

INSTRUMENTACION EN  
LA FISICA.

*Editado por*  
*J. Urías*

---

*Memorias de la Escuela Mexicana de*  
*Instrumentación y Metrología*  
*en la UASLP, 1991.*

---

EDITORIAL UNIVERSITARIA POTOSINA

INSTITUTO DE INVESTIGACION EN COMUNICACION OPTICA, UASLP

550.3  
552

INSTRUMENTACION EN LA FISICA

Editor: Jesús Urias

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, UASLP.

Av. Karakorum 1470.

San Luis Potosí, SLP, México.

Volumen con las memorias de la Escuela Mexicana de Instrumentación y Metrología

Realizada en enero de 1991, Universidad Autónoma de San Luis Potosí



FMU-1271

Impreso y encuadernado por

Editorial Universitaria Potosina, 1992.

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

San Luis Potosí, SLP, México.

Composición tipográfica realizada en TeX por J. Urias.

Los originales para fotoimpresión se sacaron en una impresora HP LaserJet IIP.

ISBN: 968-6194-46-0

0272-92027-A0040



F1111103

## PROLOGO

El presente libro reúne muchos de los trabajos que se presentaron durante la Escuela Mexicana de Instrumentación y Metrología, organizada en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en 1991 (EMIM-91).

La instrumentación y la metrología parecieran actividades ajenas al físico dedicado a investigación básica. Así que antes de organizar la EMIM-91 surgió una duda: ¿por qué promover entre las actividades de la comunidad de física los aspectos relativos a instrumentación?

Sobre todo ahora, en una época en la que el equipamiento de un laboratorio se plantea como un problema de financiamiento y no como una cuestión de conocimiento científico y habilidades técnicas. De hecho, lo cotidiano es que para equipar su laboratorio, el investigador *tenga que* invertir gran parte de su tiempo en conseguir el financiamiento, los proveedores y lidiar con un agente aduanal. Actividades que no tienen nada que ver con la ciencia.

La duda era sensata, pero fácil de disipar. Cuando se pretende contribuir al avance de la ciencia, es indispensable que entre todo el montón de equipo comercial en un laboratorio haya siempre una pequeña parte de la instrumentación que es clave y que no se puede comprar por ninguna cantidad de dólares. Hasta ahora la ley ha sido que los descubrimientos que abren nuevos campos a la investigación son solo posibles si se tiene la capacidad de desarrollar esta parte original de la instrumentación. Los primeros modelos construídos en los laboratorios son siempre algo propio (casi personal) y original, único en el mundo. Después, el conocimiento se extiende como reguero de pólvora. Un ejemplo de ésto, ya conocido por todos, es el microscopio por tunelamiento de electrones, inventado recientemente en los laboratorios de IBM en Zürich.

Además de los intereses netamente científicos (suficientes para disipar cualquier duda), los altos niveles de precisión, confiabilidad y reproducibilidad que son necesarios para que los resultados de un experimento *pretendan* llegar a contribuir al avance del conocimiento científico, hacen que el trabajo de investigación en física básica experimental sea la fuente natural de los nuevos instrumentos y de técnicas de medición cada vez mas versátiles y precisas. Esto convierte a las actividades en instrumentación en una de las regiones naturales de traslape entre la investigación científica y el desarrollo tecnológico. Otra razón mas para promover las actividades en torno a la instrumentación.

Este es el espíritu con el que se organizó en San Luis Potosí la EMIM-91. El éxito logrado fué gracias a la contribución de múltiples individuos e instituciones, todos igualmente importantes. En primer lugar están los participantes, en particular los que hicieron el esfuerzo de poner por escrito su trabajo y que da cuerpo al presente volumen. El apoyo otorgado por el Rector de la UASLP, Lic. Alfonso Lastras Ramírez, cubrió casi la totalidad de los gastos de organización (incluídos el hospedaje y alimentación de los conferencistas y otros participantes) así como los costos de impresión del presente libro. El interés y entusias-

mo de Alejandro Cornejo (INAOE) y Roberto Machorro (IF-UNAM, Ensenada), presidentes de la Sociedad Mexicana de Física (SMF) y de la Academia Mexicana de Optica, respectivamente, fué decisiva para la integración de la División de Instrumentación y Metrología a la SMF. En cuanto a la organización, una parte importante del trabajo recayó en Jaime de Urquijo (IF-UNAM, Cuernavaca), Rigoberto García Cantú (Metrología, CINVESTAV) y Rodolfo Peón Aguirre (CIF-US). Finalmente, para la edición de las memorias, tuve la valiosa asistencia de Victor Manuel Zamudio Rodríguez (estudiante de la FC-UASLP).

Jesús Urías, Editor  
IICO/UASLP  
San Luis Potosí, SLP

## INDICE

Prólogo.	
<i>Jesús Urías.</i>	iii
Construcción y prueba de superficies ópticas.	
<i>Alejandro Cornejo Rodríguez.</i>	1
Espectrometría de masas cuadrupolar y su aplicación a la medición de coeficientes de transporte de iones en gases.	
<i>Jaime de Urquijo.</i>	41
Un medidor de onda para experimentos de espectroscopía precisa.	
<i>Alejandro Morales M., Carmen Cisneros y Jaime de Urquijo.</i>	55
Series de tiempos para procesos físicos: toma de datos y análisis asistidos por computadora.	
<i>C. Carbajal R., A.L. Salas-Brito, J. Sandria R. y C.A. Vargas.</i>	67

Medición de la vida media del muón. <i>Gerardo Moreno, M. Sosa y L. Villaseñor.</i>	86
Detectores gaseosos de radiación ionizante: cámaras multialámbricas. <i>C. Avilez, A. González, G. Moreno y M. Sosa.</i>	100
Sistema detector de coincidencias para la medición de la longitud de onda por interferometría laser. <i>Jaime de Urquijo, A. Morales y F.J. Pacheco.</i>	122
Medidor de vacío tipo Pirani. <i>C. Arzate T. R., F. Fernández E. y P. Morales P.</i>	126
Sistema de control computarizado para un telescopio. <i>L. Gutiérrez y A. Bernal.</i>	141
Control numérico adaptable en protocolo IEEE-488. <i>F. J. Pena B., F. Fernández E. y P. Morales P.</i>	146
Sistema transductor de desplazamientos escalado por computadora. <i>L.M. Contreras, F. Fernández E. y P. Morales P.</i>	159
Instrumentación asociada a una balanza termomagnética. <i>M. Rivera H., F. Fernández E. y P. Morales P.</i>	171
Procesos magnéticos en metrología e instrumentación. <i>Rodolfo Peón Aguirre.</i>	185
Las perspectivas de las redes académicas en México. <i>Arturo Serrano S.</i>	194





## CONSTRUCCION Y PRUEBA DE SUPERFICIES OPTICAS.

*A. Cornejo Rodríguez*

*INAOE*  
*Apartado Postal 216*  
*72000 Puebla, Puebla.*

### 1. INTRODUCCIÓN.

El material que se presentará a continuación tiene como meta que el lector comprenda que en la producción de un componente o sistema ópticos, además del hecho de saber producirla, existe la necesidad imperante de conocer (i) cómo se va avanzando en el trabajo, (ii) a qué grado de precisión se terminó la forma de la superficie y (iii) algunos parámetros dimensionales de la misma; es decir, el control de calidad en la producción de componentes ópticas es el tema preponderante. Al hacer esta exposición tal vez se pierda profundidad en algunos temas, pero permite tener una idea más general y clara, conceptualmente, de lo complejo que puede ser la producción de un sistema óptico completo o una sola componente.

El trabajo se divide en cinco partes principales. La primera de ellas habla de las características de las componentes ópticas,

que nos permiten saber porqué deben aplicarse diferentes métodos de producción y prueba.

La segunda parte describe los rasgos fundamentales de la producción, como son el tallado y/o pulido de una superficie.

En la tercera sección se presentan algunos de los métodos que existen para probar las superficies y que, dada las características propias de cada una de ellas, permiten y demandan que existan métodos variados. Una característica importante es que son métodos no destructivos de prueba.

La cuarta sección describe cómo a partir de la información obtenida de los experimentos, por medio de los llamados interferogramas, es posible obtener información sobre la forma y estado de la superficie.

Por último, se hace una revisión sobre el estado actual en nuestro país de la actividad del tema que nos ocupa, y las conclusiones a las que es posible llegar sobre su futuro.

## 2. CARACTERÍSTICAS DE LAS SUPERFICIES ÓPTICAS

Las dimensiones de las componentes ópticas pueden ir desde uno o dos milímetros hasta diez metros [1]. Si consideramos los pesos de las partes ópticas, podemos hablar de unos pocos gramos hasta varias toneladas, sobre todo cuando se trata de componentes para equipo astronómico.

En estas últimas situaciones, el peso de los grandes espejos se reduce ya sea por medio de perforaciones, formas especiales del disco de vidrio, o estructuras de panal de abeja diseñadas para la parte posterior de los espejos.

El intervalo espectral que se puede cubrir con los materiales ópticos convencionales van de la región ultravioleta (UV) al cercano infrarrojo (IR); sin embargo, recientemente, y como un tópico de moda, ahora se construyen también ópticas de rayos X (débiles), que ya han sido incorporados a los llamados microscopios.

pios y telescopios de rayos X [2].

Los materiales que generalmente son usados para construir las partes ópticas son los que se denominan como vidrios ópticos, lo cuales poseen una calidad muy superior al vidrio convencional de ventana u oftálmico; sobre todo, en lo que se refiere a la homogeneidad, transparencia y control de calidad en la producción. Pero también las componentes se pueden producir empleando cristales naturales o manufacturados (cuarzo, calcita, etc.), plásticos, obleas de silicio o germanio, y diferentes tipos de metales.

Para entender mejor el contenido de las secciones tres y cuatro es conveniente mencionar aquí las formas y precisiones que son necesarias alcanzar para cada una de las superficies de un sistema óptico. La precisión en la forma final de la superficie debe ser, y así debe ser medida, cuando menos de una o dos longitudes de onda ( $\lambda$ ). Generalmente la longitud de onda se escoge en la región visible del espectro, equivalente a  $5.5 \times 10^{-6}$  cm. La precisión puede alcanzar valores hasta de  $\lambda/200$  y menores, según la aplicación particular de la componente o equipo.

Claro está que el tamaño y forma de la componente óptica también determina la precisión que es posible alcanzar en la superficie. Sus formas pueden ser planas, esféricas, cilíndricas, toroidales, cónicas, o en su forma más general, asféricas. Las superficies pueden ser simétricas respecto a un eje de rotación, o puede que sean componentes descentradas o fuera de eje en el caso de cónicas, toroides o asféricas.

Como una consecuencia de esta gama amplia de características de las componentes ópticas, y de la precisión requerida para ellas, es que se puede hablar de muchos tipos de instrumentos o sistemas ópticos que se usan en diferentes tipos de actividades, ya sean científica, médica, industrial, de diversión y/o comercial.

Como ejemplo de instrumentos ópticos podríamos mencionar los diferentes tipos de microscopios, telescopios, teodolitos, cámaras fotográficas, de sobra bien conocidos; para de ellos pasar a equipos más especializados como los espectrofotómetros, in-

terferómetros, endoscopios, oftalmoscopios, etc.; y terminar con simuladores de vuelo, autocolimadores, cámaras repetidoras para la microlitografía, proyectores de sombras o lectores de discos ópticos.

Toda esta variedad de equipo implica, como ya se mencionó, que existan diferentes tipos de pruebas o variantes en los métodos de producción, que se describirán en las secciones siguientes.

### 3. TALLADO ÓPTICO

En la construcción de una superficie óptica, es posible hablar de cinco etapas básicas, que podrían resumirse como sigue:

- a) Etapa de generado o esmerilado grueso, en la cual la superficie adquiere su forma y dimensiones con medidas a nivel mecánico.
- b) La superficie pasa a una etapa en que la tersura de la misma se afina. En palabras técnicas significa que los poros (pequeños orificios sobre la superficie), son cada vez más pequeños en diámetro y profundidad. Lográndose que conforme avanza el trabajo, se obtenga una mayor continuidad o suavidad de la superficie (piense en la cáscara de una naranja, cuya superficie es suave pero tiene pequeñas granulaciones).
- c) Como durante las dos etapas anteriores, la superficie permanece opaca, se pasa por último a darle transparencia a la superficie a base de pulirla. Pero no sólo eso, sino que en esta etapa de pulido es cuando la superficie se somete a las medidas más estrictas de control de calidad para alcanzar la precisión requerida en la superficie, la cual puede ser al menos de  $1$  o  $2\lambda$  entre la superficie ideal y real. En la Fig.1, se muestran los tipos de rugosidad de la superficie para las diferentes etapas de trabajo que se acaban de describir (nótese la transparencia).
- d) Dependiendo del tipo de superficie o elemento, la componente

se somete a un proceso de redondeado y/o biselado, así como detalles de presentación en base a biseles u otro tipo de trabajo.

- e) Una última etapa que aunque no es propiamente de trabajo sobre la superficie, es la de revisión del terminado y la limpieza de ella. Esta última etapa es de importancia, porque en ella se elimina cualquier substancia adherida, sobre todo, si a la superficie se le va a depositar posteriormente una película delgada antirreflejante o de otro propósito.



FIGURA I

*Tipo de rugosidad de las superficies ópticas en las etapas de: (a) esmerilado grueso o generado, (b) esmerilado fino, (c) semipulido y (d) pulido.*

Los procedimientos de trabajo y herramientas necesarios para cubrir las diferentes fases ya descritas en el párrafo anterior, tienen entre sí algunas diferencias importantes que a continuación se mencionan.

Hasta hace unos 15 ó 20 años, entre las etapas a) y b) no existía diferencia alguna y las superficies se iban trabajando cambiando únicamente el grueso del esmeril que se empleaba. Para el

generado se usaban esmeriles gruesos cuyos diámetros iban decreciendo conforme se iba produciendo una superficie más tersa.

En el presente, la primera etapa de generado se realiza con herramientas de diamante sintético, que permiten acelerar el proceso de configurar el tipo de superficie que se desea. La velocidad de la herramienta llega a ser hasta de 3000 rpm o más.

Con equipo moderno se puede lograr un buen terminado de la superficie en su generación, lo cual permite a su vez disminuir el tiempo en la etapa de esmerilado fino, que es donde finalmente se alcanza, a nivel de medidas mecánicas, la precisión de la superficie.

En la etapa de esmerilado fino, las superficies ópticas se trabajan contra una superficie de metal o vidrio. En la etapa de pulido se trabajan las superficies contra una superficie hecha de una mezcla de chapopote, brea y/o cera, depositada en un sustrato de metal.

Es importante hacer notar, que un aspecto importante en el tallado de superficies ópticas es el hecho que, sobre todo en las últimas etapas, se trabaja siempre una superficie contra otra. Esta forma de trabajo permite obtener superficies con gran homogeneidad en su forma debido al contacto al azar de las superficies entre sí, y sobretodo, porque existe una área de contacto permanente.

De igual forma esta última situación permite alcanzar precisiones de fracciones de longitud de onda de la luz [4]. En la Fig.2, se puede observar el tipo de maquinaria para las etapas de esmerilado fino y pulido, así como los tipos de herramientas empleadas.

Los materiales que permiten ir devastando las superficies durante las diferentes etapas son fundamentalmente abrasivos, cuyas partículas poseen diámetros de 50 a 10 micras durante el esmerilado y de 8 a 1 micras para el pulido. En el presente se están desarrollando materiales con dimensiones abajo de la micra para lograr mejor terminado en las superficies. Para el esmerilado, el material proviene de fierro, y para el pulido son básicamente óxidos de aluminio, de serio y barnesita. El agente o líquido que actúa como lubricante y en el cual están contenidos los abrasivos ge-

neralmente es agua, que ha resultado hasta ahora el mejor agente para el trabajo que se está describiendo.



FIGURA 2.a

*Máquina empleada para esmerilado y pulido de superficies ópticas.*

La maquinaria que se usa en el esmerilado fino y el pulido (Figs. 2.a y 3) puede ser descrita en forma breve como sigue. Un eje vertical rotante soporta la superficie o herramienta que se esté empleando y su velocidad de rotación se controla. Arriba del eje, y no necesariamente alineada, se coloca la superficie o herramienta que actúa como "contra" (ver Figs. 2.a y 3). Por medio de una varilla o aguja, uno de cuyos extremos descansa sobre una hendidura en la herramienta o superficie, colocada en la parte

superior, se logra que ambas superficies en contacto, herramienta y superficie óptica, roten en forma autónoma, impulsadas por la rotación de la pieza colocada sobre el eje inferior.

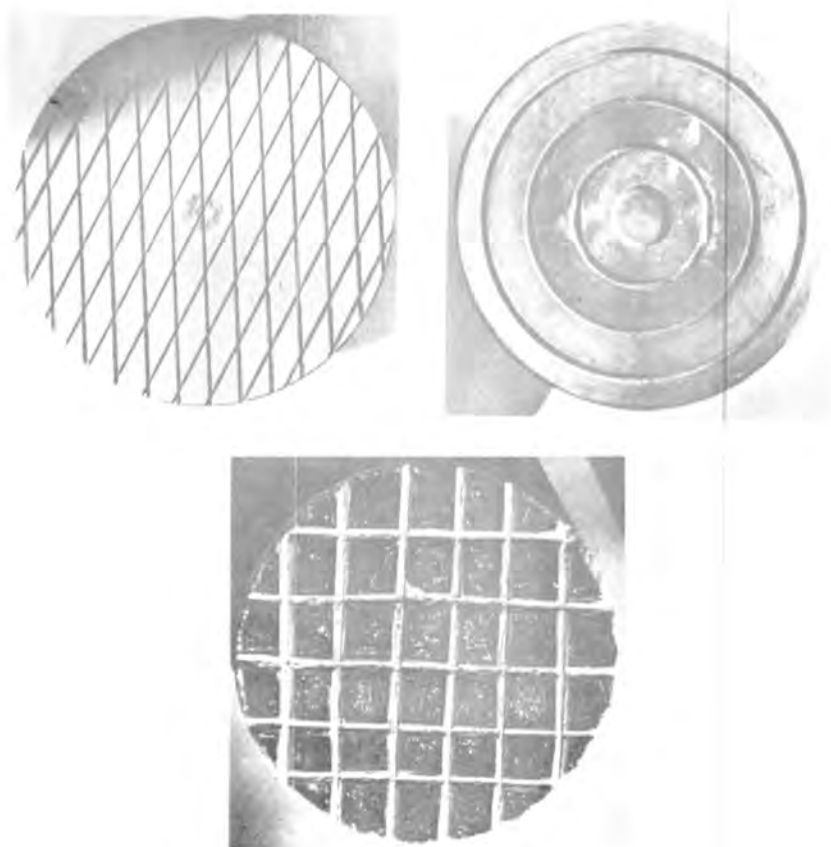


FIGURA 2.b

*Herramientas de trabajo para esmerilado (las dos de arriba) y pulido (la de abajo).*

En maquinaria moderna las dos superficies en contacto pueden tener movimientos rotatorios independientes por medio



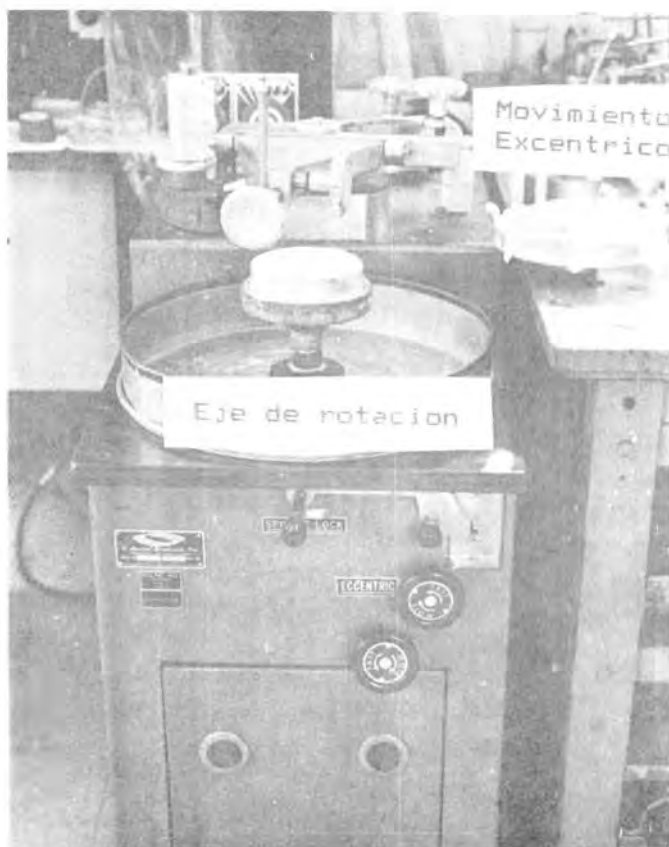


FIGURA 3.a  
*Vista general de una máquina de trabajo, mostrando las partes principales.*

de motores. La superficie superior puede desplazarse a diferentes regiones de la superficie inferior y posee movimientos excéntricos con diferentes longitudes de desplazamiento, según lo requiera el tallado óptico. La presión entre ambas superficies se ajusta depen-

diendo de la operación que se esté realizando, y para ello pueden emplearse pesas (Fig.2) o algún sistema hidráulico (como se hace en las máquinas modernas). En la mayoría de los casos, la velocidad de la superficie superior es libre, y está sujeta a la velocidad que le imprima la rotación de la superficie inferior (colocada sobre

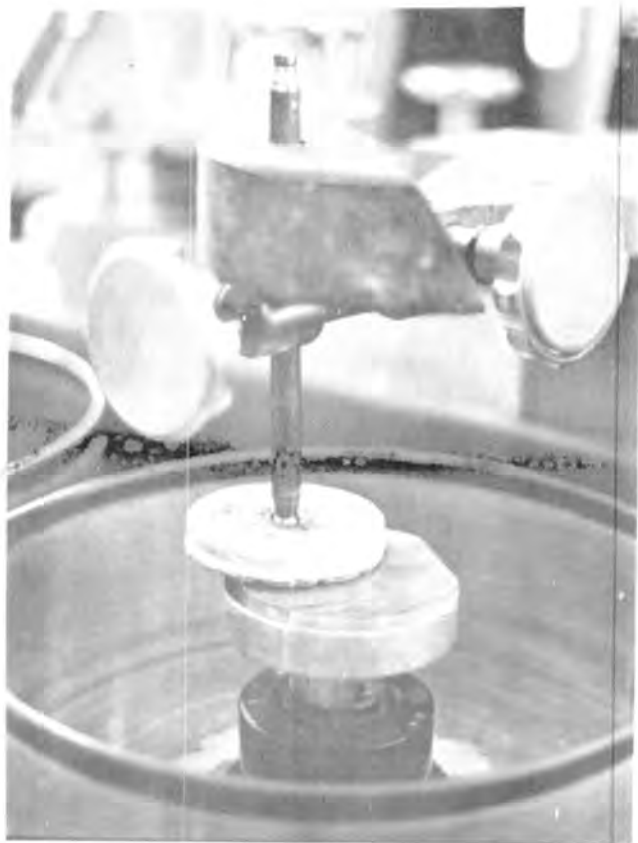


FIGURA 3.b

*Acercamiento de la máquina de trabajo mostrando la superficie (parte inferior), la herramienta (parte superior) y la varilla que la sostiene.*

el eje), y de acuerdo al ajuste y lubricación entre las superficies. Para algunos tipos de trabajo y ya en la etapa de pulido, la velocidad de la superficie superior puede también controlarse, y se usa con más frecuencia para el tallado de superficies grandes, de 100 cm o más. Se sabe que para un diámetro dado de la herramienta colocada en la parte superior, si su velocidad angular aumenta, el área de trabajo disminuye y viceversa. El área de trabajo en general, dependerá también de la presión y ajuste entre la herramienta y superficie que se esté trabajando. Las dimensiones de la máquina empleada, así como su grado de sofisticación, dependen mucho de las dimensiones de las superficies que se trabajan, así como de la forma y la precisión finales deseadas. Si bien las etapas de generado y esmerilado fino son semejantes en sus alcances al trabajo de tipo mecánico, las personas involucradas necesitarán de un entrenamiento más prolongado para el trabajo de tipo óptico. El pulido de las superficies, sobre todo para alcanzar grandes precisiones, requieren de personal calificado y con un período largo de entrenamiento, e inclusive de instalaciones con control de medio ambiente. Se supone que para las etapas de esmerilado un entrenamiento de algunos meses es suficiente. Para poder ser un pulidor experto que produzca precisiones en las superficies del orden de  $\lambda/15$ , se necesita un entrenamiento de al menos cinco años y estar bajo la supervisión de un experto [5].

Este último aspecto expuesto parece indicarnos, entre otras cosas, que el mecanismo físico durante el pulido de las superficies ópticas no se conoce a fondo; lo cual es razonable, si se toma en cuenta el número de variables que intervienen en el proceso: temperatura, presión entre superficies, tipo de pulidor, etc. Esta situación también parece explicar por qué hasta la fecha se sigue dependiendo de la destreza y experiencia de las personas trabajando superficies ópticas.

En realidad existe poca maquinaria "automática" para la elaboración de componentes, a excepción de algunos prototipos de tipo experimental en los laboratorios de algunas empresas o universidades, o para componentes de tipo oftálmico.

Por otra parte, nos debe llamar la atención que un proceso como el tallado y pulido de superficies ópticas que aparenta ser sencillo; para un país como el nuestro, cuya tradición es de escasamente alrededor de veinte años en esta área, significa resolver problemas serios si se desea construir componentes y sistemas aún de los más simples. Obviamente los problemas se vuelven más difíciles si los sistemas son más complejos.

Regresando a la etapa de pulido, ella es sin duda alguna, la que presenta más problemas y requiere de una mayor capacidad para sacar adelante las precisiones que se requieren. Es conveniente aclarar que dependiendo del tipo de superficie que se trabaje, y de las condiciones particulares de trabajo que se han comentado, es necesario agregar que el tipo y forma de herramienta de pulido juega un papel importante. En algunos casos las herramientas deben ser calculadas según el tipo de trabajo que se vaya a realizar, o saberlo de antemano por experiencia.

A pesar de que el tallado y pulido de superficies ópticas se hace desde hace unos tres siglos, aún en el presente existe poco material escrito del cual se pueda extraer y obtener información con facilidad. La mayor parte del aprendizaje se hace *in situ*, y es básicamente información o enseñanza verbal. Algunos escritos referentes a estas técnicas, son las referencias [6-8], por citar algunos de los pocos ejemplos que existen. Por lo tanto, no está por demás el realizar investigaciones sistemáticas sobre este proceso de tallado de superficies ópticas, que cumpliría con dos objetivos: (i) profundizar y contribuir a un conocimiento más profundo de los mecanismos físicos que ocurren y (ii) acelerar el aprendizaje y la recopilación de conocimientos, que reduzcan el retraso en que se encuentra nuestro país en este tipo de actividad; baste con decir que a lo sumo existe un máximo de 20 personas que conocen las técnicas, y la mayoría de ellas poseen una corta experiencia, equivalente a menos de 10 años.

#### 4. PRUEBA DE SUPERFICIES ÓPTICAS.

Si bien el trabajo de las superficies ópticas descansa substancialmente en un conocimiento empírico, que con el transcurso del tiempo permite aumentar la capacidad y habilidad del técnico para conocer la calidad, así como la precisión alcanzada durante o al terminar una superficie determinada.

Los métodos de prueba aplicados han tenido siempre una base teórica, la que ha permitido entender y desarrollar diferentes métodos para probar las superficies ópticas.

Los pilares para el establecimiento de estas técnicas de prueba son partes de las teorías de la Óptica Geométrica, Interferencia y Difracción.

##### 4.1 Arreglos Experimentales.

Históricamente las dos pruebas clásicas en la prueba de superficies ópticas son los anillos de Newton (interferómetro de Newton), y la prueba de Foucault o de la Navaja.

La primer de ellas se explica en términos de la interferencia de dos haces de luz, uno reflejado en la superficie de referencia o patrón, y el otro proveniente de la superficie bajo prueba. Para lograr la interferencia de los dos haces de luz, las superficies son iluminadas con una fuente de luz extendida, ya sea mono o cuasi-monocromática, o inclusive de luz blanca.

Un esquema del arreglo experimental para el interferómetro de Newton está mostrado en la Fig.4.

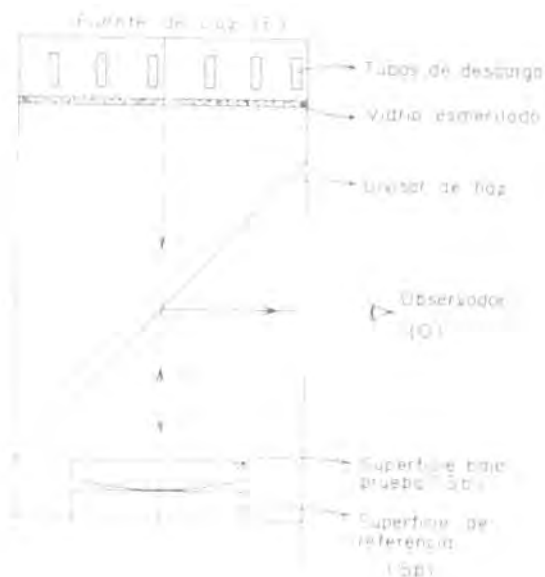


FIGURA 4

*Esquema para la prueba de Newton. F= fuente de luz; S= superficie patrón; Sb= superficie bajo prueba; O= observador.*

La prueba de Foucault, por otra parte, puede interpretarse en función de algunos rayos de luz, provenientes de la fuente de luz, una vez reflejados en la superficie bajo prueba, son eliminados al introducir cerca de la imagen de la fuente de iluminación el filo de una navaja; y dichos rayos, pueden haber sido desviados, en general, por defectos o forma particular de la superficie.

Tanto la fuente de luz, como su imagen y la navaja deben estar cerca del centro de curvatura en el caso de una superficie esférica, o en una región cercana al centro de curvatura paraxial, para cualquier otro tipo de superficie. En la Fig.5, se muestra la prueba de la navaja a partir de donde es posible conocer la forma de las superficies bajo prueba; si se conoce la relación entre las

sombras en el patrón y el tipo de defecto en la superficie.

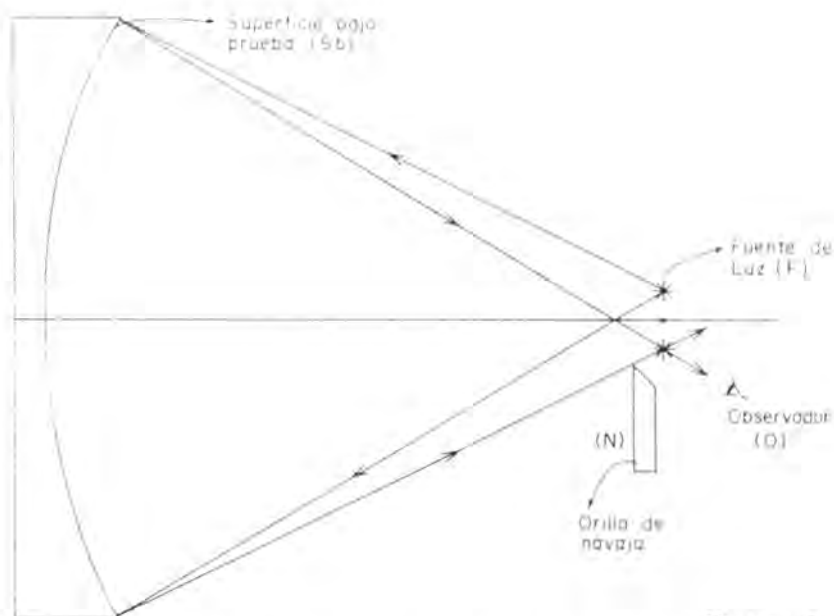


FIGURA 5

*Arreglo para la prueba de la Navaja o Foucault, F= fuente de luz; S= superficie bajo prueba; N= filo de la navaja; O= observador.*

Las dos pruebas descritas se siguen usando profusamente en los talleres de óptica, sobretodo porque son métodos no sofisticados, de fácil implementación dados los requerimientos de montura mecánica, fuente de luz, y plano de observación; además son métodos resistentes al ambiente imperante en un taller, y a su vez permiten al técnico obtener información cualitativa sobre el estado de la superficie en forma rápida, y así avanzar en el trabajo sobre la superficie en forma bastante eficiente.

