 se han representado conjuntamente la evolución de $x(t)$ y de $y(t)$.

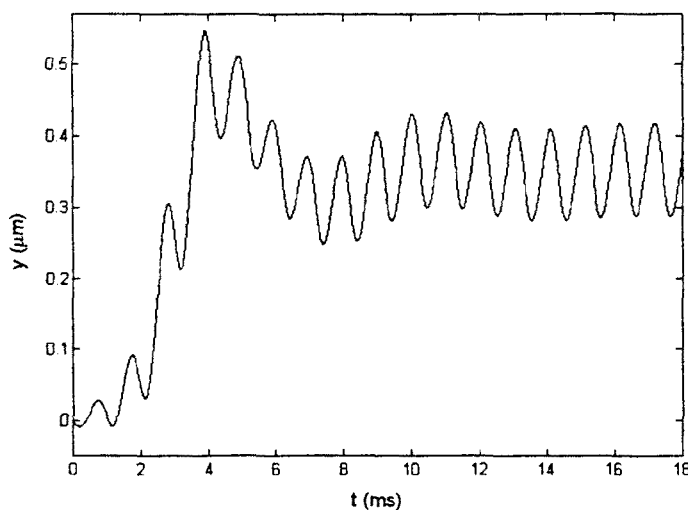


Fig. 5.6. Valor medio de la oscilación del elemento móvil

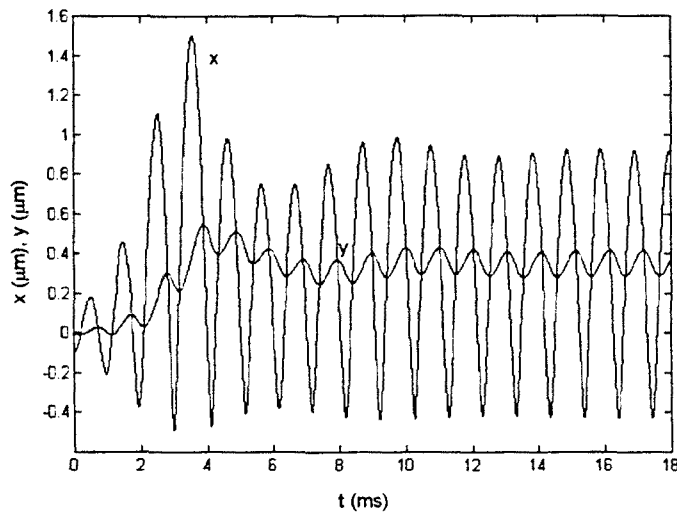


Fig. 5.7. Evolución conjunta de la posición del elemento móvil y de su valor medio.

Como se puede apreciar en ambas figuras, el sistema de control hace que el sistema alcance el régimen de oscilación deseado, después de un transitorio inicial. El problema que surge, es el sobreimpulso que aparece en el régimen transitorio[74]. Este sobreimpulso provoca que la oscilación sea de amplitud superior a la prevista, pudiendo provocar daños en el sistema mecánico si no se tiene controlado este efecto.

5.2.3. Inclusión de un controlador en el sistema de control de amplitud.

Para solucionar el problema del sobreimpulso que apareció en el apartado anterior, se propone incluir un controlador[74] en el sistema de control. Este controlador se insertaría en la cadena de realimentación entre la salida del comparador, y la entrada de control del amplificador de ganancia controlada. En la figura 5.8 se muestra como queda el sistema después de añadir el controlador.

En un principio se piensa en utilizar un controlador del tipo PID que se caracteriza mediante la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (5.3)$$

donde:

- $e(t)$.- Señal de entrada al controlador.
- $u(t)$.- Señal de salida del controlador.
- K_p .- Ganancia proporcional.
- T_i .- Tiempo integral.
- T_d .- Tiempo derivativo.

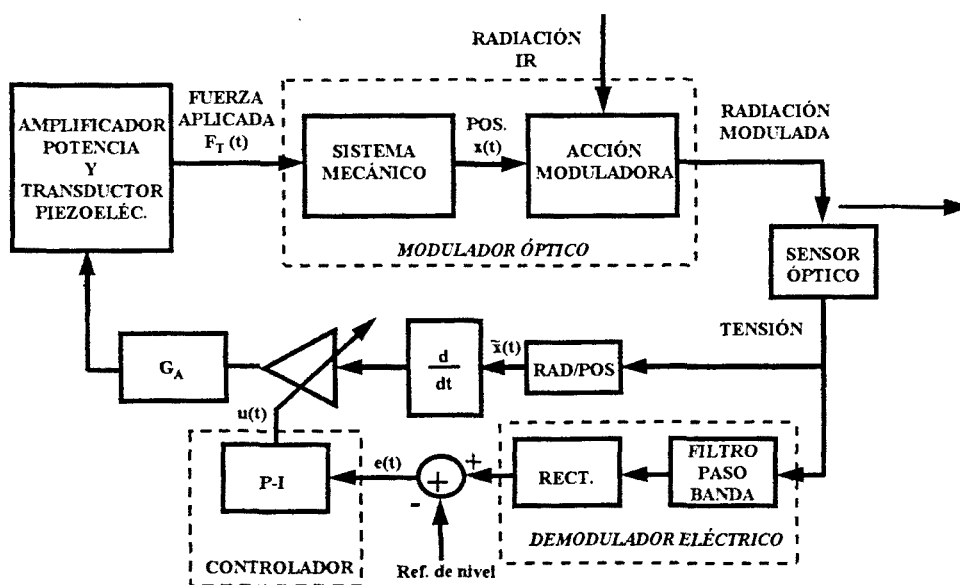


Fig. 5.8 Sistema de control de amplitud incluyendo controlador PI.

Este controlador ejerce tres tipos de acción de control diferentes: proporcional, integral y derivativo. El peso de cada una de ellas se corresponde con el valor de las constantes K_p , K_p/T_i y $K_p T_d$ respectivamente. Mediante un ajuste o sintonización de estas constantes del controlador, se puede conseguir que el sistema completo alcance el régimen permanente sin la aparición de un sobreimpulso excesivo.

Si aumentamos el peso de la acción proporcional, conseguiremos que el sistema responda más rápido, y que el error en régimen estacionario disminuya. Por contra también se experimenta un aumento del sobreimpulso. Si aumentamos el peso de la acción integral, hacemos al sistema más lento e inestable, pero eliminamos el error en estado estacionario.

La acción derivativa influye sobre la velocidad de respuesta del sistema. Si aumentáramos el peso de esta acción, podríamos conseguir un sistema más rápido. No obstante, este tipo de acción solo modifica el comportamiento del sistema en el régimen transitorio, y además amplifica excesivamente la señal de error, $e(t)$, pudiendo llegar a provocar una saturación de los dispositivos actuadores.

En nuestra aplicación no es crítico el tiempo de establecimiento, pero por contra si que nos interesa reducir al máximo el error en régimen permanente. Por estas razones descartamos la acción derivativa de nuestro controlador y utilizamos solamente las acciones proporcional e integral, es decir utilizamos un controlador PI.

5.2.3.1. Ajuste del controlador PI.

Existen diversas técnicas analíticas para el ajuste de controladores PID en general, y PI en particular[71][72][73][74]. Todas ellas se basan en la suposición de que el sistema a controlar es lineal y por lo tanto se puede caracterizar por una función de transferencia. En nuestro caso no es así, y por lo tanto no podremos emplear estas técnicas para el ajuste de los parámetros del controlador.

Ante la imposibilidad de utilizar una técnica analítica, recurrimos a un método experimental de ajuste. En concreto utilizaremos las reglas de ajuste de controladores PID propuestas por Ziegler y Nichols[74].

Ziegler y Nichols propusieron dos métodos de ajuste diferentes que intentaban que la salida tuviera como máximo un 25 % de sobreimpulso a una entrada de tipo escalón.

5.2.3.1.1. Primer método de ajuste de Ziegler y Nichols.

Este método solamente se puede utilizar cuando la planta a controlar posee una respuesta al escalón en forma de S, tal y como se muestra en la figura 5.9.

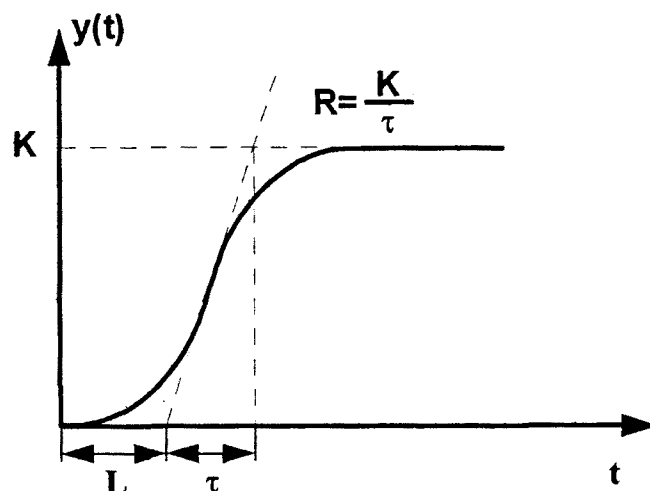


Fig. 5.9. Definición de los parámetros L y R en la respuesta en forma de S de una planta al escalón.

	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{RL}$	∞	0
PI	$\frac{0,9}{RL}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$\frac{1,2}{RL}$	$2L$	$0,5 L$

Tabla 5.1.

El método consiste en hallar de forma experimental la respuesta de la planta en lazo abierto, sin realimentación para controlarla, a una entrada de tipo escalón. Esta respuesta tendrá que tener forma de S, y se podrá caracterizar mediante los parámetros R , τ , y L definidos en la figura 5.9. Una vez caracterizada la respuesta de la planta al escalón, los

parámetros para ajustar el controlador PID, se calculan a partir de las fórmulas de la tabla 5.1.

5.2.3.1.2. Segundo método de ajuste de Ziegler y Nichols.

En este segundo método se trabaja con la planta en lazo cerrado utilizando solamente un control de tipo proporcional. El método consiste en ir aumentando progresivamente el valor de K_p hasta que a la salida tengamos una oscilación mantenida, es la denominada oscilación crítica. Al valor de K_p que hace que el sistema se ponga a oscilar se le denomina ganancia crítica, K_{cr} . Al periodo de la oscilación crítica se le denomina periodo crítico, P_{cr} .

A partir de la ganancia crítica y del periodo crítico de oscilación, se pueden calcular los parámetros del controlador PID mediante las fórmulas de la tabla 5.2.

	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{K_{cr}}{2}$	∞	0
PI	$0,45 K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1,2}$	0
PID	$0,6 K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{2}$	$\frac{P_{cr}}{8}$

Tabla 5.2.

5.2.3.1.3. Aplicación de las reglas de Ziegler y Nichols al sistema de control de amplitud.

En este apartado se detalla el proceso de ajuste, utilizando las reglas de Ziegler y Nichols, del controlador PI del sistema de control de amplitud. El modulador al que se aplican las reglas de diseño, es el mismo que se describió en el apartado 5.2.2.2. Al igual que se hizo anteriormente se simplifica el diagrama de bloques con el objeto de

simplificar la simulación del sistema. El proceso de simplificación es idéntico al descrito en el apartado 5.2.1.4. El resultado de la simplificación obtenida en este caso se puede observar en la figura 5.10.

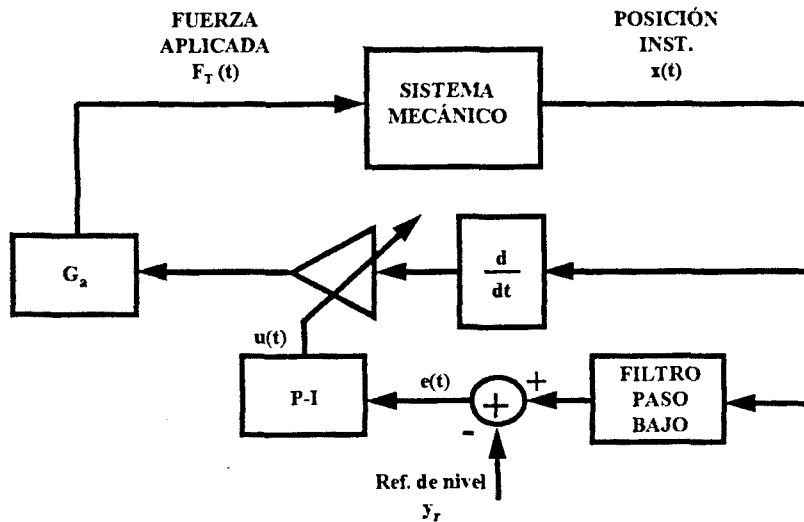


Fig. 5.10. Sistema de control de amplitud simplificado incluyendo controlador PI.

Para calcular las constantes K_p y T_i del controlador PI se ha utilizado el segundo de los dos métodos propuestos por Ziegler y Nichols. Como salida a controlar se ha tomado la salida de la cadena de observación, o sea la señal $y(t)$ correspondiente al nivel medio de la posición instantánea del elemento móvil. La descripción matemática del sistema utilizando únicamente un controlador proporcional, coincidiría con la dada por el sistema de ecuaciones 5.2, asimilando la ganancia ajustable, G_a , al valor de la ganancia proporcional del controlador.

Tal y como dice el método de cálculo, se cierra el lazo de control mediante un controlador proporcional, y se aumenta progresivamente el valor de K_p , hasta que la salida del sistema comienza a oscilar. En la figura 5.11 se puede observar la oscilación crítica del sistema.

El valor de K_p que hace oscilar el sistema es $K_{cr} = 547 \cdot 10^6$, mientras que el valor del periodo crítico de oscilación es de $P_{cr} = 27,98$ ms. Utilizando las fórmulas de la tabla 5.2,

obtenemos que los parámetros K_p y T_i del controlador PI de nuestro sistema que valen $K_p = 246,15 \cdot 10^6$, y $T_i = 23,31 \cdot 10^{-3}$ s.

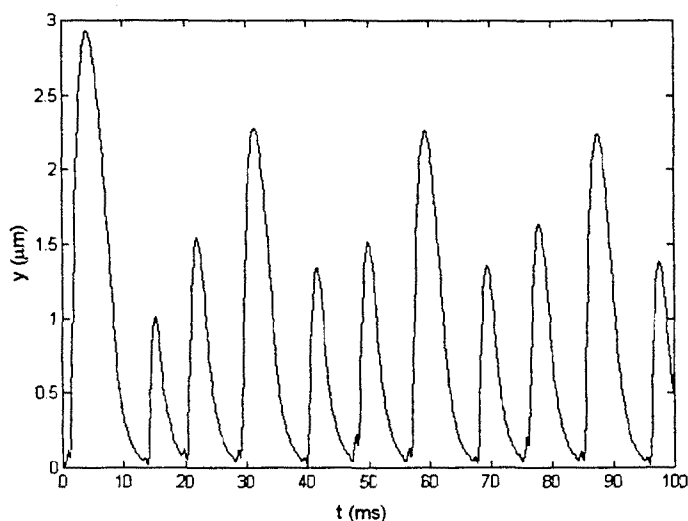


Fig. 5.11. Oscilación crítica del sistema.

El valor de K_p que hace oscilar el sistema es $K_{cr} = 547 \cdot 10^6$, mientras que el valor del periodo crítico de oscilación es de $P_{cr} = 27,98$ ms. Utilizando las fórmulas de la tabla 5.2, obtenemos que los parámetros K_p y T_i del controlador PI de nuestro sistema que valen $K_p = 246,15 \cdot 10^6$, y $T_i = 23,31 \cdot 10^{-3}$ s.

5.2.4. Simulación del sistema de control de amplitud con controlador PI incorporado.

Una vez sintonizado el controlador PI, se incorpora al diagrama de bloques del control de amplitud. El sistema se simulará a partir del diagrama de bloques simplificado que se presentó en la figura 5.10. El sistema completo se describe matemáticamente mediante el sistema de ecuaciones diferenciales 5.3. Todos los parámetros tienen el mismo significado que en el sistema de ecuaciones 5.2, excepto $u(t)$ que representa la señal de salida del controlador PID.

$$\begin{aligned}
 m \frac{d^2 x(t)}{dt} &= -F_{s0} \frac{x(t)}{x(t) + d_0} - k_e x(t) - b \frac{dx(t)}{dt} + u(t) \frac{dx(t)}{dt} \\
 y(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \\
 u(t) &= K_p (y_r - y(t)) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t (y_r - y(\tau)) d\tau
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Si derivamos respecto de t a derecha e izquierda la tercera ecuación del sistema, lo podemos expresar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 m \frac{d^2 x(t)}{dt} &= -F_{s0} \frac{x(t)}{x(t) + d_0} - k_e x(t) - b \frac{dx(t)}{dt} + u(t) \frac{dx(t)}{dt} \\
 y(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \\
 \frac{du(t)}{dt} &= -K_p \frac{dy(t)}{dt} + \frac{K_p}{T_i} (y_r - y(t))
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Asignamos a los parámetros los valores utilizados en los apartados anteriores, y resolvemos el sistema de ecuaciones mediante cálculo numérico[61]. En las gráficas de las figuras 5.12 y 5.13, se ha representado por separado un detalle del régimen transitorio y del régimen permanente de la evolución conjunta de las señales $x(t)$ e $y(t)$ respectivamente.