Sin embargo, dicha información cualitativa tiene sus limitaciones, aunque para personas con gran experiencia se asegura que

se pueden obtener precisiones mejores que  $\lambda/10$ .

Una diferencia importante entre estas pruebas de Newton y Foucault, es que la primera da información directa sobre la forma de la superficie ( $W$ ), y la segunda, lo hace sobre la pendiente o derivada de la superficie ( $dW/dy$ ).

En este último caso, si se desean obtener resultados cualitativos es necesario hacer una integración. Sin embargo, para un observador experimentado, la integración es innecesaria porque la autointerpreta y obtiene información cuantitativa en forma inmediata, pero suficiente para continuar su trabajo.

Si se tratara de dividir únicamente en dos grandes ramas los diferentes métodos que existen, a la fecha, para pruebas y control de calidad en el terminado de superficies ópticas; se podrían tomar como ejemplos las dos pruebas descritas, y entonces hablar de métodos interferométricos y no interferométricos (geométricos).

Esto sin tomar en cuenta el que aún dentro de esta gran división pueden y en general se hacen otros tipos de clasificaciones o subdivisiones, sobre todo en lo que se refiere a pruebas interferométricas que permiten separaciones más nítidas.

En la Tabla 1, se mencionan algunos tipos de pruebas pertenecientes a las dos categorías establecidas, donde se anota el tipo de información que se obtiene y si, además, en el arreglo experimental se necesitan componentes ópticas para realizar el experimento y tener también una superficie de referencia.



Métodos de prueba de superficies ópticas		
TIPO DE PRUEBA	INFORMACION	OPTICA AUX.
Newton	W	SI
Twyman-Green	W	SI
Desplazamiento Lateral	$\delta W/\delta x$	SI
Desplazamiento Radial	$\delta W/\delta x$	SI
Esparcimiento (Burch)	W	NO
Difracción por punto	W	NO
Foucault (navaja)	$\delta W/\delta x$	NO
Alambre	$\delta W/\delta x$	NO
Ronchi	$\delta W/\delta x$	NO
Hartmann	$\delta W/\delta x$	NO

Uno de los aspectos interesantes de las pruebas no interferométricas, es que no requieren de ningún elemento o superficie ópticos adicionales, sino simplemente un modificador o filtro espacial que permita obtener información sobre la superficie. Pero una desventaja que se presenta, es que lo que se obtiene generalmente está en términos de las variaciones de la pendiente de la superficie y no de ella misma. En la Fig.6, se muestran algunos arreglos para este tipo de pruebas.

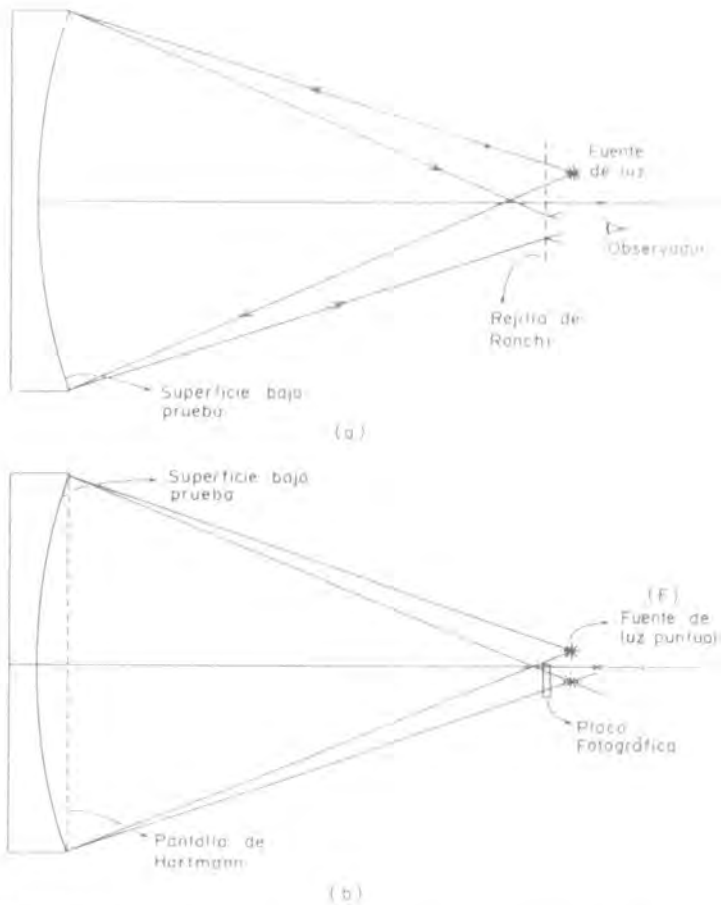


FIGURA 6  
 Arreglos para (a) prueba de Ronchi y (b) prueba de Hartmann.

Por otro lado, existen algunas pruebas interferométricas que al igual que las del otro grupo no necesitan de elemento óptico alguno. Ellos son los interferómetros de esparcimiento y de difracción por punto o rendija.

Esta situación hace que en un momento dado estas pruebas

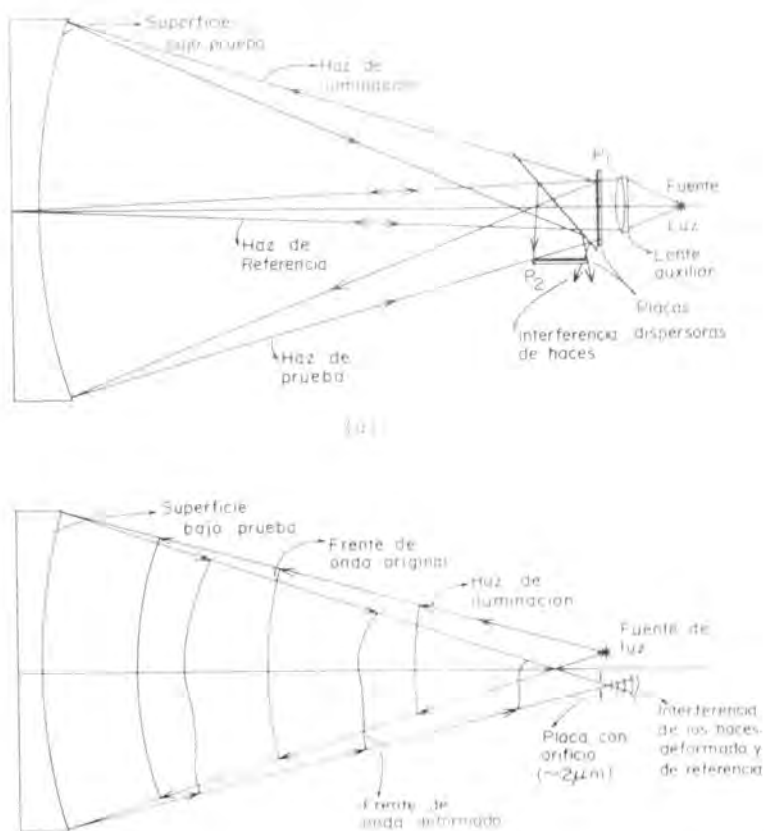


FIGURA 7  
Esquema de los interferómetros de (a) Moteado y (b) difracción por punto.

podrían ser más accesibles en nuestro medio, a pesar de que su implementación presenta algunos problemas. Sin embargo, estos últimos no son insalvables al igual que con otros tipos de pruebas. La Fig.7 contiene los arreglos experimentales para estos dos últimos métodos mencionados. A pesar de las ventajas que representa el no requerir de componentes ópticas, los inter-

ferómetros que en general sí las requieren, son los que han tenido más popularidad comercial, como por ejemplo los denominados tipo de Fizeau, Twyman-Green o de Murty. Sobre todo ahora que se emplea como fuente de iluminación láseres de He-Ne de baja potencia (de 5 a 15 mw), que garantizan el empleo de fuentes monocromáticas y cuyas ventajas son reconocidas en interferometría.

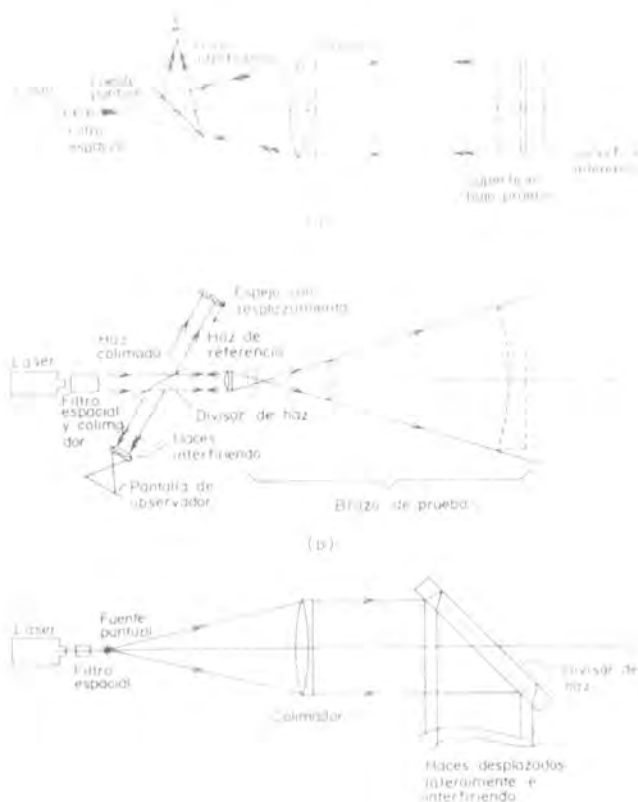


FIGURA 8

Arreglos modernos para los interferómetros de (a) Fizeau, (b) Twyman-Green y (c) Murty (desplazamiento lateral).

En nuestros días, los interferómetros que comercialmente pueden adquirirse, a un alto costo, están basados en las estructuras de los interferómetros mencionados renglones antes, los cuales se muestran en la Fig. 8, en sus formas más modernas. En los arreglos de estos interferómetros, tipo Fizeau y Twyman-Green, el uso del láser ha permitido que las superficies de referencia y la de prueba se puedan separar del sistema, facilitando su aplicación en muchos casos. Esta situación es consecuencia del empleo del láser que resolvió el problema de la coherencia espacial y temporal, que no poseen otras fuentes de iluminación al ser empleadas en los interferómetros.

Los arreglos para interferómetros que se han mostrado no son más que una pequeña parte de la gran diversidad de arreglos que existen para pruebas interferométricas de superficies ópticas. Y esa gran variedad existe, dadas las particularidades que muchas superficies presentan, y que en muchos casos son difíciles de satisfacer con un solo tipo de instrumento.

Algunas recopilaciones bibliográficas que existen sobre toda esta metodología de pruebas de superficies ópticas, están comentadas en las referencias [9-12].

Sin duda alguna, el campo de trabajo en interferometría para prueba de superficies ópticas constituye una veta enorme en lo que respecta a desarrollar nuevos métodos, dependiendo de la aplicación particular. Además, en algunos casos, por ejemplo, los mismos métodos se pueden aplicar para medir ángulos en prismas donde se necesitan precisiones de uno o fracciones de segundo de arco [13]; mediciones de índices de refracción; cuerpos sujetos a presiones, etc.

Inclusive, en años recientes, todo el campo de la holografía [14] ha basado mucho su desarrollo para algunas aplicaciones en los arreglos clásicos de la interferometría. Ampliándose así el campo mismo de la holografía, y el de la interferometría, llegándose a decir que en general la holografía es el caso más general para este tipo de fenómeno y aplicaciones.

Pero a pesar de esta interrelación, la interferometría clásica

ha seguido evolucionando y encontrando nuevos derroteros. Por ejemplo, podríamos citar la interferometría de moteado (*speckle*) desarrollada por Burch [16], que ha tenido múltiples aplicaciones y una de ellas ha sido en el campo de pruebas de superficies o sistemas ópticos [17, 18].

#### 4.2 Información sobre la superficie bajo prueba.

En la Fig.9 se muestran algunos interferogramas, cuando se está probando una superficie o sistemas ópticos, donde se observa la distribución de la irradiancia en el plano de observación.

Dependiendo de la prueba particular que se está aplicando, ellos reciben los nombres de Foucaultgrama, Ronchigrama, o el nombre genérico de interferogramas de Fizeau, Newton, Twyman-Green, etc.

De estos tipos de patrones o interferogramas, es de donde se extraerá la información para conocer la calidad y forma real de la superficie. Aunque desde un principio se pueden obtener y se han obtenido resultados cualitativos, y en principio así se puede seguir haciendo; dependiendo de los resultados observados y deseados, siempre ha existido un gran interés por obtener resultados cuantitativos [19], sobre todo en situaciones en que así se requiera; pues además de medidas cuantitativas, otras metas son obtener resultados confiables, reproducibles, de fácil interpretación y que el tiempo de respuesta sea rápido. Con la aparición de mejores detectores y el desarrollo de las computadoras, han salido al mercado varios tipos de instrumentos que satisfacen algunos de estos requerimientos. Desafortunadamente, el costo de todos ellos es alto, lo que impide adquirirlos con facilidad. Pero afortunadamente, más necesario que la compra de equipo, es entender las bases teóricas del arreglo experimental y cómo obtener la información deseada.

A continuación explicaremos para un caso sencillo, cómo se puede obtener la información, ya sea en forma cualitativa y/o

cuantitativa.

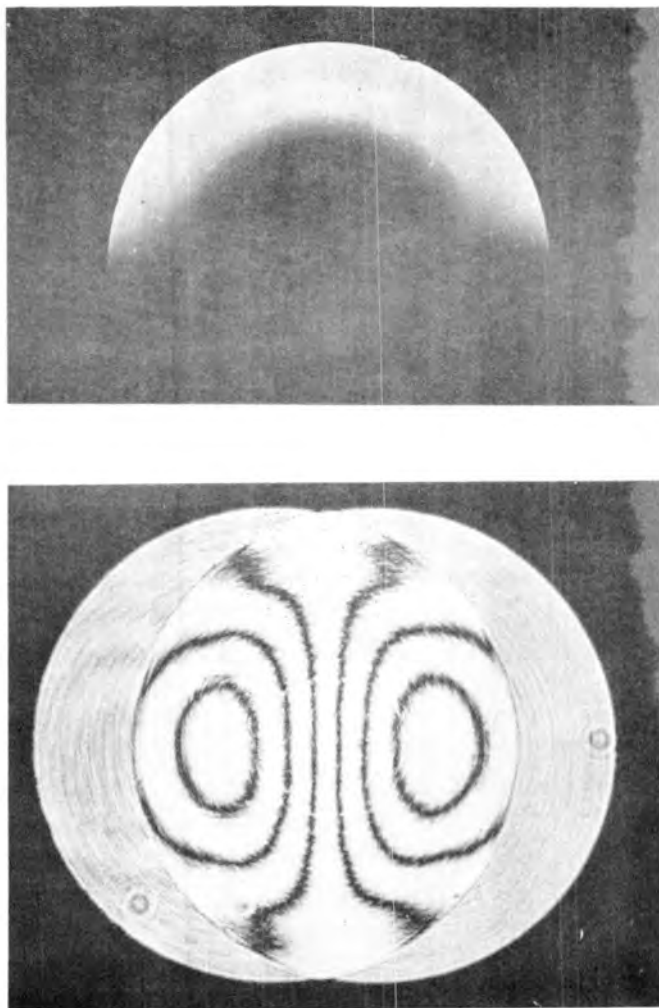


FIGURA 9.ab

*Patrones obtenidos usando las pruebas de (a) Foucault (Navaja) y (b) de Murty (placa de desplazamiento).*

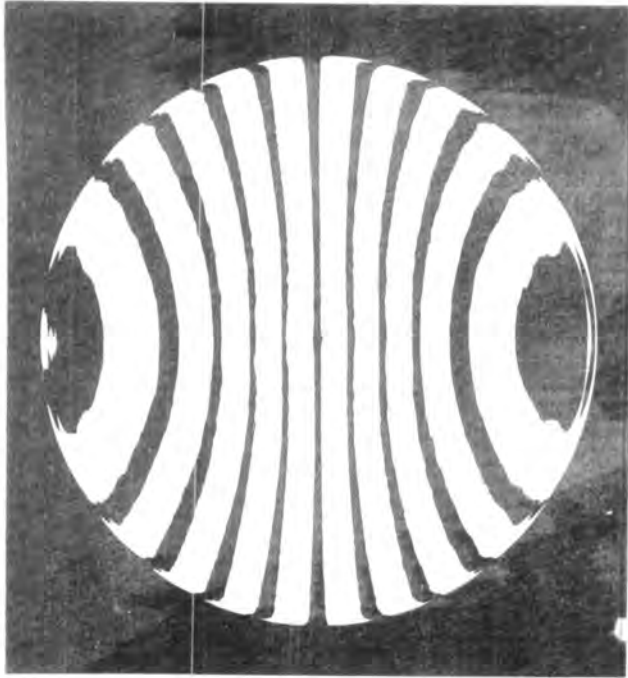


FIGURA 9.c  
*Patrones obtenidos usando la prueba de Ronchi (Rejilla).*

#### 4.3 Interpretación de Interferogramas.

La fórmula que nos representa la interferencia de dos haces en un interferómetro tipo Tizeau o Twyman-Green en su forma más general es:

$$I = I_1 + I_2 + 2I_1 I_2 \cos(\phi) \quad (1)$$

donde  $I_1$  e  $I_2$  son las irradiancias de los dos haces que interferirán,  $\phi$  es la fase entre los dos haces interfiriendo, que a su vez puede



ser expresada como  $\phi = [2\pi/\lambda] (\text{DCO})$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda del haz de iluminación, y DCO es la diferencia de camino óptico entre ambos haces.

En el caso de un interferómetro tipo Newton, Fizeau o Twyman-Green, la DCO representará la diferencia entre la superficie de referencia, y la que está bajo prueba; es decir, nos dará información sobre la calidad de la superficie,  $W$ , y la precisión estará en términos de la longitud de onda.

Si ambos haces tienen la misma irradiancia ( $I_1 = I_2$ ), lo cual asegura una mejor visibilidad del patrón de interferencia, la ec.(1) puede reescribirse como:

$$I = 2I_1(1 + \cos \phi) \quad (2)$$

Esta ecuación nos da como resultado cierta distribución de la irradiancia  $I$  en el interferograma, que no es otra cosa que una serie de bandas o franjas de interferencia brillantes y oscuras, donde la separación entre dos bandas oscuras o brillantes es de  $\lambda/2$ . Este tipo particular de franjas de interferencia reciben el nombre de cosenoidales, y son como aquellas mostradas en las Figs. 9 y 10. En principio, deberíamos tener un patrón de franjas rectilíneas y equidistantes, equivalente a una superficie perfecta bajo prueba (Fig. 10) después de hacer todos los ajustes necesarios en nuestro interferómetro. Sin embargo, puede encontrarse que las franjas estén alteradas en una o varias zonas (Fig. 10.b); a pesar de esa situación se podrá concluir, sin muchos problemas y en forma cualitativa, algunos de los errores que posee la superficie a prueba y se procederá a trabajarla para su corrección.

Si el interferograma llega a ser más complicado, como el que se muestra en la Fig. 10.b, se requerirá de una mayor experiencia para establecer cualitativamente el estado de la superficie y determinar los tipos de aberración\* que afectan la superficie o sistema. Inclusive, si se hacen algunas mediciones sobre la posición

\* "Aberracion" es el nombre que se le da a los defectos que padecen las superficies o sistemas ópticos. Los nombres particulares para las aberraciones son esfericidad, coma, astigmatismo, distorsión, curvatura y cromática.

y/o forma de las franjas, es posible empezar a obtener resultados cuantitativos.

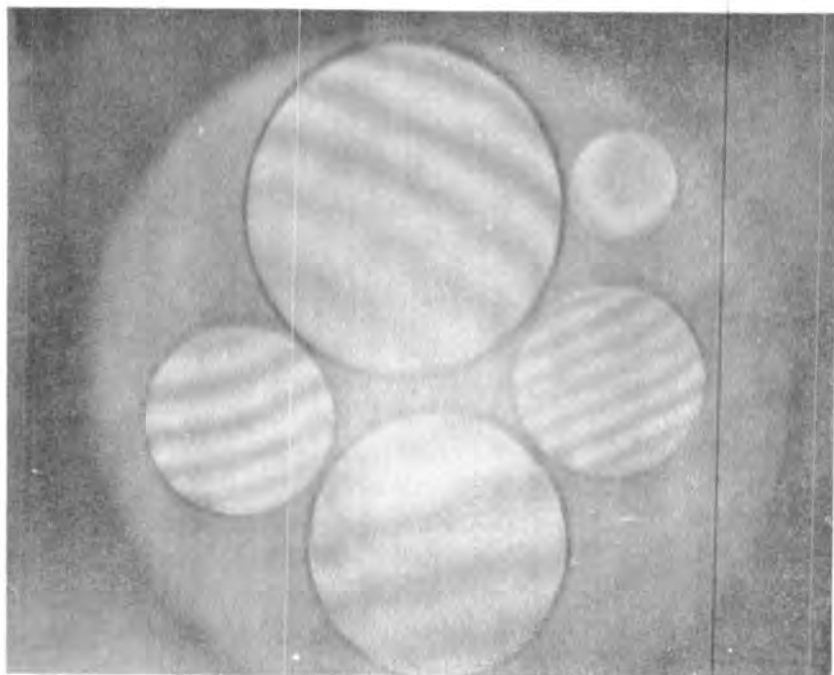


FIGURA 10.a

*Interferogramas mostrando diferentes estados de corrección de la superficie óptica. Ejemplos de irregularidades sobre toda la superficie.*

Si se desea conocer cuantitativamente el resultado de la prueba y/o conocer las aberraciones que están afectando a la superficie, se hace necesario registrar, de alguna forma, la posición de cada una de las franjas. Ya sea a lo largo de una línea perpendicular a ellas (caso unidimensional), o asignando coordenadas  $x$ ,  $y$  (caso bidimensional) a las diferentes franjas que aparezcan. Conociendo y asignando a cada franja el orden de interferencia



FIGURA 10.b

*Interferograma para pequeñas deformaciones, las que se manifiestan por desviaciones de las franjas que no son totalmente rectas. La superficie tendrá mejor corrección mientras las franjas sean más rectas, o puedan no observarse del todo (Evaluación semicuantitativa).*

que le corresponde, y empleando algunas representaciones matemáticas para la forma del frente de onda o superficie, finalmente se podrán obtener los resultados cuantitativos [20, 21]. Es decir, la superficie  $W$  se representa por un polinomio:

$$W(x, y) = \sum_{n=0}^m \sum_{m=0}^k B_{n,m} x^m y^{n-m} = k\lambda, \quad (3)$$

donde  $x$  y  $y$  son las coordenadas que determinarán las posiciones y contornos de las franjas y  $k$  es el orden de interferencia asignado para cada una de ellas. Mediante un ajuste por mínimos cuadrados a los datos obtenidos, los coeficientes  $B_{n,m}$  son encontrados [21]. Los coeficientes están ligados y representan las

aberraciones típicas de un sistema óptico; además permiten conocer la forma de la superficie (ver Fig.11). Para un tratamiento matemático de la evaluación de una superficie o un sistema óptico, es más común usar los polinomios de Zernike [22] en la ec.(3). Esto permite un manejo apropiado del problema, sobre todo en términos de las aberraciones ópticas del sistema [23].

Para obtener resultados cuantitativos, el manejo de los datos experimentales se hizo primero en forma unidimensional y más recientemente, hace unos quince años, en forma bidimensional. La medición de los patrones de interferencia se hacía en un principio a partir de fotografías, resultando en un método lento, pero que se aplicaba cuando se requerían resultados cuantitativos.

Todo este tratamiento matemático se complementó con la aparición de mejores detectores, y el creciente avance de las computadoras.

Poco a poco los métodos se han hecho más completos y sofisticados. Actualmente el proceso de reducción de datos se ha acelerado y la posición de las franjas se puede medir instantáneamente, usando detectores como los CCD o los vidicones. La información capturada es almacenada en forma digital y enviada a una computadora, en donde existen los programas para analizar diferentes tipos de interferogramas. Así se pueden generar resultados variados sobre el estado de la superficie (Fig.11) en estudio. Con la idea de obtener resultados cada vez más confiables, y como contrapuesta al método tradicional de medir solamente la posición de las franjas, en la actualidad se han desarrollado algunas técnicas que han logrado el objetivo de mejorar los resultados, que además, desde hace mucho tiempo, ha sido una de las metas anheladas de la gente trabajando en esta área de pruebas.

Algunas de las técnicas más importantes que en el presente se están aplicando son las que se denominan de barrido de franjas o de la fase [24, 25], y la de Transformada de Fourier o de Takeda [26]. A pesar de que existen otras alternativas como son la detección heterodina [27] y otras.

El método de Barrido de la Fase, desarrollado por Brunning,

et al. [24], consiste en reescribir la ec.(3.1), en la forma siguiente:

$$I(x, y) = I_1 + I_2 \cos[W(x, y) + \phi], \quad (4)$$

en donde  $I_1$  e  $I_2$  son las sumas y raíz cuadrada del producto de las irradiancias de los haces de referencia y bajo prueba, respectivamente;  $W(x, y)$  es la forma de la superficie que se quiere conocer, y  $\phi$  es el corrimiento de fase que será asignado durante el experimento.

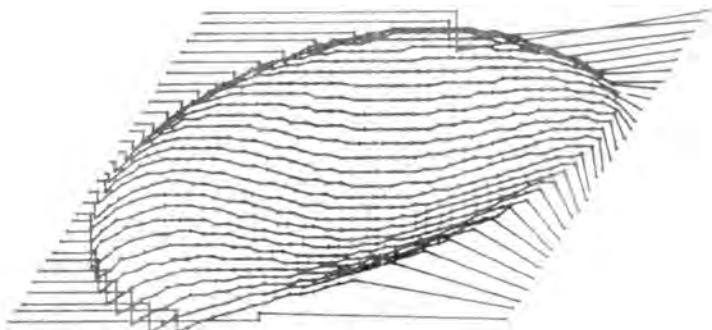


FIGURA 11

*Forma de la superficie una vez que se ha procesado la información de un interferograma.*

Después de un análisis del método, se encontró que son necesarias, en forma suficiente, solo tres mediciones de  $I(x, y)$  para tres valores correspondientes de  $\phi$ . Es decir, si se obtienen las siguientes expresiones para la ec.(4)

$$\begin{aligned} I_A &= I_{\pi/4}(x, y) \\ &= I_1 + \frac{I_2}{\sqrt{2}} [\cos\{W(x, y)\} - \sin\{W(x, y)\}], \quad (5) \\ I_B &= I_{3\pi/4}(x, y) \end{aligned}$$

$$= I_1 + \frac{I_2}{\sqrt{2}} | -\cos\{W(x, y)\} - \sin\{W(x, y)\} |, \quad (6)$$

$$I_C = I_{3\pi/4}(x, y) \\ = I_1 + \frac{I_2}{\sqrt{2}} | -\cos\{W(x, y)\} + \sin\{W(x, y)\} |, \quad (7)$$

Combinando las ecs.(5-7), es posible obtener finalmente

$$W(x, y) = \arctan \left| \frac{I_C - I_B}{I_A - I_B} \right|. \quad (8)$$

Aunque en este método el tiempo de cálculo de  $W$  es bastante rápido, el equipo necesario para asignar los supuestos valores de  $k$  no es sencillo ni barato, pues se requiere de un sistema con materiales piezoeléctricos para dar los valores a  $\phi$ , y aunado debe estar su electrónica. Además no deja de existir incertidumbre sobre los valores reales asociados a  $\phi$ .

El otro método que tiene también aceptación, aunque en menor escala, es el desarrollado por Takeda [26], que consiste en reescribir la ec.(1) en la forma

$$I(x, y) = I_1 + I_2' e^{2\pi i f_0 x} + I_2'^* e^{-2\pi i f_0 x}, \quad (9)$$

en donde  $I_2' = (1/2)I_2(x, y)e^{iW}$ , e  $I_2'^*$  es su conjugado. El término  $e^{2\pi i f_0 x}$  es un ajuste de inclinación entre los dos frentes de onda que están interfiriendo, y que experimentalmente es muy fácil de aplicar (la superficie de referencia se inclina).

Una vez que se tiene el registro experimental de la irradiancia  $I(x, y)$ , se obtiene su transformada de Fourier, por medio de la computadora, y a partir de la transformada de Fourier, a ésta se le hace un filtrado. De dicha información filtrada se obtiene la transformada de Fourier inversa, a la cual se le saca el logaritmo de  $I_2$ , obteniéndose en esta forma la información sobre  $W(x, y)$  que es lo que se necesita. En contraposición a la técnica de corrimiento de fase, este método requiere equipo menos sofisticado, pero es necesario efectuar más trabajo dentro de la computadora y

realizar algunos ajustes con los métodos numéricos aplicados (para mayores detalles ver el trabajo de Tadeka [26] y Velazquez [37]).

En lo que parece se hace uso de nuevo del método de medir las posiciones de las franjas, y aplicar métodos estadísticos no bien especificados. A fines del año pasado, la compañía Zeiss [28] acaba de sacar un interferómetro comercial que asegura mejorar las precisiones ( $\cong \lambda/50$ ) de otros instrumentos semejantes (como lo es un interferómetro Twyman-Green).

Junto a los métodos explicados, existen otra serie de técnicas que poseen algunas variantes, pero que como los ejemplos dados y en forma semejante ofrecen mayor o menor sofisticación en la parte experimental y/o en los programas empleados en las computadoras. Una revisión interesante, pero un tanto parcial, sobre todos estos métodos de evaluación de interferogramas se pueden encontrar en el trabajo de Reid [29].

## 5. SITUACIÓN A NIVEL NACIONAL

Todo el material presentado hasta ahora quedaría un tanto incompleto si no se mencionara la historia y experiencia que se tienen en nuestro país, y poder así ver hacia donde marchar en el futuro.

El aprendizaje y la experiencia obtenidas en nuestro país sobre la labor desarrollada para el trabajo y las pruebas de superficies ópticas nos permiten dar algunos ejemplos concretos, que a continuación serán descritos.

Cabe alcarar que estas experiencias son producto de las necesidades existentes de poder producir algunos tipos de componentes o sistemas, primero para el campo de la Astronomía, y posteriormente para cubrir necesidades de desarrollo tanto de la óptica como de otras áreas científicas, así como algunas de tipo industrial.

A la fecha, se han construido las ópticas de dos telesco-

pios astronómicos profesionales cuyos espejos principales tienen diámetros de 84 y 215 cm [30-32]. Es conveniente aclarar que a pesar de ser proyectos de mediana envergadura, en un país en desarrollo, en el nuestro no ha llegado a clasificarse ni a ese nivel; sino más bien como un mero desarrollo tecnológico y de poca dificultad.

Para poder entender el nivel del problema, baste mencionar que las superficies de los dos espejos de un telescopio astronómico profesional, uno cóncavo y otro convexo (ver Fig. 12), son

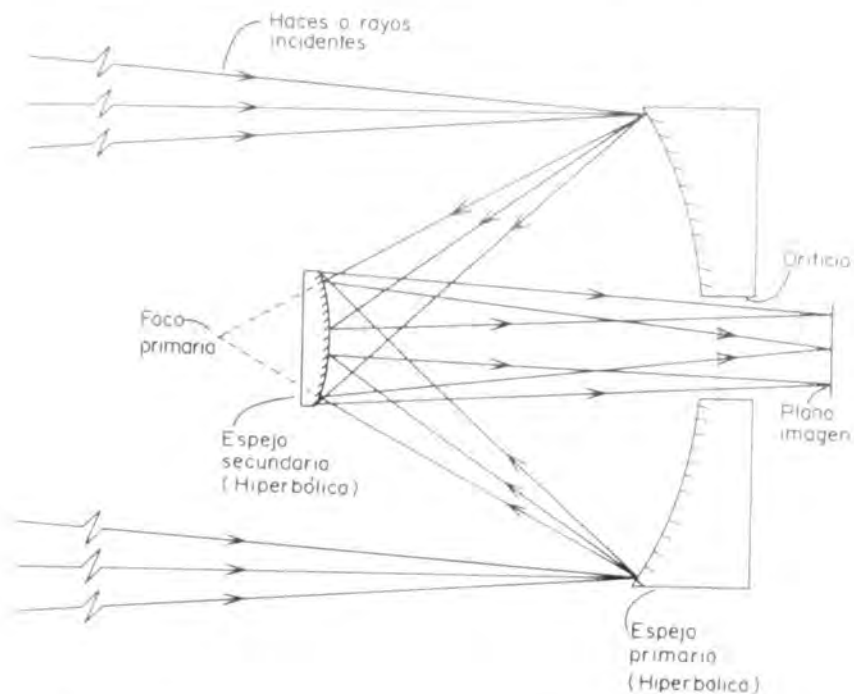
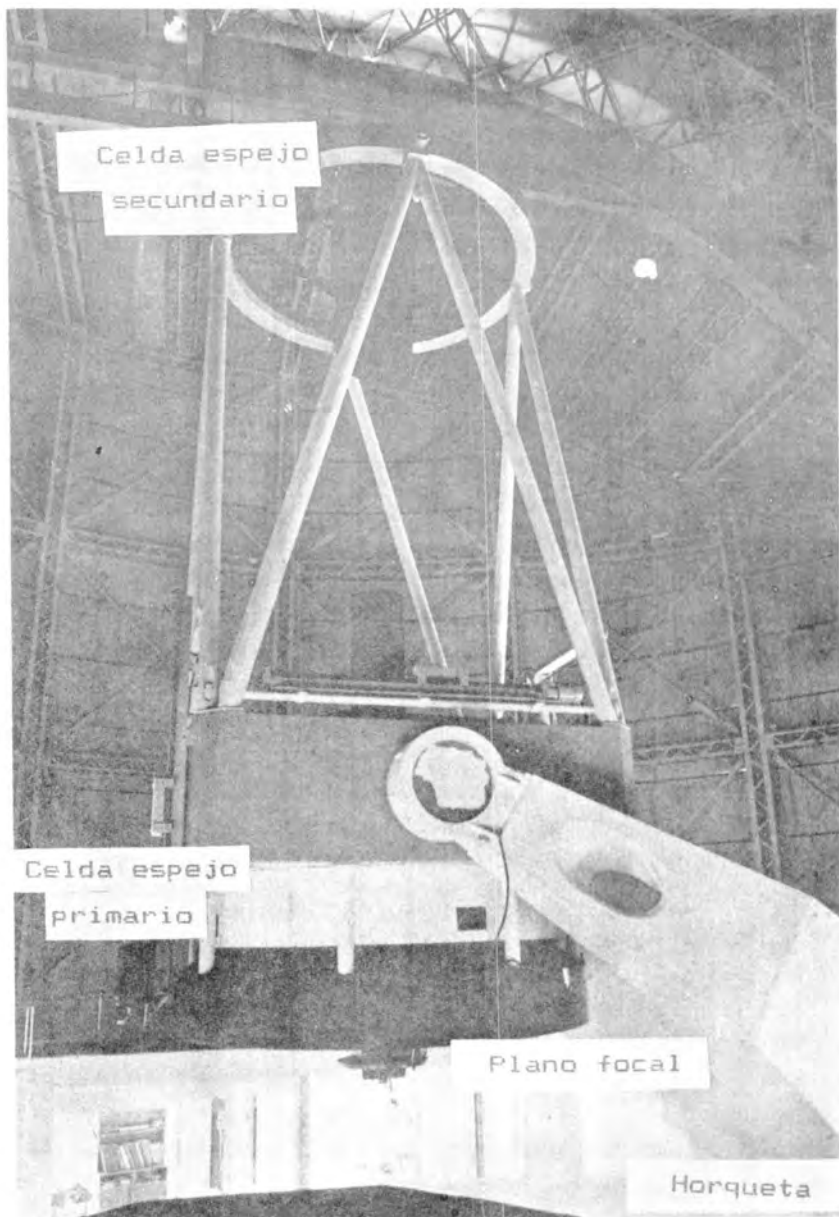


FIGURA 12

a) Diagrama de un telescopio tipo Ritchey-Chretien. b) (en la siguiente página) Telescopio INAOE, instalado en Cananea, Sonora. (Fotografía cortesía del Departamento de Comunicación Social, INAOE)





hiperbólicas; la precisión requerida en las superficies es de al menos  $\lambda/8$  en la diferencia pico a pico, o del orden de  $\lambda/12$  en el valor rms. Alcanzar estos valores en las desviaciones de las superficies ópticas asegura que el telescopio tendrá una concentración del 90 al 95 % de la energía incidente sobre el instrumento en menos de  $0.8''$ , en plano focal.

Este parámetro de concentración es de suma importancia para los astrónomos. Para realizar este trabajo hubo, en primer lugar, la necesidad de construir la maquinaria requerida para los proyectos; explorar y aprender algunas técnicas de tallado y pulido, así como la de desarrollar y entender los diferentes tipos de pruebas que se aplican y/o podrían aplicarse en nuestro medio, así como los algoritmos necesarios para obtener información cuantitativa.

Unido a la experiencia en este tipo de ópticas grandes, así como los que se obtuvieron en otros trabajos que se describen a continuación, uno de los principales resultados obtenidos de esta labor sobre los métodos de prueba de superficies ópticas fué la publicación, en 1978, del libro *Optical Shop Testing* [33] editado por el Dr. D. Malacara y desarrollado en las instalaciones del INAOE. Este libro consta de 14 capítulos, de los cuales 7 fueron producidos por personal trabajando en ese entonces en el INAOE. El primer paso para el trabajo sobre el libro fué la recopilación bibliográfica. Se supone, por otra parte, que en el transcurso de este año saldrá la segunda edición de este libro, de reputación internacional.

Otras experiencias en la construcción de sistemas ópticos, así como en el diseño son: un par de objetivos fotográficos gemelos para el eclipse solar de 1970 [34]; un objetivo fotográfico para proyección de operaciones quirúrgicas [35]; innumerables sistemas ópticos para completar equipos de pruebas o de algunos experimentos; diversos prototipos de proyectores o retroproyectores para uso escolar; proyecto que rebasó las líneas tradicionales de trabajo seguidas hasta ese entonces, para en esta forma pasar a lo que podríamos denominar un trabajo de tipo semi-industrial o industrial, y que a menos de diez años parece empezar su segunda

etapa de hacer arrancar una industria óptica nacional. Es decir, se han sacado los diseños de las instituciones o centros de investigación, para enclavarse en la industria nacional. Esfuerzo digno de encomio es el que realiza en esta dirección la compañía Microscopio, S.A., que a su autosuficiencia en mecánica ahora empieza a avanzar en la parte óptica, realizando un primer e importante esfuerzo.

Recientemente se diseñó un espectrógrafo tipo Ebert-Fastie con fibra óptica [36] cuya componente óptica es una parábola de 30 cm de diámetro.

A la fecha podemos decir que en nuestro país es posible hacer trabajo en superficies ópticas, cuyos diámetros van desde 0.5 cm hasta unos 215 cm. El tipo de superficies que se trabajan son básicamente esféricas, planas, cónicas (parábolas, hipérbolas), y varios tipos de prismas con ángulos y dimensiones variadas. Los materiales empleados son básicamente vidrio, vidrio óptico, algunos cristales y a veces obleas de silicio.

Ahora bien, si aunado al trabajo en sí sobre las superficies y las pruebas de las mismas, se toma en cuenta que se tienen las bases y conocimientos para hacer los diseños de instrumentos, así como el diseño y el recubrimiento de las capas delgadas que generalmente van sobre las superficies ópticas. Puede afirmarse que existen en nuestro país la capacidad e infraestructura mínimas necesarias para diseñar y construir algunos tipos de instrumentos. Ya sean estos para las áreas científicas, industriales o comerciales. Desafortunadamente, las áreas de diseño y capas delgadas son tan extensas en sí, que fué imposible incluirlas con mayor detalle en el presente trabajo, pero a pesar de ellos son áreas importantes para poder completar el campo de la instrumentación óptica.

Las instituciones que en el presente trabajo tienen cierta capacidad para hacer algunos tipos de trabajo, tomando en cuenta el tipo de personal y experiencia con que cuentan, son el Instituto de Astronomía de la UNAM, el INAOE de Puebla, el CICESE de Ensenada, el CIO de León y las Escuelas de Físico-Matemáticas de la UAP (Puebla) y la UNISON (Sonora). Cabe aclarar que el

orden en que se mencionaron las instituciones es de tipo histórico; es decir, de acuerdo a como fueron surgiendo los diferentes centros de trabajo. También, es justo decirlo, no se ha hecho mención del trabajo que con cristales de cuarzo naturales ha realizado el Dr. L. Enrique Celaya del CICESE.

Es muy importante hacer notar, por otra parte, que todavía hace falta alcanzar algunas metas como las de producir superficies patrón (esféricas, planas) con calidad mejores que  $\lambda/15$ ; producir superficies cilíndricas, o prismas más sofisticados cuyos ángulos sean poco usuales y donde se alcancen precisiones de 1 ó 3 segundos de arco; atacar los problemas de superficies esféricas tipo placas Schmidt y componentes para sistemas descentrados. Entender científicamente los procesos de tallado y pulido, así como mantener una búsqueda permanente de nuevos métodos de producción, ya sea para trabajo científico como industrial. Intentar producir sistemas para ópticas de rayos x es otra área importante a un futuro cercano.

En fin, las perspectivas son tan grandes e interminables como toda actividad científica y/o tecnológica. Pero, no sólo depende de las personas que están involucradas o trabajando en el campo de la instrumentación óptica, sino más bien de las demandas que surjan del trabajo en la misma óptica u otras áreas, ya sean estas científicas, comerciales o industriales. Estas relaciones y necesidades provocarían realmente un avance más continuo y firme, pues es difícil inventarse trabajo sin metas concretas, sobre todo cuando se habla de instrumentación.

Independientemente de estas relaciones con la industria, existen temas de investigación científica y tecnológica que requieren de apoyo económico para que se sigan desarrollando y no se trunque su práctica, porque implicaría un mayor retraso nacional respecto a los avances que se están alcanzando en el plano internacional.

## 6. AGRADECIMIENTOS.

Quiero agradecer el trabajo de Ana María Zárate en el trabajo de computografía, el de Gorgonio Zerón con los dibujos, y la colaboración de Esteban Luna en el trabajo fotográfico.

La fotografía del telescopio del INAOE en la Fig. 12.b fué tomada por el Sr. Benjamín Romero del Departamento de Comunicación Social del INAOE y nos autorizó su reproducción.

## 7. REFERENCIAS.

- [1]. F. Merkle, *Interferometry with the European very large telescope*. Optics News (March, 1988) p.15
- [2]. J.M. Underwood and D.T. Attwood, *The renaissance of x-ray optics*. Physics Today **37** (April, 1984) p.44
- [3]. L.R. Baker, K.J. Rosenbruch, Eds. *Aspheric Optics: Design, manufacturing, testing*. Proceed. Phot-Opto. Instr. Eng. **235** (1980).
- [4]. D.F. Horne, *Optical Production Technology*. Adam Hilger Ltd., London; Crane Russak, New York (1972).
- [5]. D. Josephson, *Crisis in Optics education*. Laser Focus/Electro Optics (November, 1986) p. 14
- [6]. C. Deve, *Optical workshop principles*. Hilger and Watts, Ltd. London (1945).
- [7]. K.J. Kumanin, *Generation of Optical Surfaces*. The Focal Library, New York (1962).
- [8]. A.S. De Vany, *Master optical techniques*. Wiley Intersciencie, New York (1981).

- [9]. M.V.R.K. Murty, *Interferometry applied to testing of optics*. Bull. Opt. Soc. India **1**, 29 (1967).
- [10]. J.D. Briers, *Interferometric testing of optical systems and components*. Opt. Laser Techn. **4**, 28 (1972).
- [11]. D. Malacara, A. Cornejo, M.V.R.K. Murty, *Bibliography of various optical testing methods*. Appl. Opt. **14**, 1065 (1975).
- [12]. A. Cornejo, H.J. Caulfield, W. Friday, *Testing of optical surfaces: a bibliography*. Appl. Opt. **20**, 4148 (1981).
- [13]. Y.D. Berezin, V.V. Lyvbimov, and L.N. Soms, *The measurement of prism fabrication errors by an interference method*. Sov. J. Opt. Techn. **43**, 681 (1976).
- [14]. C.M. Vest, *Holographic Interferometry*. John Wiley and Sons, New York (1979).
- [15]. G.L. Rogers, *The equivalent interferometer in holography*. Opt. Acta **17**, 527 (1970).
- [16]. J.M. Burch, J.W. Gates, R.G.N. Hall, and L.H. Tanner, *Nature* **212**, 1347 (1986).
- [17]. M. Menu and L.M. Roblin, *Determination des aberrations de un systeme optique par interferometrie speakle*. J. Optics (Paris) **10**, 71 (1979).
- [18]. M.L. Roblin, H. Rabal, L. Bernstein, R. Grousso, and J.M. Jonahatan, *Determination des excenttrements des elements d'un systeme optique par interferometric speakle*. J. Optics (Paris) **17**, 233 (1986).
- [19]. R. Kingslake, *The analysis of an intergerogram*. Trans. Opt. Soc. **28**, 1 (1925-26).
- [20]. D. Dutton, A. Cornejo, and M. Latta, *A semiautomatic method for interpreting shearing interferograms*. Appl. Opt. **1**, 125 (1968).

- [21]. M.P. Rimmer, D.M. King, and D.G. Fox, *Computer program for the analysis of interferometric test data*. Appl. Opt. **11**, 2790 (1972).
- [22]. D. Malacara, A. Cornejo, and A. Morales, *Computation of Zernike polynomials in optical testing*. Bol. Inst. Tonantzintla **2**, 21 (1976).
- [23]. D. Malacara, Editor. *Optical Shop testing*, John Wiley and Sons, N.Y. (1978). Appendix 2. *Zernike polynomials and wavefront fitting*, p.489
- [24]. J.H. Brunning, D.R. Herriot, J.E. Gallagher, D.P. Rosenfeld, A.D. White, and D.J. Brangaccio, *Digital wavefront measuring interferometer for testing optical surfaces and lenses*. Appl. Opt. **13** 2693 (1974). D. Malacara, *Phase shifting interferometry*, Rev.Mex.Fis. **36**, 79 (1990).
- [25]. J.C. Wyant, *Use of an AC heterodyne lateral shear interferometer whit real-time wavefront correction systems*, Appl. Opt. **14**, 2622 (1975).
- [26]. M. Takeda, I. Hina, and S. Kobayashi, *Fourier transform method of fringe pattern analysis for computer-based topography and interferometry*, J. Opt. Soc. Am. **72**, 156 (1982).
- [27]. N.A. Massie, *Real time digital heterodyne interferometry: a system*, Appl. Opt. **19**, 154 (1980).
- [28]. M. Kunchel, *The new Zeiss interferometer*. Proceed. SPIE 1332 (1990).
- [29]. G.T. Reid, *Automatic fringe pattern analysis: A review*, Optics and Laser Eng. **7**, 37 (1986-87). J. Schwider, *Advanced Evaluation Techniques in Interferometry*, *Progress in Optics*, Vol XXVIII, Ed. E. Wolf, pp 273-353, (1990).
- [30]. A. Cornejo, J. Castro y D. Malacara, *Diseño y construcción de un telescopio reflector Cassegrain, tipo Ritchey-Chretien, con un diámetro de 84 cm.*, Informe técnico No. 1, Instituto de Astronomía, UNAM, (1969).

- [31]. A. Cornejo y D. Malacara, *Testing data and procedures for the INAOE 210 cm telescope*, Bol. Inst. Tonantzintla **1**, 79 (1974).
- [32]. D. Malacara, A. Cornejo, and H.R. Noble, *Testing data and procedures for the INAOE 210 cm telescope*. Bol. Inst. Tonantzintla **1**, 79 (1974).
- [33]. D. Malacara, Editor. *Optical Shop Testing*. John Wiley and Sons, N.Y. (1978).
- [34]. A. Cornejo, J. Castro, and D. Malacara, *Note on the design of two Ross type photographic objectives*, Bol. Obs. Tonantzintla y Tacubaya, No. 34 (1970) p.241
- [35]. D. Malacara, I. Rizo y A. Cornejo, *Diseño de un triplete Cooke para proyección*, Rev. Ciencia y Desarrollo **1**, #1, 7 (1975).
- [36]. O. Cardona, I. Furenlid, A. Cornejo, *Ebert-Fastie Spectrograph with fiber Optics*, Memorias del II Congreso Latinoamericano de Astronomía, Río de Janeiro, Brasil.
- [37]. A. Velazquez Mayoral, *Evaluación de interferogramas con el Método de Fourier*. Tesis de Maestría del INAOE, (Diciembre 1990).



## ESPECTROMETRIA DE MASAS CUADRUPOLAR Y SU APLICACION A LA MEDICION DE COEFICIENTES DE TRANSPORTE DE IONES EN GASES.

*J. de Urquijo*

*Instituto de Física, UNAM*  
*Subdependencia de Cuernavaca*  
*Apartado Postal 139-B*  
*62191 Cuernavaca, Morelos.*

### 1. INTRODUCCION.

El interés por comprender el fenómeno de la conducción de electricidad a través de los gases data de 1895 con el descubrimiento de los rayos X por Röntgen. Poco tiempo después se tuvo la certeza de que los portadores de carga eran los electrones y los iones. Hasta 1930, sólo se contaba con técnicas rudimentarias para medir las propiedades de transporte de estas partículas bajo la acción de un campo eléctrico externo.

Sin embargo, dichas técnicas proporcionaron un marco cualitativo que reveló ciertos aspectos fundamentales del transporte de partículas cargadas a través de los gases.

Tyndall y sus colegas en Bristol dieron un ímpetu importante al estudio experimental de las velocidades de arrastre iónicas en la década de 1930. Este grupo fué capaz de desarrollar técnicas nuevas y poderosas para la medición de la movilidad de los iones alcalinos. Sin embargo, el avance más importante se produjo en la década de 1960-1970, con el desarrollo del tubo de deriva con espectrómetro de masas (TDEM), el cual permitió realizar las primeras mediciones de la movilidad y difusión de iones identificados por sus masa. El lector interesado podrá encontrar una amplia revisión en las refs. [1] y [2].

En este trabajo se presenta una rápida introducción a la teoría de operación del espectrómetro de masas cuadrupolar, así como su aplicación a la medición de la movilidad y la difusión de iones en gases utilizando un tubo de deriva.

Definiremos a un enjambre iónico como una colección de iones que tiene cierta distribución de energías, y que se mueven azarosamente a través de un gas. Cuando se aplica un campo eléctrico externo  $E$ , el centro de masa del enjambre adquiere una velocidad dirigida o de arrastre,  $v_d$  en la dirección del campo, sumada a la de su movimiento azaroso debido a las colisiones con los átomos neutros del gas.

Se ha encontrado experimentalmente, y se puede demostrar en teoría, que  $v_d$  es una función del parámetro  $E/N$ , donde  $N$  es la densidad numérica del gas. Cuando el campo eléctrico se eleva a un nivel tal que los iones adquieren una energía promedio que excede a la energía térmica de las moléculas del gas, entonces la función de distribución de energías se torna fuertemente anisotrópica, y por lo tanto la difusión se caracteriza por un tensor que tiene dos componentes: una longitudinal en la dirección del campo eléctrico, y otra transversal a éste.

Únicamente cuando  $E/N$  es muy bajo, resulta que ambos coeficientes son iguales, y que éstos se aproximan al valor predicho por la relación de Einstein [1].

## 2. TEORIA DE FILTRO DE MASAS CUADRUPOLAR.

El potencial de un campo cuadrupolar puede expresarse en coordenadas rectangulares como

$$\varphi = \varphi_0(\lambda x^2 + \sigma y^2 + \gamma z^2) \quad (2.1)$$

donde  $\lambda$ ,  $\sigma$  y  $\gamma$  son constantes características del campo particular. La fuerza restauradora sobre una partícula cargada depende del gradiente del potencial, y por lo tanto es proporcional a la primera potencia del desplazamiento de la partícula a partir del origen. Este tipo de fuerza restauradora, que aumenta a medida que el desplazamiento es mayor, es llamada "enfoque intenso".

Suponiendo que no existe carga espacial dentro de la estructura electrónica, el potencial debe satisfacer la ecuación de Laplace,  $\nabla^2 \varphi = 0$ . Cuando se hace ésto sobre el potencial cuadrupolar (2.1), resulta que la relación entre las constantes debe ser

$$\lambda + \sigma + \gamma = 0. \quad (2.2)$$

Consideremos ahora el caso particular de un campo cuadrupolar producido por cuatro barras largas de perfil hiperbólico, y cuya separación entre vértices es igual a  $2r_0$  (Fig. 2.1). Las piezas polares cuyos vértices están sobre el eje  $x$  tienen un potencial aplicado (arbitrario)  $+\varphi_0/2$ , en tanto que las ubicadas sobre el eje  $y$  tienen potenciales  $-\varphi_0/2$ . Puesto que en este caso  $\varphi$  no depende de  $z$ , la aplicación de la condición (2.2) da como resultado

$$\lambda = -\sigma = \frac{1}{2r_0^2} \quad (2.3)$$

de tal manera que el potencial de este arreglo electródico es

$$\varphi = \frac{\varphi_0}{2r_0^2}(x^2 - y^2) \quad (2.4)$$

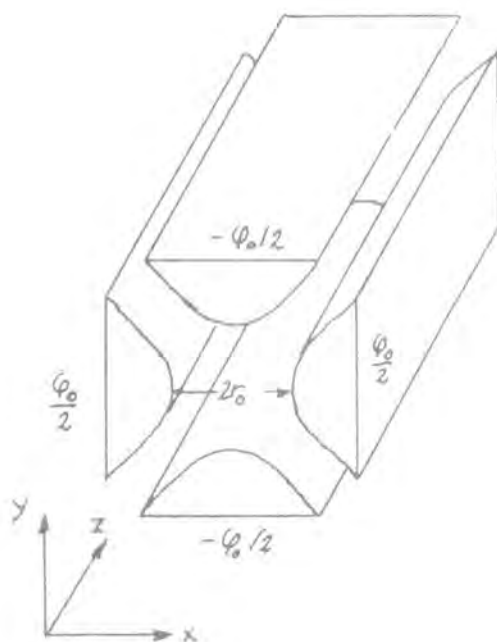


FIGURA 2.1

*Geometría del filtro de masas cuadrupolar. Los iones son inyectados a lo largo del eje z.*

Consideremos ahora el caso de una partícula cargada de masa  $m$  y carga  $e$ , que se inyecta con velocidad inicial  $v_z$  a lo largo del eje  $z$ , y que  $\varphi_0$  es constante. El campo eléctrico es

$$\vec{E} = -\frac{\varphi_0}{r_0^2} (\hat{i}x - \hat{j}y) \quad (2.5)$$

y las ecuaciones de movimiento de la partícula (ión) son

$$m\ddot{x} = -\frac{e\varphi_0}{r_0^2} x, \quad (2.6)$$

$$m\ddot{y} = \frac{e\varphi_0}{r_0^2} y, \quad (2.7)$$

$$m\ddot{z} = 0. \quad (2.8)$$

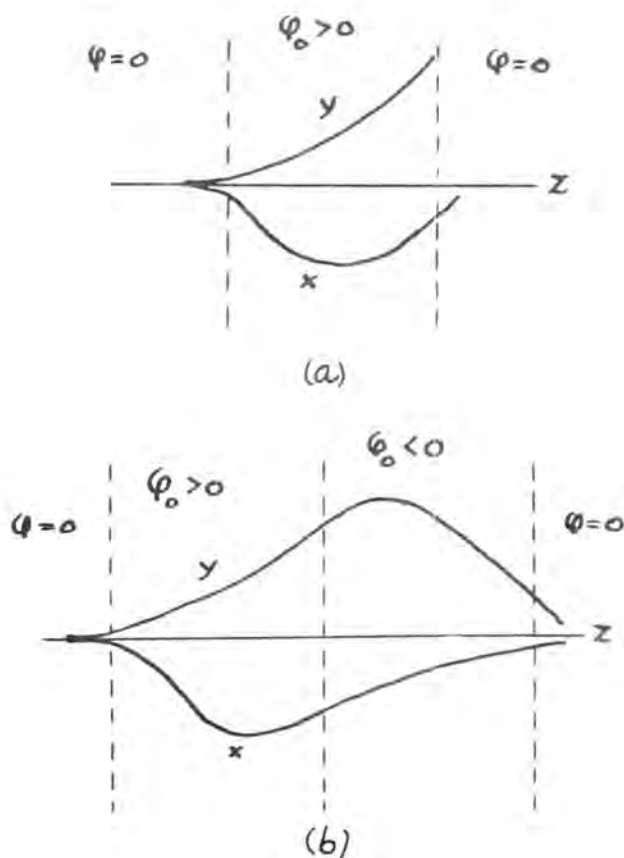


FIGURA 2.2

(a) *Lente estática simple*; (b) *lente estática doble*.

Sus soluciones son fáciles de encontrar, resultando

$$x = A \cos(kz) + B \sin(kz), \quad (2.9)$$

$$y = Ce^{-ks} + De^{ks}, \quad (2.10)$$

$$z = v_x t, \quad (2.11)$$

donde  $k = (e\varphi_0/m)^{1/2}(1/r_0 v_x)$ . Ignorando los efectos de orilla, una respuesta sencilla de las trayectorias de la partícula dentro de esta estructura se muestra en la Fig. 2.2a. Observamos que la partícula ejecuta un movimiento armónico en la dirección  $x$ , (ec. 2.9). Ello significa que la partícula sobre el eje en cierta posición  $z$  volverá a ser enfocada sobre el eje a una distancia  $z$  posterior. De esta manera podría visualizarse a la estructura hiperbólica como una "lente". Sin embargo, el movimiento sobre el eje  $y$  provoca un desenfoque intenso, (ec. 2.10), que conduce a la partícula fuera de la estructura. Por lo tanto, el movimiento combinado provocará que la partícula no regrese al origen después de haber atravesado la lente.

Este problema podría solucionarse si se utilizaran dos o más lentes cuadrupolares en sucesión (Fig. 2.2b), con potenciales alternados en signo. Así, lo que constituye un desenfoque sobre el eje  $y$  en la primera lente, se corrige en la segunda, y viceversa para el eje  $x$ .

Sin embargo, una forma más práctica y sencilla de solucionar este problema consiste en utilizar solamente un arreglo de electrodos hiperbólicos, y conmutar los potenciales de la lente a tiempos adecuados. Esta idea fue desarrollada por R.F. Post en EUA y por W. Paul en Alemania (1958).

Ahora podemos representar a este potencial como la combinación de un potencial constante y otro alterno [5,6]

$$\varphi_0 = U + V \cos(\omega t) \quad (2.12)$$

de tal manera que

$$\varphi(x, y) = \frac{x^2 - y^2}{r_0^2} [U + V \cos(\omega t)]. \quad (2.13)$$

$U$  es el término de CD,  $V$  es la amplitud pico del potencial alterno, y  $\omega$  es la frecuencia angular. Las ecuaciones de movimiento de la

partícula resultan ser

$$m\ddot{x} + \frac{e}{r_0^2} [U + V \cos(\omega t)] x = 0, \quad (2.14)$$

$$m\ddot{y} - \frac{e}{r_0^2} [U + V \cos(\omega t)] y = 0, \quad (2.15)$$

$$m\ddot{z} = 0. \quad (2.16)$$

Definiendo las variables reducidas

$$\xi = \omega t/2, \quad (2.17)$$

$$a = 4eU/m\omega^2 r_0^2 \quad (a = a_x = -a_y), \quad (2.18)$$

$$q = 2eV/m\omega^2 r_0^2 \quad (q = q_x = -q_y) \quad (2.19)$$

Las ecs. (2.14) y (2.15) se reducen a

$$\frac{d^2 u}{d\xi^2} - [a - 2q \cos(2\xi)] u = 0, \quad (2.20)$$

que tiene la forma canónica de la Ecuación de Mathieu, donde  $u$  es  $x$  ó  $y$ .

Las soluciones a la ecuación de Mathieu son de dos tipos [5]: "estables", donde  $u$  permanece finita a medida que  $\xi \rightarrow \infty$ , e "inestables", donde  $u$  aumenta sin límite a medida que  $\xi \rightarrow \infty$ .

Para que esta estructura opere como un filtro de masas, debemos concentrar nuestra atención en las soluciones estables, que son de la forma

$$u(\xi) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{2n} \cos(2n + \beta) + B \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{2n} \sin(2n + \beta) \quad (2.21)$$

donde  $A$  y  $B$  dependen de las condiciones iniciales de  $u$  y  $du/d\xi$ , y del ángulo de fase de la radiofrecuencia (RF).  $C_{2n}$  y  $\beta$  son funciones de los parámetros  $a$  y  $q$ . Puesto que  $u(\xi)$  depende de  $a$  y  $q$ , las regiones de operación estable pueden graficarse en el espacio  $a$ - $q$ , como se muestra en la Fig. 2.3.

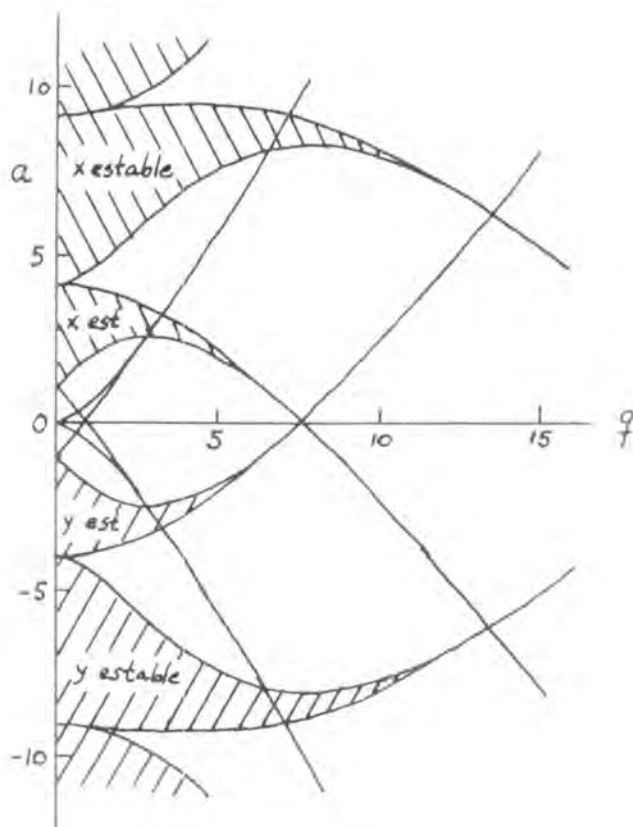


FIGURA 2.3

Diagrama de estabilidad de Mathieu  $(a, q)$  del filtro de masas. En este caso bidimensional, los diagramas de estabilidad para las direcciones  $x$  e  $y$ , que difieren por un factor  $-1$ , están superpuestos.

Ahora bien, para que la partícula sea transmitida a través del cuadrupolo, es necesario que los movimientos en  $x$  e  $y$  sean estables simultáneamente. La zona de doble estabilidad, cercana



al origen, se muestra ampliada en la Fig. 2.4. De las ecs. 2.18 y 2.19 notamos que  $a/q = 2U/V$ . Es decir, que para  $U$  y  $V$  fijos,  $a/q$  es la pendiente de una recta (línea de exploración) que parte del origen y que puede atravesar la región de estabilidad. Por otra parte, de las ecs. (2.18) y (2.19) se observa que  $a$  y  $q$  son proporcionales a  $e/m$ ; por lo tanto, aquellos iones cuyo valor  $e/m$  se encuentre dentro de la región de estabilidad serán transmitidos (de aquí el nombre de "filtro de masas").