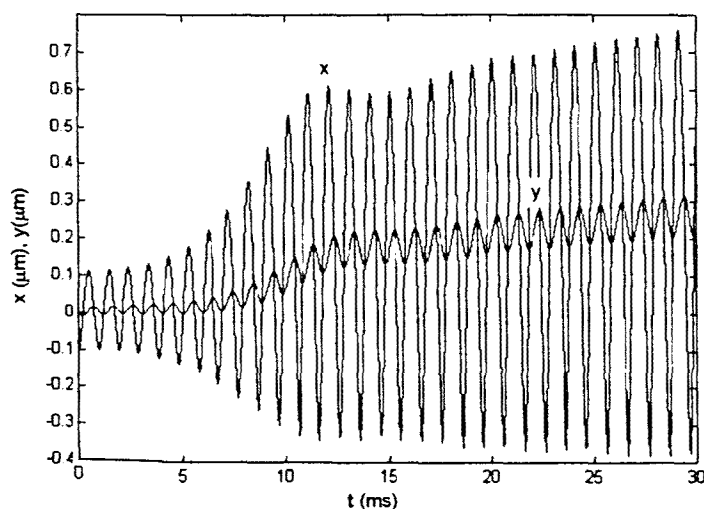


Fig. 5.12 Régimen transitorio de la posición del elemento móvil y su valor medio incorporando al sistema un controlador PI.

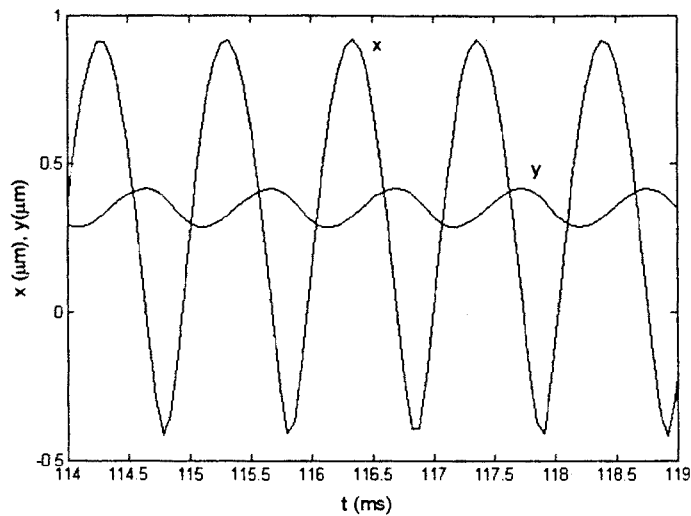


Fig. 5.13 Régimen permanente de la posición del elemento móvil y su valor medio incorporando al sistema un controlador PI.

Vemos que en este caso, el sistema alcanza el régimen permanente sin la aparición de ningún sobreimpulso en la respuesta transitoria. El inconveniente consiste en que el régimen transitorio se alarga al incorporar el controlador PI. Esto no es problema, puesto que no se desea que el modulador cambie de régimen de funcionamiento constantemente, sino que una vez que alcance el régimen previsto ha de permanecer indefinidamente en él.

Aunque no es la forma de funcionamiento habitual, el sistema de control también es capaz, modificando el nivel de referencia, de hacer cambiar de un régimen de funcionamiento a otro al sistema mecánico. Para comprobarlo, se ha cambiado la consigna de nivel del valor $y_r = 0,354$, a $y_r = 0,6$ en el instante $t = 120$ ms, es decir una vez que ya se había alcanzado el régimen permanente de funcionamiento asociado a la consigna anterior.

En la gráfica de la figura 5.14 se ha representado el régimen transitorio del cambio de las condiciones de trabajo antiguas a las nuevas, mientras que en la gráfica de la figura 5.15 se ha representado el nuevo régimen permanente alcanzado.

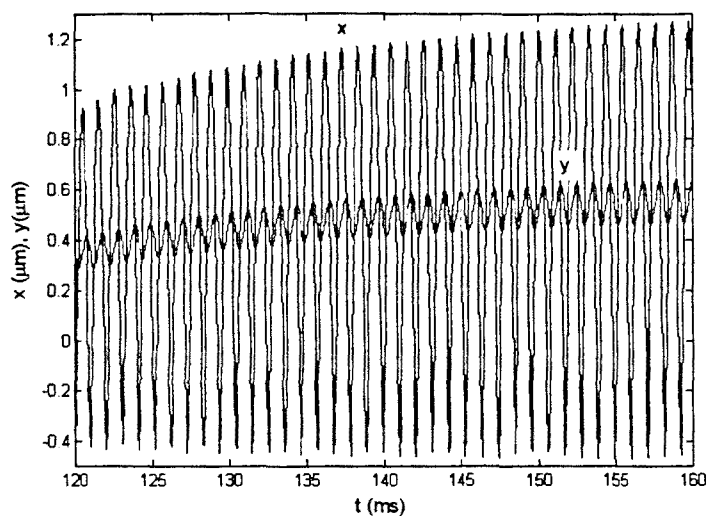


Fig. 5.14 Régimen transitorio de la posición del elemento móvil y su valor medio incorporando al sistema un controlador PI, después de aplicar un cambio de consigna.

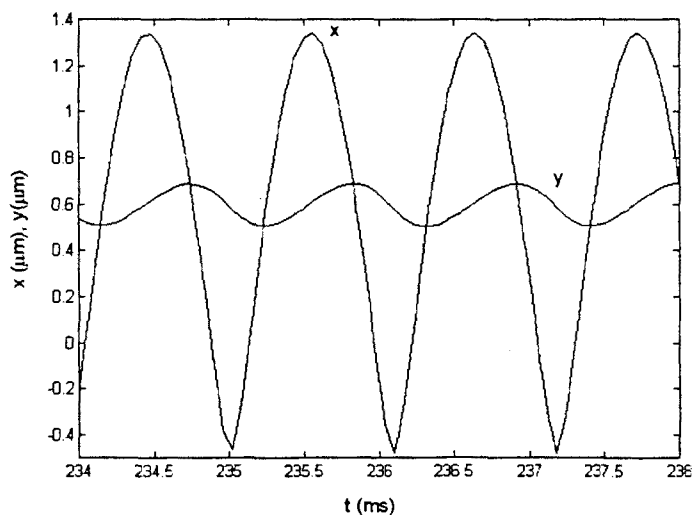


Fig. 5.15 Régimen permanente de la posición del elemento móvil y su valor medio incorporando al sistema un controlador PI, después de aplicar un cambio de consigna.

Como se puede observar, una vez finalizado el régimen transitorio, el valor medio de la posición instantánea del elemento móvil alcanza el valor de la consigna de nivel, forzando a que el sistema mecánico trabaje en un régimen distinto al inicial. En este nuevo régimen de funcionamiento, la amplitud de la oscilación es mayor que en el anterior.

5.3. Control de frecuencia.

Otro de los parámetros de la radiación de salida del modulador que nos interesa tener bajo control, es la frecuencia de la modulación en amplitud de la misma. El sistema de detección de la radiación[29][30], solo funcionará correctamente si esta frecuencia se mantiene constante a lo largo del tiempo, y a un valor conocido.

En cada ciclo de la oscilación del elemento móvil tenemos un máximo y un mínimo del coeficiente de transmisión, con lo que la frecuencia de la modulación coincide con la frecuencia de oscilación del elemento móvil del sistema mecánico. Si controlamos que la frecuencia de oscilación del elemento móvil se mantenga constante y a un valor conocido, realizaremos el mismo control sobre la frecuencia de modulación de la radiación IR.

5.3.1. Diagrama de bloques del control de frecuencia.

En el capítulo 3, se demostró que era posible cambiar la frecuencia natural de oscilación del sistema mecánico aplicando al elemento móvil una fuerza constante. Esta fuerza deforma la estructura haciendo que cambie la distancia de separación de reposo. El cambio provoca una variación de la frecuencia de oscilación del sistema mecánico.

Tal y como se estudió en el capítulo 3, la frecuencia de oscilación del sistema mecánico se puede aproximar por:

$$f_{osc} = \sqrt{\frac{a_0 / d_0 - x_1 + a_1 + k_e}{m}} \quad (5.5)$$

donde:

- f_{osc} .- frecuencia de oscilación del elemento móvil.
- m .- masa del elemento móvil.

- a_0, a_1 .- constantes que dependen de la configuración del sistema mecánico utilizado.
- d_0 .- distancia de separación de reposo original
- x_1 .- deformación sufrida por la estructura al aplicar la fuerza constante. El valor de x_1 es F_t/k_e siendo F_t la fuerza aplicada y k_e la constante de deformación elástica de la estructura. La nueva distancia de reposo es d_0-x_1 .

Se puede considerar que a efectos de control de frecuencia, el sistema mecánico se comporta como un oscilador controlado por la fuerza constante que se le aplica. Teniendo en cuenta este hecho, como sistema de control de frecuencia se propone una estructura clásica PLL[28], en la que el sistema mecánico actuará como FCO (Force Controlled Oscillator) sustituyendo al VCO eléctrico.

En la figura 5.16 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control de frecuencia.

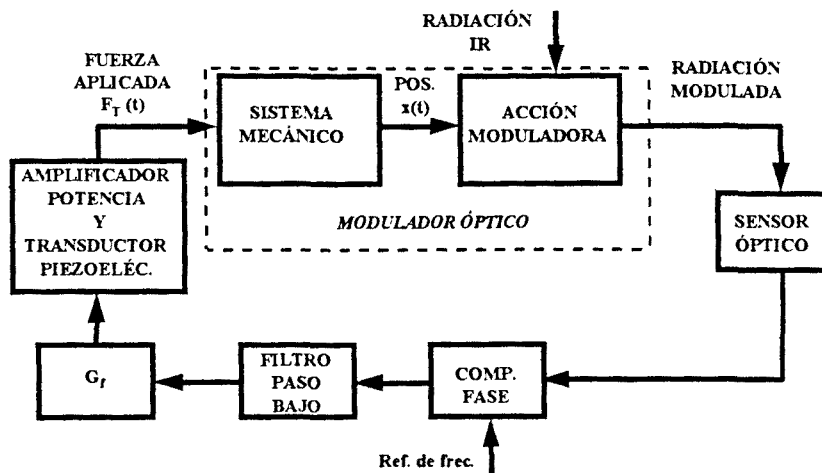


Fig. 5.16. Diagrama de bloques del sistema de control de frecuencia.

Como se puede observar en la figura, la estructura PLL del sistema de control de frecuencia, está formada por el modulador óptico que actúa como un oscilador controlado, un comparador de fase, un filtro paso bajo, un amplificador de ganancia variable y un amplificador de potencia acoplado a un transductor piezoeléctrico que ejerce la fuerza sobre el elemento móvil del sistema mecánico.

Las entradas al comparador de fase son la señal de referencia de frecuencia y la señal procedente del sensor óptico. La señal de referencia ha de ser una senoide estabilizada y cuya frecuencia sea la deseada para la oscilación del sistema mecánico.

El comparador de fase actúa como un multiplicador, generando una componente proporcional al desfase entre las entradas a la frecuencia diferencia de las mismas. El comparador genera otra componente a la frecuencia suma de las dos entradas. La función del filtro paso bajo es la de eliminar la componente de alta frecuencia, dejando como señal de control la proporcional al desfase entre las entradas al comparador. El amplificador de ganancia variable permite ajustar la ganancia de todo el lazo de realimentación.

El sensor óptico y el transductor piezoeléctrico realizan la conversión entre la variable física correspondiente y la señal eléctrica asociada. Si consideramos que estos elementos tienen un comportamiento ideal, los podemos eliminar del diagrama de bloques junto con la acción moduladora del modulador óptico. Realizando esta operación, obtenemos un diagrama de bloques simplificado que permitirá realizar la simulación del funcionamiento del sistema de control de frecuencia. El diagrama de bloques simplificado se puede observar en la figura 5.17.

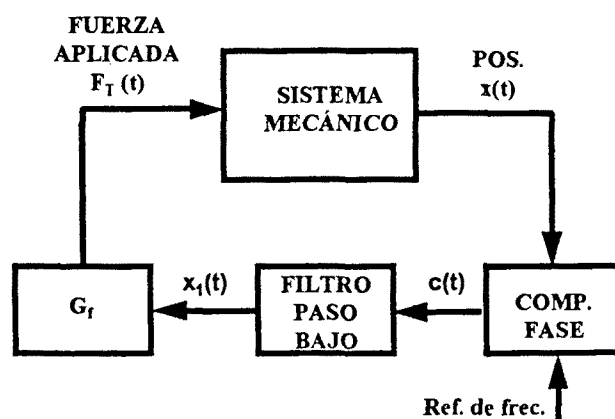


Fig. 5.17. Diagrama de bloques simplificado del sistema de control de frecuencia.

La señal de salida del comparador de fase la denominaremos $c(t)$, mientras que a la señal de salida del filtro paso-bajo la denominaremos $x_1(t)$. Esta señal representa el

desplazamiento que sufre la distancia de reposo del sistema mecánico. La ganancia ajustable, G_f , es el producto de dos términos. Uno de ellos es la constante de deformación elástica del sistema, k_e , que realiza la conversión entre la fuerza a aplicar y la deformación que sufre la estructura. El segundo término representa la ganancia en continua del lazo de realimentación del sistema de control de frecuencia.

5.3.2. Simulación del sistema de control de frecuencia.

5.3.2.1. Definición matemática.

Para simular el sistema necesitamos un conjunto de ecuaciones que nos describan el funcionamiento del mismo. En este apartado se realiza un estudio del control de la frecuencia de oscilación, sin tener en consideración las variaciones de la amplitud de la misma. Por esta razón, el modelo del sistema mecánico utilizado en este caso, no incluye las pérdidas, ya que en una primera aproximación, éstas solo afectan a la amplitud de la oscilación y no a su frecuencia. El modelo si que incluye los efectos producidos por el cambio de la distancia de reposo al aplicar la fuerza constante.

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores, el conjunto de ecuaciones que describe el funcionamiento del sistema de control de frecuencia es el siguiente:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = -F_{a0} \frac{x(t) + \frac{G_f}{k_e} x_1(t)}{x(t) + d_0} - k_e \left[x(t) + \frac{G_f}{k_e} x_1(t) \right] \quad (5.6)$$

$$c(t) = x(t) \cdot \cos(2\pi f_{osc} t)$$

$$x_1(t) + \frac{1}{2\pi f_{ePLL}} \frac{dx_1}{dt} = c(t)$$

donde:

- G_f / k_e .- ganancia en continua del lazo del sistema de control de frecuencia.
- $\cos(2\pi f_{osc} t)$.- señal de referencia. La señal de referencia es un coseno cuya frecuencia es la deseada como frecuencia de oscilación del sistema.

- f_{cPLL} .- frecuencia de corte del filtro paso bajo.

El resto de parámetros posee el mismo significado que en ecuaciones anteriores.

La primera de las tres ecuaciones del sistema describe la dinámica del sistema mecánico. La diferencia con el modelo propuesto para el control de amplitud, radica en que se han despreciado las pérdidas y se ha incluido el efecto del desplazamiento de la distancia de reposo.

La segunda ecuación describe el comparador de fase. El comparador de fase funciona como un multiplicador. La salida proporcionada por el multiplicador, $c(t)$, se lleva a la entrada del filtro paso bajo, descrito por la tercera de las ecuaciones. El filtro es de primer orden, y con frecuencia de corte f_{cPLL} .

5.3.2.2. Resultados de la simulación.

Para simular el sistema de control de frecuencia, se diseña el sistema mecánico con: $k_e = 10^4$ N/m, $d_0 = 0,588$ μm , $m = 50$ g, $F_{a0} = 1,013$ N. Para implementar el sistema de control se toma $G_f/k_e = 20$ m/N como ganancia en continua del lazo de realimentación, $f_{cPLL} = 10$ Hz como frecuencia de corte del filtro paso bajo, y $f_{osc} = 1000$ Hz como frecuencia de oscilación de la señal de referencia.

Tomando como condiciones iniciales $x(0) = -0,438$ μm , $\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0} = 0$, $x_1(0) = 0$ se resuelve

mediante cálculo numérico el sistema de ecuaciones 5.6. El resultado se puede observar en las gráficas de las figuras 5.18 y 5.19. En la gráfica de la figura 5.18 se ha representado la evolución conjunta de x y $G_f/k_e \cdot x_1$ a lo largo del tiempo en régimen transitorio, mientras que en la gráfica de la figura 5.19 se ha realizado la misma representación pero una vez alcanzado el régimen permanente.

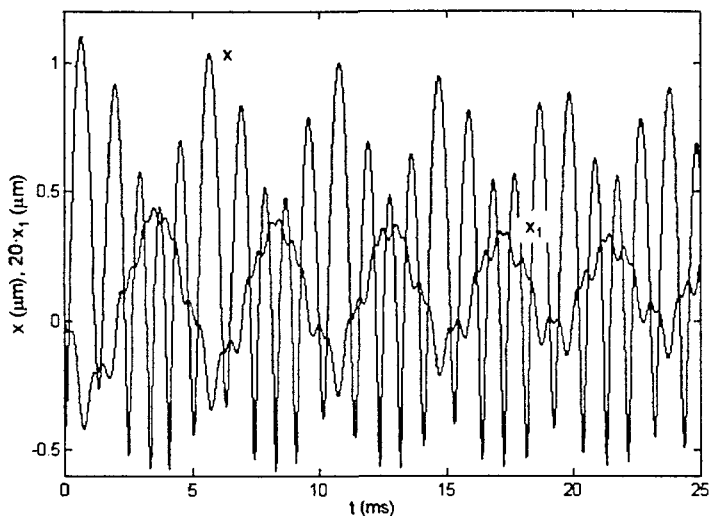


Fig. 5.18. Respuesta transitoria del sistema mecánico incorporando el control de frecuencia.