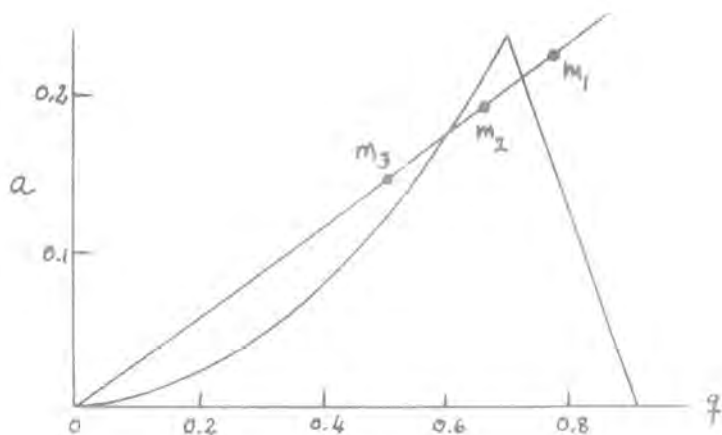


FIGURA 2.4

*Detalle del diagrama de estabilidad del filtro de masas cerca del origen. Se muestra también la línea de exploración de pendiente aquí.*

Para ejemplificar, consideremos el caso ilustrado en la misma Fig. 2.4 para tres iones con el mismo estado de carga e pero distintas masas,  $m_3 > m_2 > m_1$ . Únicamente el ión de masa  $m_2$  será transmitido. El ión de masa  $m_3$  tendrá un movimiento inestable en el plano  $y-z$ , en tanto que el de masa  $m_1$  tendrá movimiento inestable en el plano  $x-z$  [6,7]. Ambos iones serán

expulsados de la estructura, o bien chocarán contra las barras y serán absorbidos.

La condición de resolución óptima del filtro se alcanza cuando la línea de exploración toca el ápice del triángulo de estabilidad. Los valores para los cuales esto ocurre son  $a_{i,m} = 0.23699$  y  $q_{i,m} = 0.70600$ . De las ecs. (2.18) y (2.19) se tiene que

$$V = 7.219mf^2r_0^2 \quad (2.23)$$

$$U = 1.212mf^2r_0^2 \quad (2.24)$$

donde  $f$  tiene unidades de MHz,  $r_0$  en cm, y  $m$  en *uma*. De la ec. (2.23) puede observarse que la resolución del instrumento,  $|\Delta m|/m$  dependerá de

$$\frac{|\Delta m|}{m} = \frac{|\Delta V|}{V} + 2\frac{|\Delta f|}{f} + 2\frac{|\Delta r_0|}{r_0}. \quad (2.25)$$

Desde el punto de vista instrumental, para obtener una alta resolución en masa es necesario contar con una alta regulación y estabilidad en el voltaje pico ( $V$ ) y el nivel de CD ( $U$ ), en la frecuencia del generador de RF, y en la construcción mecánica del sistema que soporta a las cuatro barras. Por ejemplo, si se desea una resolución  $|\Delta m|/m \sim 1/5000$ , se requerirá que  $|\Delta f|/f$ ,  $|\Delta V|/V$  y  $|\Delta r_0|/r_0 \sim 1/10000$ . La primera condición puede cumplirse con relativa facilidad, ya que se pueden conseguir altas estabilidades en frecuencia; la segunda condición requiere que exista una alta estabilidad en el voltaje  $V$ , y un bajísimo rizo residual de la fuente de alimentación. La tercera condición es la más difícil de cumplir, ya que requiere de precisiones en el intervalo de algunas micras. Aún más, construir barras de perfil hiperbólico es sumamente difícil.

La mayoría de los instrumentos se construyen con barras cilíndricas [6], cumpliendo la relación  $a/r_0 = 1.145$ , y solamente cerca del eje los campos eléctricos son muy similares a los hiperbólicos.

Consideraciones adicionales:

- a) *Relación entre  $U$  y  $V$ .* De las ecs. (2.23) y (2.24) resulta que  $U/V = 0.1679$ . Esta relación debe mantenerse para cualquier valor de  $V$ , y para cualquier frecuencia de operación.
- b) *Número de ciclos de RF dentro del cuadrupolo.* La resolución en masa depende también del tiempo que permanece el ión dentro del cuadrupolo, o dicho de otra forma, del número de ciclos ( $n$ ) de RF a que está sujeta la partícula. Se ha encontrado que para  $|\Delta m|/m \sim 1/100$

$$n \geq 3.5(m/\Delta m)^{1/2}.$$

Mediante argumentos cinemáticos muy simples se puede demostrar que la energía cinética máxima de la partícula antes de ingresar al cuadrupolo debe ser

$$K \leq (f^2 L^2 / 7.2) \Delta m,$$

donde  $L$  es la longitud de las barras. Para un caso típico en que  $f = 1\text{MHz}$ ,  $L = 20\text{ cm}$  y  $m = 0.5\text{ uma}$ , resulta  $K < 20\text{ eV}$ . De esto se deduce que para conseguir resoluciones altas, el ión debe ser inyectado con energías relativamente bajas, o bien, la longitud de las barras debe aumentarse.

Finalmente, proporcionamos de manera resumida las ventajas principales de los filtros de masas cuadrupolares:

- a) *Linealidad de la escala de masas.* De la ec. (2.23) se encuentra que si se opera a una frecuencia fija, la selección de la masa es directamente proporcional al voltaje pico de la RF.
- b) *Flexibilidad en la resolución.* Esto se consigue mediante variaciones pequeñas con respecto al voltaje nominal de corriente directa,  $U$ .
- c) *Respuesta rápida.* Con los filtros de masas cuadrupolares es posible hacer barridos en masas (obtención de espectros) en tiempos del orden de ms. No existen problemas de histéresis, o de constantes de tiempo grandes, como es el caso de los espectrómetros magnéticos [8].

- d) Los filtros de masas cuadrupolares son ligeros en comparación con los espectrómetros magnéticos. Sin embargo, su resolución es normalmente moderada (100...300), y sólo en algunos casos es alta (500...2000), en tanto que con los espectrómetros magnéticos se pueden conseguir resoluciones mucho mayores.

### 3. APLICACION DEL FILTRO DE MASAS CUADRUPOLAR A LA MEDICION DE COEFICIENTES DE TRANSPORTE DE IONES EN GASES.

Estos coeficientes de transporte, y en particular la movilidad y la difusión longitudinal, son dos parámetros que pueden medirse con alta resolución en un tubo de deriva con espectrómetro de masas. El Instituto de Física de la UNAM cuenta con uno de estos instrumentos de alto rendimiento. Este aparato ha sido descrito con detalle en la ref. [10]. Básicamente, el tubo de deriva cuenta con una fuente de iones capaz de producir iones positivos y negativos, los cuales enfoca hacia el espacio de arrastre por medio de lentes electrostáticas. El espacio de arrastre tiene una longitud total de 43.7 cm y la fuente de iones puede desplazarse a lo largo de éste. Una pequeña fracción de los iones que atraviesan este espacio pasan por un orificio de 0.4 mm hacia la zona donde se encuentra el filtro de masas cuadrupolar, el cual es sucedido por un detector de dinodo continuo (channeltron) que proporciona un pulso eléctrico a su salida debido al arribo de un ión a su entrada.

Estos pulsos son amplificados y aplicados a la entrada de un analizador multicanal, el cual los almacena. Cuando la fuente de iones se opera en modo pulsado, después de varios minutos de operación se cuenta con un "espectro de arribo", a partir del cual es posible determinar la velocidad de arrastre  $v_d$  (y por lo tanto la movilidad reducida  $k_0 = (v_d/N_0)/(E/N)$ , donde  $N_0 = 2.69 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ ), y el coeficiente de difusión longitudinal. Un ejemplo de dicho espectro se muestra en la Fig. 3.1.

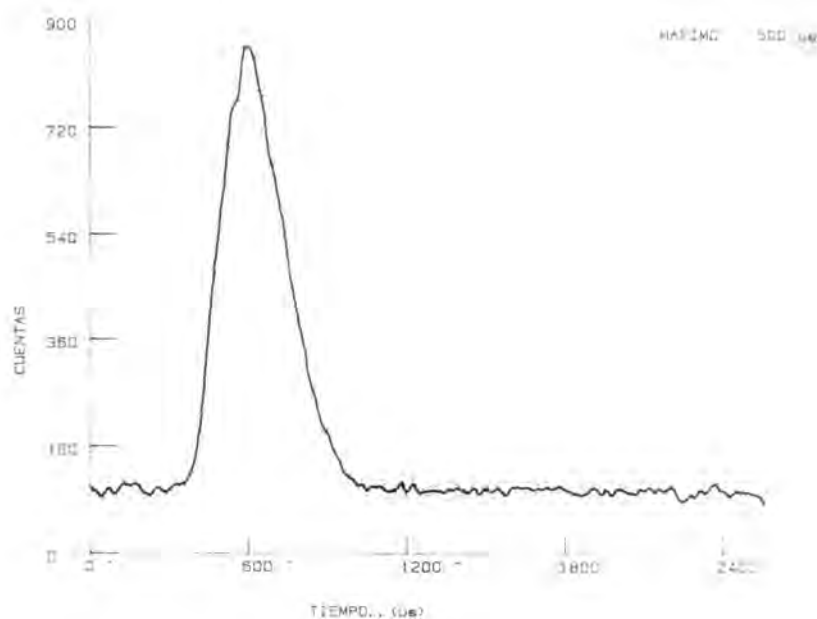


FIGURA 3.1

*Espectro de arribo de  $SF_5^+$  en  $SF_6$ .  $E/N = 175$  Td,  $p = 0.05$  torr,  $d$  (distancia de vuelo) = 7.81 cm.*

Para concluir, la utilización de filtros de masas cuadrupolares en los experimentos sobre transporte de carga en gases juega un papel fundamental, ya que permite la determinación inequívoca de la especie cuya movilidad se está midiendo.

## 4. REFERENCIAS

- [1]. McDaniel E W and Mason E A, *The Mobility and Diffusion of Ions in Gases*, Wiley:New York, 1973.
- [2]. Mason E A and McDaniel E W, *Transport Properties of Ions in Gases*, Wiley:New York, 1988.
- [3]. Paul W, Reinhard H P, and von Zahn U, *Z. Physik* **152**, 143 (1958).
- [4]. Friedman M H, Yergey A L and Campana J E. *J. Phys E* **15**, 53 (1982).
- [5]. Dawson and Whetten N R, en *Advances in Electronics and Electron Physics*; L. Marton, Ed. Academic Press: New York, Vol. 27, pp.60-181.
- [6]. Campana J E, *Int. J. Mass Spectrom Ion Phys.* **33**, 101 (1980)
- [7]. Campana J E, *Int. J. Mass Spectrom Ion Phys.* **33**, 119 (1980)
- [8]. Duckworth H E, Barber R C and Venkatasubramanian V S, *Mass Spectroscopy*, Cambridge U P: Cambridge 1986
- [9]. Rose M E, Ed. *Mass Spectrometry*, Vol 10, Royal Soc. of Chem. 1989
- [10]. de Urquijo J, Alvarez I, Cisneros C and Martínez H, *J. Phys. D* **23**, 778 (1990)

## UN MEDIDOR DE LONGITUD DE ONDA PARA EXPERIMENTOS DE ESPECTROSCOPIA PRECISA\*

*Alejandro Morales M., Carmen Cisneros y Jaime de Urquijo*

*Instituto de Física, UNAM  
Laboratorio de Cuernavaca  
Apartado Postal 139-B  
62191 Cuernavaca, Morelos.*

### RESUMEN.

*Se describen las características de un medidor de onda tipo Michelson, construido para medir la longitud de onda de láseres sintonizables continuos. Se compara su resolución con la de un Fabry-Perot, encontrándose un error relativo de aproximadamente una parte en  $10^9$ . Se identifica el origen de la dispersión estadística de los datos.*

### 1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

La utilización de un láser sintonizable en experimentos para excitar átomos o moléculas, generalmente implica conocer la longitud de onda producida por el láser. Aunque los interferómetros

---

\* Presentado también en el III Encuentro Latinoamericano de Colisiones Atómicas y Electrónicas en Cuernavaca, Morelos, México (agosto de 1989).

Fabry-Perot tienen mayor resolución que los del tipo Michelson; aquellos normalmente están restringidos a medidas diferenciales. Por esta razón conviene utilizar un interferómetro del tipo Michelson para medir la longitud de onda de láseres continuos.

Puesto que existe amplia información sobre este tipo de instrumento [1-3], aquí sólo se dará una breve descripción del principio de funcionamiento, enfatizando principalmente las características del instrumento construido en nuestro laboratorio.

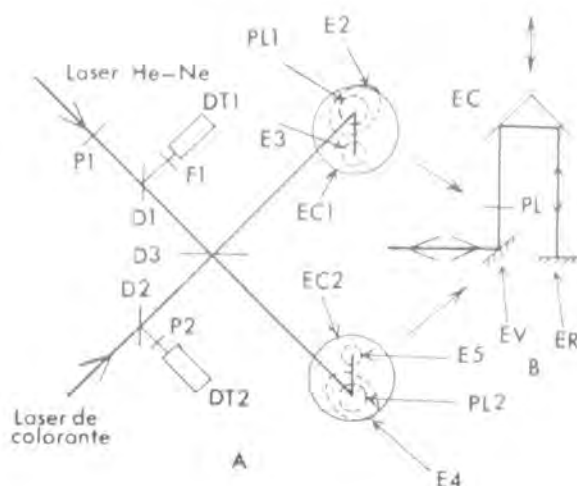


FIGURA I

Esquema del camino recorrido por los haces luminosos. A) P1, P2: polarizadores. D1, D2, D3: divisores de haz. F1: filtro interferencial. DT1: detector de los haces del láser He-Ne. DT2: detector de los haces del láser sintonizable. EC1, EC2: esquinas de cubo. E2, E3, E4, E5: espejos. PL1, PL2: placas  $\lambda/2$ . B) EV corresponde a E2 y E4. PL corresponde a PL1 y PL2. EC corresponde a EC1 y EC2. ER corresponde a E3 y E5.

En la Fig. 1A, se muestra la entrada de dos haces luminosos,



correspondientes a un láser He-Ne de referencia y al láser sintonizable de colorante. El primer láser es un SpectraPhysics 117 y el segundo es un 380D láser de anillo y colorante estabilizado en frecuencia, también Spectra-Physics.

Para los fines de interferencia las trayectorias del láser He-Ne son: P1-D3-E2-PL1-EC1-E3-EC1-PL1-E2-D3-D1-F1-DT1; y P1-D3-E4-PL2-EC2-E5-EC2-PL2-E4-D3-D1-F1-DT1. Los haces son horizontales hasta los espejos E2 y E4, en donde se reflejan verticalmente, (perpendiculares al plano del papel). La Fig.1B muestra el recorrido de los haces verticales. Por razones de claridad se omite el camino seguido por el haz en la esquina de cubo, pues en realidad éste sufre una reflexión en cada uno de los tres planos perpendiculares de que está formada la esquina de cubo (EC). Cada una de las dos esquinas de cubo EC1 y EC2 realiza un movimiento de vaivén, de tal forma que cuando EC1 sube EC2 baja y recíprocamente, pues, como se describirá posteriormente, las EC cuelgan de una polea.

Esta disposición multiplica por 8 el desplazamiento efectivo de las EC; de tal forma que el número de franjas de interferencia observadas en los detectores DT1 o DT2 será de  $8L/\lambda$ , en donde  $L$  es la distancia recorrida por una EC y  $\lambda$  la longitud de onda de la luz. Nuestro dispositivo permite un desplazamiento de  $\sim 0.8$  m, que corresponde a  $\sim 1 \times 10^7$  franjas de interferencia para el láser He-Ne.

La luz del láser de colorante llega también a D3, en donde se divide y a partir de ahí recorre el mismo camino que el láser He-Ne. En DT2 se detectan las franjas de interferencia para el láser de colorante.

Si el láser He-Ne y el de colorante recorren exactamente el mismo camino dentro de la región en donde se mueven las EC, cada uno de éstos dará lugar a sus correspondientes franjas de interferencia. El número de franjas detectadas en DT1:  $N1$  y el número de franjas detectadas en DT2:  $N2$ , satisfacen la relación:

$$\frac{N1}{N2} = \frac{\lambda_{colorante}}{\lambda_{He-Ne}}$$

De donde se obtiene  $\lambda_{\text{colorante}}$  si se conoce  $\lambda_{\text{He-Ne}}$ . Este es el principio de funcionamiento del medidor de longitud de onda.

Puede notarse que una vez que los haces son divididos por D3, deben seguir exactamente el mismo camino. De tal manera que al regresar y volver a pasar por D3, los haces del He-Ne y colorante están superpuestos.

Con el fin de separarlos, para que los haces del colorante lleguen a DT2 y los del He-Ne lleguen a DT1, se interpone en el primer caso el polarizador P2, y en segundo caso un filtro de interferencia F1, centrado en la línea de He-Ne. La razón por la cual P2 detiene al He-Ne será explicada posteriormente.

Al llegar las señales de interferencia a los detectores DT1 y DT2, éstas son convertidas en sendas señales eléctricas para ser enviadas a los circuitos electrónicos que las procesarán.

## 2. SISTEMA MOTRIZ DE LAS ESQUINAS DE CUBO.

Para aquellos que han utilizado un interferómetro de Michelson, puede sorprender que las inevitables vibraciones del medio ambiente no sean transmitidas a las EC, dando lugar a error en la medida. Esta fuente de error se ha cancelado con un cuidadoso sistema motriz, adicionado a la natural inmunidad al ruido que tiene un interferómetro de Michelson de EC móviles.

De manera simplificada, la señal interferométrica para cualquiera de los láseres es:

$$S = S_0 \cos(kt + A \cos(\omega t)),$$

$k$  es proporcional a la rapidez con que se mueven las EC y  $A \cos(\omega t)$  corresponde al ruido mecánico procedente del medio ambiente. Como se puede notar éste es un ruido en la fase.

Contar franjas de interferencia es equivalente a contar el número de múltiplos de  $2\pi$  que ocurren en la fase, (o dicho de

otra manera: los cruces por cero). En este sentido, lo importante es que una franja no sea contada doblemente y ésto se logra si:

$$\frac{d}{dt}(kt + A \cos(\omega t)) > 0 \Rightarrow k - A\omega \sin(\omega t) > 0 \Rightarrow k > A\omega.$$

Lo cual quiere decir que existe una rapidez a partir de la cual el instrumento es inmune al ruido. Por supuesto, conviene minimizar tanto a  $A$  como a  $\omega$ , y éste es uno de los propósitos del sistema motriz.

Por otra parte, la disposición formada por las EC, seguida de los espejos ER (Fig.1B), sitio en donde el haz retorna hacia la EC; prácticamente es insensible a vibraciones transversales. De esta forma se explica la facilidad con la que se cuentan sin error las franjas de interferencia.

Para el desplazamiento de las EC, tradicionalmente se han utilizado superficies horizontales que guían el movimiento de las EC. En nuestro instrumento se ha preferido la disposición vertical pues simplifica la construcción.

En la Fig.2A, se muestra a las EC colgadas de una polea de aluminio por medio de dos hilos de nylon. Esta polea está soportada por medio de un eje que descansa sobre rodamientos de bolas, y éstos a su vez sobre una plataforma que no se muestra en el dibujo. La óptica se encuentra en un plano horizontal abajo de las esquinas de cubo.

En la Fig.2B, se muestran las bobinas que inducen corrientes eléctricas en la polea de aluminio. Las bobinas B1, B2 y B3 son alimentadas por cada una de las fases de una corriente trifásica de voltaje variable. Los campos magnéticos alternos producen corrientes en el disco de aluminio que a su vez generan el par motriz.

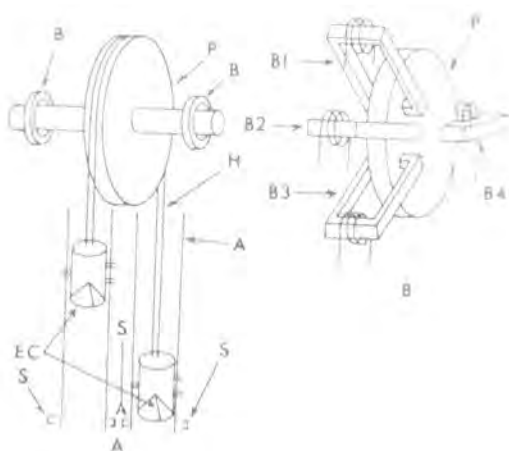


FIGURA 2

*Esquema del sistema motriz. A). EC: esquina de cubo. H: hilos de nylon. A: alambres de acero. B: rodamientos de bolas. P: polea. S: sensores de posición. B) B1, B2, B3: bobinas de corriente alterna. B4: bobina de corriente directa. P: polea.*

La bobina B4 es alimentada por una corriente directa de tal forma que el campo magnético producido por B4 frena al disco. La combinación adecuada de corrientes en las bobinas antes descritas, produce la rapidez de desplazamiento deseada.

Un efecto indeseable es el ruido mecánico generado por las bobinas AC. Para eliminarlo se dispuso uno de los soportes más pesado que el otro, con el propósito de que la mitad del recorrido de ida y vuelta lo haga con las bobinas AC desconectadas. Unos sensores S, colocados convenientemente, conmutan al relevador que activa las bobinas AC.

### 3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ÓPTICO

Se puede ver en la Fig.1, que después de reflejarse cualquiera de los haces, no sólo llegan a sus respectivos detectores, sino que también llegan al otro detector y a los dos láseres.

El láser de He-Ne estabilizado es particularmente sensible a la presencia de su propia luz, reflejada por el camino previamente mencionado. Para evitar la entrada de la luz reflejada al láser He-Ne, se instaló el polarizador lineal P1, con su plano de transmisión paralelo al vector eléctrico del láser He-Ne. Este vector se dispone verticalmente de tal forma que con respecto a los espejos E2 y E4, se tiene polarización *p*.

Las placas  $\lambda/2$ , rotan al plano de polarización al ángulo adecuado para que la luz reflejada en la EC salga circularmente polarizada (esta es una propiedad de las esquinas de cubo que funcionan por reflexión interna total). Al reflejarse esta luz en los espejos E5 y E3, se mantiene la polarización circular, pero el sentido de la rotación cambia. Por esta razón, al pasar en su camino de regreso, por las esquina de cubo y la placa  $\lambda/2$ , la polarización llega a los espejos E2 y E4 como polarización *s*. Puesto que el polarizador P1 tiene su plano de transmisión vertical, la luz reflejada no puede entrar al láser He-Ne. De esta forma, las EC son parte del aislamiento óptico.

El polarizador P2 impide la entrada de la luz He-Ne, mientras que el filtro interferencial F1, impide la entrada de la luz del láser sintonizable al detector DT1.

Conviene hacer notar que no se incluyó aislamiento óptico para el láser sintonizable, porque éste ya contiene un optoaislador basado en el efecto Faraday.

Finalmente, se tuvo especial cuidado, en evitar que las reflexiones indeseables en los elementos ópticos, se incorporen al haz principal. Esto se logra desalineando ligeramente los elementos ópticos que lo requieran.

## 4. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ELECTRONICO DE MEDIDA.

Las señales producidas por los fotodiodos pin en DT1 y DT2, son amplificadas y enviadas a sendos contadores. Uno de los contadores actúa como maestro, pues detiene la cuenta de ambos, al alcanzarse un valor predeterminado.

Con ese procedimiento se tiene un error de  $\pm 2$  cuentas, pues las señales no están relacionadas en fase, y la fracción de franja en el contador esclavo, no se determina. El máximo error relativo por fracción de franja es por lo tanto:  $F = \pm 2/N$ , en donde  $N$  es el número de franjas contadas. Con el fin de reducir esta fuente de error se agregó a los contadores, un sistema que inicia y detiene la cuenta sólo cuando ambas señales cruzan por cero.

El sistema consiste esencialmente en un detector de coincidencias ORTEC, que incluye un convertidor de tiempo a altura de pulso.

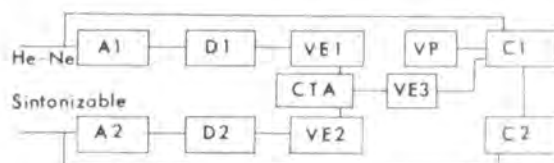


FIGURA 3

*Diagrama de bloques de la electrónica. A1 y A2: amplificadores y digitalizadores de la señal. D1 y D2: derivadores. VE1, VE2 y VE3: ventanas. CTA: convertidor de tiempo a altura de pulso. VP: valor predeterminado. C1 y C2: contadores.*

La Fig. 3 muestra el diagrama de bloques de la electrónica. A1 y A2 amplifican la señal proveniente de los detectores y la convierten en una señal rectangular que es derivada en D1 y D2, respectivamente.

Las ventanas VE1 y VE2 eliminan la porción negativa del pulso y lo estandarizan. Una de las señales se envía al START, y la otra al STOP del convertidor de tiempo a altura de pulso CTA. La ventana VE3, determina la resolución temporal. Los contadores C1 y C2, inician la cuenta con el arribo de un pulso de coincidencia, y sólo se detienen después que se ha alcanzado el valor predeterminado en VP, (por ejemplo  $1 \times 10^6$  de cuentas), y al momento que llega una señal de coincidencia.

Para una resolución temporal de 10 ns y una señal con período de 10  $\mu$ s, el error por fracción de franja se reduce a:  $F = \pm 0.002/N$ .

## 5. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Aunque el interferómetro todavía se encuentra en desarrollo, se tienen algunos resultados que muestran su desempeño.

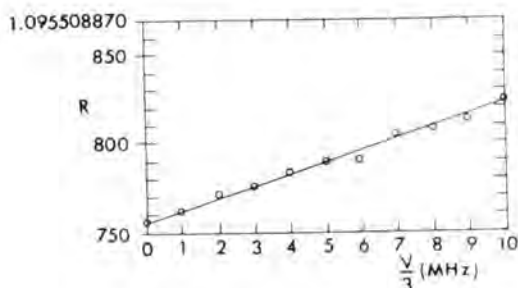


FIGURA 4

Gráfica que muestra la razón  $R = N1/N2$  versus la lectura diferencial de un interferómetro Fabry-Perot, en un barrido de 30 Mhz. Cada punto es el promedio de dos lecturas.

En la Fig.4 se muestra una gráfica obtenida con las lecturas

de un Fabry-Perot escudriñador, de 300 MHz de ancho espectral libre y resolución de 1 MHz. Los valores de la razón  $R$  se obtienen de nuestro interferómetro. El barrido en frecuencia para el láser sintonizable fué de 30 MHz. Para eliminar el error generado por las variaciones en frecuencia del láser He-Ne o del sintonizable, las lecturas se hicieron relativas al He-Ne de la siguiente manera: Con el auxilio de la pantalla del osciloscopio que muestra la señal proveniente de Fabry-Perot, se compensó manualmente cualquier diferencia en la distancia entre los picos correspondientes a los dos láseres. Esta compensación se obtuvo variando la frecuencia del láser sintonizable ya que las variaciones en frecuencia del He-Ne no son controlables.

Las posibles variaciones en la longitud de onda por cambios en la densidad del aire, no se detectan porque al igual que nuestro interferómetro, el Fabry-Perot se mantuvo a atmósfera.

Lo anterior significa que la gráfica de la Fig. 4 muestra resultados diferenciales relativos al He-Ne; y que por lo tanto, no se ha pretendido dar una calibración absoluta.

El error estándar asociado a  $R$  es de  $\sim 1.4 \times 10^{-9}$  que corresponde a unos 0.7 MHz. Puesto que la frecuencia de la luz utilizada fué de  $\sim 0.5 \times 10^9$  MHz, se tiene un error relativo (o resolución), de aproximadamente una parte en  $10^9$  partes.

Por supuesto, que un incremento en el número de medidas, producirá un promedio con un error estándar menor; sin embargo debe tomarse en cuenta, que cada medida toma aproximadamente 2 minutos (para  $6 \times 10^6$  franjas). Por esta razón, para conocer el origen de la dispersión estadística de los datos, se hizo el siguiente estudio: Se permitió al láser de He-Ne llegar a los dos fotodiodos, por lo que en principio, la fase relativa de estas dos señales debe permanecer constante.

Por medio de un amplificador "lock-in", se midió la diferencia de fase entre estas dos señales, mostrándose el resultado en la Fig. 5. Claramente, hay un error aleatorio de fase, que es el origen de la dispersión estadística de los datos.





FIGURA 5

*Gráfica que muestra las variaciones en la fase relativa de las dos señales interferométricas. La constante de tiempo fué de 0.8 s.*

Probablemente, esta oscilación de la fase, provenga de la distorsión del frente de onda debido a imperfecciones en la óptica utilizada, que en ningún caso tuvo una calidad óptica mejor que  $\lambda/4$ .

Para finalizar se desea hacer énfasis en que es necesario realizar una calibración absoluta del instrumento. Normalmente, esto se puede hacer con alguna transición atómica o molecular, que permita usar una técnica subdoppler. También hay que tomar en cuenta las correcciones asociadas al índice de refracción del aire, efectos de difracción y otras que introducen errores sistemáticos.

En esa dirección continúa el trabajo asociado a nuestro instrumento.

## REFERENCIAS.

- [1]. J.J. Snyder, *Laser Focus*. **18**, 55 (mayo 82).
- [2]. J.E. Cragin, *Laser Focus*. **22**, 82 (nov. 86).
- [3]. J.P. Monchalin, M.J. Kelly, J.E. Thomas, N.A. Kurnit, A. Szöke, F. Zernike, P.H. Lee, y A. Javan, *Appl. Opt.* **20**, 736 (1981).

SERIES DE TIEMPOS PARA PROCESOS FISICOS:  
TOMA DE DATOS Y  
ANÁLISIS ASISTIDOS POR COMPUTADORA.

C. Carbajal R., A.L. Salas-Brito\*, J. Sandria R. y C.A. Vargas.

*Laboratorio de Sistemas Dinámicos  
Departamento de Ciencias Básicas  
Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco  
Apartado Postal 21-726  
Coyoacan 04000, México, D.F.*

RESUMEN.

*Describimos un sistema para la adquisición de datos en forma de series de tiempos, en la gama de frecuencia entre 2 mHz y 10 kHz. La resolución del sistema es del orden de los 25  $\mu$ s. El sistema se diseñó pensando en el estudio experimental de fenómenos caóticos, pero creemos que puede ser útil en otro tipo de aplicaciones. Para la adquisición de los datos en tiempo real se emplea una microcomputadora pequeña (Commodore 64), mientras que para el almacenaje, análisis y despliegue gráfico posterior de los datos, se emplea otra computadora (IBM-XT). Las componentes electrónicas y microcircuitos que se requieren son baratos y se pueden conseguir con relativa facilidad en el mercado. Los programas necesarios para el sistema se escribieron en ensamblador o en lenguaje turbo-C y contienen subrutinas independientes que*

---

\* Actualmente en el IF/UNAM-Cuernavaca.

*permiten su modificación para la adecuación del sistema a necesidades diversas. Ilustramos el empleo del sistema en un estudio experimental de un proceso de goteo.*

## 1. INTRODUCCION

En muchos laboratorios están aprovechando el poder, la versatilidad, y efectividad de las microcomputadoras. Las microcomputadoras se han aplicado exitosamente para las tareas tradicionales de laboratorio como colección de datos, análisis y graficación y a otras más como el control de equipo. Este ha significado el desarrollo experimental de los últimos años [1-4]. La gran facilidad con que se puede disponer de estas computadoras ha probado ser un recurso valioso para poner en operación experimentos de los denominados de pequeña escala. Estas máquinas son una alternativa muy conveniente con propósitos de manejo de datos y sistemas de control ante equipo costoso y de diseño para uso específico.