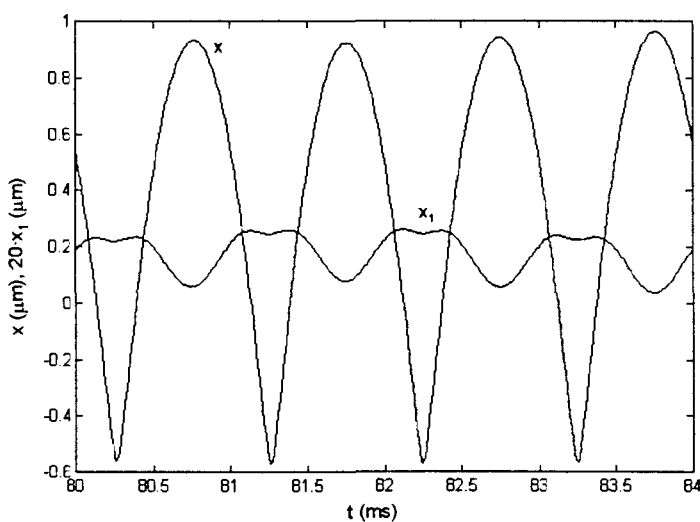


Fig. 5.19. Régimen permanente del sistema mecánico incorporando el control de frecuencia.

En ambas figuras se puede observar como una vez transcurrido el régimen transitorio el sistema alcanza un régimen permanente estable, en el cual la frecuencia de oscilación del elemento móvil coincide con la frecuencia de la señal de referencia, que en este caso concreto es de 1000 Hz.

El sistema oscila a la frecuencia de 1000 Hz gracias a la acción del sistema de control, ya que la frecuencia natural de oscilación del sistema mecánico diseñado, se sitúa por debajo

de la frecuencia de referencia utilizada. La señal de control, x_1 , hace que la distancia de reposo disminuya con el fin de incrementar la frecuencia de oscilación.

Una vez alcanzado el régimen permanente, se somete al sistema a un cambio de consigna. Se cambia la frecuencia de la señal de referencia de 1000 Hz a 900 Hz en el instante $t = 84$ ms. Los resultados de la simulación se pueden observar en las gráficas de las figuras 5.20 y 5.21. En la gráfica de la figura 5.20 se ha representado la evolución conjunta de x y $G_F/k_c \cdot x_1$ a lo largo del tiempo en régimen transitorio, mientras que en la gráfica de la figura 5.21 se ha realizado la misma representación pero una vez alcanzado el régimen permanente.

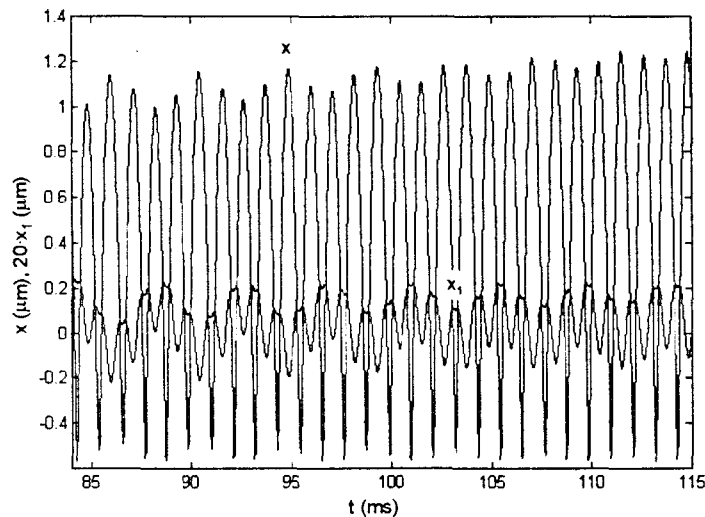


Fig. 5.20. Respuesta transitoria del sistema mecánico controlado en frecuencia después de aplicar un cambio de consigna.

En las gráficas se puede observar como en este caso la señal de control hace que aumente la distancia de separación con respecto al caso anterior, con el objetivo de conseguir la disminución deseada en la frecuencia de oscilación del elemento móvil. Con esta reducción, la posición del elemento móvil se puede enganchar con la señal de referencia.

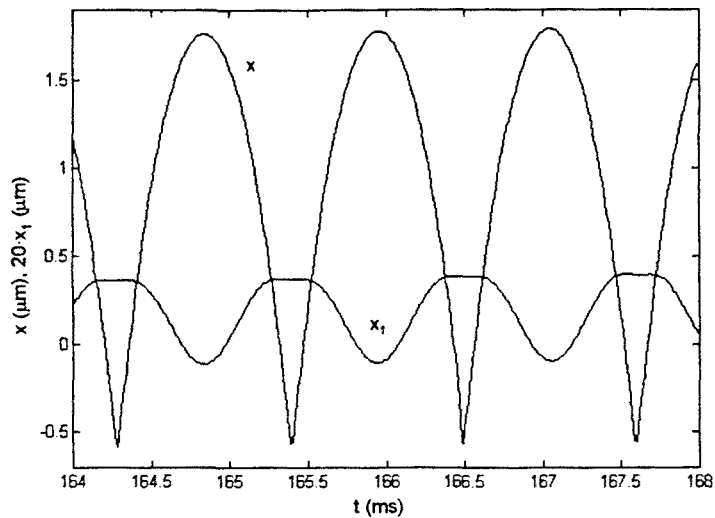


Fig. 5.21. Régimen permanente del sistema mecánico controlado en frecuencia después de aplicar un cambio de consigna.

5.4. Control simultáneo de amplitud y frecuencia.

Una vez descritos y simulados por separado los sistemas de control de amplitud y frecuencia, la siguiente tarea a realizar consiste en la integración de ambos sistemas, con el objeto de poder controlar simultáneamente la amplitud y la frecuencia de oscilación del elemento móvil del sistema mecánico. Realizando este control simultáneo, alcanzaremos el objetivo de tener una radiación infrarroja de salida modulada y estabilizada en potencia y frecuencia.

El control de amplitud, se realiza a través de una señal alterna proporcional a la derivada de la posición del elemento móvil, que contrarresta las pérdidas energéticas. El control de frecuencia, se realiza a partir de una señal continua que se utiliza para sintonizar en frecuencia el sistema mecánico que actúa como un FCO. El control simultáneo lo podemos llevar a cabo aplicando al sistema mecánico una fuerza proporcional a la suma de ambas señales. La componente continua controlará la frecuencia de oscilación, y la componente alterna controlará la amplitud de la oscilación.

5.4.1. Diagrama de bloques del sistema de control simultáneo de amplitud y frecuencia.

El sistema de control simultáneo deberá incluir los bloques necesarios para obtener las señales de control de amplitud y de frecuencia. En la figura 5.22 se puede observar el diagrama de bloques propuesto para ejercer el control simultáneo de amplitud y frecuencia.

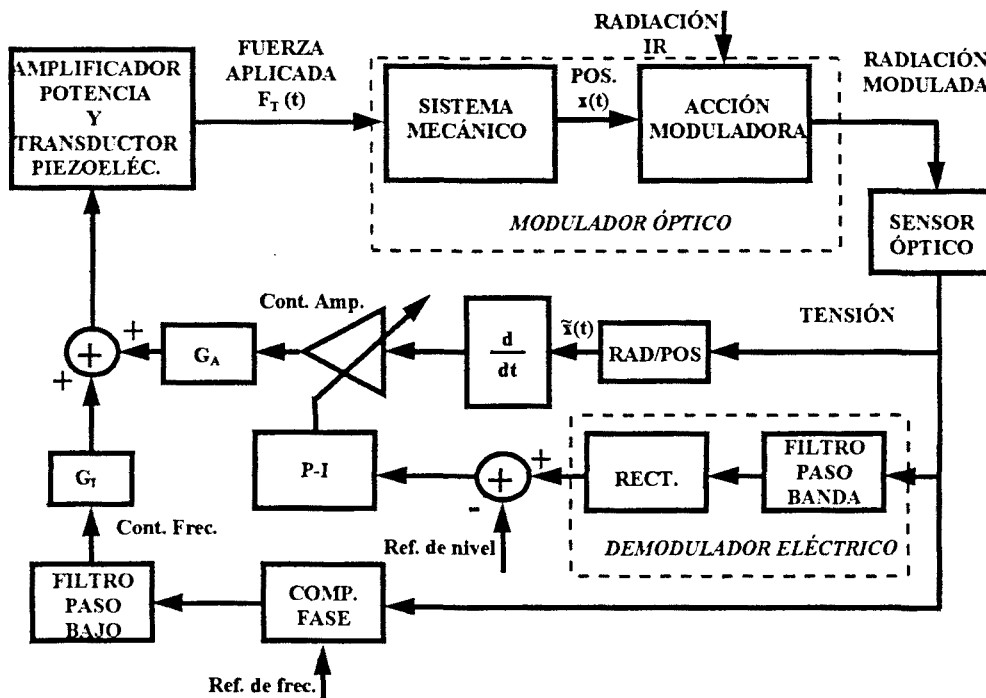


Fig. 5.22. Diagrama de bloques del sistema de control simultáneo.

Como se ha comentado, el diagrama tiene dos ramas claramente diferenciadas, la correspondiente al control de amplitud, y la correspondiente al control de frecuencia. La contribución de ambas ramas se suma para obtener la señal de control simultáneo.

Al igual que en los casos anteriores, se puede realizar una simplificación del diagrama de bloques para realizar la simulación del mismo. La simplificación se basa en suponer un comportamiento ideal para el amplificador y el transductor de potencia por una parte, y para el sensor óptico y el convertidor de radiación a posición por otra.

En la figura 5.23 se muestra el diagrama de bloques simplificado para simulación del sistema de control simultáneo.

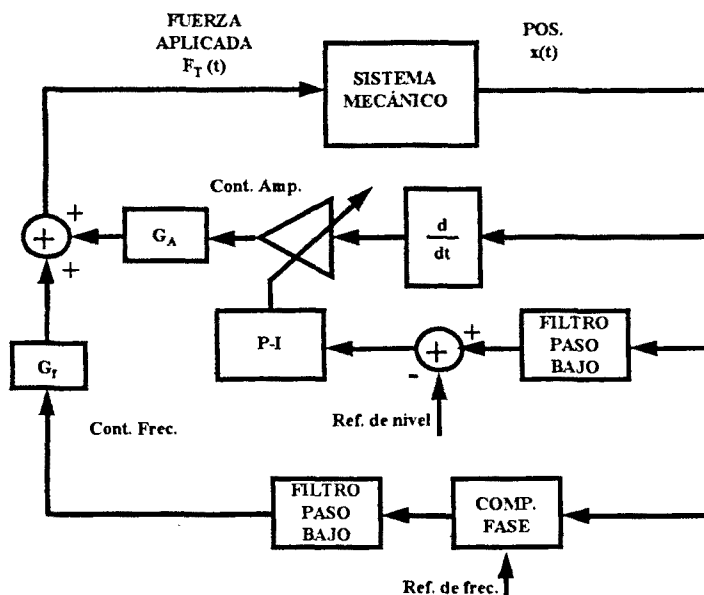


Fig. 5.23. Diagrama de bloques simplificado del sistema de control simultáneo.

El diagrama simplificado, también consta de dos ramas, al igual que el diagrama completo, pero se han suprimido los elementos sensores, los elementos actuadores y la acción moduladora del modulador óptico.

5.4.2. Simulación del sistema de control simultáneo de amplitud y frecuencia.

5.4.2.1. Definición matemática.

Como en los casos anteriores, el primer paso para proceder a la simulación del sistema consiste en realizar la descripción matemática del mismo. El sistema de ecuaciones diferenciales 5.7 se corresponde con la formulación del conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el funcionamiento del sistema de control simultáneo.

El significado de los parámetros de las ecuaciones, es el mismo que en los casos anteriores. El parámetro K_p , ganancia proporcional del controlador PI, incluye el valor de la ganancia ajustable, G_a de la rama de control de amplitud.

$$\begin{aligned}
 m \frac{d^2x(t)}{dt^2} &= -F_{a0} \frac{x(t) + \frac{G_f}{k_e} x_1(t)}{x(t) + d_0} - k_e \left(x(t) + \frac{G_f}{k_e} x_1(t) \right) - \dots \\
 &\dots - b \frac{dx(t)}{dt} + u(t) \frac{dx(t)}{dt} \\
 y(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{dy(t)}{dt} &= x(t) \\
 \frac{du(t)}{dt} &= -K_p \frac{dy(t)}{dt} + \frac{K_p}{T_i} (y_r - y(t)) \\
 c(t) &= x(t) \cos(2\pi f_{osc} t) \\
 x_1(t) + \frac{1}{2\pi f_{cPLL}} \frac{dx_1(t)}{dt} &= c(t)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

La primera de las cinco ecuaciones describe el funcionamiento del sistema mecánico incorporando las dos acciones de control. La componente continua de la fuerza aplicada que controla la frecuencia de oscilación, y la componente alterna que controla la amplitud.

La segunda ecuación describe el funcionamiento del filtro paso bajo de la rama de control de amplitud, mientras que la tercera se corresponde con el controlador PI de la misma rama.

La cuarta ecuación es la correspondiente al comparador de fase de la rama de control de frecuencia. El comparador como en los casos anteriores funciona como un multiplicador. La última de las ecuaciones se corresponde con el filtro paso bajo del PLL que realiza el control de la frecuencia de oscilación.

5.4.2.2. Resultados de la simulación.

Para realizar la simulación del sistema de control simultáneo, utilizamos la misma planta que en casos anteriores pero tomando en este caso particular una masa para el elemento móvil de $m = 40$ g. Las frecuencias de corte de los filtros son las mismas a las utilizadas en apartados anteriores, o sea 100 Hz para el filtro correspondiente al control de amplitud y 10 Hz para el filtro correspondiente al control de frecuencia. Los valores de las constantes del controlador PI son las calculadas en el apartado 5.2.3.1.3, $K_p = 246,15 \cdot 10^6$ y $T_i = 23,31 \cdot 10^{-3}$ s. Por último tampoco varía el valor de G_f/k_e ,

tomándolo como 20. Como valores de referencia tomamos $y_r = 0,354 \mu\text{m}$ y $f_{osc} = 1000 \text{ Hz}$.

Se toman todas las condiciones iniciales de valor nulo, excepto la posición inicial del elemento móvil que se le asigna el valor $x(0) = -0,1 \mu\text{m}$. Con esto damos al sistema un pequeño aporte de energía inicial para que pueda empezar a oscilar.

Mediante cálculo numérico se resuelve el sistema de ecuaciones 5.7. Los resultados se pueden apreciar en las gráficas de las figuras 5.24 y 5.25. En la gráficas se ha plasmado la evolución conjunta de la posición del elemento móvil, $x(t)$, el valor medio de la señal correspondiente a la oscilación del elemento móvil, $y(t)$, y el valor de la señal de control de la frecuencia de oscilación, $G_f/k_e \cdot x_1(t)$. En la figura 5.24 se ha llevado a cabo la representación en régimen transitorio, mientras que la figura 5.25 muestra el régimen permanente.

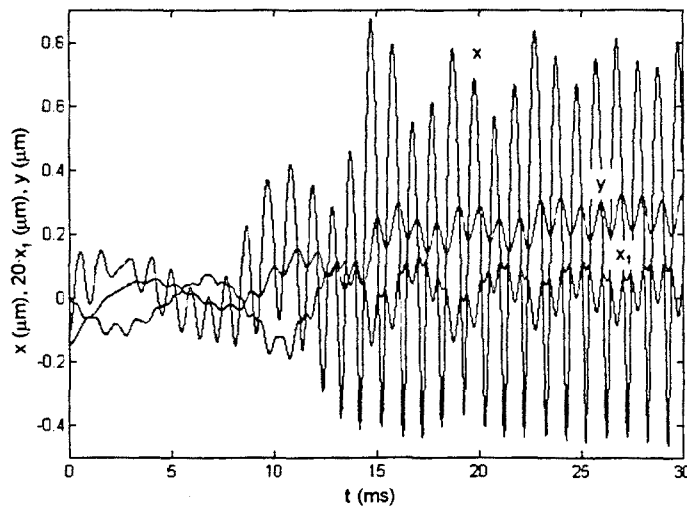


Fig. 5.24. Respuesta transitoria del sistema controlado simultáneamente en frecuencia y amplitud.

Como se puede apreciar, el sistema de control es capaz de llevar y mantener al sistema a un régimen de oscilación correspondiente con los valores de consigna que le han sido suministrados inicialmente. Por lo tanto el sistema es capaz de realizar un control simultáneo de la frecuencia y amplitud de oscilación del elemento móvil del sistema mecánico.

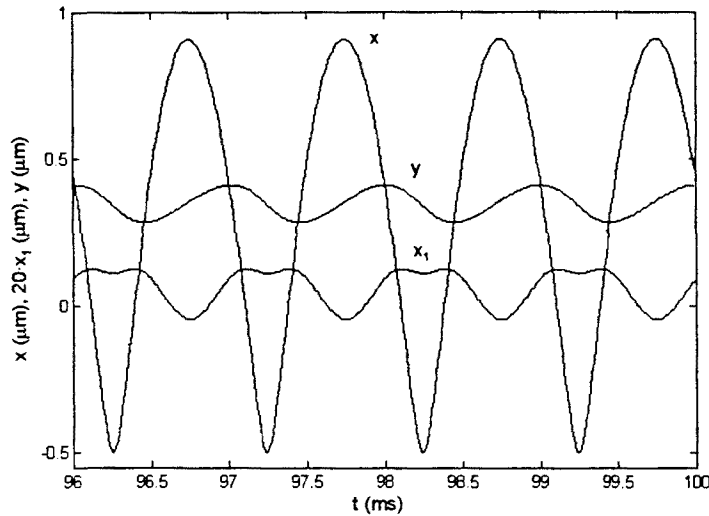


Fig. 5.25. Régimen permanente del sistema con control simultáneo de frecuencia y amplitud.