La gran cantidad de datos provenientes de muchos experimentos físicos puede reducirse a series de tiempo [5-8]. Esto es cierto especialmente en experimentos sobre sistemas no-lineales. Para realizar estas tareas es ordinario el uso de microcomputadoras para controlar equipo y analizar datos. El estudio de caos y dinámica no-lineal [9-11,16,17], se ha extendido de manera importante en la última década, en gran medida por el incremento en el poder de cálculo y el advenimiento de dispositivos gráficos interactivos rápidos en las computadoras actuales, mismas que permitieron percibir patrones dentro de sistemas complejos que de otra manera no se hubiesen sospechado siquiera.

En este trabajo describimos un sistema simple y de bajo costo para la adquisición de datos de series de tiempo útil para analizar señales periódicas y caóticas con frecuencias en el intervalo de 2 mHz a 10 kHz y con una resolución de orden de los 25  $\mu$ s. La toma

de datos se hace con una interfaz simple conectada al puerto de usuario de una microcomputadora Commodore 64. El almacenaje y análisis ulterior de los datos se realiza en otra microcomputadora (IBM-XT). El uso de una microcomputadora barata para la toma de datos en tiempo real tiene ciertas ventajas sobre el empleo de microprocesadores, por tener aquellas características incorporadas que pueden adecuarse con más facilidad a propósitos diversos además de poder visualizar rápidamente la lista de datos. Incidentalmente, esto también hace más fácil el uso de parte del sistema en un laboratorio de enseñanza sin requerir de otra computadora.

## 2. EL ARREGLO EXPERIMENTAL.

El sistema que describimos es para propósitos generales y solamente se necesitan modificaciones menores para adaptarlo a algún problema particular. Por propósitos ilustrativos bosquejamos una de las aplicaciones que le damos en nuestro laboratorio [15].

Estamos interesados en determinar la dinámica en un proceso de goteo. Se ha observado que cuando el flujo (de agua destilada en este caso) se incrementa al pasar por una cierta boquilla, los intervalos de tiempo entre gotas sucesivas cambian de régimen periódico a caótico con una estructura muy compleja [12-15]. En este problema nos proponemos medir tiempos de goteo con precisión de microsegundos, en secuencias de algunos miles de eventos. Los datos de intervalos de tiempo se almacenaron manteniendo la secuencia temporal con la que ocurrieron los eventos.

Un diagrama a bloques de nuestro arreglo experimental se muestra en la Fig. 1. La adquisición de datos se basó en una computadora Commodore-64, a partir de la señal producida por las gotas a su paso frente al detector óptico, vía una interface simple. También se estableció una comunicación serie con una computa-

dora IBM-XT, para análisis ulterior de las series de tiempo.

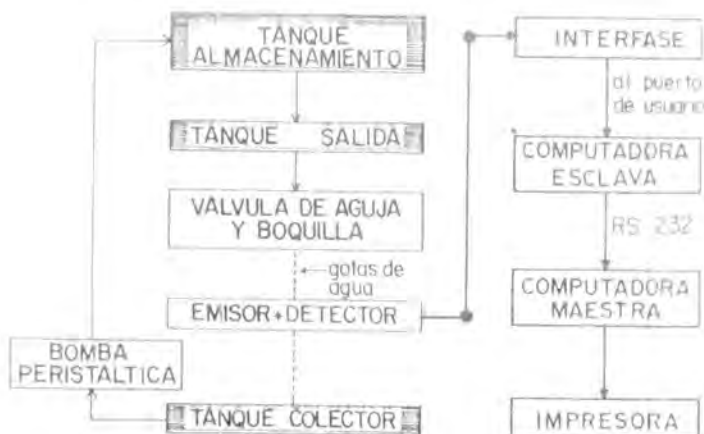


FIGURA 1

Diagrama a bloques del aparato de goteo.

### 3. CIRCUITOS.

Usamos un par óptico emisor-detector *General Electric H29L*, para registrar el paso de cada gota. Los tiempos de subida y bajada de pulso en este detector son del orden de 15 ns cada uno. El detector incluye un circuito de disparo Schmidt a la salida, de manera que la señal producida, de nivel TTL, se envió directamente a la computadora (C-64). De esta manera evitamos trabajar con electrónica discreta, eliminando posibles retardos en la señal.

La interfase que empleamos para manejar los pulsos hacia la computadora requiere solamente de un circuito integrado, como se puede ver en la Fig.2. Nuestras señales de control fueron de nivel

bajo para pasar dato y para impedir el paso del dato fué de nivel alto. Las conexiones se hicieron al puerto de usuario, estandard de la C-64.

Par emisor - detector (H23L)

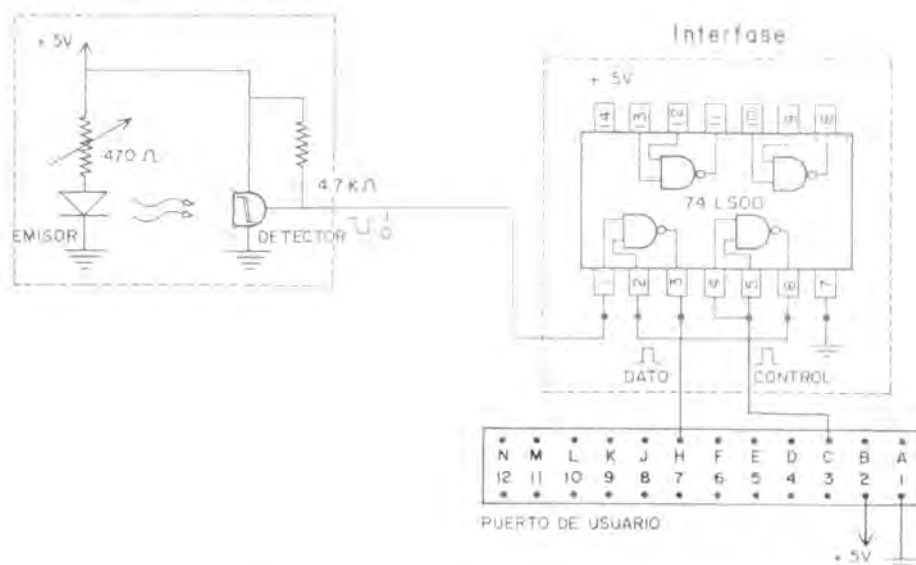


FIGURA 2

*Circuito de la interface para toma de datos.*

Usamos la fuente de +5 volts que proporciona este puerto através de las patillas 1 y 2 para alimentar el par electro-óptico [14-21]. Como línea de datos usamos la patilla C y la patilla H del mismo puerto para línea de control. Para éstos dos últimos puntos se puede utilizar cualquiera de las patillas de la C a la L. El puerto de usuario se programó asociando las patillas de salida con estados lógicos 1 y a las patillas de entrada con estados lógicos 0. Las otras patillas no se usaron pero quedan programadas. Esta nueva configuración debe quedar almacenada

en una localidad de memoria, la \$DD03 en nuestro caso.

De esta manera el puerto de usuario queda listo. En este punto es importante notar que la corriente máxima que puede obtenerse de la fuente del puerto de usuario es 100 mA. Cuando se pone a funcionar (al encender) la microcomputadora C-64 aparece inmediatamente un estado de alta resistencia (llamado también tercer estado), como consecuencia de esta condición la máquina queda protegida de posibles cortocircuitos. Al usar otro tipo de computadora es necesario analizar el estado inicial del circuito para poder evitar problemas de cortocircuitos.

Elegimos una microcomputadora IBM-XT como máquina maestra (master) para aprovechar sus características y la información de interfaces y programas existentes en la literatura para dicha máquina. Hicimos un enlace serie RS-232 para comunicar la IBM-XT con la C-64 y establecimos una velocidad de transmisión de datos de 1200 baud.

#### 4. LAS COMPUTADORAS ESCLAVA Y MAESTRA

La microcomputadora esclava que usamos (Commodore-64) contiene un microprocesador 6510, con 64 kbyte en RAM, un puerto de usuario, dos puertos para palanca, un puerto serie y un *Basic Interpreter* residente. Usamos un manejador de disco suave 1571 y una impresora de matriz de puntos MPS1000. La configuración de la máquina maestra (IBM-XT) que usamos incluye un microprocesador (8088/4.77 MHz) con 640 kbyte de memoria en RAM y coprocesador matemático (INTEL 8087). Se dispuso en este sistema de dos manejadores de disco suave (1.2 Mbyte) para guardar archivos de datos y programas para hacer el análisis de series de tiempo. El uso de una unidad de disco duro resulta conveniente. Incluimos además una tarjeta multifunciones que contiene dos puertos serie, uno paralelo y un reloj de tiempo real. En la C-64 se tiene la opción de salvar los archivos de datos, la facilidad de



correr programas de prueba para la toma de datos con la posibilidad de graficación. Estas opciones permiten establecer apropiadamente las condiciones de cada puesta en marcha del experimento. Por otra parte la transmisión hacia la IBM se puede hacer toda vez que el usuario lo desee, no necesariamente en tiempo real. De esta manera es posible entre tanto hacer otro tipo de tareas en la IBM, sin pérdida de tiempo.

#### 5. LOS PROGRAMAS PARA EL SISTEMA.

Los programas están divididos básicamente en dos grupos, uno de ellos asociado a la C-64, de adquisición de datos en tiempo real y almacenamiento primario y otro grupo en la XT, de almacenamiento y procesamiento de datos.

---

#### PROGRAMA TOMAR DATOS

---

```
Leer número de datos;
Leer tipo de reloj a usar;
Inicializar variables;
Inicializar reloj a cero;
Programar y activar puerto de usuario;
Desactivar interrupciones;
En caso de que el tipo de reloj sea
    1 : (utilizar) reloj de 1 Byte;
    2 : (utilizar) reloj de 2 Bytes;
    3 : (utilizar) reloj de 3 Bytes;
Activar interrupciones;
Desactivar puerto;
Fin.
```

---

CAJA 1

*Algoritmo del programa de toma de datos.*

Si bien el uso de la Commodore restringe aparentemente el intervalo de tiempos que es posible medir, permite sin embargo cubrir una gran cantidad de posibles tiempos de laboratorio a un bajo costo como una máquina dedicada.

La programación se hizo en lenguaje máquina para obtener mejor control en los tiempos de ejecución; puesto que las rutinas son usadas como cronómetros para los eventos leídos. Por tanto se prestó especial atención al control de tiempos. En la XT se requirió de coprocesador matemático para aplicar eficientemente las técnicas de análisis de los datos y la parte de gráficos. En la Caja 1 se presenta el algoritmo del programa de toma de datos, TOMAR DATOS.

---

PROGRAMA DE RELOJ

---

```
(desperdicio de un periodo para sincronización)
Mientras el dato sea cero Leer puerto;
Mientras el dato sea uno Leer puerto;
Repetir
    Repetir
        Incrementar reloj;
        Leer puerto;
    Hasta (Dato=1 lógico);
    Repetir
        Incrementar reloj;
        Leer puerto;
    Hasta (Dato=0 lógico);
    Almacenar reloj en memoria;
    Decrementar número de datos a leer;
    Inicializar reloj;
Hasta (número de datos=0);
Fin.
```

---

CAJA 2

*Algoritmo del programa de reloj.*

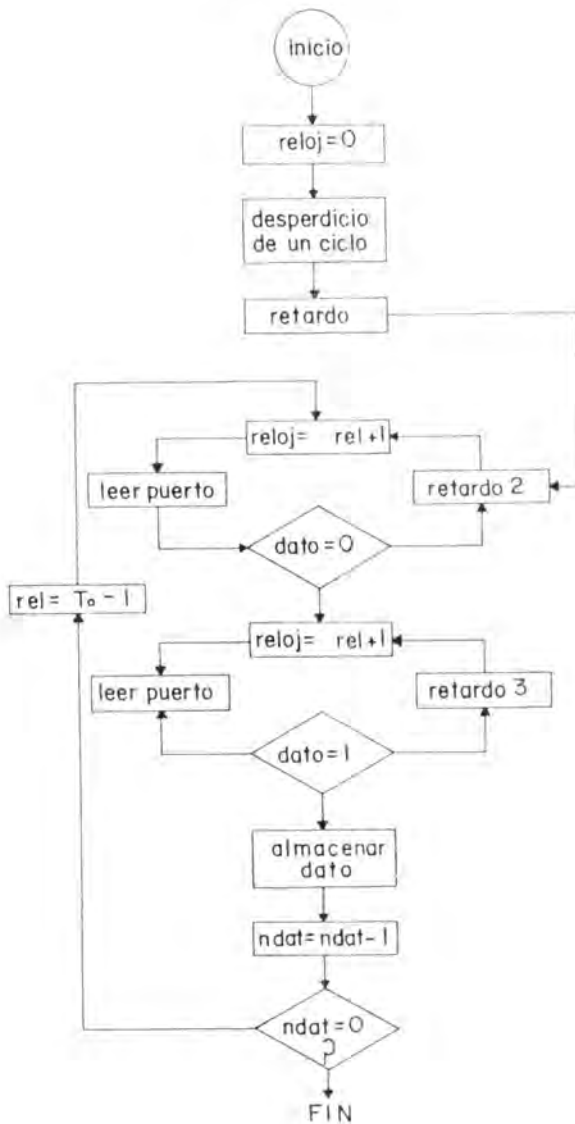


FIGURA 3

*Diagrama de Flujo de brazos equilibrados para los relojes.*

En este se pueden seleccionar tres tipos de reloj (programas), de 1, 2 y 3 bytes. Cada uno de estos programas cubre un intervalo definido en frecuencias como veremos más adelante. Estos programas de los relojes tienen tiempo de ejecución constante, por lo que se determina el número de ciclos de máquina que se realizan en cada una de las posibles trayectorias del programa antes de incrementar el contador. La programación en lenguaje máquina proporciona en forma precisa el número de ciclos de máquina requeridos por cada instrucción. Además es conveniente hacer los algoritmos como el anterior con la ayuda de un ensamblador. En la Caja 2, se muestra el algoritmo de reloj. Para tener una idea clara de la forma en que se ejecutan los programas, a continuación mostramos el diagrama de flujo en la Fig. 3, donde se incluyen bloques de retardo para equilibrar las trayectorias del programa en ciclos de máquina, para cada reloj [23]. La rutina del reloj de dos bytes se incluye en la Caja 3.

---

#### RUTINA RELOJ DE DOS BYTES

---

##### Desperdicio de un ciclo para sincronización

S12	LDA DIRPORT	leer puerto
	AND #BCONTROL	verificar bit
	BEQ S12	esperar estado lógico uno
S13	LDA DIRPORT	leer puerto
	AND #BCONTROL	verificar bit
	BNE S13	esperar estado lógico cero

##### Rutina del reloj

S14	NOP	retardo de dos ciclos
S15	INC R1	incrementar reloj
	BNE S16	
	INC R2	
	BNE S17	
S16	BIT \$FFFF	retardo

	BIT \$FFFF	
S17	LDA DIRPORT	leer puerto
	AND #BCONTROL	verificar bit J
	BEQ S14	esperar nivel alto
	JMP S19	retardo de tres ciclos
S18	NOP	retardo de dos ciclos
S19	INC R1	incrementar reloj
	BNE S20	
	INC R2	
	BNE S21	
S20	BIT \$FFFF	retardo
	BIT \$FFFF	
S21	LDA DIRPORT	leer puerto
	AND #BCONTROL	verificar bit J
	BNE S18	esperar nivel alto
	LDA R1	leer byte bajo del reloj
	STA (APD), Y	almacenar en memoria
	INC APD	incrementar dirección
	BNE S22	
	INC APDH	
	BNE S23	
S22	BIT \$FFFF	retardo de 4 ciclos máquina
	JMP S23	retardo de 3 ciclos máquina
S23	LDA R2	leer byte bajo del reloj
	STA (APD), Y	almacenar en memoria
	INC APD	incrementar dirección
	BNE S24	
	INC APDH	
	BNE S25	
S24	BIT \$FFFF	retardo de 4 ciclos máquina
	JMP S25	retardo de 3 ciclos máquina
S25	INC NDL	incrementar número de datos
	BNE S26	
	INC NDH	
	BEQ S29	todos, entonces terminar

	BNE S27	
S26	BIT \$FFFF	retardo
	BIT \$FFFF	
	NOP	
S27	JMP S28	retardo
S28	LDA #\$03	inicializar reloj a To-1
	STA R1	
	LDA #\$00	
	STA R2	
	JMP S15	medir siguiente periodo
S29	RTS	volver al llamador

---

### CAJA 3

*Como ejemplo. Se exhibe el listado de la rutina del reloj de dos bytes.*

Para elaborar este programa se usó lenguaje ensamblador 6510 para la C-64. Al ejecutar el programa TOMAR DATOS pregunta por el tipo de reloj que se desea utilizar.

La resolución de los relojes son las siguientes: de 16.62  $\mu$ s para el reloj de un byte, de 27.37  $\mu$ s y de 35.19  $\mu$ s para el de 2 y 3 byte, respectivamente. Mientras que los intervalos de tiempo que cubren son de 99.722  $\mu$ s a 4.238185 ms para el reloj de 1 byte, de 136.873  $\mu$ s a 1.793998 s el intervalo para el de dos bytes y finalmente de 211.176  $\mu$ s a 590.4908 s para el de tres bytes. De estos datos fué posible calcular las constantes de conversión para cada reloj. Los conteos se verificaron obteniendo la linealidad para cada reloj, en la Fig. 4, se muestra la curva de linealidad del reloj de 2 byte. Para obtener la gráfica anterior se utilizó un generador de señales Wavetek de cristal. Las frecuencias patrón que se tomaron corresponden a la situación de frecuencia amarrada por el generador.

En la C-64 se dispone de un programa llamado LEE escrito en BASIC, el cual manipula las rutinas de reloj para las tomas de datos, las rutinas de almacenamiento y recuperación de datos, y la rutina de transferencia del enlace RS-232 hacia la XT. En la XT

el programa RECIBE.C está destinado para la recepción de datos por el puerto serie. De aquí RECIBE.EXE se obtiene del archivo CREA.BAT, el cual contiene además información de los archivos de compilación. Se dispone en la XT de otro conjunto de programas que instrumentamos para el análisis de datos de series de tiempos, SERIES AN, estos programas son: RECONSTRUCCION DEL ESPACIO DE ESTADOS POR RETARDOS, DISTRIBUCION DE DENSIDAD, MUESTREO, DIMENSION DE CORRELACION, y dos programas adicionales FFT y ESPECTRO DE POTENCIAS. Los programas contenidos en SERIES AN se pueden utilizar independientemente o encadenados a elección del usuario.

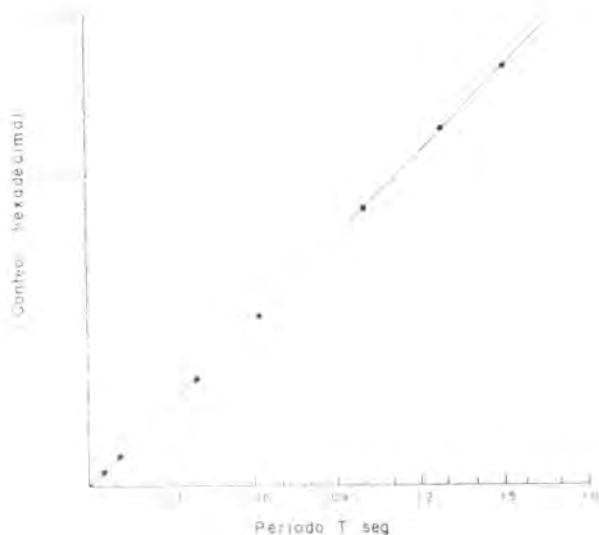


FIGURA 4

*Curva de linealidad del reloj de dos bytes.*

## 6. DESCRIPCIÓN BREVE DE LOS PROGRAMAS

En la programación se han empleado más de un lenguaje de programación con la finalidad de aprovechar las características de cada uno de los lenguajes mismos y de las microcomputadoras que se utilizaron. Por ejemplo; para el programa LEE de Commodore se empleó el intérprete BASIC para evitar el consumo de memoria que se tendría al instalar algún compilador en el tamaño reducido de memoria de que se dispone. Las rutinas de toma de datos se programaron en lenguaje ensamblador 6502 para aprovechar las características de velocidad y de control de tiempos de ejecución que se tienen al utilizar lenguaje máquina. La rutina de transferencia de datos se programó en BASIC por la disponibilidad del intérprete y la facilidad de su programación en la C-64. Las rutinas de almacenamiento y de recuperación se realizaron en lenguaje ensamblador con el propósito de aprovechar las rutinas estándar que trae instaladas el intérprete, solo se hicieron ligeras modificaciones.

Para la XT el programa RECIBEC combina el lenguaje ensamblador 8086 con el lenguaje C. El ensamblador se utilizó para tener rutinas de lectura suficientemente rápidas que permitieran la mayor velocidad de transferencia de datos y el lenguaje C por sus características de modularidad y de velocidad de ejecución. Esto último es igualmente aplicable a los programas restantes, disponibles para la XT.

Cuando un fluido se mantiene alejado del equilibrio térmico y/o mecánico, este exhibe generalmente una sucesión de inestabilidades cada una de las cuales conduce a un cambio en la estructura espacial y temporal del fluido. La naturaleza de estas inestabilidades llega a establecer en algunas ocasiones lo que se denomina la turbulencia [16,17]. Un hallazgo fundamental es que la turbulencia hidrodinámica es caótica. Se han hecho progresos en el entendimiento de las inestabilidades enfocando la atención sobre un número pequeño de sistemas hidrodinámicos relativamente simples: la convección de Rayleigh-Bénard, y el flujo en-



tre cilindros giratorios concéntricos (flujo de Taylor-Couette) por ejemplo [9,16,17]. El proceso de goteo que nosotros estudiamos es un problema hidrodinámico, aparentemente simple, donde aparecen características que pasan de regulares a irregulares o caóticas.

Entre los métodos de la dinámica no-lineal que se aplican para el análisis de series de tiempo [18-22] tenemos el de reconstrucción del espacio de estados. Un procedimiento estandar para reconstruir el espacio de estados que se ha establecido en años pasados se basa en coordenadas de tiempo retardadas para los vectores del espacio de estados.

En nuestro caso la señal observada es discreta y corresponde a pulsos producidos por el paso de las gotas frente al detector. Estos intervalos de tiempo, entre gota y gota, proporcionan en primera instancia información geométrica de la evolución del sistema [16,23]. En este sentido, presentamos resultados experimentales del problema de goteo donde aplicamos uno de los programas mencionados en la sección 5. El programa RECONSTRUCCION DEL ESPACIO DE ESTADOS POR RETARDOS, permite construir las representaciones gráficas en el espacio de estados con la técnica de retardos, es decir se grafican  $(T_n, T_{n+1})$  o bien  $(T_n, T_{n+1}, T_{n+2})$ .

A manera de ejemplo, en las Figs. 5(a), 5(b), 5(c), 5(d), se muestran mapeos experimentales de retraso  $(T_n, T_{n+1})$  que corresponden al problema de goteo a presión constante y a tasas de goteo de orden creciente. Las Figs. 5(a) y 5(b) corresponden al régimen de goteo regular de períodos uno y dos. Por otra parte las Figs. 5(c) y 5(d) exhiben comportamiento irregular que es característico de la región caótica del sistema [14,23].

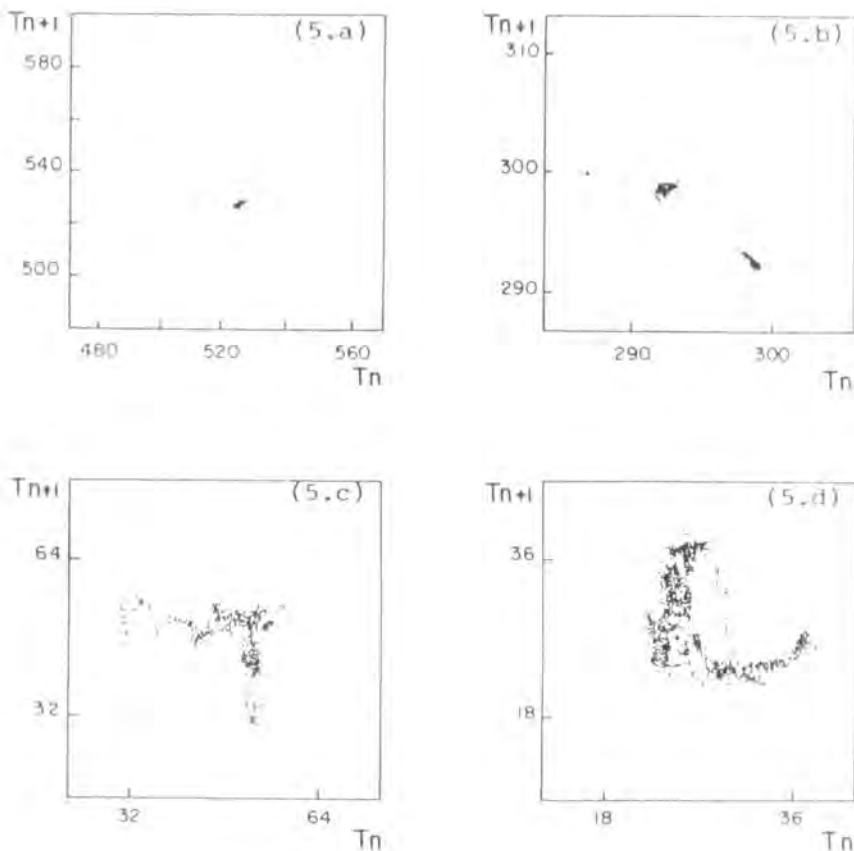


FIGURA 5

Mapeos experimentales de retardo. Se muestra  $T_{n+1}$  (eje vertical) vs  $T_n$  (eje horizontal). En a) y b) se trabajó a tasas de goteo bajas donde se observa un comportamiento periódico. En c) y d) se observa que los mapeos corresponden a regímenes caóticos, fueron obtenidos a tasas de goteo mayores que antes. Los valores de tiempo indicados en los mapeos en ms.

## CONCLUSIONES.

El sistema de adquisición que hemos descrito aquí ha resultado útil en la caracterización de señales periódicas y caóticas de sistemas físicos que estamos estudiando experimentalmente en nuestro laboratorio. También nos ha permitido estudiar las series de tiempo de sistemas dinámicos trabajados computacionalmente. Cuando el número de datos a analizar es muy grande, los archivos de datos pueden producir arreglos que no se manejan fácilmente en una microcomputadora pero de nueva cuenta, a través de una terminal es posible transferir tales archivos a una computadora de ejecución mayor. Este sistema resulta apropiado para seguir procesos que requieren de muestreos muy prolongados en los que no se desea distraer una máquina de alto costo. También se puede adaptar a diversos problemas físicos con solo hacer modificaciones leves.

El concepto de esclava-maestra es de suma utilidad, ya que permite disponer de una máquina de mayor capacidad (maestra) para un aprovechamiento óptimo, en tanto la máquina esclava de bajo costo se destina como máquina dedicada para tareas específicas.

## AGRADECIMIENTOS

Parte de este trabajo se elaboró durante una colaboración con H.N. Núñez-Yépez y L. Vicente a quienes expresamos nuestro agradecimiento por su apoyo. A J.L. Olivares Vázquez le agradecemos sus valiosos comentarios. Así también, damos las gracias a F.C. Bonito, F.D. Micha, N. Humita, G. Pinto, M. Suridos y K. Tiki por sus atinados comentarios sobre el manuscrito.

## REFERENCIAS

- [1]. C. Rose, A. Grun and H.-P. Neitzke, *Meas. Sci. Technol.* **1** (1990) 220.
- [2]. R.E. Abdel-Aal, *Meas. Sci. Technol.* **1** (1990) 216.
- [3]. M. Lowe, S. Blumenroeder, *Comp. Phys. Comm.* **50** (1988) 367.
- [4]. H. Niemann, *J. Phys. E: Sci. Instrum.* **21** (1988) 1157.
- [5]. J.D. Scargle, *Ap. J.* **343** (1989) 874.
- [6]. G.E.P. Box. and G.M. Jenkins, *Time series analysis* (Holden-Day, Oakland, 1976)
- [7]. H.G. Schuster, *Phys. Scripta* **40** (1989) 367.
- [8]. P. Bloomfield, *Fourier Analysis of Time Series: An Introduction* (John Wiley, New York, 1976).
- [9]. H.Bai-Lin ed., *Chaos* (World Scientific, Singapore, 1989)
- [10]. H.G. Schuster, *Deterministic Chaos*, 2nd. ed.(VCH, Weinheim, 1988).
- [11]. J.M. Thompson and H.B. Stewart, *Nonlinear Dynamics and chaos* (John Wiley, New York, 1986).
- [12]. P.C. Martien, S.C. Pope, P.L.Scott, and R.S. Shaw, *Phys. Lett. A* **110** (1985) 399.
- [13]. R.Shaw, *The dripping faucet as a model chaotic system*, (Aerial, Santa Cruz USA, 1984).
- [14]. H.N. Núñez-Yépez, A.L. Salas-Brito, C.A. Vargas and L. Vicente, *Chaos in a dripping faucet*, *Eur. J. Phys.* **10** (1989) 99.
- [15]. H.N. Núñez-Yépez, C. Carbajal, A.L. Salas-Brito, C.A. Vargas y L. Vicente, *Nonlinear Behaviour in a Dripping Faucet*,

- in *Nonlinear Phenomena in Fluids, Solids and other Complex Systems*, P. Cordero, B. Nachtergaele, eds. (Elsevier Science Publ., B.V., 1991).
- [16]. D. Ruelle, *Chaotic evolution and strange attractors* (Cambridge University/Accademia Nazionale dei Lincei, Cambridge U.K., 1989).
- [17]. A. Brandstater, J. Swift, H.L. Swinney and A. Wolf, in *Turbulence and chaotic phenomena in fluids*, T. Tatsumi, ed. (North Holland, Amsterdam, 1984).
- [18]. A.M. Fraser, *Physica D* **34** (1989) 391.
- [19]. E. Ott, *Rev. Mod. Phys.* **53** (1981) 655.
- [20]. E.O. Brigham, *The Fast Fourier Transform* (Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988).
- [21]. H.N. Núñez-Yépez, A.L. Salas-Brito, C.A. Vargas, and L. Vicente in *Nonlinear Physics for Beginners*, L. Lam ed. (World Scientific, Singapore, 1990) in press.
- [22]. X. Wu and Z.A. Schelly, *Physica D* **40** (1989) 433.
- [23]. C. Carbajal, J. Sandria, A.L. Salas-Brito and C.A. Vargas, (1991) en preparación.

## MEDICION DE LA VIDA MEDIA DEL MUON.

G. Moreno y M. Sosa

*Instituto de Física de la Universidad de Guanajuato  
Apartado Postal E-143  
37000 León, Guanajuato.*

y

L. Villaseñor.

*Escuela de Ciencias Físico-Matemáticas  
Universidad Michoacana de San Nicolas de Hidalgo  
58260 Morelia, Michoacán.*

### RESUMEN.

*Se describe el aparato experimental y la electrónica asociada para medir el tiempo de vida media del muón, utilizando como fuente de muones los rayos cósmicos secundarios. Se presenta la ley de decaimiento exponencial y algunas características del muón.*

### I. DECAIMIENTO EXPONENCIAL.

La ley de decaimiento exponencial es una característica de los cambios de estado para los cuales es imposible predecir el tiempo

al que ocurrirá dicho proceso. Esto se debe a que la naturaleza del cambio es insensible a lo que ocurrió en el pasado, implicando con ello que el proceso tiene una probabilidad de ocurrir, por unidad de tiempo, independiente del tiempo al que se hace la observación.