Una vez alcanzado el régimen permanente, realizamos un cambio en las consignas de control en el instante $t = 100$ ms. El nuevo valor de dichas consignas es: $y_r = 0,6 \mu\text{m}$ y $f_{osc} = 1250$ Hz. Los resultados de la simulación de este cambio de consigna se pueden observar en las gráficas de las figuras 5.26 y 5.27. En la gráfica de la figura 5.26 se ha representado la evolución conjunta de $x(t)$, $y(t)$ y $G_f/k_c \cdot x_1(t)$ a lo largo del tiempo en régimen transitorio, mientras que en la gráfica de la figura 5.27 se ha realizado la misma representación pero una vez alcanzado el régimen permanente.

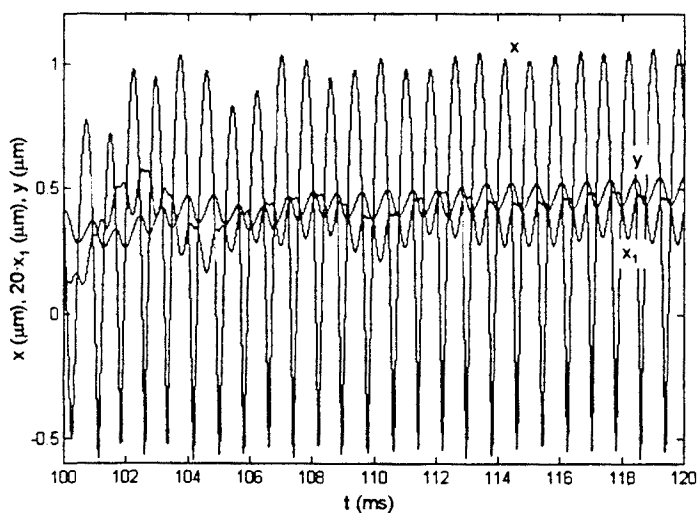


Fig. 5.26. Respuesta transitoria del sistema controlado simultáneamente en frecuencia y amplitud después de aplicar un cambio de consigna.

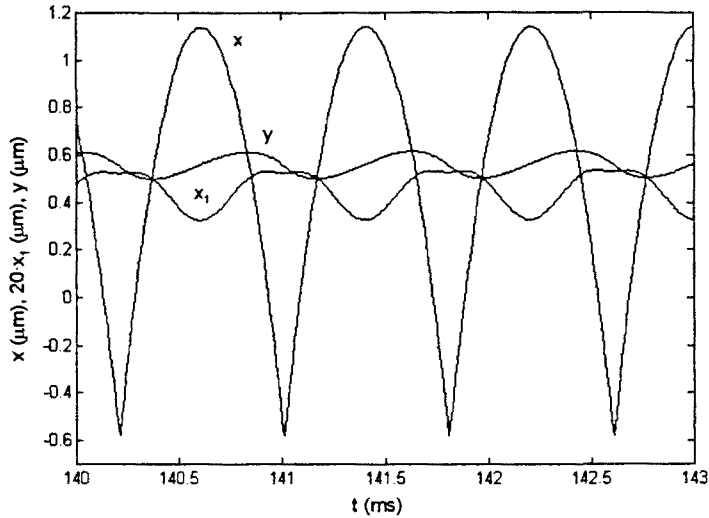


Fig. 5.27. Régimen permanente del sistema con control simultáneo de frecuencia y amplitud después de aplicar un cambio de consigna.

Nuevamente vemos como el sistema de control simultáneo es capaz de llevar y mantener al sistema mecánico en el régimen de oscilación deseado. Podemos observar en este caso como el valor de la señal de control de frecuencia ha aumentado de valor para conseguir una disminución de la distancia de reposo, y por lo tanto un incremento de la frecuencia de oscilación. Como puede recordar el lector, en el caso tratado en el apartado 5.3.2.2, el valor de la señal de control disminuía para conseguir la disminución requerida en la frecuencia de oscilación.

5.5. Control de alineación.

Para un correcto funcionamiento del modulador, es necesario que las superficies del elemento móvil y del elemento fijo estén perfectamente alineadas. Un desajuste de la alineación provocaría un mal funcionamiento óptico y mecánico.

Con la finalidad de corregir el desalineamiento de las dos superficies anteriormente mencionadas, se colocan cuatro actuadores piezoeléctricos, uno en cada esquina del elemento móvil. En la figura 5.28 se puede observar un esquema aclaratorio de esta idea.

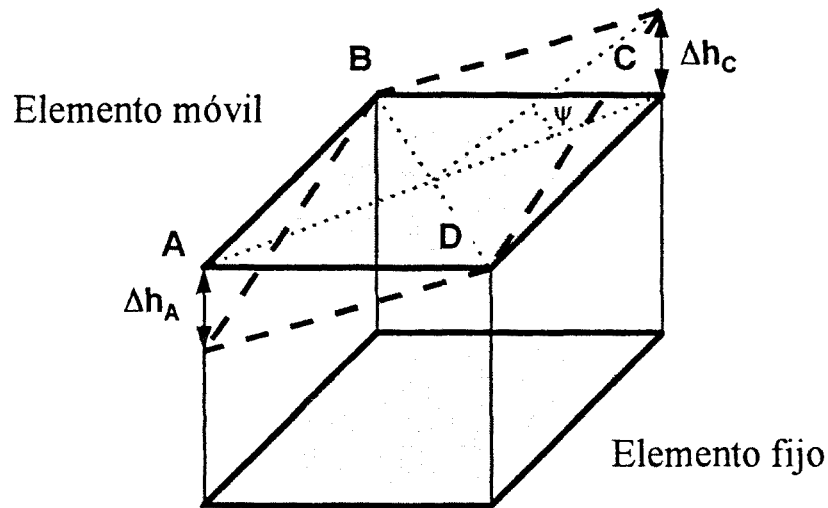


Fig. 5.28. Esquema del sistema para control de alineación.

Si aplicamos un par de fuerzas en los puntos A y C, es decir fuerzas de igual magnitud pero de sentido contrario aplicadas en dichos puntos, el elemento móvil girará sobre el eje B-D, tal y como se muestra en la figura 5.28. Por contra si aplicamos un par de fuerzas en los puntos B y D, el elemento móvil girará sobre el eje A-C. Controlando los pares aplicados se puede conseguir la alineación de las placas en cada momento.

El control de amplitud y frecuencia, se consigue aplicando las componentes de fuerza necesarias en los cuatro puntos simultáneamente. De esta manera la resultante total es una única fuerza aplicada en el centro de la superficie.

De lo expuesto podemos concluir que el control de amplitud y frecuencia se realiza aplicando fuerza en modo común en los cuatro puntos, mientras que el control de alineación se lleva a cabo mediante la aplicación de fuerza en modo diferencial en los puntos B D y A C.

De la observación de la estructura física presentada en la figura 5.28, se desprende que en todo momento se cumple:

$$\begin{aligned}\Delta h_A &= -\Delta h_C \\ \Delta h_B &= -\Delta h_D\end{aligned}\tag{5.8}$$

La condición de alineamiento de las dos placas es por tanto:

$$\Delta h_A = \Delta h_B = \Delta h_C = \Delta h_D = 0 \quad (5.9)$$

5.5.1. Ecuación descriptiva del movimiento de rotación de la placa.

El par de fuerzas aplicado hace que la placa inicie un movimiento de rotación sobre uno de los dos ejes descritos con anterioridad. El eje sobre el que gira depende de los puntos donde se aplique el par.

La ecuación que describe este movimiento de rotación es la segunda ley de Newton modificada para el caso de movimiento rotacional[60]. El enunciado de dicha ley dice que el producto del momento de inercia de un cuerpo, I , por la aceleración angular de dicho cuerpo, α , es igual a la suma de los momentos de fuerza aplicados sobre el cuerpo, $\Sigma\tau_i$.

La expresión matemática de esta ley es la dada por la ecuación 5.10, donde se ha escrito la aceleración angular como la derivada segunda de la posición angular.

$$I \frac{d^2\psi(t)}{dt^2} = \sum_i \tau_i \quad (5.10)$$

En nuestro caso particular, los momentos de fuerza son generados por pares de fuerza, uno externo aplicado mediante una de las dos parejas de transductores, y otro interno debido a la constante elástica de torsión de la estructura, k_{et} . Teniendo en cuenta que el momento producido por un par de fuerzas se puede calcular como el producto entre la magnitud de la fuerza y la distancia que las separa, podemos particularizar la ecuación 5.10 de la siguiente manera:

$$I \frac{d^2\psi(t)}{dt^2} = 2l(f_{ext}(t) - k_{et}\psi(t)) \quad (5.11)$$

o de forma análoga:

$$\frac{I}{2l} \frac{d^2\psi(t)}{dt^2} + k_{et}\psi(t) = F_{ext}(t) \quad (5.12)$$

siendo:

- I .- momento de inercia del elemento móvil
- l .- distancia del punto donde se aplica la fuerza al eje de giro, que se corresponde con la semidiagonal de la superficie. La diagonal de la misma es por tanto $2l$
- $\psi(t)$.- posición angular.
- k_{et} .- constante elástica de torsión.
- F_{ext} .- magnitud del par de fuerzas aplicado.

Si suponemos que la posición angular toma valores cercanos a cero, correspondientes con desalineamientos pequeños, podemos afirmar:

$$\Delta h \approx l \sin(\psi(t)) \approx b\psi(t) \quad (5.13)$$

Utilizando la expresión anterior podemos escribir la ecuación 5.12 como:

$$\frac{I}{2l^2} \frac{d^2 \Delta h(t)}{dt^2} + \frac{k_{et}}{l} \Delta h(t) = F_{ext}(t) \quad (5.14)$$

Esta ecuación, descriptiva del movimiento de la placa, se corresponde con la de un oscilador ideal si la magnitud del par de fuerzas aplicado se mantiene constante. Es pues necesario proponer una estructura de control en lazo cerrado para evitar las oscilaciones[74].

5.5.2. Diagrama de bloques del sistema de control de alineación.

Como se ha expuesto en el apartado anterior, si el sistema se deja en lazo abierto se comportará como un oscilador ideal provocando un balanceo continuo del elemento móvil. Este balanceo se puede evitar cerrando el lazo de control. Necesitaremos dos

lazos de control, uno para cada uno de los dos posibles ejes de giro. Estos lazos han de actuar simultáneamente para conseguir la alineación completa de las placas.

El diagrama de bloques que se propone para el sistema de control de alineación es el mostrado en la figura 5.29. Este diagrama se corresponde con uno de los dos lazos necesarios. El otro lazo sería análogo al presentado en la figura.

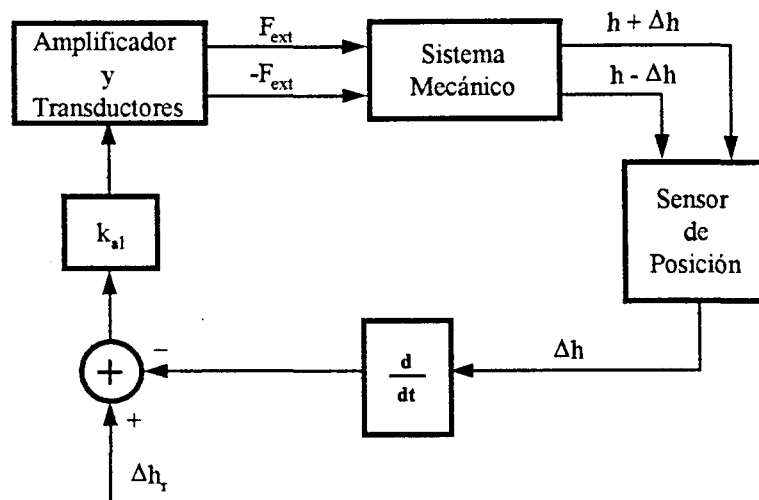


Fig. 5.29. Diagrama de bloques del control de alineación.

El elemento principal lo constituye el sistema mecánico que actúa como planta a controlar. Esta planta tiene dos entradas que se corresponden con las fuerzas que generan el par capaz de corregir el desalineamiento. La salida de la planta también es doble, y se corresponde con las alturas de los dos elementos que giran.

El siguiente elemento es un sensor de posición que nos proporciona una señal eléctrica proporcional a la diferencia entre las dos alturas anteriores. Este sensor se puede implementar mediante dos sensores capacitivos, uno por cada uno de los puntos que se pretende alinear. La capacidad de cada condensador varía con la distancia de separación entre las superficies del elemento móvil y del elemento fijo. La diferencia entre el valor de la capacidad de los dos condensadores es proporcional a la desalineación de los dos puntos.

El lazo de control se cierra mediante una comparación con una referencia de posición que para conseguir la alineación ha de tener un valor nulo, una ganancia ajustable, k_{al} , y el amplificador junto con los transductores que atacan al sistema mecánico.

5.5.2.1. Simplificación del diagrama de bloques para simulación.

Si se supone un funcionamiento ideal del sensor de posición del amplificador y del transductor, se puede simplificar el diagrama de bloques tal y como se muestra en la figura 5.30.

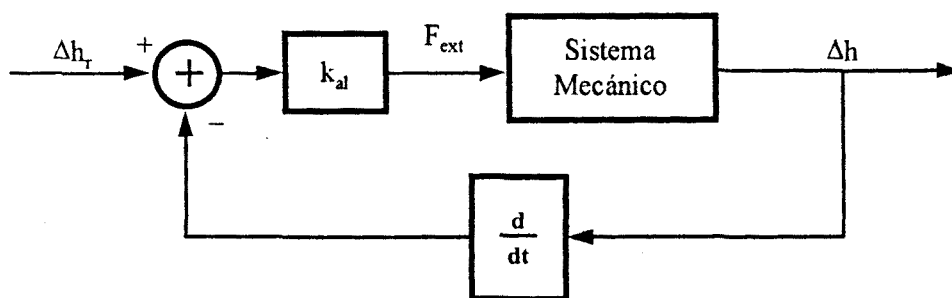


Fig. 5.30. Diagrama de bloques simplificado del sistema de control de alineación.

La ecuación 5.15 describe el funcionamiento del sistema en lazo cerrado. Como se puede observar, no es más que la ecuación descriptiva de la planta a la que se le ha modificado, mediante la realimentación, la magnitud del par externo aplicado.

$$\frac{I}{2l^2} \frac{d^2 \Delta h(t)}{dt^2} + \frac{k_{et}}{1} \Delta h(t) = k_{al} \left[\Delta h_r - \frac{d \Delta h(t)}{dt} \right] \quad (5.15)$$

Operando la podemos expresar como:

$$\frac{I}{2l^2} \frac{d^2 \Delta h(t)}{dt^2} + k_{al} \frac{d \Delta h(t)}{dt} + \frac{k_{et}}{1} \Delta h(t) = k_{al} \Delta h_r \quad (5.16)$$

5.5.3. Simulación del sistema de control de alineación

La expresión 5.16 que nos describe la dinámica del sistema de control en lazo cerrado, se corresponde con la ecuación descriptiva del funcionamiento de un sistema de segundo orden[73]. Podemos escribir la ecuación característica del sistema en forma normalizada:

$$s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2 = 0 \tag{5.17}$$

tomando

$$w_n = \sqrt{\frac{2lk_{et}}{I}} \tag{5.18}$$

$$\zeta = k_{al} l \sqrt{\frac{1}{2k_{et}I}} \tag{5.19}$$

El parámetro w_n se corresponde con la frecuencia natural de oscilación del sistema, mientras que el parámetro ζ es el denominado factor de amortiguamiento.

Con objeto de simular el comportamiento del sistema, fijamos los valores de I , l y k_{et} a $I = 5 \cdot 10^{-7} \text{ Kg m}^2$, $l = 5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, $k_{et} = 100 \text{ N/rad}$. En la figura 5.31 se muestra la respuesta del sistema para varios valores del factor de amortiguamiento, cuando se parte de un desalineamiento inicial de $1 \mu\text{m}$. La variación del factor de amortiguamiento se consigue variando la ganancia del lazo, k_{al} . Los tres casos representados se corresponden con valores de k_{al} de $k_{al} = 28,28$ para $\zeta = 1$, $k_{al} = 25,45$ para $\zeta = 0,9$ y $k_{al} = 22,62$ para $\zeta = 0,8$.

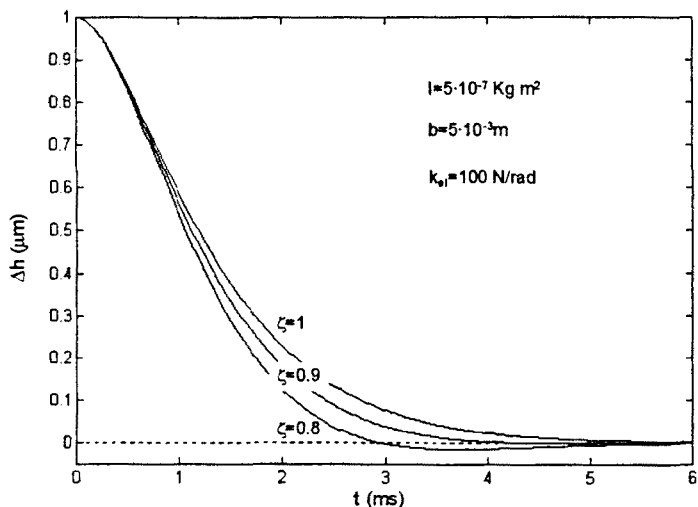


Fig. 5.31. Señal de salida del sistema de control de alineación.

La condición de $\zeta = 1$ es la de amortiguamiento crítico. En este caso la salida no presenta oscilaciones, pero tiene una respuesta bastante lenta. A medida que el factor de amortiguamiento disminuye, la respuesta se hace más rápida pero la salida presenta oscilaciones amortiguadas.

En este sistema en concreto no interesa que la salida presente grandes oscilaciones, puesto que se traduciría en un balanceo continuo del elemento móvil. Por lo tanto a la vista de los resultados se propone dar a ζ un valor entre 0,8 y 0,9 para cumplir el compromiso entre velocidad de respuesta del sistema de control, y amplitud de las oscilaciones amortiguadas.

5.6. Conclusiones.

El correcto funcionamiento del modulador, pasa por el control de la amplitud y de la frecuencia de oscilación, así como de la alineación entre los elementos fijo y móvil. El control de todos estos parámetros se realiza mediante la fuerza que ejerce el transductor piezoeléctrico sobre el elemento móvil.

El control de amplitud nos permite garantizar que la potencia de la radiación de salida se mantiene a un nivel constante. Se ha propuesto un diagrama de bloques completo del sistema de control de amplitud. El diagrama propone la realimentación de la planta mediante una fuerza alterna, que repone las pérdidas en cada ciclo de oscilación.

Este diagrama se ha simplificado, con el objeto de poder realizar la simulación del mismo. En los resultados obtenidos en la simulación, se observa la aparición de un sobreimpulso en el régimen transitorio. Mediante las reglas de Ziegler y Nichols, se diseña un controlador de tipo PI, que elimina el sobreimpulso que aparece en el transitorio. El precio que se paga es la prolongación del régimen transitorio. Éste no es un punto crucial, puesto que lo que interesa controlar son las características del régimen permanente.

El control de la frecuencia de oscilación garantiza el correcto funcionamiento del demodulador del circuito de detección de la radiación. La aplicación de una fuerza constante al elemento móvil, provoca el cambio de la frecuencia de resonancia del sistema. Podemos considerar que el sistema mecánico del modulador, se comporta como un FCO (Force Controlled Oscillator).

El sistema de control de frecuencia propuesto, se basa en un esquema clásico de PLL, en el que se ha cambiado el elemento VCO, por el sistema mecánico del modulador, que actúa de FCO. Las simulaciones realizadas una vez simplificado el diagrama de bloques, demuestran que el sistema de control de frecuencia funciona correctamente.

El control simultáneo de la frecuencia y de la amplitud de oscilación, se lleva a cabo realimentando el modulador mediante una fuerza de control, compuesta por la suma de una componente alterna que controla la amplitud, y una continua que controla la frecuencia. Las simulaciones realizadas del sistema de control simultáneo, demuestran que éste es capaz de llevar y mantener al modulador, en el régimen de oscilación preestablecido.

El control de alineación se lleva a cabo mediante la aplicación de pares de fuerzas en las esquinas del elemento móvil. Estos pares de fuerzas, hacen girar al elemento móvil sobre dos ejes diferentes. La simulación del sistema, demuestra que se puede conseguir la alineación de los dos elementos, sin grandes oscilaciones.

Capítulo 6
Conclusiones

ÍNDICE DEL CAPÍTULO

6.1. Conclusiones generales.

6.3

6.1. Conclusiones generales.

Esta tesis doctoral, tiene como marco la espectrofotometría IR, aplicada a la detección y cuantificación de gases contaminantes. En particular se centra la atención en la necesidad de modular la amplitud de la radiación procedente de la fuente de infrarrojos.

La solución clásica para llevar a cabo la modulación, se basa en realizar un troceado de la radiación mediante una rueda giratoria. Esta sencilla solución tiene un carácter eminentemente dinámico, y lleva asociados algunos inconvenientes. Hace poco robustos a los equipos de espectrofotometría, pues introduce partes móviles fácilmente desajustables. De forma inevitable son necesarios ajustes periódicos de las partes mecánicas. La presencia de un motor, puede provocar la aparición de interferencias de tipo eléctrico y térmico.

Estos inconvenientes plantean la conveniencia de mejorar las prestaciones de los equipos de espectrofotometría IR, mediante la búsqueda de métodos alternativos de modulación de la radiación, que sean de carácter estático o cuasiestático.

Se plantean diversas alternativas de estudio: leds de IR, elemento radiante de pequeño tamaño, modulador electro-óptico, modulador acusto-óptico y modulador basado en la RITF. Todas ellas son alternativas válidas para modular radiación IR, bajo determinadas condiciones. Esta tesis doctoral, centra su estudio en el modulador basado en la RITF.

El fenómeno de la RITF es ampliamente conocido, pero se ha detectado una falta de contribuciones, en su aplicación al diseño de moduladores ópticos, para equipos de espectrofotometría.

En esta tesis doctoral se ha llevado a cabo el estudio de un modulador óptico basado en la RITF, y en concreto se han concentrado los esfuerzos en tres líneas diferenciadas: el estudio del sistema mecánico, el estudio de la radiación de salida, y el estudio del control del sistema.

El modulador consta de dos elementos, uno móvil y otro fijo, separados por una cámara de aire atrapada entre ellos. Se ha obtenido un modelo de parámetros discretos, que permite analizar la dinámica del sistema.

El modelo consta de una masa, la del elemento móvil, y dos elementos elásticos. El primero tiene un comportamiento lineal, y se corresponde con la fuerza originada por la deformación de la estructura que soporta a los dos elementos. El segundo de ellos, tiene un comportamiento no lineal, y modeliza la fuerza que se origina con la compresión y expansión de la cámara de aire.

A partir del modelo, se obtiene una ecuación diferencial, que describe el movimiento del elemento móvil. Mediante cálculo numérico, se resuelve la ecuación, y se contrastan las previsiones que se pueden realizar analizando el modelo. El movimiento es oscilatorio, y la compliancia no lineal provoca un “rebote”, cuando el elemento móvil se aproxima al fijo.

Se han obtenido expresiones que permiten predecir la excursión y frecuencia de la oscilación que realiza el elemento móvil. Dichas expresiones son función de los parámetros de diseño del sistema mecánico

El estudio de la radiación de salida, nos revela que la utilización de materiales de índice de refracción pequeño y de ángulos de incidencia cercanos al ángulo crítico, hacen más sencillo la obtención de coeficientes de transmisión de valores elevados. Se propone el rubí como material a utilizar para la construcción del modulador, ya que es transparente a la radiación IR, y tiene un índice de refracción pequeño.

Se demuestra que la deformación sufrida por el espectro de la radiación de entrada, al atravesar el modulador, puede ser beneficiosa si la radiación proviene de la emisión de un cuerpo negro. Escogiendo adecuadamente la longitud de onda de máxima emisión del cuerpo negro, se consigue a la salida del modulador una radiación con el espectro prácticamente plano.

Se estudia la forma de onda de la radiación de salida analizando parámetros de calidad de la modulación. En concreto se utilizan el denominado rendimiento óptico, y la tasa de distorsión armónica. El primer parámetro compara la modulación obtenida con la realizada por una rueda “chopper”, mientras que el segundo cuantifica la cantidad de energía que no recae en el primer armónico.

El análisis de estos parámetros nos establece un compromiso en el diseño de los valores de la distancia máxima y mínima de separación. El rendimiento óptico alcanza valores óptimos con valores elevados de la relación d_{\max}/d_{\min} , entorno a 20, pero eso provoca un aumento de la tasa de distorsión armónica.

Se propone que la excursión de la distancia de separación esté comprendida entre $0,15\ \mu\text{m}$, y $1,5\ \mu\text{m}$. Con estos valores el máximo del rendimiento óptico se sitúa en el centro de la banda de interés, $4\ \mu\text{m}$, y se mantiene la tasa de distorsión armónica por debajo del 22 % dentro del margen de $3\ \mu\text{m}$ a $5\ \mu\text{m}$.

El último gran tema de estudio de esta tesis doctoral, es el control del sistema. En concreto se necesita controlar la amplitud de oscilación, la frecuencia de oscilación, y la alineación entre los elementos fijo y móvil.

Se propone un diagrama de bloques para el control de la amplitud, basado en la realimentación del sistema mecánico, mediante una fuerza alterna que repone las pérdidas producidas en cada ciclo de oscilación. Los resultados de la simulación, demuestran que el esquema propuesto es capaz de llevar y mantener al sistema en el régimen de oscilación deseado.

El control de frecuencia se efectúa realimentando el sistema mediante una fuerza continua. La aplicación de esta fuerza continua modifica la frecuencia de resonancia del sistema. El diagrama de bloques de control es el de un PLL clásico, en el que se ha sustituido el VCO, por el modulador. Los resultados de la simulación demuestran, que el sistema de control es capaz de hacer oscilar al modulador a una frecuencia distinta a la de su resonancia natural.

El control simultáneo de amplitud y frecuencia, se lleva a cabo realimentando el modulador mediante una fuerza que posee una componente continua, y una componente alterna. Los resultados de simulación demuestran que los dos sistemas pueden actuar simultáneamente, haciendo que el modulador oscile según las consignas prefijadas.

El último de los controles, el de alineación, se implementa mediante la aplicación de pares de fuerzas en los extremos del elemento móvil. Este control es compatible con los anteriores, si se aplica en modo común la fuerza necesaria para realizar los controles de amplitud y frecuencia.

El orden de magnitud de las distancias de separación necesarias para obtener una modulación de la radiación, hacen muy difícil el montaje de un prototipo con procesos de fabricación convencionales.

Es necesario que los prismas que implementan los elementos fijo y móvil, tengan un pulido extraordinario en sus caras de contacto. También es imprescindible trabajar en un ambiente libre de impurezas.

En el anexo I, se propone un esquema para la implementación física del modulador, que puede ser la base de partida para futuras líneas de trabajo, encaminadas al montaje y puesta a punto del prototipo del modulador.

Bibliografía

REFERENCIAS

- [1] J. Chas, "Analizadores de gases", *Automática e instrumentación*, pag. 137-154, diciembre 1986.
- [2] Robert T. Conley, *Espetroscopia infrarroja*, Ed. Alhambra, 1979.
- [3] N. L. Alpert, W. Keiser, H. A. Szymanski, *IR, Theory and practice of infrared spectroscopy*, Ed. Plenum/ Rosetta, New York, 1973.
- [4] J.A. Chávez. *Detección y cuantificación de la presencia simultánea de múltiples gases contaminantes mediante espectroscopia IR*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. Tesis doctoral. 1997.
- [5] J.A. Chávez, J.A. Ortega, J.Alba, M. García. "Espectrometría infrarroja con array de fotodetectores". Seminari Anual de Automática y Electrónica Industrial, Tarragona del 12 al 14 de septiembre de 1994, pag 90-93.
- [6] R. Cantó, J.A. Chávez, J.A. Ortega, M. García, "Simulación de la cadena de absorción de un espectrofotómetro IR y del procesado necesario para obtener las concentraciones muestra con una placa basada en DSP", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, Zaragoza del 11 al 13 de septiembre de 1996, pag 689-694.
- [7] S. Zaromb, R. Stetter, "Theoretical basis for identification and measurement of air contaminants using an array of sensors having partly overlapping selectivities", *Sensors and Actuators*, pag. 225-243, 6, 1984.
- [8] L. S. Rothman, R. R, Gamache, A. Goldman, et al., "The HITRAN database: 1986 edition", *Sensors and Actuators A*, 37-38, pag. 502-506, 1993.

- [9] J.A. Ortega, J.A. Chávez, J. Alba, M.García. "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales". Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, Tarragona del 12 al 14 de septiembre de 1994, pag 94-97
- [10] A. Moreno, J.A. Chávez, M. García, J.A. Ortega, "Sensor inteligente detector de gases. Subsistema de procesamiento y electrónica digital", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, Tarragona del 25 al 27 de septiembre de 1995, pag. 303-306.
- [11] 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, Tarragona del 25 al 27 de septiembre de 1995, pag 299-302.
- [12] A. Aguilar, J.A. Chávez, M. García, J.A. Ortega, "Unidad remota de control de una red de sensores y actuadores inteligentes", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, Tarragona del 25 al 27 de septiembre de 1995, pag. 359-361.
- [13] R. Cantó Turon. *Espectrofotòmetre IR per gasos (3 μm – 5 μm): condicionament, control i processament de dades*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Proyecto final de carrera. 1997.
- [14] F.López, 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, pag. 502-506, 1993.
- [15] G. J. Zissis, *Sources of Radiation*. SPIE optical engineering press, Michigan, 1996.
- [16] J.A. Ortega Redondo. *Sensor inteligente para gases medioambientales. Subsistema de gestión y comunicaciones*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la

Universitat Politècnica de Catalunya. E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Proyecto final de carrera. 1994.

[17] J.U. White, "Long Optical Paths of Large Apertures", J.O.S.A., mayo 1942.

[18] T.H. Jonhson, J.J. Long, C. Matteson, "Lead selenide detector arrays", IRIS Vol. 13, N° 1, 1969.

[19] J. Alba Aranda. *Sistemas de acondicionamiento, adquisición y control para un array de fotodetectores de PbSe*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Proyecto final de carrera. 1995.

[20] J. de Frutos, J.M. Rodríguez, F. López, A.J. de Castro, J. Meléndez, J. Meneses. "Electrooptical infrared compact gas sensor". *Sensors and Actuators B*, 18-19, pag. 682-686. 1994.

[21] J. Meléndez, A. J. de Castro, F. López, J. Meneses, "Spectrally selective gas cell for electrooptical infrared compact multigas sensor". *Sensors and Actuators A* 46-47, pag. 417-421. 1995

[22] E. L. Dereniak, D. G. Crowe, *Optical Radiation Detectors*, John Wiley & Sons. USA 1984.

[23] W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel. *Sensors. A comprehensive survey. Volumen 6: Optical Sensors*. VCH. Weinheim. 1992.

[24] R. Pallàs Areny, *Sensores y acondicionadores de señal*, Ed. Marcombo, 2 ed, Barcelona, 1992.

[25] A. Moreno Vendrell. *Espectrofotòmetre IR per a la mesura de gasos contaminants: subsistema de processament i de comunicacions*. Departament

- d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Proyecto final de carrera. 1995.
- [26] M.A. Pérez Gándara. *Espectrofotómetro IR para la medida de gases contaminantes: subsistemas óptico y de acondicionamiento*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona. Proyecto final de carrera. 1996.
- [27] J.A. Chávez, "Caracterización espectral del ruido en los detectores de infrarrojo de PbSe", DEE 1994.
- [28] Philips. "Application Note 177. An Overview of the Phase-Locked Loop (PLL)". Data Handbook, Linear Products. 1988.
- [29] 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, Bruselas (Bélgica) del 4 al 6 de junio de 1996, pag. 549-553
- [30] J.A. Ortega, J.A. Chávez, M. García, "Acondicionador para un array fotoconductor de PbSe basado en demodulador heterodino de muy baja frecuencia intermedia", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, Zaragoza del 11 al 13 de septiembre de 1996, pag 169-172.
- [31] A. Oppenheim, R. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Ed. Prentice Hall, 1989.
- [32] T.H. Wilmshurst. *Signal recovery from noise in electronic instrumentation*. Ed. IOP Publishing Ltd. 1990.
- [33] 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.

- [34] J.A. Chávez, J.A. Ortega, M.J. García. "Enventanado temporal irregular de la fuente de IR en un espectrofotómetro en la banda de 3 μm a 5 μm ". Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación. Valencia del 17 al 19 de septiembre de 1997, pag. 63-66.
- [35] J.Saffell, S.Johnston. "Mid-IR LEDs for broadband optical gas detection systems". Proc. SPIE, Vol. 2366, pag. 77-89. Optical Instrumentation for Gas Emissions Monitoring and Atmospheric Measurements. Febrero 1995.
- [36] K. Chang. *Handbook of microwave and optical components*. Ed. John Wiley & Sons Inc. 1991.
- [37] A. Teva Ruiz. *Estudio de alternativas para el diseño de un modulador óptico estático, moduladores electro-ópticos*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.U. d'Enginyeria Tècnica Industrial de Terrassa. Proyecto final de carrera. 1997.
- [38] J. Guitart Iglesias. *Estudi d'alternatives pel disseny d'un modulador òptic, moduladores acusto-òpticos*. Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Politècnica de Catalunya. E.U. d'Enginyeria Tècnica Industrial de Terrassa. Proyecto final de carrera. 1997.
- [39] C. 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.
- [40] F.Kreith, W.Z. Black. *La transmisión del calor, principios fundamentales*. Ed. Alhambra, 1983.
- [41] D.Q. Kern. *Procesos de transferencia de calor*. Ed. MacGraw Hill. 1965.
- [42] A.F. Mills. *Transferencia de calor*. Ed. IRWIN. 1995.