Para ilustrar estas ideas, consideremos que una partícula tiene la capacidad de desaparecer (dando lugar a la creación de otras partículas) con una probabilidad, por unidad de tiempo,  $\Gamma$  constante. Así que la probabilidad de que ocurra ese proceso durante el intervalo de tiempo  $\Delta t \ll 1$  es simplemente  $\Gamma \cdot \Delta t$ . Si al tiempo  $t = 0$  empezamos a observar a la partícula, nos podemos preguntar ¿cuál es la probabilidad  $dP$  de que decaiga en el intervalo comprendido entre  $t$  y  $t + dt$ ? Esta probabilidad es el producto de la probabilidad de que no ocurra en  $(0, t)$  por la probabilidad de que ocurra en  $(t, t + dt)$ . Habiendo transcurrido el tiempo  $t$ , la probabilidad de decaimiento en el siguiente  $dt$  es  $\Gamma dt$ . Luego, para calcular la probabilidad de que no decaiga en  $(0, t)$ , dividimos este intervalo en  $N$  pequeños subintervalos  $\Delta t$ ; al final de los cálculos hacemos tender  $N$  a infinito tal que  $\Delta t \rightarrow dt$ . Dicha probabilidad es el producto de  $N$  factores, cada uno de ellos igual  $(1 - \Gamma \Delta t)$ , así que

$$\begin{aligned} \Delta P &= (1 - \Gamma \Delta t)^N \Gamma \Delta t \\ &= \left(1 - \frac{\Gamma t}{N}\right)^N \Gamma \Delta t. \end{aligned} \quad (1)$$

Tomando el límite  $N \rightarrow \infty$ ,

$$dP(t, t + dt) = e^{-\Gamma t} \Gamma dt. \quad (2)$$

Por supuesto que la probabilidad de observar el decaimiento en un intervalo infinito de tiempo es igual a la unidad. La constante  $\Gamma$  recibe el nombre de constante de decaimiento; el inverso de  $\Gamma$  se denomina el tiempo de vida media  $\tau$ , ya que

$$\tau = \langle t \rangle = \int_0^{\infty} t dP = 1/\Gamma. \quad (3)$$

## II. EL MUON

El muón fué la primera partícula descubierta de la cual no se sospechaba su existencia. El muón tiene la misma carga y espín del electrón, su masa es 206 veces mayor que la de éste y tiene una vida media (en reposo) de 2.2  $\mu s$ .

En el espacio libre, los muones se desintegran en un electrón y dos neutrinos,  $\mu \rightarrow e\nu\bar{\nu}$  (muy similar a la desintegración del neutrón, el cual se transforma en un protón y dos neutrinos). En la materia (esto es, cuando pueden interactuar), los muones positivos son frenados y decaen según la reacción anterior. Los muones negativos, en cambio, se confunden con los electrones del medio y los desplazan de sus órbitas atómicas. Cuando un muón ocupa la primera órbita tiene una cierta probabilidad de interactuar con el núcleo atómico, transformando un protón en un neutrón con la emisión de un neutrino:  $\mu^- + p \rightarrow n + \nu$ . Este proceso se conoce como la captura nuclear de muones negativos y ocurre preferentemente en átomos pesados. Debido a ésto, el tiempo de vida media de los muones negativos resulta menor cuando interactúan con la materia que cuando se encuentran libres.

## III. EL EXPERIMENTO

La medición de la vida media del muón es el experimento más sencillo que pone de manifiesto los elementos y técnicas esenciales usados en los experimentos de física de altas energías: acelerador, detector, adquisición y análisis de datos. Para este experimento se utilizan los rayos cósmicos como una fuente de muones (el acelerador) y una botella de líquido centellador como el detector. Una microcomputadora, compatible con IBM-PC, junto con algunas componentes electrónicas forman el sistema de adquisición de datos.

La idea principal del experimento consiste en la medición



del intervalo de tiempo entre la señal de arribo de un muón y la correspondiente a su decaimiento, esto es, la señal de salida del electrón. Puesto que la razón de muones que decaen dentro del detector es baja (0.6/min), el experimento debe correr un tiempo proporcional a la precisión deseada en la medición.

A continuación se presenta una descripción de las diferentes partes que componen el experimento, incluyendo el análisis de datos.

### *El acelerador.*

Los primeros experimentos sobre los rayos cósmicos se originaron de la observación de que un electroscopio aislado se descarga lentamente, a una rapidez que depende de la altitud, siendo mayor la rapidez al aumentar la altura. Esta observación muestra que hay rayos ionizantes penetrando por arriba de la atmósfera terrestre. Se ha encontrado que esos rayos viajan preferentemente en dirección vertical y son muy energéticos. También se ha observado la presencia de chorros de partículas cósmicas, esto es, grupos de partículas que cubren extensas áreas horizontales en tiempos muy cortos. Además, el número de partículas que llegan a la superficie terrestre depende de la latitud magnética, de aquí que el campo magnético de la tierra debe influenciar las trayectorias de las partículas originales o primarias que entran por la parte superior de la atmósfera. Se cree que la mayoría de las partículas primarias son protones, pero también se han encontrado núcleos atómicos, ligeramente más pesados, en los rayos primarios.

Es importante notar que los rayos cósmicos observados al nivel del mar se producen, casi en su totalidad, por colisiones de los protones cósmicos con los núcleos atómicos que constituyen la parte externa de la atmósfera terrestre. Muchas de las partículas producidas en las reacciones nucleares son intrínsecamente inestables o capaces de producir grupos de partículas en cascada. En particular, los muones cósmicos provienen del decaimiento en vuelo

de los piones y kaones producidos en esas reacciones.

Al nivel del mar, cerca de 180 muones cósmicos cruzan un metro cuadrado de superficie terrestre cada segundo [1]. Esto corresponde aproximadamente al 75% del flujo total de radiación cósmica. Dichos muones tienen una energía promedio de 2 GeV y un espectro diferencial inversamente proporcional a  $E^2$ . En este experimento se desea que alguno de esos muones penetre y se detenga en el detector, para así poder observar su decaimiento.

### *El detector.*

Consiste de una botella de vidrio llena con 3.4 litros de líquido centellador. Este líquido es un aceite mineral, Bicron BC-517H, que contiene principalmente hidrógeno y carbono. Los muones pierden energía en el centellador a razón de 2 MeV/cm en la región de mínima ionización. Además, un muón con una energía de 100 MeV tiene un rango [1] de aproximadamente 10 cm. En consecuencia, la inmensa mayoría de los muones que llegan a la botella simplemente la atraviezan. Sin embargo, una pequeña fracción de esos muones (0.3%), aquellos con energías menores a 100 MeV, se detienen en el líquido y decaen débilmente en un electrón (o positrón) y dos neutrinos.

La botella está recubierta con papel aluminio para reflejar todo el centelleo hacia un pequeño orificio por donde se coloca un tubo fotomultiplicador EMI 9954B. La botella y el fotomultiplicador se aíslan ópticamente con cinta adhesiva negra para que al fotocátodo lleguen únicamente los fotones que sean producidos en el centellador por el paso de partículas cargadas.

La base del fototubo tiene un conector para el alto voltaje y dos conectores que dan las señales anódica y su invertida. El voltaje de operación del fototubo es 1750 V. Una resistencia de 50  $\Omega$  termina la señal anódica para evitar reflexiones y pulsos dobles. La señal invertida se amplifica y discrimina para su posterior procesamiento.

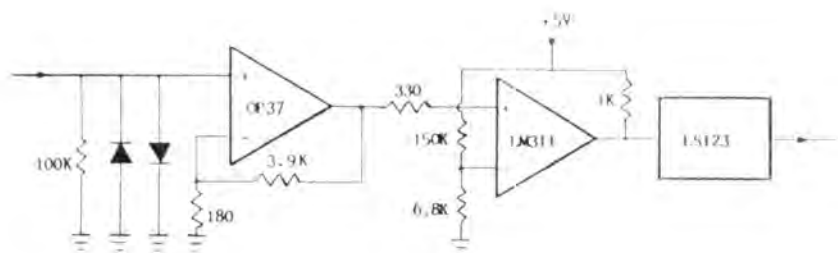


FIGURA 1

*Diagrama del circuito amplificador-discriminador.*

La Fig. 1 muestra el diagrama esquemático del circuito amplificador/discriminador. El amplificador está basado en el operacional OP37 en configuración no inversora. El amplificador tiene una ganancia cercana a seis de manera que los pulsos típicos del fototubo, con 40–50 mV de alto y 20 ns de ancho, son adecuadamente amplificados. La señal amplificada es entonces discriminada por el comparador LM311 a un voltaje de referencia de 220 mV. La salida del discriminador es una señal lógica TTL con una anchura que depende de la altura del pulso discriminado. Para evitar pulsos con diferentes anchuras, se utiliza el multivibrador monoestable LS123 que produce un pulso TTL de 50 ns de ancho cada vez que la entrada cambia de bajo a alto. En resumen, los pulsos válidos del fototubo son convertidos a señales TTL con una anchura de 50 ns.

*El sistema de adquisición de datos.*

Un contador de tiempo, controlado por una microcomputadora, mide el intervalo temporal transcurrido entre dos pulsos válidos del fotomultiplicador. El contador (Fig. 2) consiste de

dos contadores síncronos de 4 bits (74LS123) conectados en cascada. La base temporal para el contador se genera en un oscilador de 10.00 MHz, de manera que con 8 bits se pueden contar hasta 25.5  $\mu$ s en pasos de 0.1  $\mu$ s. La llegada de un primer pulso inicializa el contador por medio de las compuertas AND 74LS11 (a y b) y el flip-flop 74LS73a, como se muestra en la Fig. 2. El arribo de un segundo pulso detiene el contador al cambiar el estado del flip-flop 74LS73a. La llegada de pulsos posteriores se inhibe con el flip-flop 74LS73b para que la microcomputadora pueda leer el estado del contador. Nótese que el conteo también se detiene cuando no ocurre un segundo pulso del fotomultiplicador dentro de la ventana de 25.5  $\mu$ s. Esto se logra con el flip-flop 74LS73c. Las salidas de los flip-flops a y b se registran a través de las líneas de interfaz PB0 y PB1, respectivamente, para indicar la razón por la que se detuvo el conteo. Una vez que la microcomputadora registra el estado de las líneas de interfaz, se alista nuevamente al contador por medio de la línea PC4.

La interfaz que une al contador con la microcomputadora se basa en el circuito Intel 8255A-5. El uso de esta interfaz se describe en la referencia [2], basta mencionar aquí que se utiliza la técnica de mapeo de memoria para operaciones de entrada/salida con lógica negada.

El programa de control del sistema de adquisición de datos está escrito en GW Basic, con lo cual se introduce un tiempo muerto cercano al 10%. Un pequeño pulso positivo en PC4 (escribir un "cero" y enseguida un "uno" en la memoria virtual correspondiente) limpia al contador y prepara al sistema de modo que el conteo empieza cuando arriba el siguiente pulso del fotomultiplicador. Inmediatamente después de esto, la computadora inspecciona el estado de las líneas PB0 y PB1: una transición de alto a bajo en PB0 indica que un segundo pulso ocurrió dentro de la ventana de 25.5  $\mu$ s, mientras que una transición de alto a bajo en PB1 significa que no hubo tal pulso. Cuando la computadora detecta un cero lógico en PB0 o en PB1, se detiene el ciclo de inspección y luego se leen los datos en el contador. Como se men-

ción, el sistema electrónico se deshabilita automáticamente hasta que los datos han sido leídos y transferidos a la memoria RAM de la microcomputadora. Este ciclo global se repite muchas veces hasta que se acumulan suficientes datos. Los datos acumulados cada hora se transfieren de RAM a un archivo en disco.

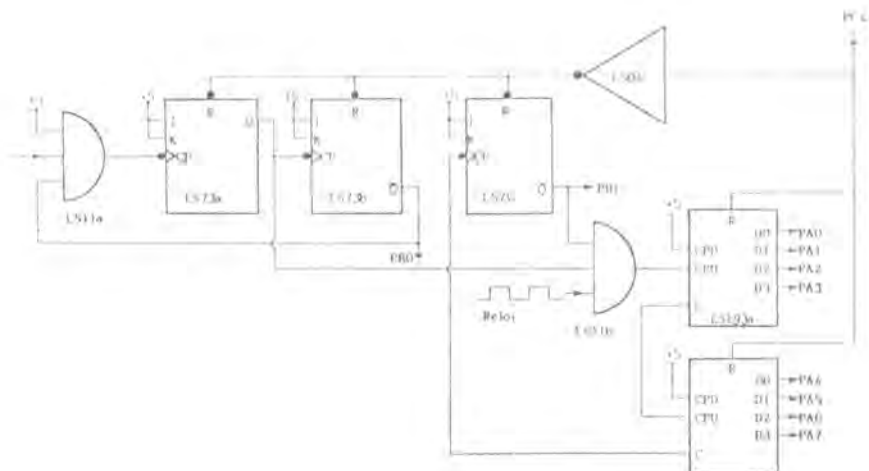


FIGURA 2

*Diagrama esquemático del contador.*

### *El análisis de datos.*

La Fig. 3 muestra los datos obtenidos del 15 de septiembre al 24 de octubre de 1990. La adquisición de datos corresponde a un tiempo efectivo de 33 días, 16 horas y 13 minutos. Como puede verse en la gráfica, el aparato experimental es ineficiente para tiempos menores a  $1.5 \mu\text{s}$ . Se registraron un total de aproximadamente 14 millones de eventos, de los cuales 28860 corresponden a pares de señales que ocurrieron dentro del intervalo de  $25.5 \mu\text{s}$ . Esto significa que si todos los eventos correspondieran a muones,

aproximadamente uno de cada 500 decaería en el detector.

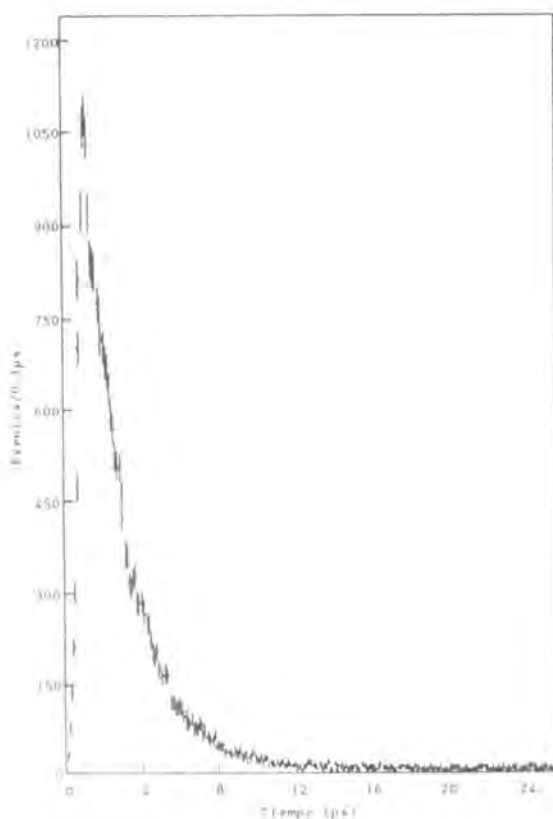


FIGURA 3

*Datos obtenidos en el experimento de la vida media del muón.*

La distribución esperada para el decaimiento del muón es una curva exponencial. En la práctica, siempre hay presentes algunos eventos que no son de interés, los cuales provienen de procesos inevitables. Además, el aparato experimental tiene una eficien-

cia intrínseca que modifica la distribución esperada. Es por eso que el espectro mostrado en la Fig. 3 se compone de decaimientos auténticos (señal), modificados por la eficiencia, más eventos debidos a coincidencias accidentales (ruido) de dos pulsos sin correlación.

El ruido se debe a que hay una probabilidad no despreciable de que dos muones crucen el detector dentro de la ventana de tiempo y aparenten un decaimiento. Otra posibilidad para la aparición de ruido es que la electrónica no funcione adecuadamente, por ejemplo, dobles pulsos debido a reflexiones, cambios de temperatura, inestabilidad de la línea de alimentación, etc. De cualquier manera, el ruido total se aprecia notablemente a tiempos largos (mayores a  $16 \mu\text{s}$ ) como la parte plana del espectro mostrado en la figura.

El ruido debido a dos muones se puede calcular fácilmente si se supone que todas (o la gran mayoría) de las señales corresponden a muones, con lo cual se obtiene que la razón de muones que cruzan el detector por unidad de tiempo es  $R = 4.7$  muones/segundo. Puesto que la probabilidad, por unidad de tiempo, de que llegue un muon es independiente del tiempo al que se realice la observación, se concluye que la distribución de probabilidad es también una exponencial como la que se obtuvo en la Sección I. Por lo tanto, la probabilidad de observar un segundo muon en un tiempo  $\Delta t$  después de observar el primero es simplemente

$$P_{\mu\mu} = \int_0^{\Delta t} R e^{-Rt} dt \simeq R\Delta t. \quad (4)$$

Por otro lado, si  $T$  denota el tiempo total que duró el experimento, el número de muones registrados es  $RT$ , con lo cual el ruido debido a dos muones es  $R^2 T \Delta t \simeq 1646$  para  $\Delta t = 25.5 \mu\text{s}$ . La razón por la que se observa un ruido plano es que la ventana de tiempo es mucho menor que el inverso de la constante  $R$ .

El ruido electrónico, si es que lo hay, no se puede calcular como en el caso anterior, pero se puede medir corriendo el experimento *sin* la botella de líquido centellador. Ya que hacer-

lo tomaría bastante tiempo, preferimos suponer que dicho ruido también tiene una distribución plana como lo indican los datos mismos.

Ya que la eficiencia del detector es pobre para tiempos pequeños, hacemos un corte a los datos en  $t = 1.7 \mu\text{s}$  y únicamente consideramos para el análisis aquellos que se encuentran por arriba de ese límite. Para extraer el tiempo de vida del muón ajustamos una curva que describa esa parte del espectro, la cual consiste en una exponencial sobrepuesta a un ruido plano, esto es,

$$\frac{dN}{dt} = N_0 \Gamma e^{-\Gamma t} + B, \quad (5)$$

donde  $N_0$  es el total de decaimientos bajo la curva y  $B$  es el ruido por unidad de tiempo. Suponiendo una distribución de Poisson para el número  $n_i$  de eventos observados en el  $i$ -ésimo subintervalo  $\Delta t_i$ , el mejor ajuste se logra si los parámetros  $N_0$ ,  $\Gamma$  y  $B$  se eligen de modo que maximicen la probabilidad conjunta

$$P = \prod_i \frac{f_i^{n_i} e^{-f_i}}{n_i!}, \quad (6)$$

donde  $f_i = (dN/dt)_i$ . Haciendo ésto se obtiene que el ruido es  $76.5 \pm 3.5 \mu\text{s}^{-1}$ , ligeramente superior a la predicción de  $64.5 \mu\text{s}^{-1}$ , correspondiente a la coincidencia de dos muones. La constante  $\Gamma$  toma el valor  $0.483 \pm 0.007 \mu\text{s}^{-1}$ , lo cual arroja un tiempo medio de decaimiento de  $2.07 \pm 0.03 \mu\text{s}^{-1}$ . El ajuste se realizó usando el paquete MINUIT [3] en la Vax 8350 del IF/UG. La Fig. 4 muestra la curva de ajuste sobrepuesta a los datos.



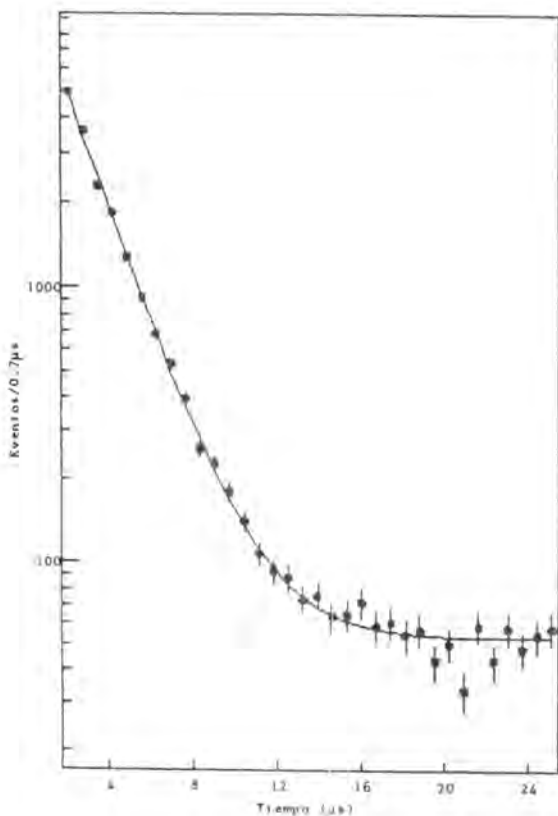


FIGURA 4

*La curva de ajuste describe correctamente los datos experimentales. En esta gráfica se han reagrupado los datos en subintervalos siete veces mayores que los mostrados en la figura anterior.*

Ya se mencionó que los muones negativos pueden ser capturados por los núcleos atómicos pesados mientras que ello no ocurre con los muones positivos. Puesto que el líquido centellador usa-

do contiene principalmente hidrógeno y carbono, nos debemos preocupar únicamente por la captura de muones negativos por núcleos de carbono. Esto significa que la señal observada es en realidad la superposición de dos curvas exponenciales con constantes de decaimiento ligeramente diferentes. Dado que la razón del número de muones negativos a positivos, presentes en los rayos cósmicos al nivel del mar, es consistente con la unidad [4], se puede mostrar fácilmente que la señal en el espectro observado es del tipo  $\exp[-(\Gamma_d + \Gamma_c/2)t]$ , donde  $\Gamma_d$  y  $\Gamma_c$  son las constantes de tiempo para el decaimiento libre y la captura nuclear, respectivamente. Por tanto, la constante de tiempo medida tiene información sobre ambos procesos. De aquí, si se conoce  $\Gamma_c$ , el tiempo de vida media es realmente

$$\tau_{libre} = (\Gamma - \Gamma_c/2)^{-1}. \quad (7)$$

Usando el valor medido para la captura de muones negativos por núcleos de carbono [4],  $\Gamma_c = 0.04 \mu\text{s}^{-1}$ , y el valor que obtuvimos para  $\Gamma$ , se tiene que el tiempo de vida del muón en el vacío es

$$\tau_{libre} = 2.160 \pm 0.032 \mu\text{s}.$$

Este resultado concuerda satisfactoriamente con el valor aceptado de  $2.19 \mu\text{s}$ .

#### IV. CONCLUSIONES.

Se diseñó y construyó, con componentes de bajo costo, la electrónica necesaria para efectuar la medición del tiempo de vida media del muón. El resultado obtenido fué de  $2.16 \pm 0.03 \mu\text{s}$  para el tiempo medio en que ocurre el proceso  $\mu \rightarrow e\nu\bar{\nu}$ .

## REFERENCIAS.

- [1]. Particle Data Group, Phys. Lett. **B204** (1988).
- [2]. C. Avilez, *et al.*, Detectores Gaseosos de Radiación Ionizante, pp. 100-121 de este volumen.
- [3]. F. James and M. Roos, MINUIT. CERN Computer Center Program Library, Geneva, Switzerland (1983).
- [4]. H.A. Morewitz and M.H. Shamos, Phys. Rev. **92** (1953) 1.

## DETECTORES GASEOSOS DE RADIACION IONIZANTE: CAMARAS MULTIALAMBRICAS.

C. Avilez, A. González, G. Moreno\* y M. Sosa

*Instituto de Física de la Universidad de Guanajuato*  
*Apartado Postal E-143*  
*37000 León, Guanajuato.*

y

L. Villaseñor

*Escuela de Ciencias Físico-Matemáticas*  
*Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo*  
*58260 Morelia, Michoacán.*

### RESUMEN.

*Se detallan los principios de operación y construcción de una pequeña cámara multialámbrica para la detección de radiación ionizante. Se encuentra la región de proporcionalidad de la cámara como función del voltaje de operación y se discute su aplicación en el diagnóstico de haces cargados.*

---

\* Trabajo realizado en parte con el apoyo otorgado al proyecto No. 38/89 del Fondo de Estudios e Investigaciones Ricardo J. Zevada.

## I. DETECTORES Y PROCESOS GASEOSOS.

La pérdida de energía de una partícula al atravesar un medio material proporciona la base fundamental para la detección de radiación ionizante. Esa pérdida de energía ocurre a través de las diferentes interacciones de la partícula con el medio. La interacción electromagnética es la que generalmente se utiliza en todos los detectores debido a que es muchos órdenes de magnitud más probable que las otras interacciones, dando como resultado una clara señal del paso de la partícula aún cuando se utilicen pequeñas cantidades del medio detector.

A bajas energías de la partícula incidente, los procesos mediante los cuales la partícula transfiere energía al chocar con las moléculas del medio son los de ionización y excitación. En un

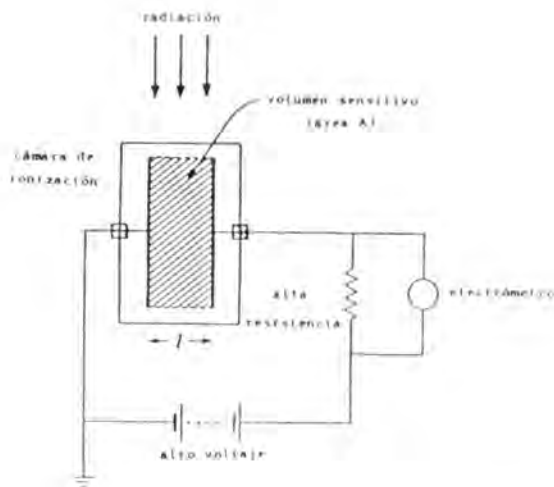


FIGURA 1

*Elementos básicos de una cámara de ionización. La cámara de placas paralelas tiene un volumen efectivo  $AL$  si  $L^2 \ll A$ .*

medio gaseoso en condiciones normales de temperatura y presión, se necesitan alrededor de 30 eV para producir un par ión-electrón. Por supuesto que esta energía no corresponde al potencial de ionización del medio ya que en algunos choques la partícula pierde cierta energía en excitar los electrones del gas sin llegar a producir la ionización.

Existe una gran cantidad de información sobre los fenómenos físicos implicados en el comportamiento de los detectores gaseosos de ionización [1]. Una excelente compilación se encuentra en el artículo de Fabio Sauli listado en la referencia [2]. A continuación se presenta tan solo una breve descripción de la corriente de ionización producida en tales detectores.

El detector de ionización más sencillo que se puede concebir es un condensador de placas paralelas inmerso en un medio gaseoso, como se muestra en la Fig. 1. Si algún tipo de radiación pasa por el volumen sensitivo, se formarán pares ión-electrón los cuales serán perturbados por la acción del campo eléctrico en el condensador. Diferentes fenómenos ocurren dependiendo de la magnitud del voltaje aplicado entre el ánodo y el cátodo, dando lugar a tres tipos de detectores: las cámaras de ionización, los contadores proporcionales y los de tipo Geiger-Müller. Para ilustrar ésto, la Fig. 2 muestra una gráfica del total de electrones que llegan al ánodo como función del voltaje aplicado  $V$ . Si  $V = 0$ , todos los pares creados se recombinan entre sí bajo la influencia de sus propios campos, sin que se registre señal alguna. Cuando  $V$  es incrementado ligeramente, una poca corriente empieza a fluir indicando que algunos electrones son recogidos antes de que se recombinen. Para algún valor de  $V$ , todos los pares creados serán colectados y pequeños incrementos en  $V$  tendrán un efecto nulo sobre la corriente. Un detector operando con voltajes en esta región se denomina cámara de ionización. Este tipo de detector se utiliza generalmente para obtener información y controlar (por otros medios) grandes flujos de radiación.

A voltajes un poco mayores se encuentra una región donde la corriente es proporcional a la ionización primaria producida

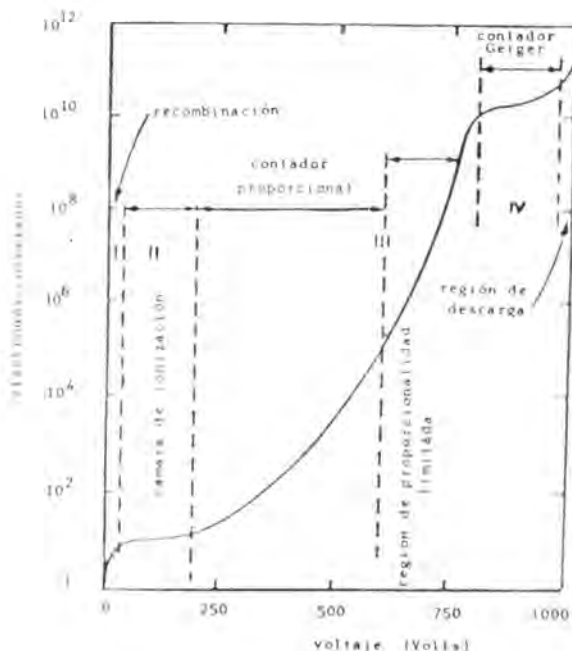


FIGURA 2  
Variación de la corriente de ionización (para una fuente ionizante constante) como función del voltaje aplicado.

por la partícula incidente, siendo la constante de proporcionalidad una función exponencial del voltaje  $V$ . Los detectores que operan en este rango de voltajes se denominan genéricamente contadores proporcionales. En esta región el campo eléctrico es lo suficientemente intenso para acelerar a los electrones primarios hasta el punto en que son capaces de producir más ionización. Los electrones secundarios también serán acelerados dando lugar a más ionizaciones en el gas, repitiéndose este proceso hasta que se produce una gran avalancha de ionización.

La región entre el punto III y antes de la región IV es llamada región de proporcionalidad limitada debido a que la cantidad de

ionización es tan grande que apantalla al campo eléctrico externo (un efecto similar se produce cuando el detector se expone a intensos flujos de radiación).

Si el voltaje se incrementa hasta llegar a la región IV, se produce una descarga que satura completamente la señal de salida sin importar la energía de la partícula incidente. Esa descarga se genera cuando los fotones emitidos en las transiciones atómicas emigran a otras partes del detector provocando más ionización. Para detener esa descarga, la mezcla de gases debe contener alguno que absorba dichos fotones, transformando su energía en otras formas, por ejemplo, energía de rotación. Esta región (IV) se denomina Geiger-Müller.

Finalmente, si el voltaje se incrementa aún más, ocurre una descarga continua con o sin la presencia de radiación incidente.



FIGURA 3

*Configuración básica de una cámara multialámbrica.*

## II. CAMARAS MULTIALAMBRICAS.

En 1968, la física de detectores de radiación recibió un gran empuje con la invención de las cámaras multialámbricas [3].



Además de estimular una nueva generación de experimentos en la física de altas energías [4], las cámaras multialámbricas han sido exitosamente adaptadas para su uso en campos tan diversos como la medicina, la cristalografía, la astronomía, etc [5]. Esencialmente, una cámara multialámbrica consiste en un arreglo de filamentos conductores independientes, paralelos y equidistantes, centrado entre dos planos catódicos, como se esquematiza en la Fig. 3.

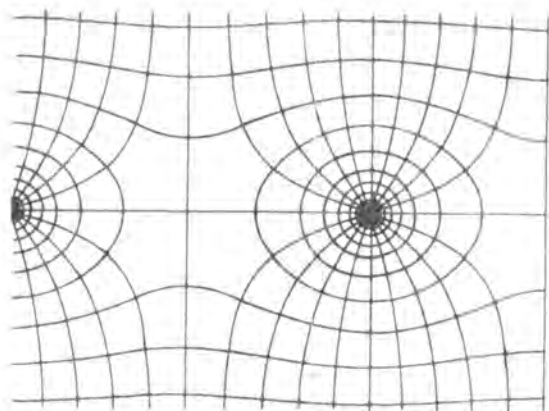


FIGURA 4

*Líneas de campo y equipotenciales en una celda y media de una cámara multialámbrica.*

La cámara se llena con una mezcla de gases apropiada al modo de operación deseado. Cada filamento se conecta a tierra por medio de la electrónica de lectura mientras que los cátodos se mantienen a un elevado potencial negativo, dando lugar a las líneas de campo y equipotenciales que se ejemplifican en la Fig. 4. Si un proceso ionizante ocurre en el gas, los electrones así producidos son arrastrados hacia uno de los filamentos anódicos. Cerca del filamento, los electrones primarios adquieren suficiente energía para liberar electrones secundarios, los cuales a su vez

producen ionización terciaria y así sucesivamente hasta que una avalancha se forma en una vecindad muy próxima al mencionado alambre. La avalancha electrónica se detiene prontamente (en algunos nanosegundos) en el ánodo, dejando a los iones positivos en lento movimiento hacia los planos catódicos [2]. Una cámara multialámbrica se dice que funciona en el modo proporcional cuando la carga total de la avalancha electrónica es proporcional al número de electrones liberados en la ionización primaria. El factor de proporcionalidad, conocido como el factor de multiplicación, varía exponencialmente con el voltaje aplicado [6].