- [43] A. Kiseliiov, M.Krasnov, G.Makarenko. *Problemas de ecuaciones diferenciales ordinarias*. Ed Mir. 1988.
- [44] A. Karppinen, H. Kopola, R. Myllylä. "Scattering Liquid Crystal in Optical Attenuator Applications". Proc. SPIE, Vol. 1455, pag. 179-189. Liquid-Crystal Devices and Materials. 1991.
- [45] J.W. McCargar, J. W. Doane, J.L. West. "Polymer-dispersed liquid crystal shutters for IR applications". Proc. SPIE, Vol. 1455, pag. 54-60. Liquid-Crystal Devices and Materials. 1991.
- [46] D. Benito, M.J. Grande, C. Aramburu. "Moduladores electro-ópticos. Principios, características y aspectos prácticos (I)". Mundo Electrónico pag 32-40. Abril 1996.
- [47] D. Benito, M.J. Grande, C. Aramburu. "Moduladores electro-ópticos. Aplicaciones y aspectos de mercado (yII)". Mundo Electrónico pag 46-51. Junio 1996.
- [48] J. Wilson, J.F.B. Hawkes. *Optoelectronics, an introduction*. Ed. Prentice Hall. 1989.
- [49] T.S. Narasimhamurty, *Photoelastic and Electro-Optic Properties of Crystals*. Ed. Plenum Press, New York. 1981.
- [50] M.K. Barnoski, *Introduction to integrated optics*. Ed: New York Plenum Press. 1974.
- [51] A. Korpel. *Acusto-optics*. Ed. Marcel Dekker Inc. 1997.
- [52] J. Xu, R. Stroud. *Acousto-optic devices principles, design, and applications*. Ed. New York Wiley cop. 1992

-
- [53] A.P. Goutzoulis, D.R. Pape. *Design and fabrication of acusto-optic devices*. Ed. Macel Dekker, Inc. 1994
- [54] I. Bronshtein, K. Semendiaev. *Manual de matemáticas para ingenieros y estudiantes*. Ed. Mir. 1982.
- [55] A.N. Mortensen, S.A. Dyer, R.M. Hammaker, W.G. Fateley. "A Hadamard-Multiplexed Spectrometer Based on an Acusto-Optic Tunable Filter". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45 No 2, Abril 1996.
- [56] E. Hetch, A. Zajac. *Optica*. Ed. Addison-Wesley Iberoamericana. 1987.
- [57] K.D. Möller. *Optics*. University Science Books, Mill Valley, California, 1988.
- [58] J.A. Ortega Redondo, M.J. García Hernández. "Modulador óptico cuasiestático en la banda del IR basado en la RITF". III Jornades de Doctorat del DEE, del 10 al 11 de julio de 1997, pag. 125-128.
- [59] M. Paraira. *Cálculos básicos en termodinámica química*. Ed. Vicens-Vives. 1979.
- [60] P.A. Tipler. *Física*. Ed. Reverté. 1987.
- [61] B.W. Char et al. *First leaves: a tutorial introduction to Maple V*. Ed. Waterloo Maple Publishing. 1992.
- [62] R. Courant, F. John. *Introducción al cálculo y al análisis matemático. Vol. 1*. Ed. Limusa. 1987.
- [63] S. G. Lipson, H. Lipson, and D. S. Tannhauser. *Optical Physics*. 3th. Ed. Cambridge University Press. Cambridge, Great Britain. 1995.

- [64] A.P. Fefelov, S.I. Khomenko, V.A. Mikhailov, S.K. Pak, I.A. Shcherbakov. "Application of optomechanical modulators for IR solid state laser schemes". Design, Modeling and Control of Laser Beam Optics. Proc. SPIE, Vol. 1625, pag 113-119. 1992
- [65] I.N. Court, F.K. von Williesen. "Frustrated Total Internal Reflection and Application of its Principle to Laser Cavity Design". Applied Optics, Vol 3 N° 6 pag 719-726. Junio 1964.
- [66] K. Wilner, N.P. Murarka. "Desing considerations and test results of an evanescent switch-attenuatoe". Applied Optics. Vol. 20 N° 20, pag. 3600-3604. Octubre 1981.
- [67] W.B. Spillman, D.H. McMahon. "Frustrated-total-internal-reflection multimode fiber-optic hydrophone". Applied Optics, Vol. 19 No 1, pag. 113-117. Enero 1980.
- [68] Edmund Scientific. *1994 Annual Reference Catalog for Optics, Science and Education*. 1994.
- [69] K. Rahnavardy, 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.
- [70] J.A. Ortega Redondo, J.A. Chávez Domínguez, M.J. García Hernández. " Estudio de un modulador óptico basado en la FTIR para su aplicación a la espectrometría de gases". Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación. Valencia del 17 al 19 de septiembre de 1997, pag. 58-62.
- [71] J.J. Di Stefano, A.R. Stubberud, I.J. Williams. *Retroalimentación y sistemas de control*. Ed. McGraw Hill. 1992.
- [72] G. F. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini. *Control de sistemas dinámicos con retroalimentación*. Ed Addison-Wesley Iberoamericana. 1991.

[73] R.C. Dorf. *Sistemas modernos de control, teoría y práctica*. Ed. Addison-Wesley Iberoamericana. 1989.

[74] K. Ogata. *Ingeniería de control moderna*. Ed. Prentice Hall. 1993.

Anexo I

*Propuesta de
implementación física*

A1.1. Introducción.

En el presente anexo, se plantean dos posibles estructuras para la construcción de un modulador basado en la RITF.

Las soluciones presentadas no son definitivas, sino que constituyen el punto de partida de una línea de trabajo, encaminada a la obtención de un prototipo del modulador.

Una vez concretada la estructura física del modulador, es necesario definir el proceso de fabricación del mismo. El estudio del proceso de fabricación, puede plantear modificaciones en la estructura física diseñada.

A1.2. Estructura con ángulo de incidencia de 45°.

En la figura A1.1 se ha representado la planta y el alzado de una estructura de modulador, que permite trabajar con un ángulo de incidencia de 45°. Todas las cotas representadas están dadas en milímetros.

La base del modulador está formada por un disco cilíndrico de rubí, de 22 mm de diámetro, y 2 mm de altura. Este disco es el elemento fijo del sistema. Pegado a esta base, se encuentra un tubo de 2 mm de grosor y 5 mm de altura. En su interior se ubica un prisma, cortado a 45°, con una base rectangular de 7 mm por 10 mm. Este prisma constituye el elemento móvil del sistema.

A través de un soporte cerámico inerte, se pegan dos barras de cerámica piezoeléctrica al prisma. En ambas barras se debe practicar un corte en la parte central, con objeto de aislar eléctricamente cada uno de los extremos. Los extremos de las barras piezoeléctricas se pegan al tubo, utilizando otros dos soportes cerámicos. Los soportes cerámicos, facilitan las conexiones eléctricas entre las cerámicas piezoeléctricas y el sistema de control.

El sistema se cierra por la parte superior, mediante una tapa cilíndrica de 2 mm de espesor. La tapa posee dos agujeros a 45° y una muesca en su interior. Con el fin de obtener una mayor claridad, no se ha representado esta tapa en la planta de la figura.

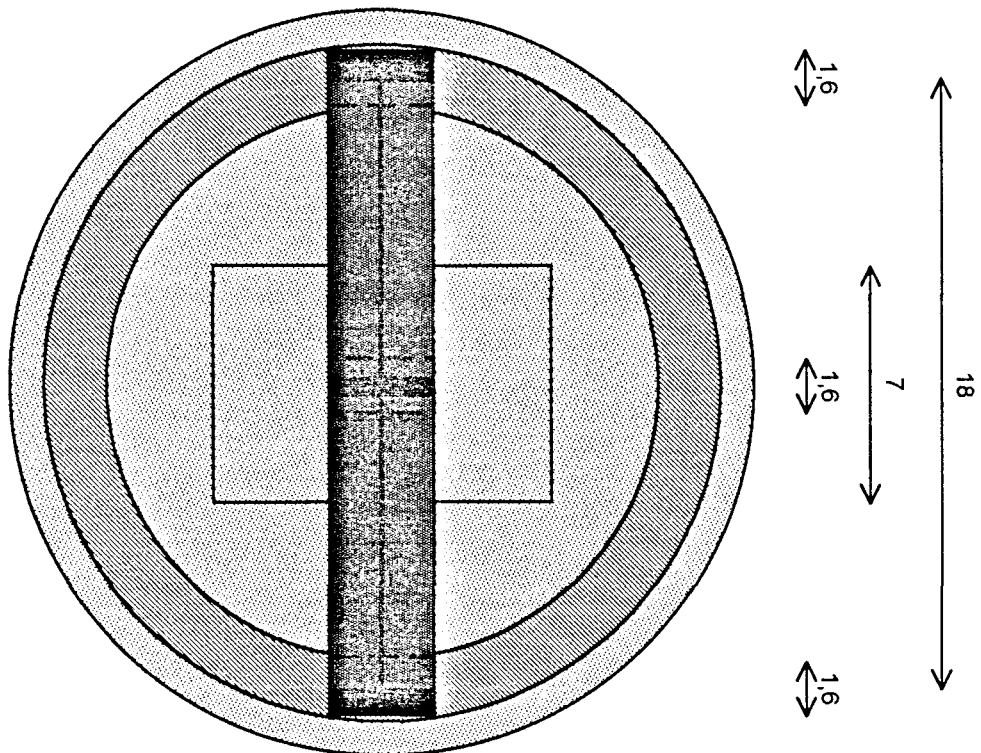
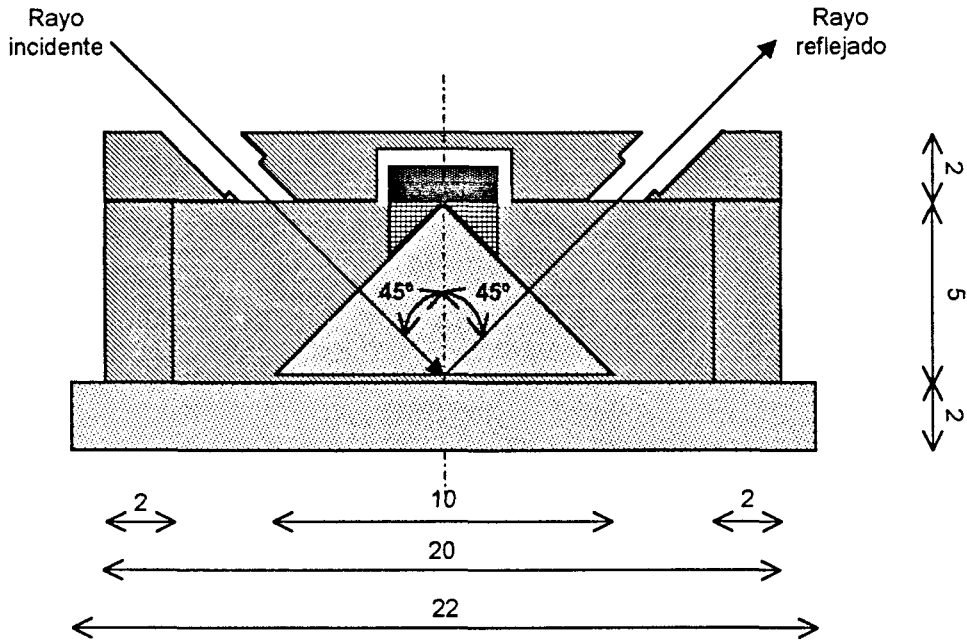


Fig. A1.1. Estructura física con ángulo de incidencia de 45°.

Los agujeros permiten la entrada y salida de radiación infrarroja. La estanqueidad de la estructura, se consigue mediante la colocación de sendas ventanas ópticas en los

agujeros. La muesca es necesaria para dar cobijo a las cerámicas piezoeléctricas y a su soporte.

La radiación IR que se transmite a través del elemento fijo, se puede recoger mediante un fotodiodo, adosado en la parte inferior de la base de la estructura.

A1.3. Estructura con ángulo de incidencia de 60°.

La figura A1.2. representa en planta y alzado, una propuesta para la estructura física del modulador, que permite trabajar con un ángulo de incidencia de 60°. Todas las cotas están dadas en milímetros.

La base, que constituye el elemento fijo del sistema, está formada por un paralelepípedo rectangular de rubí. Las dimensiones de esta pieza son: 10 mm de ancho, 10 mm de largo, y 2 mm de espesor.

En la parte frontal y en la parte posterior, se encuentran pegadas a la base, dos paralelepípedos rectangulares, de 10 mm de ancho, por 2 mm de largo, por 4 mm de alto. Para una mayor claridad del dibujo, en el alzado de la figura se ha omitido la pared frontal.

Sobre los dos laterales descubiertos de la base, se colocan otras dos piezas de 2 mm de ancho, por 10 mm de largo, por 2 mm de alto. Las cuatro piezas adosadas a la base, dan al sistema el aspecto de una caja abierta.

En el interior de la caja, se coloca un paralelepípedo rectangular de 4 mm de largo, por 4 mm de ancho, por 2 mm de alto. Esta pieza constituye el elemento móvil del sistema.

Al igual que en el caso anterior, se pegan al elemento móvil dos barras de cerámica piezoeléctrica a través de un soporte cerámico inerte. Las barras también se pegan a la pared frontal, y a la pared posterior. Los soportes utilizados para la fijación de las cerámicas piezoeléctricas, facilitaran la realización de las conexiones eléctricas.

El sistema se cierra de forma estanca mediante una tapa de 2 mm de espesor. En la tapa se practica una muesca, para albergar a las cerámicas piezoeléctricas y a sus soportes.

La radiación infrarroja entra en el elemento fijo por uno de los laterales descubiertos. Se difracta y después de una reflexión interna total en la base, incide en la cámara de aire con un ángulo de 60°. El rayo reflejado vuelve a salir del elemento fijo por el otro

lateral, después de sufrir una nueva reflexión interna total en la base. La radiación que se transmite por el elemento móvil, se puede recoger colocando un fotosensor en el interior del modulador.

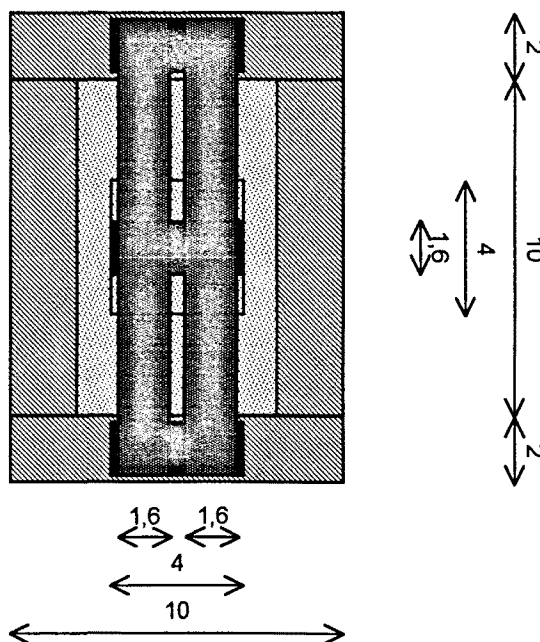
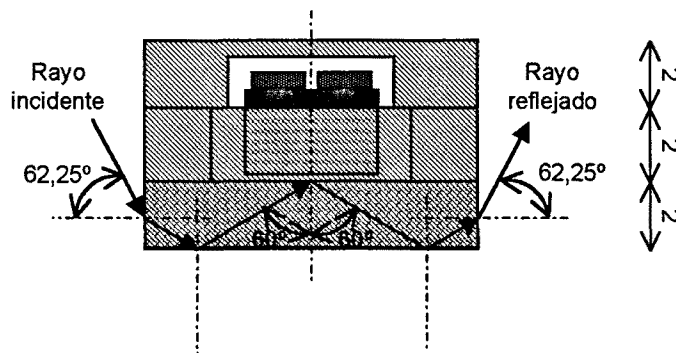


Fig. A1.2. Estructura física con ángulo de incidencia de 60°.

A1.4. Conclusiones.

Se han presentado dos estructuras alternativas para la implementación física de un modulador basado en la RITF. La primera de ellas, permite trabajar con un ángulo de incidencia de 45°, mientras que la segunda obliga a que la incidencia sea a 60°.

Los estudios teóricos realizados a lo largo de la tesis, demuestran que es preferible trabajar con un ángulo de incidencia de 45°. No obstante, la segunda de las estructuras presentadas posee una mayor robustez mecánica, debido a la simplicidad de sus elementos.

Las propuestas incluidas en este anexo, solamente pretenden ser un punto de partida para la definición final de la estructura del modulador. La estructura definitiva del prototipo, ha de intentar compaginar la simplicidad de los elementos, con la obtención de un ángulo de incidencia de 45° . También es necesario que el coeficiente de dilatación de las piezas que constituyen el armazón del modulador, sea lo más parecido posible al coeficiente de los elementos ópticos. El diseño definitivo, debe incluir la descripción del proceso completo de fabricación del prototipo.

Anexo II

*Recopilación de
publicaciones*



MEMORIA TÉCNICA
DEL
SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA Y
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

12-14 de Septiembre de 1994

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
Universitat Rovira i Virgili
TARRAGONA

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA
UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESPECTROMETRÍA INFRARROJA CON ARRAY DE FOTODETECTORES

J. A. Chávez, J. A. Ortega, J. Alba y M. García

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

Resumen. El reciente desarrollo de la tecnología de los dispositivos integrados está permitiendo la compactación de los equipos de detección de gases. En nuestro caso fruto del diseño de un array de fotodetectores de PbSe con filtros adosados al mismo para la medida de la radiación infrarroja en el margen de $3\ \mu\text{m}$ a $5\ \mu\text{m}$ se ha desarrollado la primera versión de un equipo que permite la detección de hasta 19 gases contaminantes. Está en desarrollo una segunda versión que permitirá el cálculo en tiempo real de las concentraciones.

1. INTRODUCCIÓN

La aplicación de las normativas europeas y nacionales en cuestiones medioambientales ha generado una serie de líneas de investigación orientadas en dos direcciones básicas. Una, la investigación y desarrollo de nuevos sistemas de reducción de la contaminación emitida por la industria, los medios de transporte, sistemas de calefacción, etc., mediante la mejora de su diseño o introduciendo sistemas de filtrado y depuración. La otra dirección abarca la investigación y desarrollo de sistemas que permitan detectar y cuantificar la emisiones contaminantes, con el objeto de poder comprobar el cumplimiento de las normas. Dentro de este último marco nació el proyecto GAME: Sistema Integrado para la Gestión MedioAmbiental (SIGMA)*.