### III. EL POTENCIAL ELECTROSTÁTICO

Para todos los fines prácticos actuales, el potencial electrostático en una cámara multialámbrica se puede aproximar por el potencial de un arreglo infinito de cargas lineales  $\lambda$  uniformemente espaciadas. Esta configuración y sus variables asociadas se muestran en la Fig. 5. En el espacio libre de cargas, el potencial satisface la ecuación de Laplace,  $\nabla^2 \varphi = 0$ , y es independiente de  $z$ .

Un posible método de solución es el de separación de variables, el cual da como resultado el producto de una función sinusoidal en una dirección y una función exponencial en la otra. Debido a que el origen coordenado coincide con una de las cargas y éstas se encuentran distribuidas uniformemente en la dirección  $x$ , la solución de interés es una suma infinita de términos del tipo  $A_n e^{\mp k_n y} \cos(k_n x)$ , con  $k_n = 2\pi n/s$ ,  $n > 0$ . Si la constante de separación  $k$  es igual a cero, la solución debe ser consistente con el campo uniforme producido por una densidad de carga superficial  $\lambda/s$ . De aquí que la solución deseada está dada por

$$\varphi = -\frac{\lambda}{2\epsilon s} y + \sum A_n e^{-k_n y} \cos(k_n x) \quad \text{para } y > 0, \quad (1)$$

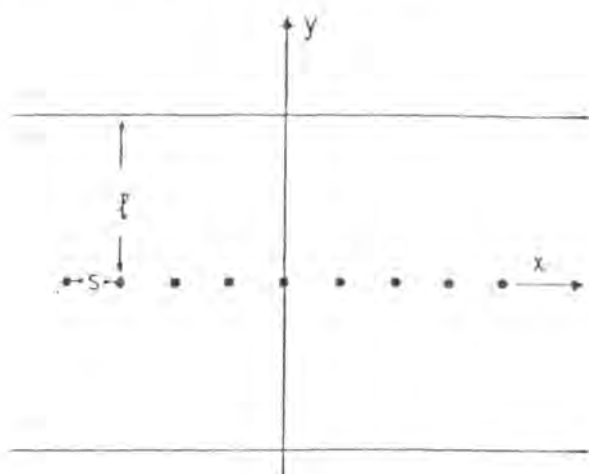


FIGURA 5

*Definición de las variables usadas para calcular el potencial electrostático de una cámara multilábrica.*

y

$$\varphi = \frac{\lambda}{2\epsilon s} y + \sum A_n e^{+k_n y} \cos(k_n x) \quad \text{para } y < 0. \quad (2)$$

Los coeficientes  $A_n$  se obtienen de la condición de discontinuidad del campo eléctrico al atravesar la densidad superficial de carga  $\sigma = \lambda \sum \delta(x - ns)$ , y vienen dados por

$$A_n = \frac{\lambda}{2\pi\epsilon n}. \quad (3)$$

Usando  $\cos(k_n x) = \text{Re}[e^{ik_n x}]$ ,  $z = x + iy$ , y  $\ln(1 - z) = \sum z^n/n$ , se obtiene que

$$\varphi(x, y) = -\frac{\lambda}{2\pi\epsilon} \text{Re}\left\{\ln\left(2 \sin \frac{\pi z}{s}\right)\right\}, \quad (4)$$

esto es

$$\varphi(x, y) = -\frac{\lambda}{4\pi\epsilon} \ln\left[4\left(\sin^2 \frac{\pi x}{s} + \sinh^2 \frac{\pi y}{s}\right)\right]. \quad (5)$$

Excepto en la región muy cercana a los ánodos, las líneas de campo son casi paralelas dando como resultado un campo uniforme. Cerca de los filamentos, el campo tiene una dependencia  $1/r$  similar a la de un solo alambre cargado. Esto se puede ver de la expresión anterior si se toma el límite  $(x, y) \rightarrow (0, 0)$ . La presencia de los cátodos en  $y = \pm L$  se puede incluir en esta aproximación añadiendo el término  $\lambda L/2\epsilon s$  de modo que  $\varphi(x, L) = 0$  para  $L \gg s$ . Si  $V$  es la diferencia de potencial entre ánodo y cátodo entonces se puede escribir  $\lambda = CV$ , donde [7]

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\pi L/s - \ln(\pi d/s)} \quad (6)$$

es la capacitancia, por unidad de longitud, entre ánodo y cátodo,  $d$  es el diámetro del ánodo y es mucho menor que  $s$ . Los valores típicos de  $C$  son del orden de picofaradios por metro.

#### IV. DISEÑO Y CONSTRUCCION.

##### *Criterios para el diseño.*

Se desea construir el prototipo de una pequeña cámara multialámbrica con las siguientes características: que tenga un bajo voltaje de operación ( $V < 3000$  Volts), alta ganancia (factor de multiplicación  $\simeq 10^5 - 10^6$ ), buena proporcionalidad, que sea capaz de responder a moderados flujos de radiación (menos de  $10^9$  partículas/m<sup>2</sup> por segundo), económica y de fácil reparación. El prototipo más sencillo que se puede concebir es el de una cámara con un único plano de ánodos. Para una geometría dada, el tipo de gas usado determina en gran medida la ganancia y la proporcionalidad de la cámara. El uso de un gas noble mezclado con otro de moléculas poliatómicas resulta en ganancias del orden requerido para el mínimo voltaje de operación posible [8]. Nosotros usamos una mezcla de Ar/CO<sub>2</sub> en una proporción volumétrica

de 80/20. La elección de los parámetros geométricos se basa en la resolución espacial requerida, la cual depende a su vez del método de lectura de la señal para determinar la localización de la avalancha. Con fines de experimentación, nosotros escogemos una separación entre anodos de 2.5 mm; la distancia entre ánodo y cátodo se ajusta insertando los separadores requeridos para lograr un punto de operación alrededor de 3000 V. El diámetro de los filamentos es de 20  $\mu\text{m}$ .

### *Descripción general.*

La cámara consiste de varios separadores que aíslan eléctricamente al plano anódico de los cátodos. Dos marcos de aluminio mantienen a la estructura unida por medio de tuercas y tornillos. Para evitar fugas de gas, la cámara se sella aplicando una pequeña capa de grasa de vacío entre cada uno de los componentes. Una lámina delgada de mylar, pegada sobre los marcos, sirve de ventana y protección para los cátodos. Los parámetros de la cámara se listan en la Tabla I.

---

Anodos:	tungsteno forrado con oro 20 $\mu\text{m}$ de diámetro 10 cm de largo 32 de señal + 8 de protección separados 2.5 mm
Cátodos:	Fibra de vidrio cobrizada 10x10 $\text{cm}^2$ de área
Separación ánodo-cátodo:	3/16" (4.8 mm)
Area activa:	8x10 $\text{cm}^2$

---

TABLA I

*Parámetros mecánicos de la cámara.*

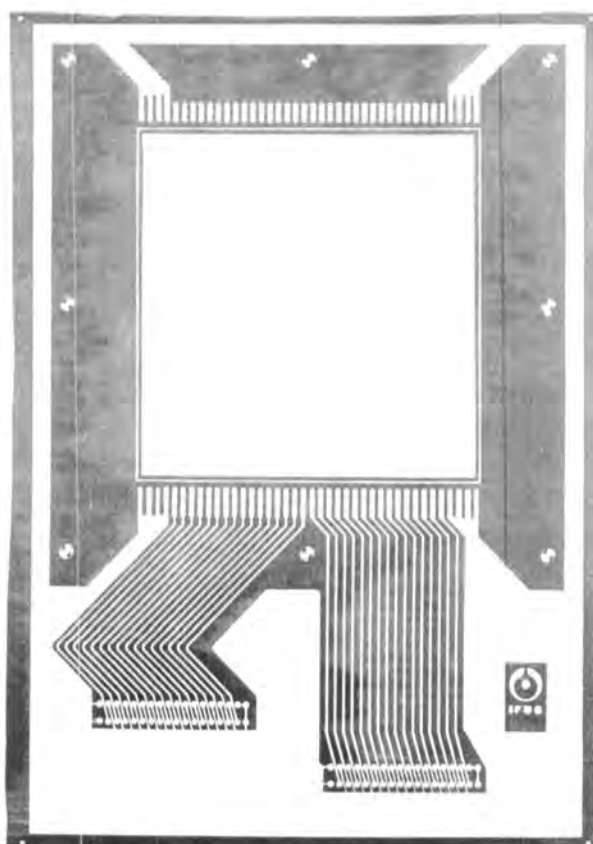


FIGURA 6

*Imagen del negativo usado para producir el plano de ánodos.*

### *Anodos.*

El marco que sostiene a los 40 ánodos, espaciados uniformemente cada 2.5 mm, está hecho de una lámina de fibra de vidrio cobrizada de 1/16" de grueso. El negativo usado para hacer este marco se muestra en la Fig. 6. Cada ánodo es un alambre de tungsteno forrado con oro de 10 cm de largo y 20  $\mu\text{m}$  de diámetro y se suelda al marco mientras está sometido a una tensión de 70 gr<sub>f</sub>.

Los cuatro alambres extremos de cada lado están conectados directamente a tierra para dar la misma forma al campo eléctrico que rodea a cada alambre sensor, de aquí que la cámara tiene un área activa de  $8 \times 10 \text{ cm}^2$ .

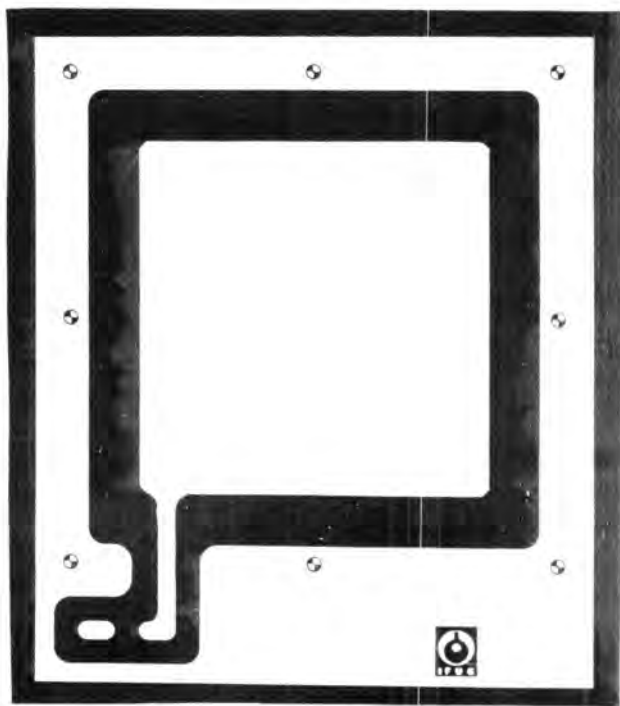


FIGURA 7

*Imagen del negativo usado para producir los cátodos.*

### *Cátodos.*

Cada cátodo está hecho de una lámina de fibra de vidrio cobrizada,  $1/16''$  de espesor, con un área activa de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ .

como se muestra en la Fig. 7. Aunque este diseño evita que las partículas de baja energía penetren el volumen sensitivo, tiene la ventaja de que la cámara se puede desmontar fácilmente sin riesgo de dañar los cátodos como podría ocurrir si se usaran láminas de papel aluminio, mylar aluminizado o una malla de alambres. Hemos probado que la respuesta de la cámara es independiente de que se usen cátodos de fibra de vidrio o cátodos de mylar aluminizado de 100  $\mu\text{m}$  de espesor.

### *Separadores.*

Los separadores también están hechos de lámina de fibra de vidrio de 1/16" de espesor. La cámara que aquí se reporta tiene una separación de 3/16" ( $\approx 4.8$  mm) entre cátodo y ánodos, lo cual se logra poniendo dos separadores encima de un cátodo, seguido por el plano anódico con los alambres de cara a tres separadores y al cátodo restante.

### *Estructura de soporte.*

Dos placas de aluminio de 1/4" de grueso, con un corte central de 10x10  $\text{cm}^2$ , proporcionan la rigidez necesaria para mantener unidos a los electrodos y separadores. La cara interna de los marcos de aluminio tiene pegada un hoja delgada de mylar para evitar la fuga de gas. La estructura completa se prensa con tuercas y tornillos. Los marcos también soportan los puertos del gas, que en este caso son dos tubos de cobre, de 1/8" de diámetro externo, pegados con epoxy sobre orificios en los marcos.



## V. LA ADQUISICION DE DATOS.

*Panorama global.*

El sistema de adquisición de datos consiste de varias piezas electrónicas, controladas por una microcomputadora, diseñadas para procesar las señales provenientes de la cámara multialámbrica. El procesamiento de la señal implica *a)* amplificarla, *b)* discriminarla y *c)* digitalizarla. Hasta el momento se tienen probados dos prototipos diferentes del preamplificador/discriminador basados uno en el operacional OP37 y el comparador LM311, y el otro en el amplificador LH0032CG y el comparador NE521, ambos ultrarápidos. Se tienen instrumentados ocho canales y se continúa trabajando en ajustes al sistema de tierras del convertidor analógico-digital (CAD) basado en el ADC84KG-12. Se tiene

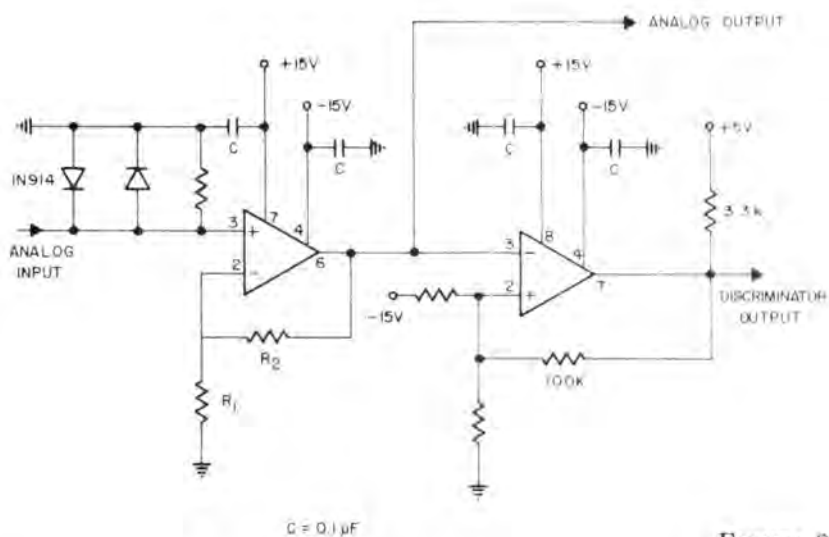


FIGURA 8

*Diagrama del circuito preamplificador/discriminador.*

una tarjeta interfaz paralela para microcomputadoras IBM/PC y compatibles utilizando el circuito integrado Intel 8255A-5.

### *El preamplificador/discriminador.*

La tarjeta del preamplificador/discriminador está diseñada para amplificar señales anódicas a diferentes ganancias y poderlas discriminar a diferentes niveles. El esquemático de la tarjeta basada en el OP37 se muestra en la Fig. 8. A la entrada tiene un par de diodos que sirven para suprimir picos grandes que afecten a la electrónica subsecuente. La señal es amplificada, con una ganancia dada por  $(R_1 + R_2)/R_1$ , y luego enviada al discriminador y al CAD. El comparador de voltaje LM311 produce un pulso TTL cada vez que la señal amplificada pasa el nivel de referencia dado por  $-V_{cc}R_3/(R_3 + R_4)$ . La señal del discriminador se utiliza para iniciar la digitalización de la señal amplificada.

### *Digitalización.*

Las señales digitales provenientes de 8 canales se codifican (ver Fig. 9) en el chip 74LS148 de manera que la señal de salida indica el número del canal que se debe muestrear. Esto se logra alimentando al multiplexor HI13-0508A-5 con las señales analógicas correspondientes y la dirección dada por el codificador. Una vez decidido que canal se muestrea, la salida del multiplexor alimenta al muestreador/retenedor SHC5320 y subsecuentemente al chip CAD ADC84KG-12 de 12 bits.  $PC_3$  se utiliza para indicar a la computadora que existen datos disponibles en el CAD.

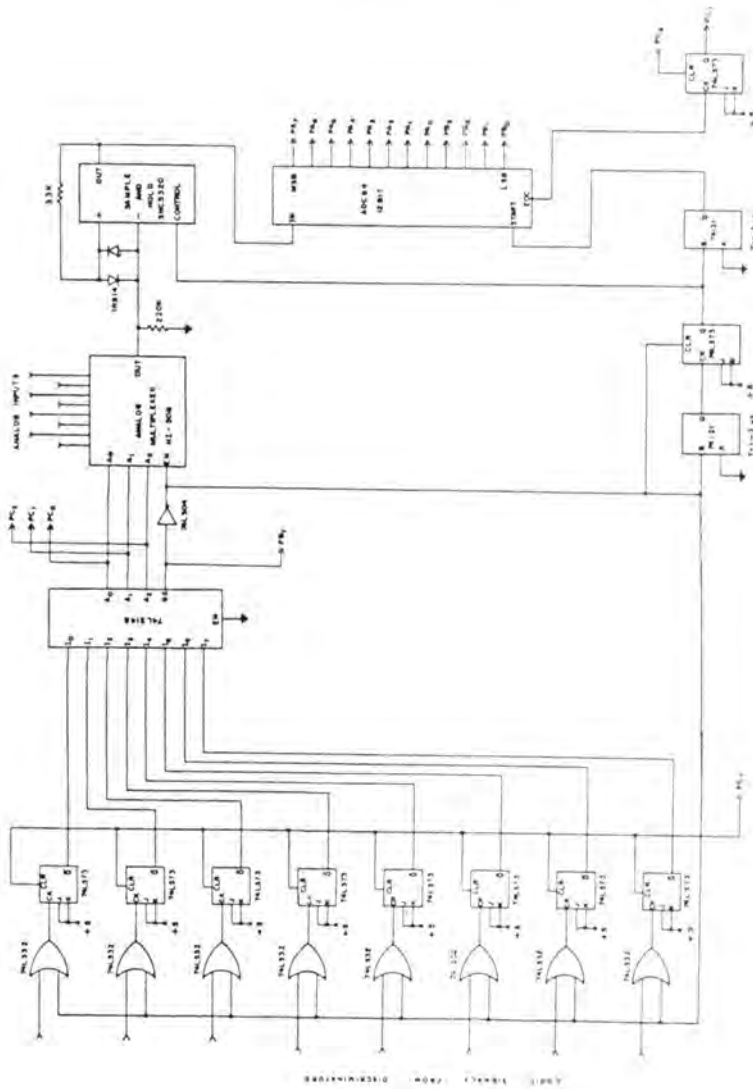


FIGURA 9

Diagrama del convertidor analógico digital.

### *La interfaz.*

La tarjeta interfaz sirve de unión entre la electrónica previamente descrita y la microcomputadora PC compatible con IBM. El circuito consiste de la interfaz paralela Intel 8255A-5 (PPI) y un conjunto de compuertas lógicas TTL que seleccionan la dirección en memoria elegida para acceder al PPI como se muestra en la Fig. 10.

El PPI es un circuito de uso general diseñado para conectar equipo periférico a la PC por medio de 3 puertos de 8 bits, los cuales se pueden programar individualmente en varias configuraciones de entrada/salida. En la presente aplicación, el PPI se programa de la siguiente manera: los puertos A, B y la mitad de C son de entrada, y los cuatro bits más significativos de C son de salida. La computadora inspecciona constantemente el estado del bit 3 del puerto C para saber si existe o no algún dato válido en el CAD. Los ocho bits del puerto A y los cuatro bits menos significativos de B se utilizan para leer la salida del CAD. En tres bits del puerto C ( $PC_0-PC_2$ ) se lee la dirección del alambre al que corresponde dicha señal y con dos de los bits de salida de C ( $PC_6$  y  $PC_7$ ) se inicializa la electrónica.

## VI. RESULTADOS Y POSIBLES APLICACIONES.

### *Proporcionalidad.*

Para encontrar la región de proporcionalidad de la cámara es suficiente graficar la altura de los pulsos producidos por una fuente monocromática como función del voltaje de operación. La manera más sencilla de lograrlo es observando directamente la señal en el osciloscopio. La Fig. 11 muestra la gráfica obtenida al utilizar una fuente de  $^{57}\text{Co}$  la cual produce rayos gama con una energía de 122 KeV. Nótese que la cámara empieza a responder

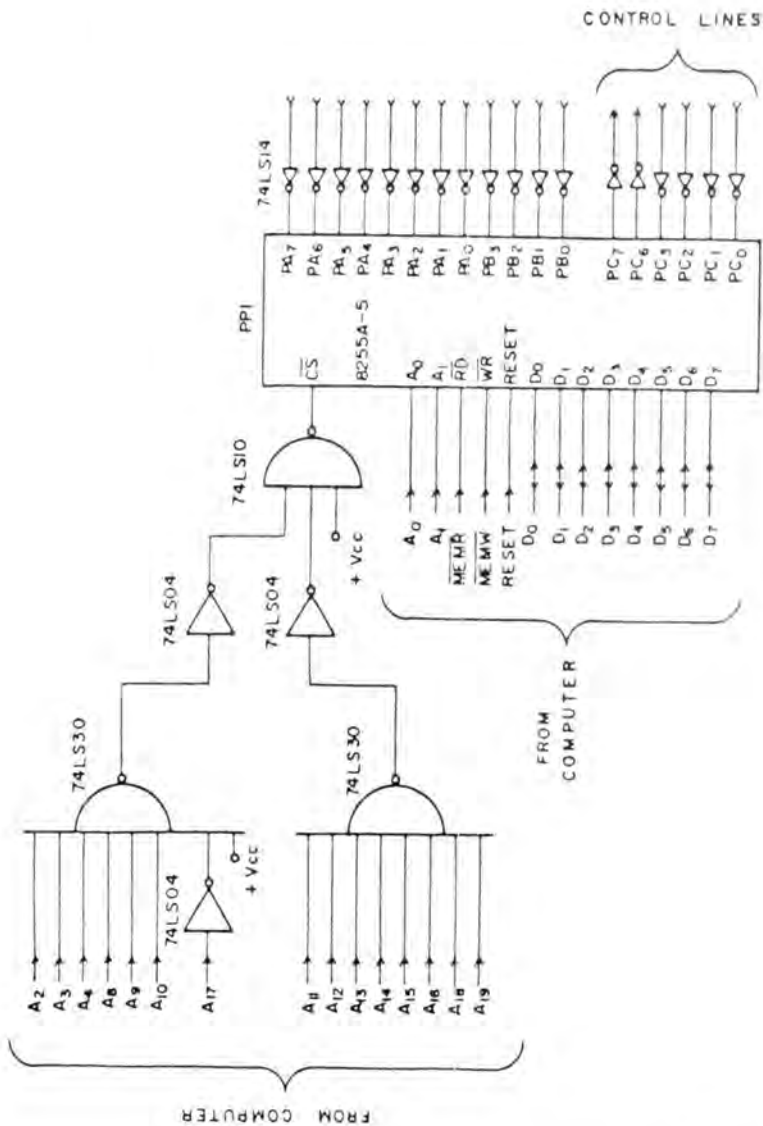


FIGURA 10

Diagrama de la interfaz para la microcomputadora.

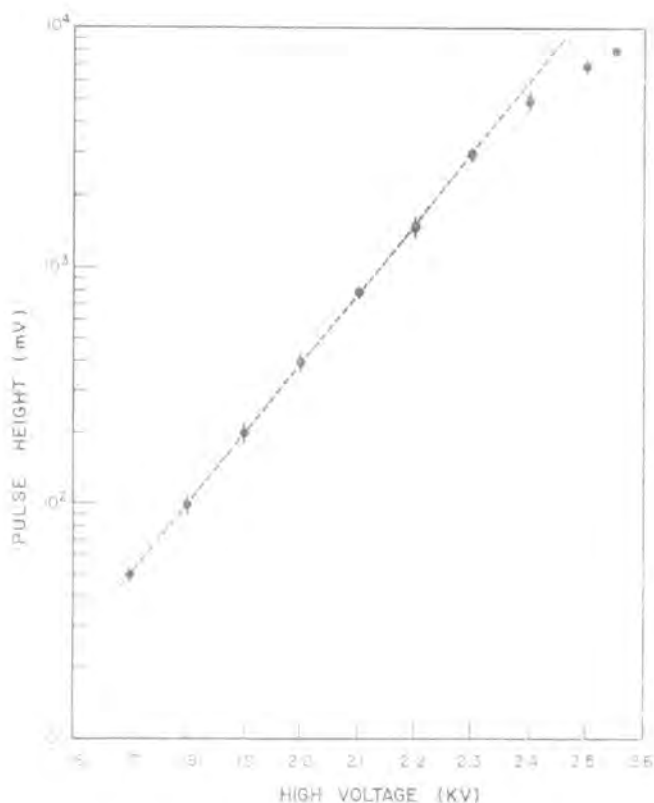


FIGURA 11

Gráfica del tamaño de la señal como función del voltaje de operación para determinar la región de proporcionalidad de la cámara. Las señales se originaron con una fuente  $^{67}\text{Co}$  de rayos gama de 122 KeV.

alrededor de 1700 V y se desvía de la región de proporcionalidad alrededor de 2400 V. La cámara entra a la región de descarga cerca de 2700 V.

### *Eficiencia.*

Para medir la eficiencia de la cámara se utilizaron dos centelladores ( $S_1$  y  $S_2$ ) en coincidencia, entre los cuales se colocó la cámara ( $C$ ), para detectar el paso de partículas ionizantes. Como fuente de radiación se utilizaron los muones de la radiación cósmica secundaria. Contando el número de veces  $N_{s_1, s_2, c}$  que los centelladores y la cámara registraron simultáneamente el paso de muones, y el número de veces  $N_{s_1, s_2, \bar{c}}$  en que la cámara no registró pero los centelladores sí, se puede determinar la eficiencia por medio de la relación  $\epsilon = N_{s_1, s_2, c} / (N_{s_1, s_2, c} + N_{s_1, s_2, \bar{c}})$ . Para esta medición se efectuó la operación lógica "OR" entre todos los ánodos de la cámara antes de efectuar las coincidencias, dando por resultado una eficiencia global del 70%.

### *Aplicaciones.*

Con una cámara proporcional se pueden monitorear flujos moderados de radiación. Dependiendo de la electrónica utilizada se pueden alcanzar resoluciones espaciales del orden de 100  $\mu\text{m}$ . Integrando la carga depositada en la cámara se determina la carga de la ionización primaria si se conoce el factor de multiplicación. La ionización primaria está directamente relacionada con la pérdida de energía de la partícula incidente, siendo el factor de proporcionalidad el inverso de la energía promedio necesaria para producir un par ión-electrón [9]. A bajas energías del haz incidente (varios cientos de MeV's) se puede utilizar la fórmula de Bethe-Bloch del poder de frenado [10] para determinar la energía del haz incidente si se conoce la cantidad de energía depositada en el detector.

Es nuestro propósito continuar con el desarrollo de las cámaras multialámbricas para el diagnóstico de haces cargados. En particular, nos interesa utilizar el método de retraso de señales [11] y el método del centro de gravedad [12] para localizar

en un plano el punto de origen de la avalancha. Estos métodos requieren de una gran cantidad de instrumentación, la cual está en vías de diseño.

## VII. CONCLUSIONES

Se diseñó y construyó una cámara proporcional multialámbrica con un área activa de  $8 \times 10 \text{ cm}^2$  y una resolución espacial de 1.25 mm en la dirección definida por los alambres. Se utilizó una mezcla de Ar/CO<sub>2</sub> en una proporción 80/20 y el voltaje de operación fué de 2350 V. La cámara tiene una eficiencia global del 70%.

## AGRADECIMIENTOS

Uno de nosotros (GM) desea agradecer al Fondo de Estudios e Investigaciones Ricardo J. Zevada el apoyo brindado al proyecto 38/89.

## REFERENCIAS

- [1]. S. C. Brown, *Basic Data of Plasma Physics* (MIT Press, Cambridge, Mass, 1959); L. B. Loeb, *Basic Processes of Gaseous Electronics* (Univ. of California Press, Berkeley, 1961); H. Raether, *Electron Avalanches and Breakdown in Gases* (Butterworths, London, 1964); E. W. McDaniel, *Collision Phenomena in Ionized Gases* (Wiley, New York, 1964); O. K. Allkofer, *Spark chambers* (Theimig, München, 1969);



- J. A. Rees, editor, *Electrical Breakdown in Gases* (MacMillan, London, 1973).
- [2]. F. Sauli, *Principles of Operation of Multiwire Proportional and Drift Chambers*, Cern Rep. 77-09 (1977).
- [3]. G. Charpak, et. al, Nucl. Inst. Meth. **62**, 235 (1968).
- [4]. C. W. Fabian y H. G. Fischer, Rep. Prog. Phys. **43**, 1003 (1980).
- [5]. G. Charpak y F. Sauli, *Proc. Conf. on Computer-Assisted Scanning*, Padova, 21-24 April 1976 (Istituto di Fisica, Univ. di Padova, 1976).
- [6]. W. R. Leo, *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments* (Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1987).
- [7]. P. Morse y H. Feshbach, *Methods of Theoretical Physics* (McGraw Hill, New York, 1953).
- [8]. S. C. Brown, idem, ref. [1].
- [9]. Para muchos gases, la energía promedio necesaria para producir un par ión-electrón es  $\simeq 30$  eV. Ver la ref. [2].
- [10]. U. Fano, Ann. Rev. Nucl. Sci. **13**, 1 (1963).
- [11]. G. Charpak y F. Sauli, Nucl. Instr. and Meth. **162**, 405 (1979).
- [12]. A. Breskin, et al, Nucl. Instr. and Meth. **143**, 29 (1977).

## SISTEMA DETECTOR DE COINCIDENCIAS PARA LA MEDICION DE LA LONGITUD DE ONDA POR INTERFEROMETRIA LASER.

*J. de Urquijo, A. Morales, y F.J. Pacheco.*

*Instituto de Física, UNAM  
Subdependencia de Cuernavaca  
Apartado Postal 139-B  
62191 Cuernavaca, Morelos.*

Este instrumento se construyó con el propósito de medir con precisión la longitud de onda de un haz de luz mediante el interferómetro tipo Michelson que ha sido descrito en detalle en estas notas. Brevemente, en el interferómetro se generan dos señales de interferencia: una debida al láser de referencia (1), y la otra debida a la de la fuente de luz cuya longitud de onda se desconoce (ver la Fig. 1). El método para determinar la longitud de onda consiste en contar, a partir de la primera coincidencia en fase (cruce por cero) de las dos señales el número de cruces por cero de ambas hasta que se alcanza una cuenta predeterminada; después de que esto ocurre, el proceso de cuenta se detiene cuando el sistema detecta otra coincidencia entre ambas señales.