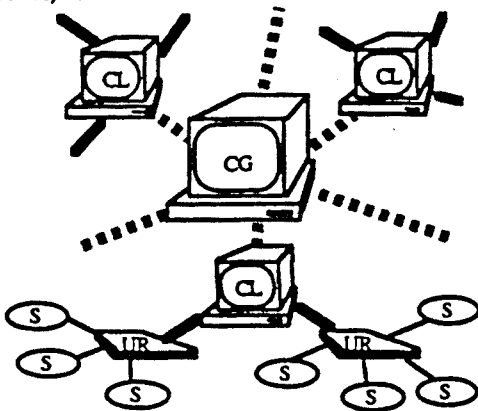


Fig. 1. Sistema Integrado de Gestión Medioambiental (CG : control global; CL : control local; UR : unidad remota; S : sensor inteligente).

El proyecto SIGMA se concibió como una colaboración entre la empresa y la universidad para el

* Este trabajo ha recibido el soporte económico del convenio CTT-C1666

desarrollo de un sistema capaz de recoger información de temperatura, presión, concentraciones de gases, etc., en multitud de puntos repartidos por un amplio territorio, y ofrecer periódicamente información sobre el estado de la atmósfera, incluyendo predicciones, alarmas y bases de datos. El sistema, desarrollado y entregado, está configurado jerárquicamente, ver Fig. 1.

El grupo formado por los firmantes de este artículo junto con un grupo de trabajo de la Universidad Carlos III de Madrid, se encargó de diseñar y desarrollar un equipo para la medida de gases contaminantes basado en la espectrometría infrarroja.

2. ESPECTROMETRÍA INFRARROJA.

La espectroscopía de infrarrojos se eligió entre todas las técnicas disponibles³ por que es sensible, selectiva, tiene un rápido tiempo de respuesta y una alta inmunidad a los interferentes. También es una ventaja de este método que no son necesarios materiales consumibles y por tanto los costes de mantenimiento y vigilancia son reducidos.

Sólo hay interacción entre el gas y la onda electromagnética si ésta está formada por moléculas con momento dipolar eléctrico distinto de cero. Así, los gases monoatómicos, por ejemplo el helio (He), y los formados por moléculas homonucleares, como el nitrógeno (N₂), no interaccionan con la luz infrarroja.

Cada gas tiene un espectro de absorción diferente. Se reconoce un gas cuando se detecta que la luz ha sufrido una absorción en una o varias zonas del espectro donde sólo ese gas puede estar presente.

Se suelen dividir los sistemas de detección de gases con infrarrojos en: dispersivos (DIR) y no dispersivos (NDIR).

Los analizadores de gases DIR se basan en la difracción de un haz de luz infrarroja incoherente por con un prisma, posteriormente colimado para elegir una banda estrecha en la que el componente gaseoso absorba y otra en la que no. La diferencia de intensidad

entre ambos haces es una medida de la concentración del gas analizado.

Los NDIR también realizan una medida diferencial pero con una configuración más robusta. Utilizan dos haces de luz, uno que pasa a través de la cámara por la que fluye el gas a analizar y otro haz que pasa por una cámara donde no se produce absorción. Es el método más utilizado en la industria.

2.1. ESPECTROMETRÍA IR CON RUEDA DE FILTROS.

Si en lugar de un sólo gas se desean analizar varios se suele utilizar, ver figura 2, un emisor incoherente de luz infrarroja, que es modulada por una rueda dentada (CHOPPER) para que los fotodetectores trabajen fuera de la zona donde el ruido 1/f es predominante, y una rueda con filtros que gira de forma que se obtiene un espectro discreto. Uno de los filtros se reserva para hacer de referencia en una zona del espectro donde no hay radiación.

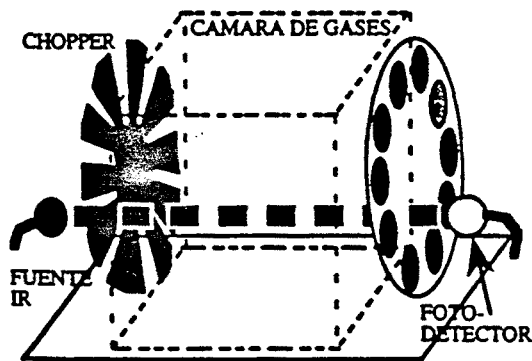


Fig. 2. Esquema básico del principio de medida de un espectrógrafo basado en rueda de filtros.

Los sistemas que contienen partes móviles presentan diversos inconvenientes entre ellos destacan: el tiempo mínimo necesario para realizar la adquisición y cálculo de un espectro completo; la sincronización en la adquisición; el coste de la mecánica; el espacio requerido y el ruido que introducen, ya que son fuentes de calor al tener motores.

2.2. ARRAY DE SENSORES CON FILTROS ADOSADOS.

El avance de la tecnología ha permitido el desarrollo integrado de un array de fotodetectores en el infrarrojo con filtros a diferentes longitudes de onda¹ en . de 3 μm a 5 μm , a un precio que actualmente es comparable a los sistemas con partes móviles.

En la figura 3 se presenta una vista en perspectiva del sensor utilizado. Consta de 20 elementos detectores de PbSe alineados^{4,5}. El array también tiene adosados

enfriadores Peltier para reducir la temperatura de trabajo del sensor y con ello reducir el ruido y aumentar la detectividad del mismo. Adosados a la cara superior se encuentran los filtros paso banda centrados cada uno de ellos a una frecuencia diferente. Existe un filtro de referencia a una longitud de onda donde no se produce absorción. Por motivos que se verá más adelante también se puede adosar un filtro que no deje pasar radiación para tener una medida del offset de los sensores en cada medida.

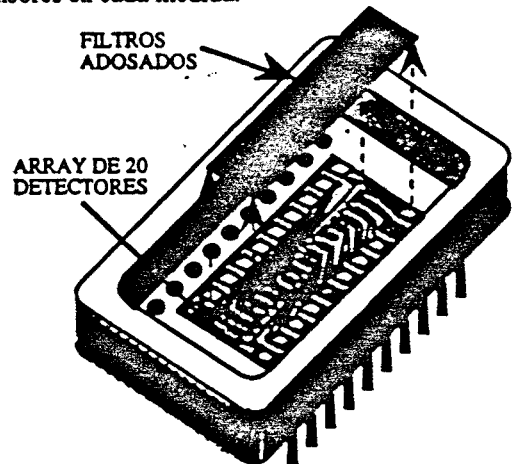


Fig. 3. Vista del array de detectores con filtros adosados.

Este nuevo sistema permite la compactación del equipo y por tanto su portabilidad. Con este array se ha diseñado un sensor inteligente para la detección de gases contaminantes. En la figura 4 se observa un esquema del equipo diseñado para el proyecto SIGMA².

Debido a problemas en el desarrollo¹ de la tecnología de crecimiento de los filtros hasta ahora sólo se ha conseguido realizar 5 diferentes. En el momento de poner a punto el equipo realizado solo se disponía de 3 filtros, uno de referencia y 2 para medir CO y SO₂. Aunque tanto la electrónica como los programas están preparados para nuevas versiones de array y poder medir hasta 19 gases diferentes.

2.3. DIFRACCIÓN IR Y ARRAY DE SENSORES

En el array de fotodetectores con filtros adosados el haz de IR es dispersado por igual a todos los elementos de forma que antes de pasar por los filtros la intensidad recibida se ha reducido considerablemente provocando que la relación SNR disminuya.

La nueva versión del espectrógrafo de gases está basada en la difracción del haz de luz de forma que hace innecesaria la presencia de filtros, ver figura 5, esto nos permitirá desarrollar la electrónica y el procesado necesario para el análisis de muchos gases a la vez. Cuando se haya optimizado el diseño del array con filtros el sistema estará preparado.

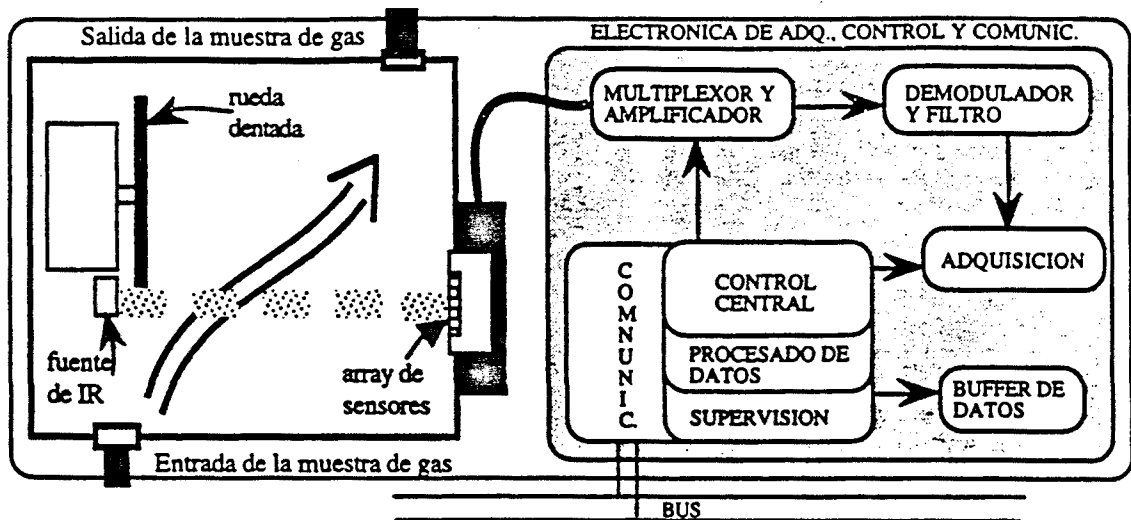


Fig. 4. Esquema de un espectrógrafo basado en array de fotodetectores con filtros adosados.

El sistema nuevo cuenta con 64 canales y podrá adquirir y procesar los datos casi en tiempo real a diferencia del sistema antiguo que necesita entre 1 y 5 minutos. Se hace un paso a frecuencia intermedia muy baja, f_0 , de forma que se pueden convertir todos los canales a digital a una velocidad baja.

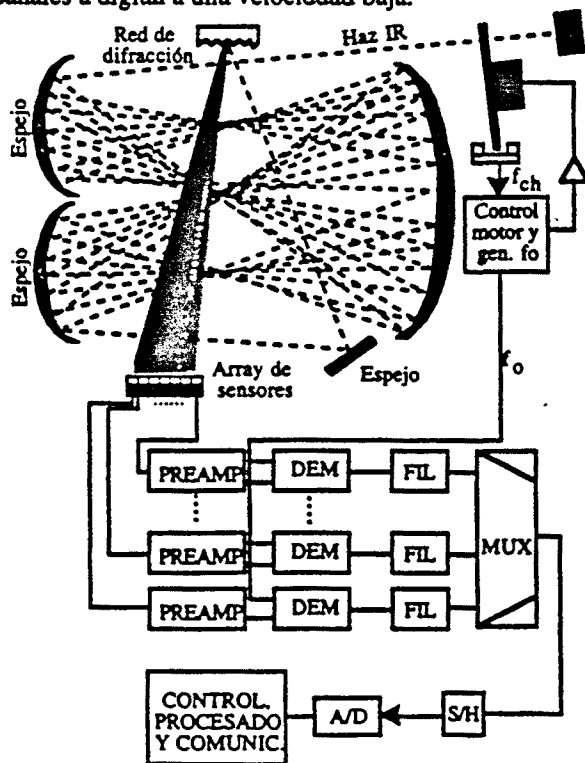


Fig. 5. Nuevo sistema de espectrografía IR de gases.

3. IDENTIFICACIÓN DE LOS GASES.

Del total de elementos presentes en el array, M se dedican a la medida en diferentes zonas del espectro. O

sea, que cada uno de ellos tiene adosado un filtro paso banda centrado en una longitud de onda de interés. La distribución de estos filtros no ha de ser equiespaciada sino que se adapta a los picos de absorción de los gases que se desean detectar^{1,6}. Una medida realizada en el array se podría representar, cuando se desean calcular las concentraciones de N gases diferentes, con el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 V_{C1} &= V_{S1} [1 - (\beta_{11} + \dots + \beta_{1j} + \dots + \beta_{1N})] + V_{O1} \\
 V_{C2} &= V_{S2} [1 - (\beta_{21} + \dots + \beta_{2j} + \dots + \beta_{2N})] + V_{O2} \\
 &\vdots \\
 V_{Ci} &= V_{Si} [1 - (\beta_{i1} + \dots + \beta_{ij} + \dots + \beta_{iN})] + V_{Oi} \\
 &\vdots \\
 V_{CM} &= V_{SM} [1 - (\beta_{M1} + \dots + \beta_{Mj} + \dots + \beta_{MN})] + V_{OM}
 \end{aligned} \tag{1}$$

donde, V_{Ci} es la tensión medida en el elemento i -ésimo del array cuando hay gases contaminantes; V_{Si} es la tensión que se mediría en el elemento i -ésimo del array si en la cámara no hubiera ningún gas que presentase absorción en las bandas filtradas; V_{Oi} es la tensión de offset medida en el elemento i -ésimo; y β_{ij} es la absorción debida al gas j -ésimo en el elemento i -ésimo, variando esta magnitud entre 0 y 1.

La relación que hay entre la intensidad de radiación detectada a una determinada frecuencia, tras atravesar un gas con momento dipolar diferente de cero, y la concentración viene dada por la ecuación de Lambert-Beer, (2).

$$I = I_0 e^{-\xi c s} \tag{2}$$

donde, I es la intensidad de radiación incidente; I_0 es la intensidad de luz emitida; ξ es el coeficiente de absorción (depende de la longitud de onda y del gas en cuestión); c es la concentración de gas (g/m^3); y s es la distancia recorrida por el haz de luz.

Teniendo en cuenta que la concentración de los gases contaminantes será baja, la atenuación sufrida por

el haz de luz¹ es muy pequeña, por lo que la ecuación de Lambert-Beer se puede aproximar linealmente, (3), y por tanto considerar la absorción proporcional a la concentración de gas, con constante de proporcionalidad β_{ij} , (4).

$$I = I_0 (1 - \xi cs) \quad (3)$$

$$\beta_{ij} = b_{ij}c_j \quad (4)$$

Según (4) y sabiendo que el sistema de demodulación está basado en un PLL que engancha con la frecuencia del chopeado con lo que la tensión medida no tendrá contribución del offset, el sistema de ecuaciones, (1), queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{S1}(1 + \alpha_1) \left[1 - \sum_{j=1}^N b_{1j}c_j \right] \\ &\vdots \\ V_{Ci} &= V_{Si}(1 + \alpha_i) \left[1 - \sum_{j=1}^N b_{ij}c_j \right] \\ &\vdots \\ V_{CM} &= V_{SM}(1 + \alpha_M) \left[1 - \sum_{j=1}^N b_{Mj}c_j \right] \end{aligned} \quad (5)$$

El termino $(1 + \alpha_j)$ tiene en cuenta las derivas temporales que sufre la medida. Para reducir este efecto se ha de utilizar un elemento con un filtro a una longitud de onda donde no haya absorción como referencia y suponer que las derivas son iguales en todos los elementos del array, o sea, que $\alpha_1 = \dots = \alpha_j = \dots = \alpha_M = \alpha$.

$$\begin{aligned} V_{CREF} &= V_{SREF}(1 + \alpha_{REF}) \left[1 - \sum_{j=1}^N b_{REFj}c_j \right] = \\ &\stackrel{\substack{b_{REFj}=0 \\ \forall j=1..N}}{=} V_{SREF}(1 + \alpha) \Rightarrow 1 + \alpha = \frac{V_{CREF}}{V_{SREF}} \end{aligned} \quad (6)$$

Teniendo en cuenta (6), el sistema de ecuaciones, (5) queda:

$$\frac{V_{SREF}}{V_{CREF}} \frac{1}{k} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{S1} \\ \vdots \\ V_{CM} \\ V_{SM} \end{bmatrix} = \frac{1}{I} \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ b_{M1} & \dots & b_{MN} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}}_c \quad (7)$$

Si $M=N$:

$$c = B^{-1}(I - k_2) \quad (8)$$

Si se eligen la posición de los filtros de forma que no haya absorciones cruzadas, la concentración se puede calcular fácilmente:

$$c_i = \frac{1}{b_{ii}} \left(1 - \frac{V_{SREF}}{V_{S1}} \frac{V_{Ci}}{V_{CREF}} \right) \quad \forall i = 1..N \quad (9)$$

Por tanto, calibrando el sensor para hallar las constantes b_{ij} y V_{SREF}/V_{S1} , el cálculo de las

concentraciones de N gases requerirá hacer N+1 medidas.

En el caso de tener más sensores que gases a analizar, $M > N$, se han de plantear M-N sistemas de ecuaciones y se promedian los resultados. Si por el contrario hay más gases que sensores hay métodos estadísticos que optimizan la elección de los filtros⁶.

4. CONCLUSIONES

El sistema diseñado para el convenio GAME basado en la espectrometría de IR con array de fotodetectores de PbSe y filtros adosados ha demostrado su viabilidad². Esta tecnología junto con un diseño más compacto de la cámara, la mejora en el procesado y su menor coste permitirán en un futuro cercano la difusión de los detectores de gases contaminantes en aquellas zonas de mayor peligro.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] F. López, 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. Chavez, J. Alba y M. García, "Sensor inteligente para la detección de gases medioambientales", Seminario anual de automática y electrónica industrial, 1994.
- [3] J. Chas, "Analizadores de gases", Automática e instrumentación, pp. 137-154, Diciembre 1986.
- [4] T.H. Johnson, J.J. Long, C.d. Matteson, "Lead selenide detector arrays", IRIS Vol. 13, No.1, 1969.
- [5] D.E. Bode, "Lead selenide detectors for intermediate temperature operation", Appl. Optics, Vol4, No. 3, 1965.
- [6] S. Zaromb and R. Stetter, "Theoretical basis for identification and measurement of air contaminants using an array of sensors having partly overlapping selectivities", Sensors and Actuators, pp. 225-243, 6 (1984)

SENSOR INTELIGENTE PARA LA DETECCIÓN DE GASES MEDIOAMBIENTALES

J. A. Ortega, J. A. Chávez, J. Alba y M. García

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

Resumen. La espectrometría infrarroja permite detectar la presencia y cuantificar, la concentración de varios gases simultáneamente. Utilizando como método de detección de la radiación infrarroja un array de fotodetectores, se ha desarrollado un sensor inteligente capaz de medir simultáneamente concentraciones de CO y SO₂ en un margen de 0 a 100 ppm.

1. INTRODUCCIÓN.

Como puesta en práctica de la teoría de espectrofotometría con array de fotodetectores¹, se ha diseñado en el Departamento de Ingeniería Electrónica - División de Instrumentación y Bioingeniería, en colaboración con el departamento de física de la Universidad Carlos III un sensor inteligente² para la detección de gases contaminantes que formará parte del proyecto de gestión medioambiental SIGMA.

Las especificaciones que cumple el equipo son las siguientes:

- Número de gases: 2 (CO y SO₂).
- Márgenes de medida: 0-100 ppm.
- Resolución: 10 % del fondo de escala.
- Tiempo de medida: Configurable de 1 a 60 min.

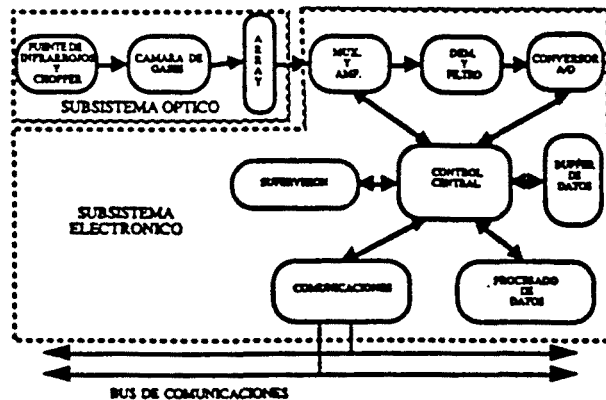


Fig. 1. Diagrama de bloques del sensor

El equipo se puede dividir en dos partes claramente diferenciadas, un subsistema óptico que genera la radiación infrarroja, y hace que ésta atraviese la muestra de gas a analizar, y un subsistema electrónico que recoge la señal generada por el array, la procesa y se comunica con el exterior.

* Este trabajo ha recibido el soporte económico del convenio CTT-C1666.

Para un correcto funcionamiento del sensor, es necesario el cálculo de unas constantes de procesado, para lo cual se ha diseñado un proceso de puesta a punto y calibrado.

2. SUBSISTEMA ÓPTICO.

El elemento fundamental del subsistema óptico es la cámara de gases. La cámara es el recinto por el cual circula la muestra de gas a analizar.

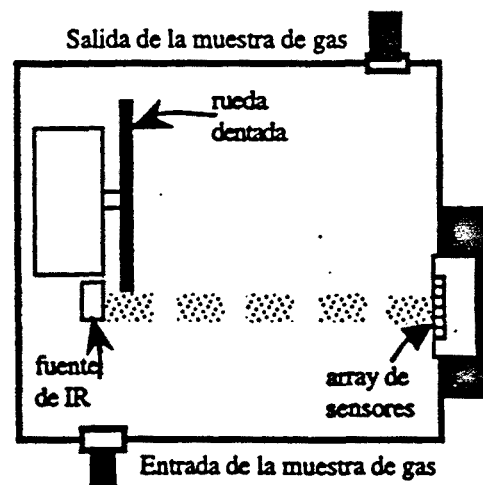


Fig. 2. Cámara de gases.

En la entrada óptica de la cámara, se encuentra la fuente de infrarrojos, que es choppeada mediante una rueda dentada, para situar la información en una zona menos ruidosa del espectro. En la salida óptica del sistema, se sitúa el array de fotosensores, el cual lleva adosado un array de filtros ópticos³, que permite realizar un análisis espectral de la radiación incidente. Para aumentar la absorción, la cámara dispone de un sistema de espejos que mediante reflexiones sucesivas consigue aumentar el camino recorrido por la radiación.

3. SUBSISTEMA ELECTRÓNICO.

El subsistema electrónico se encarga de acondicionar la señal que proporciona el array de fotosensores⁴, procesar la información para obtener la concentración de los gases que componen la muestra, almacenar las medidas realizadas, supervisar el buen funcionamiento del sistema, y gestionar las comunicaciones con el exterior.

Para conseguir todo esto, se han diseñado cuatro placas.

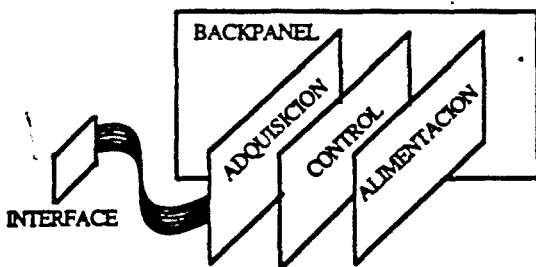


Fig. 3. Conexionado de las placas.

Tres de las placas, adquisición, control y alimentación, se interconectan mediante un backpanel, mientras que la cuarta, interface con el array, se ubica en la salida óptica de la cámara, y se conecta a la placa de adquisición mediante un cable de cinta plana.

3.1. INTERFACE CON EL ARRAY.

Esta placa se encarga de recoger la señal proveniente del array, y elevar el bajo nivel de la señal que nos proporciona.

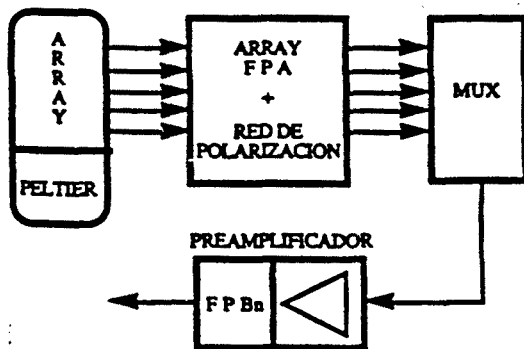


Fig. 4. Diagrama de bloques de la placa de interface.

Lo primero que encontramos es la red de polarización del array, y un array de filtros paso alto para eliminar la parte más ruidosa del espectro. A continuación se encuentra un multiplexor analógico para seleccionar uno de los veinte fotosensores de que consta el array. La tensión proporcionada por el fotosensor elegido, es amplificada para obtener un nivel

adecuado, y filtrada paso banda para eliminar en lo posible el ruido. La frecuencia central del filtro, 200 Hz, es la frecuencia de choppeado de la fuente de infrarrojos.

Debido a los bajos niveles de señal con que se trabaja en esta placa, es necesario blindarla para obtener resultados aceptables.

3.2. PLACA DE ADQUISICIÓN.

La placa de adquisición se encarga de demodular la señal y realizar la conversión analógico-digital. En esta placa también están incluidos los circuitos necesarios para realizar la supervisión del sistema.

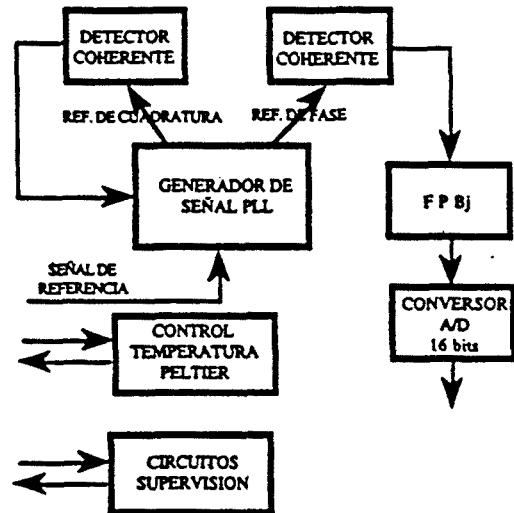


Fig. 5. Diagrama de bloques de la placa de adquisición.

Debido al choppeado de la fuente de infrarrojos, la información viene modulada a 200 Hz, con lo cual es necesario demodular. La demodulación se realiza mediante dos detectores coherentes, uno en fase y el otro en cuadratura. La señal de referencia para los detectores, la proporciona un PLL que se engancha con la señal proveniente de un optoacoplador situado en la rueda que realiza el choppeado de la fuente de infrarrojos. El detector de cuadratura realimenta al PLL para conseguir que ésta valga 0, y tener de este modo toda la información en la fase de la señal. La fase se filtra paso bajo, y se realiza la conversión analógico-digital mediante un conversor sigma-delta de 16 bits.

La placa incorpora un circuito que controla la temperatura del peltier que posee el array, la fija a -10°C, y circuitos para monitorizar la temperatura y la corriente de la fuente de infrarrojos.

3.3. PLACA DE CONTROL.

La placa de control se encarga de controlar las adquisiciones, procesar y almacenar los datos.

supervisar el funcionamiento, y gestionar las comunicaciones con el exterior.

El diseño de la placa, se basa en un microcontrolador, MC68HC11. La placa incluye una RAM estática para almacenamiento de datos, protegida contra caídas de alimentación mediante una batería de litio. También incorpora drivers para realizar comunicaciones con el exterior, siguiendo la norma RS-232 o la RS-485.

El programa del microcontrolador, se ha escrito en el lenguaje ensamblador de éste, y se le ha dotado de una estructura modular para poder realizar futuras modificaciones con poco esfuerzo.

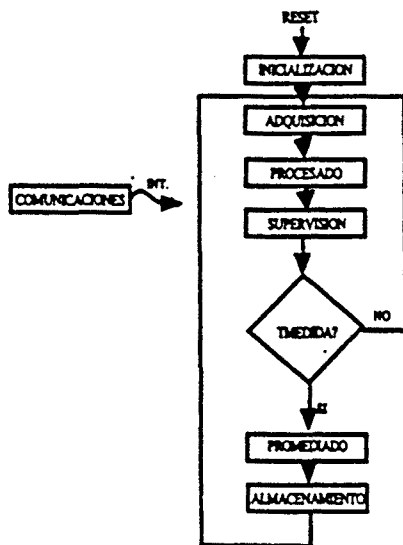


Fig. 6. Diagrama de flujo del programa del microcontrolador.

Partiendo del reset, se realiza una inicialización de las variables del programa. A continuación se entra en un ciclo de adquisición de datos, procesado de los mismos para obtener concentraciones y supervisión del sistema. La duración de este ciclo es de 1 minuto. Este ciclo se repite hasta completar el tiempo de medida programado. Una vez transcurrido el tiempo de medida se almacena en la memoria, siguiendo un algoritmo de cola circular, el promedio de las medidas efectuadas en cada ciclo. Este proceso se repite de forma indefinida viéndose interrumpido solamente por los mensajes provenientes del exterior.

En el módulo de adquisición se obtienen las tensiones en los fotosensores destinados a la medida de cada gas, y en el fotosensor de referencia, usado para eliminar las derivas del subsistema óptico. Estas tensiones se utilizan posteriormente en el módulo de procesado para calcular la concentración de cada gas mediante la fórmula¹:

$$c_i = \frac{1}{b} \left(1 - \frac{C_0 M_i}{M_0 C_i} \right)$$

donde $1/b$ y C_0/M_0 son las constantes de procesado y C_i y M_i son las tensiones en los fotosensores de referencia y medida respectivamente.

4. COMUNICACIONES

4.1. NIVEL FÍSICO.

Las comunicaciones a nivel físico, se pueden realizar siguiendo la norma RS-485 o la norma RS-232.

En funcionamiento normal, el sensor estará conectado junto con otros sensores y la unidad remota a un bus de campo, siendo imprescindibles las comunicaciones multipunto. En esta situación se deberá usar la norma RS-485.

La salida RS-232 se incorpora para poder realizar la calibración del equipo y su posterior mantenimiento con la ayuda de un ordenador personal, cuyos buses de comunicaciones suelen seguir la norma RS-232 y no la RS-485.

4.2. NIVEL DE ENLACE.

A nivel de enlace la transmisión es serie asíncrona, con 8 bits, sin paridad y un bit de stop. La velocidad inicial es de 1200 baudios.

La trama a nivel de enlace incorpora un byte con la dirección del destinatario, y dos bytes para la detección de errores.

4.3. NIVEL DE APLICACIÓN.

A nivel de aplicación las comunicaciones siguen un protocolo maestro-esclavo, es decir, el sensor (esclavo) solamente responde a los mensajes de petición de la unidad remota (maestro).

Los mensajes que configuran el nivel de aplicación, se pueden dividir en dos grandes grupos: mensajes de campo, y mensajes de calibrado.

Los mensajes de campo son los que se utilizan en el funcionamiento normal del sensor. Con ellos se pueden recuperar las medidas almacenadas y el estado del sensor, además de poder reconfigurar el funcionamiento del sistema.

Los mensajes de calibrado son una extensión del protocolo, que permiten realizar el calibrado del sensor. Con estos mensajes se puede conocer el nivel de tensión en cualquiera de los fotosensores, y reprogramar las constantes de procesado.

5. PROCESO DE CALIBRADO

Antes de empezar a medir concentraciones de gases con el sensor, es necesario calcular las constantes $1/b$ y

C_0/M_0 que aparecen en la fórmula del cálculo de concentraciones.

El proceso a seguir para calcular las constantes es el siguiente: primero se introduce nitrógeno seco en la cámara de gases, y se realiza una adquisición de los fotosensores de medida, y de referencia. Esto permitirá calcular C_0/M_0 donde C_0 es la tensión en el fotosensor de referencia, y M_0 es la tensión adquirida en el fotosensor de medida del gas correspondiente.

A continuación se introduce en la cámara de gases una concentración conocida del gas que se pretende calibrar. Una vez estabilizado el gas en la cámara se realiza una adquisición en el fotosensor de referencia y en el fotosensor de medida del gas. Con estos datos se puede calcular la constante $1/b$ a partir de la fórmula de cálculo de concentraciones.

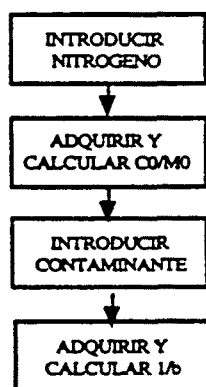


Fig. 7. Proceso de calibrado.

Para facilitar la realización del proceso de calibrado, se ha escrito un programa que corre sobre cualquier PC. La misión de este programa es comunicarse con el sensor, y con ayuda de los mensajes de calibración, calcular las constantes de procesado, y almacenarlas en la memoria EEPROM que posee el microcontrolador.

6. MEDIDAS.

Para comprobar la viabilidad del sistema, se realizaron medidas, utilizando como muestra gas proveniente de botellas que contenían concentraciones de 0 y 100 ppm de los gases a detectar. Debido al alto nivel de ruido de baja frecuencia generado por el array de fotosensores, el tiempo de medida que se empleó fue de 5 minutos.

En las medidas realizadas con 0 ppm de SO_2 se obtuvo una precisión de ± 7 ppm, mientras que con 100 ppm se obtuvo una precisión de $\pm 8,5$ ppm, no observándose ningún fenómeno extraño.

En cambio durante el proceso de medida de concentraciones de CO, se produjo una deriva en la potencia de luz infrarroja emitida, ya que la tensión en el fotosensor de referencia aumenta al medir 100 ppm,

cuando debería de permanecer constante. A pesar de esta circunstancia, gracias a la calibración inicial del equipo, y al uso de un fotosensor de referencia, las precisiones obtenidas son similares a las de SO_2 , en concreto ± 5 ppm con 0 ppm de CO y $\pm 8,5$ ppm con 100 ppm de CO.

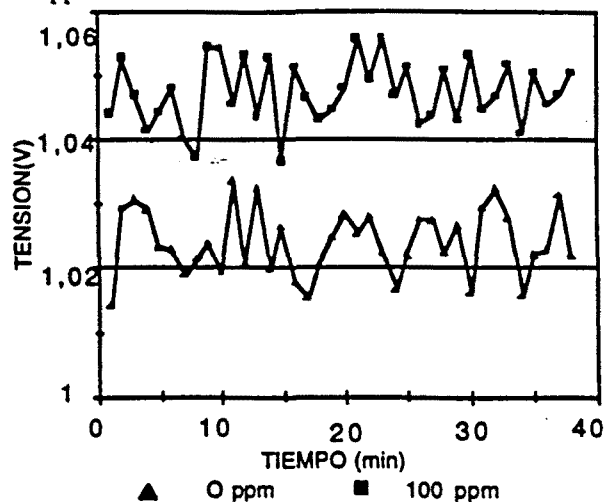


Fig. 8. Tensión en el fotosensor de referencia.

7. CONCLUSIONES.

El equipo que se ha desarrollado permite la medida simultánea de concentraciones de CO y SO_2 , utilizando la técnica de absorción en el infrarrojo.

Mediante una ampliación del protocolo de comunicaciones e incorporando un mezclador de gases inteligente, en un futuro próximo el proceso de calibrado se podrá realizar de una forma automática.

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] S. Middelhoek, A.C. Hoogerwerf, "Smart sensors; when and where?", Sensors and Actuators, vol. 8, no 1, pp 39-48, 1985.
- [3] F. López, 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.
- [4] H.G. Rotithor, "A high-performance pipelined architecture for measurement and monitoring of multiple sensor signals", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 41, no 6, pp 808-814, Diciembre 1992.