En la Fig. 2 se muestra un diagrama a bloques del sistema construido. La señal de referencia y la desconocida se amplifican y se hacen pasar por sendos detectores de cruce por cero, los cuales están constituidos por comparadores rápidos (LM710). A la salida de los detectores de cruce por cero se cuenta con dos señales:

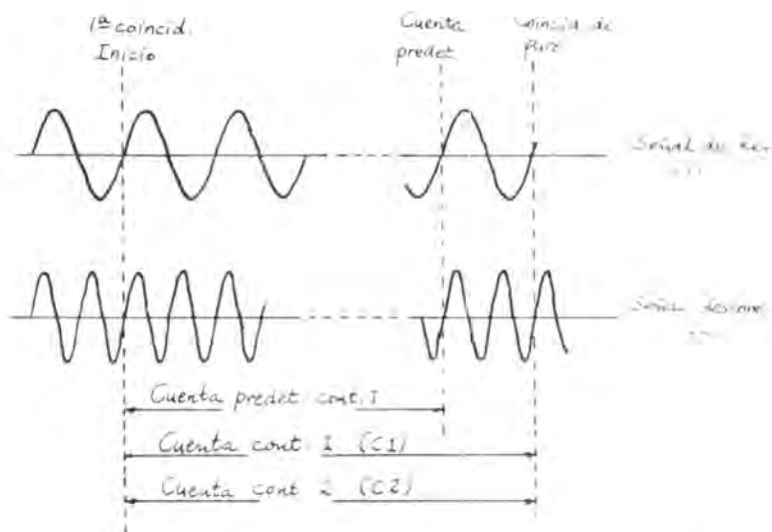


FIGURA 1

*Principio básico de la medición de la longitud de onda (canal 2).*

pulsos rectangulares cuya duración es esencialmente la de un semiperíodo de la señal de entrada, y pulsos conformados, de 13 ns de duración para el canal 1, y variables entre 13 y 5000 ns para el canal 2. La finalidad de esto último consiste en poder variar la resolución en el tiempo de coincidencia. Los pulsos rectangulares son enviados al circuito de señalización y control, el cual los deriva a sus respectivos contadores. Los pulsos conformados se aplican a las entradas de una compuerta AND (74F08), cuya salida es la señal de coincidencia. El circuito de señalización y control cumple con las siguientes funciones:

- Inicializa a los dos contadores.
- Al recibir la orden de arranque, espera el arribo de la primera señal de coincidencia, la cual pone a los contadores en el modo de cuenta. A partir de ese instante, las señales de coincidencia

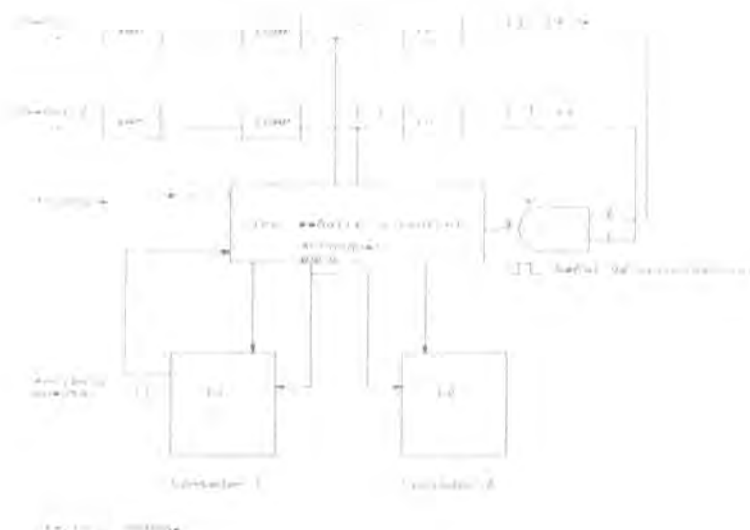


FIGURA 2

Diagrama a bloques del sistema construido. AMP: amplificador; COMP: comparador.

posteriores son ignoradas hasta que llegue el pulso de aviso de arribo a la cuenta predeterminedada en el contador 1.

- c) Cuando este pulso de arribo a cuenta llega al sistema, éste se habilita para esperar el arribo de la próxima señal de coincidencia.
- d) Cuando esto ocurre, los contadores son detenidos. La longitud de onda desconocida se calcula mediante la expresión:

$$\lambda_2 = \lambda_1 C1/C2$$

donde  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  son las longitudes de onda de los haces de luz de referencia y desconocida, respectivamente, y  $C1$  y  $C2$  son las correspondientes cuentas en sus contadores.

Este sistema fué construido a partir de lógica TTL (normal, LS y FAST). Las pruebas preliminares de operación de este instrumento reportan que es capaz de medir la longitud de onda con una precisión global de 4 partes en  $10^9$ .

Los autores agradecen al Sr. Samuel Pérez Morales su colaboración en la construcción de este instrumento.

#### REFERENCIA

Fco. J. Pacheco Guadarrama. Tesis Profesional, UAEM, 1990. *Desarrollo de un sistema electrónico para la medición de la longitud de onda mediante interferometría láser.*

## MEDIDOR DE VACIO TIPO PIRANI.

C. Arzate T. R., F. Fernández E. y P. Morales P.

*Instituto de Física, UNAM.  
México, D. F.*

### RESUMEN.

Con base en la linealidad de la conductividad térmica de un gas con las presiones bajas, se utiliza un filamento de tungsteno conectado a corriente constante, para medir presión desde 1 hasta 1000 micrones. Los cambios de presión se transducen en variaciones de la resistencia eléctrica del filamento, obteniendo así voltajes proporcionales a la presión existente. En magnitudes cercanas a 100 micrones, se detectó pérdida de linealidad en la respuesta del transductor; por lo que se empleó la técnica de aproximación por segmentación lineal para lograr un escalamiento adecuado.

### 1. INTRODUCCION.

Para hacer mediciones de presión en un rango entre 1 y 1000 micrones, en forma no absoluta pero sí rutinaria, se utilizan medidores de conductividad térmica.

Estos medidores se caracterizan por tener una fuente de energía térmica que puede o no ser constante. Cuando se incrementa

la presión, entonces la temperatura de la superficie calentada decrece. El método usado para determinar el cambio de temperatura permite clasificar a los medidores de conductividad térmica en tres tipos [1]:

- i. *Termopar*. Son aquellos que tienen un termopar puntual soldado en el centro de un alambre calentado para determinar su temperatura.
- ii. *Pirani*. Son aquellos que miden el cambio en su resistencia para determinar su temperatura.
- iii. *Dilatación lineal*. Son aquellos que se basan en la variación de la longitud de un alambre al variar la temperatura.

Se seleccionó el medidor tipo Pirani por su simplicidad y versatilidad, en el cual se hace uso del hecho de que la conductividad térmica se incrementa linealmente al incrementarse la presión.

Existen tres esquemas básicos de medición de la temperatura, en esta aplicación:

- i. Manteniendo el voltaje constante en el alambre y midiendo los cambios en la corriente como función de la presión.
- ii. Manteniendo la resistencia del alambre constante y midiendo los cambios en la energía que entra al variar la presión.
- iii. Manteniendo la corriente constante en el alambre y midiendo los cambios en la resistencia en función de la presión.

De estos esquemas, se seleccionó el tercero, por tener mayor sensibilidad.

La curva de respuesta en el transductor construido no es lineal completamente en el rango propuesto, por lo que, se empleó para linealizarla, un circuito que está basado en la técnica llamada *aproximación por segmentación lineal* [3], la cual se caracteriza por ser bastante estable en comparación con otras técnicas. Este sistema tiene entre sus principales características las siguientes:

- i. Todos los componentes son de origen 100% nacional.
- ii. Factibilidad de construcción a bajo costo.

- iii. Sensibilidad de 0.1 micrones; la precisión depende del número de segmentos que se tome en la partición de todo el intervalo de operación (en este trabajo sólo se requirió de cinco).

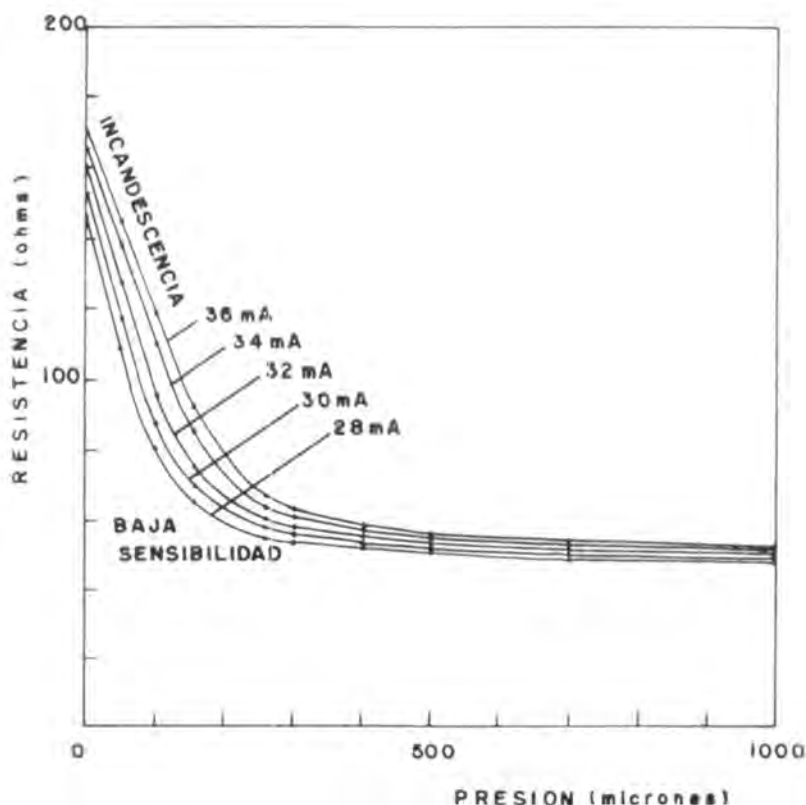


FIGURA 1

*Serie de curvas para localizar la curva óptima de trabajo en la respuesta del transductor.*



## 2. DESARROLLO EXPERIMENTAL.

Para conocer las características del transductor Pirani construido, se utilizó como referencia un medidor termopar RCA tipo 1946 [4]; ambos se instalaron en una línea de vacío de uso cotidiano, donde se obtuvieron las curvas de la respuesta del Pirani. Variando para cada curva la corriente eléctrica en el transductor, se graficó resistencia eléctrica contra presión, barriendo inicialmente la corriente de alimentación del filamento desde 5 hasta 35 mA, con incrementos de 5 mA. De los resultados obtenidos se determinó que la curva de trabajo estaba entre 25 y 35 mA, ya que por debajo de este intervalo la sensibilidad es baja y la linealidad es menor conforme disminuye la corriente, mientras que, por arriba del rango de corriente propuesto, se toca la zona de incandescencia del filamento; donde además, se encontró que las lecturas carecen de repetibilidad debido a procesos irreversibles.

En la Fig. 1, se presentan cinco curvas, entre 28 y 36 mA, de entre las cuales se escogió la correspondiente a 32 mA por tener el intervalo de 0 a 100 micrones con mayor linealidad y sensibilidad, además de no estar demasiado próxima a la zona de incandescencia. Dicho intervalo de presión es de particular interés, a los propósitos de trabajo en las líneas de preparación de muestras químicas.

La curva de operación del transductor de 32 mA es manejada como una señal de voltaje (ver Fig. 2), en la que se hace una división en 5 subintervalos, en los cuales se aproxima la curva mediante varios segmentos de recta, lo cual está representado en la Fig. 3.

Para cada segmento de la curva, se ajustó una línea recta, obteniendo los valores de la pendiente, la ordenada al origen,  $V(0)$ , y el coeficiente de correlación, presentados en la Tabla I. En caso de requerirse una precisión mayor, se puede incrementar el número de segmentos.

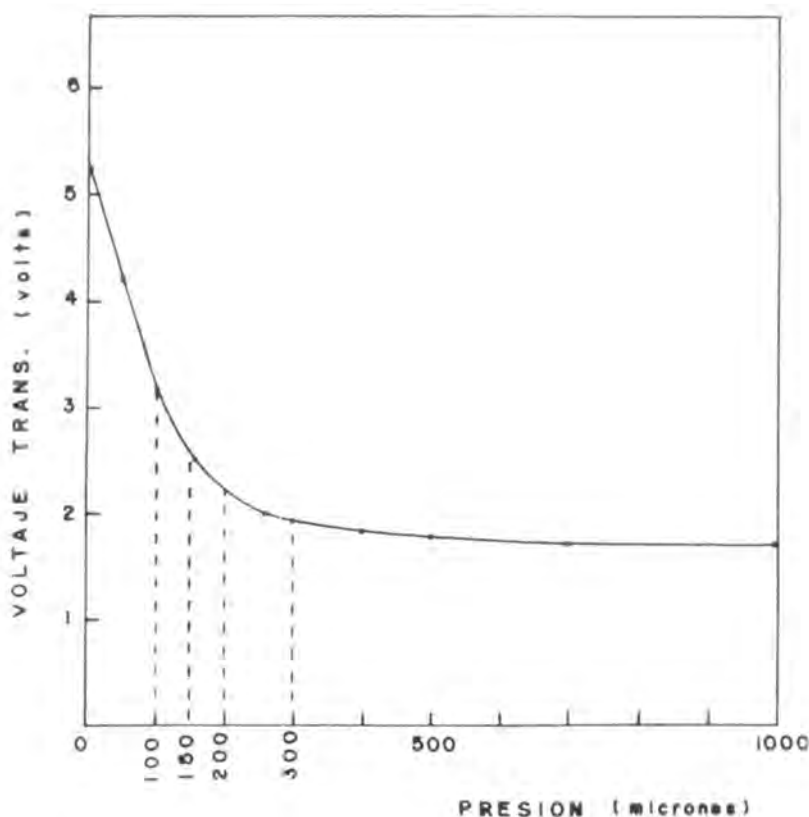


FIGURA 2

*Curva de trabajo en la respuesta del transductor.*

Una vez determinada la respuesta del voltaje del transductor contra la presión existente, lineal por tramos, fué necesario un sistema de proceso electrónico para cada uno de los segmentos que reproducen dicha curva, a fin de lograr una linealización completa en las lecturas. Ese circuito es tal que en su salida existen voltajes análogos a la presión existente, con un escalamiento de  $1 \text{ mV}/\mu$

en todo el rango de presiones a medir (1 a 1000 micrones). En otras palabras, fué necesario transformar la respuesta de la Fig. 3, en la gráfica mostrada en la Fig. 4.

A	B	C	V(0)	D
1	0 a 100	-0.02004	5.15568	-0.99982
2	100 a 150	-0.01330	4.44886	-0.99514
3	150 a 200	-0.00648	3.44323	-0.99307
4	200 a 300	-0.00297	2.74236	-0.99202
5	300 a 1000	-0.00037	1.91763	-0.93093

TABLA I.

*Ajuste de los segmentos de la partición (A = número de segmento, B = rango( $\mu$ ), C = pendiente y D = correlación).*

Con lo anterior, cualquier medida de presión en el rango mencionado, puede efectuarse directamente con un voltímetro con sensibilidad de milivolts. El sistema de procesamiento electrónico que permitió lograr el objetivo anterior, tiene como fundamento lo siguiente. La expresión analítica para la gráfica de la Fig. 3, puede escribirse como:

$$V(p) = m_i p + b_i; \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, \quad (1)$$

para toda  $p \in \Delta p_i$ . En la ec.(1)  $V$  es el voltaje del transductor en volts,  $p$  la presión existente en micrones y  $\Delta p_i$  cada uno de los intervalos de presión resultantes de la segmentación. Los valores correspondientes a  $m_i$ ,  $b_i$  y  $\Delta p_i$  para cada segmento, se muestran en la Tabla I. La ecuación buscada, cuya gráfica está en la Fig. 4, tiene la forma:

$$V_0(p) = M_0 p + B_0 \quad (2)$$

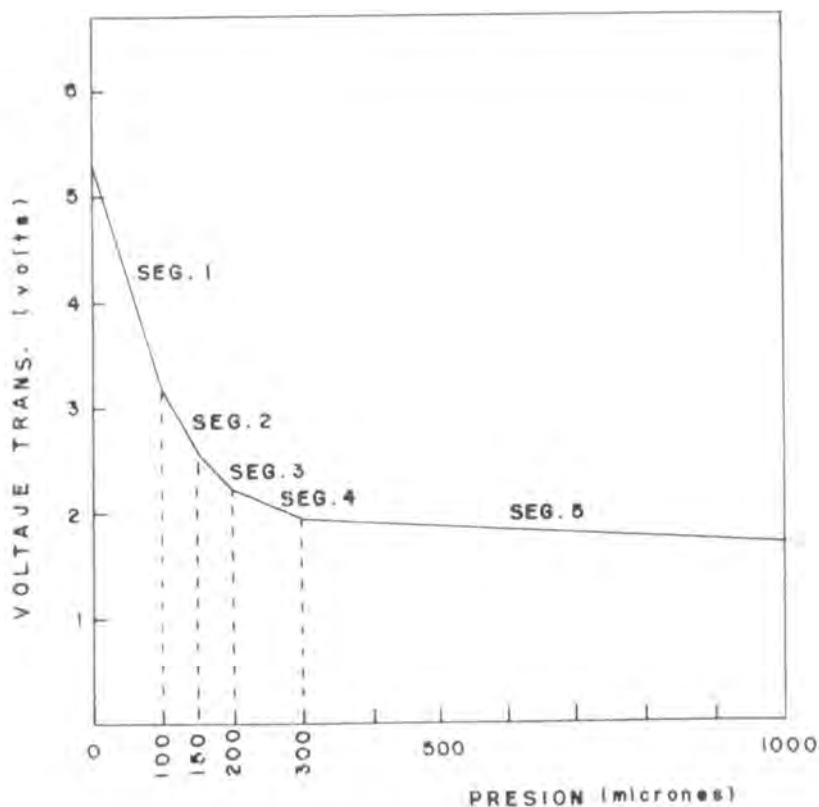


FIGURA 3

*Segmentación de la curva del transductor.*

donde  $M_0$  y  $B_0$  son respectivamente la pendiente y la ordenada al origen finales. Para nuestro caso,  $M_0 = 10^{-3} \text{ V}/\mu$  y  $B_0 = 0 \text{ V}$ . Para que cada uno de los términos en la ec.(1) tome la forma de la ec.(2), deben existir funciones correspondientes:

$$V^* [V(p)] = M, V(p) + B, \quad (3)$$

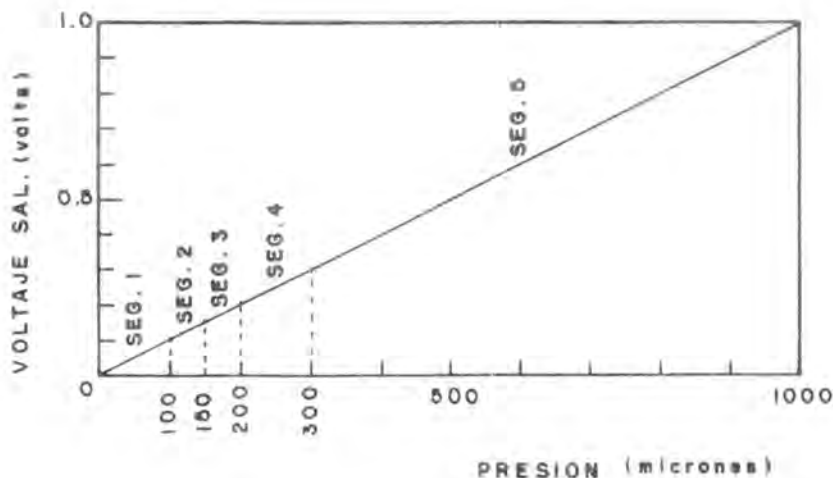


FIGURA 4

Señal a la salida del sistema para leer el vacío directamente en milivolts.

tales que:  $V^*[V(p)] = M_0 p + B_0$ , para cada  $\Delta p_i$ ; es decir,

$$M_i(m_i p + b_i) + B_i = M_0 p + B_0,$$

para toda  $p \in \Delta p_i$ . De donde:  $M_i = M_0/m_i = 10^{-3}/m_i$  y  $B_i = B_0 - (M_0 b_i)/m_i$ ; i.e.,  $B_i = -(b_i/m_i)10^{-3}$ , para cada  $\Delta p_i$ .

En la Tabla II se muestran los valores de  $M_i$  y  $B_i$  que resultan para cada segmento. Nótese que cada una de los términos en la ec.(3) implica multiplicar la respuesta del transductor por una constante  $M_i$  y sumarle otra de valor  $B_i$  en cada segmento. Ese tipo de operaciones son de implementación electrónica sencilla mediante amplificadores operacionales. En principio bastaría construir cinco operadores de ese tipo y aplicarles la señal proveniente del transductor; sin embargo, habría que vigilar la región de presión bajo proceso y seleccionar manualmente el operador adecuado al intervalo  $\Delta p_i$  de trabajo.

$i$	$M_i$	$B_i$
1	-0.050	0.257
2	-0.075	0.334
3	-0.154	0.532
4	-0.336	0.922
5	-2.688	5.154

TABLA II.

Valores de  $M_i$  y  $B_i$  para transformar los segmentos de la gráfica de la Fig. 3.

Tal inconveniente fué superado, lograndose una conmutación automática, utilizando rectificadores de precisión como detectores de nivel de voltaje (puntos donde cambia la pendiente de cada segmento), los cuales además superponen progresivamente términos a un operador base para modificar la pendiente de su respuesta, después de cada punto de cambio, a fin de ir generando cada uno de los segmentos correspondientes al intervalo de presión bajo proceso.

Lo anterior se traduce analíticamente, a que cada uno de los términos en la ec.(3) puede ser obtenido a partir del inmediato anterior (o posterior), tomando el primero (o el último) de ellos como segmento base, es decir, si

$$V_1^* = M_1 V + B_1 \quad (4)$$

es tomado como segmento base, entonces,

$$V_2^* = M_2 V + B_2 = V_1^* + A_1 (V - C_1), \quad (5)$$

donde  $A_1$  corresponde a la cantidad de modificación de pendiente del segmento base para obtener la pendiente del segmento siguien-

te.  $C_1$  representa el nivel donde debe efectuarse el cambio. Así, de la igualdad anterior, se tiene,

$$M_2V + B_2 = M_1V + B_1 + A_1(V - C_1), \quad (6)$$

de donde:

$$A_1 = M_2 - M_1 \quad \text{y} \quad C_1 = \frac{B_1 - B_2}{M_2 - M_1}. \quad (7)$$

Análogamente a lo anterior, el tercer segmento se obtiene a partir del segundo, que a su vez es el base modificado; y así sucesivamente hasta lograr el último (quinto) en términos del primero y las modificaciones sucesivas impuestas. Tal proceso da lugar a la expresión siguiente,

$$V_i^* = M_1V + B_1 + \sum_{j=2}^{i \geq j} A_{j-1}(V - C_{j-1}), \quad (8)$$

con  $A_{j-1} = M_j - M_{j-1}$  y  $C_{j-1} = (B_{j-1} - B_j)/(M_j - M_{j-1})$ , siempre que  $2 \leq j \leq i$ .

En la Tabla III se muestran los valores obtenidos en este trabajo para  $M_1$ ,  $B_1$  y cada uno de los parámetros  $A_{j-1}$ ,  $C_{j-1}$ .

$M_1 = -0.050$	$B_1 = 0.257$
$A_1 = -0.025$	$C_1 = 3.054$
$A_2 = -0.079$	$C_2 = 2.488$
$A_3 = -0.182$	$C_3 = 2.148$
$A_4 = -2.352$	$C_4 = 1.800$

TABLA III.

*Parámetros de cambio para la conmutación automática de operadores electrónicos.*

### 3. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO.

El arreglo electrónico necesario para medidas de baja presión por el método de conductividad térmica con el medidor tipo Pirani, está formado por tres elementos (Fig. 5). A continuación se describe cada uno de ellos.

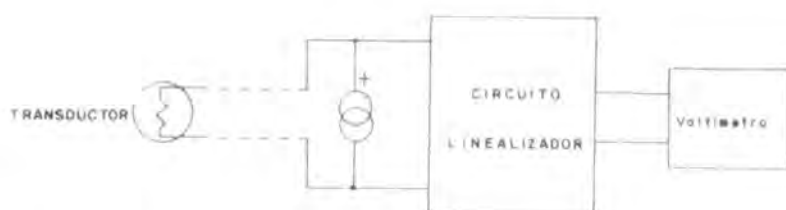


FIGURA 5

*Diagrama esquemático del sistema general de medición.*

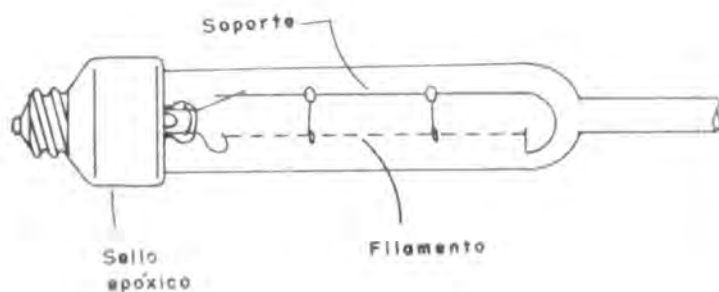


FIGURA 6

*Vista lateral del transductor.*



### i. Transductor.

El elemento sensible del transductor es un filamento de tungsteno montado sobre un soporte metálico encerrado en un tubo de vidrio con un extremo sellado con resina epóxica de baja presión de vapor y con dos terminales para su conexión, mientras que, el extremo opuesto está abierto para poder unirse a un sistema de vacío (Fig. 6).

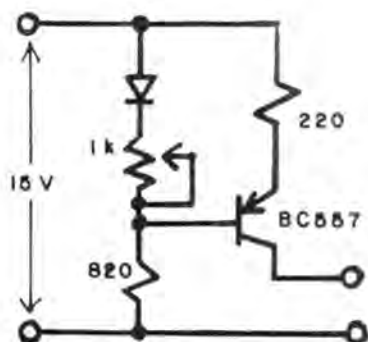


FIGURA 7

*Fuente de corriente.*

### ii. Fuente de Corriente Constante.

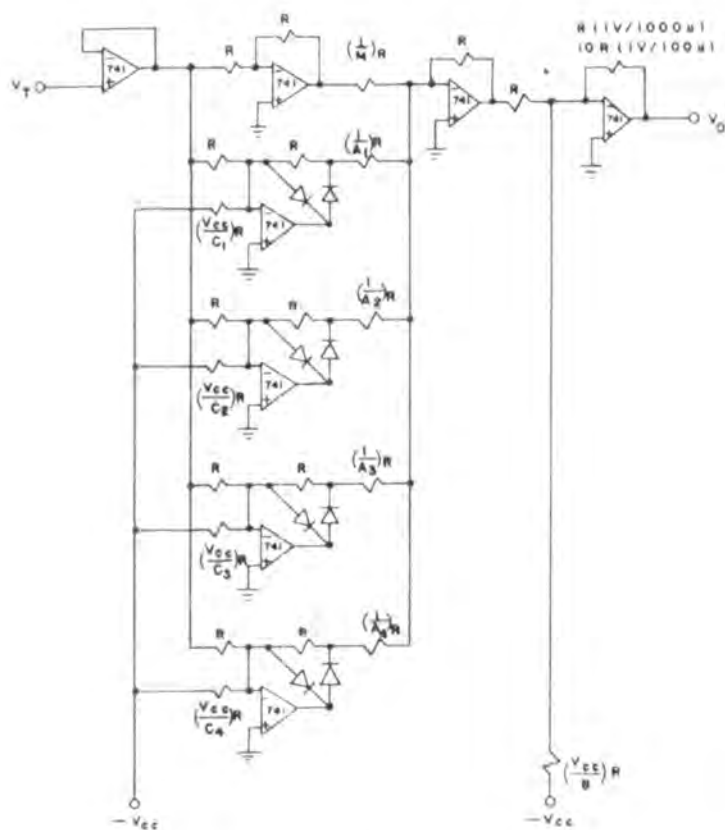
La fuente necesaria para calentar al transductor está construida básicamente a partir de una fuente de corriente constante típica, a transistor bipolar, estabilizada en temperatura y con control de ajuste fino de 0 a 33 mA (Fig. 7). Se fijó en 32 mA al escoger la curva de trabajo del transductor ya mencionada.

### iii. Circuito Linealizador.

En el diagrama de la Fig. 8 se presenta el circuito linealizador, la señal del transductor es aplicada inicialmente a un seguidor de voltaje, el cual es necesario para acoplar las impedancias entre el transductor y la fuente de corriente con las etapas de linealización.

El segmento base está implementado por un amplificador inversor de ganancia unitaria, cuya salida alimenta al operador semi-

final que está en configuración de sumador.



$$V_O = M V_T + B + A_1 (V_T - C_1) + A_2 (V_T - C_2) + A_3 (V_T - C_3) + A_4 (V_T - C_4)$$

FIGURA 8  
Circuito linealizador.

El cambio de pendiente en los segmentos posteriores y su ubicación en el rango de presión correspondiente, se logran mediante el paralelo de cuatro amplificadores operacionales configura-

dos como sumadores de  $V_T$  con una constante, además de fungir como rectificadores de precisión (detectores de nivel), los cuales se van habilitando conforme el valor de  $V_T$  cruza un nivel de cambio de pendiente; así, cada una de las salidas de éstos se van superponiendo a la del segmento base mediante el operador semifinal. El operacional final, también configurado como sumador, agrega a la respuesta anterior la constante que corresponde a la ordenada al origen del segmento base, teniendo además la posibilidad de modificar el escalamiento establecido, de acuerdo al valor de su resistencia de retroalimentación:  $R$  para  $1 \text{ mV}/\mu$  ó  $10 R$  para  $10 \text{ mV}/\mu$ , según se muestra en la Fig. 8; o algún otro valor dependiendo de las necesidades.

#### 4. EVALUACIONES.

La caracterización de este circuito se realizó simulando al transductor mediante un helipot modificado para proporcionar el rango de valores de operación del Pirani, el cual fué sometido a la fuente de corriente descrita, verificando la reproducibilidad de la gráfica mostrada en la Fig. 2, con despliegues de lecturas de acuerdo a la Fig. 4, mediante un multímetro digital HP modelo 3465A de 4.5 dígitos [6]. De los datos obtenidos se determinó una precisión del 1 % en el intervalo de mayor interés (0 a  $100 \mu$ ), y del 4% en el intervalo restante. La estabilidad en el tiempo resultó tener cambios no mayores al 0.005%, mientras que la sensibilidad fue de 0.1 micrones.

Actualmente se está instalando el conjunto en la línea de vacío, para la cual fué diseñado, a fin de efectuar la evaluación final en comportamiento real y posibles calibraciones contra unidades patrón.

## 5. CONCLUSIONES.

La necesidad de lograr un instrumento de medida útil en bajas presiones, nos motivó para seleccionar de entre la amplia gama de medidores de presión, el de tipo Pirani, por tener la cualidad de poder ser construido con materiales disponibles en el mercado nacional. En sí el transductor utilizado se implementó a partir de un foco de 120 V.A.C., 25 watts [5], el cual asociado al sistema electrónico desarrollado permitió lograr los resultados que se reportan.

## REFERENCIAS.

- [1]. Dushman, Saul, *Scientific Foundations of Vacuum Technique*. John Wiley & Sons, Inc., (1949), p. 313.
- [2]. Pirani, Marcello Stefano Von, *Principles of Vacuum Engineering*. London, Chapman & Hall (1961).
- [3]. Sheingold, Daniel H. *Transducer Interfacing Handbook*. Analog Devices (1981), p. 105.
- [4]. Manual para Tubos de Vacío RCA.
- [5]. Yarwood, J., *High Vacuum Technique*. John Wiley & Sons, Inc., (1949), p. 40.
- [6]. *HP Operating and Service Manual (MODEL 3465A MULTIMETER)*, 1975.

Primera Escuela Mexicana de Instrumentación y Metrología.  
San Luis Potosí, SLP, México. Enero de 1991.

## SISTEMA DE CONTROL COMPUTARIZADO PARA UN TELESCOPIO.

L. Gutiérrez y A. Bernal.

Instituto de Astronomía, UNAM.  
México, D.F.

### RESUMEN.

*Se expone el diseño de hardware y software para el control computarizado de un telescopio. El sistema consiste de una microcomputadora PC AT-286 y una tarjeta controladora de motores de propósito general, para realizar las funciones necesarias de dirigir y controlar al telescopio, corrigiendo los errores en la posición del telescopio debidos a efectos astronómicos y mecánicos.*

### INTRODUCCION.

Aunque ya en 1981 se diseñó y se construyó una consola de control para el telescopio de 1 m de Tonantzintla, Puebla, basada en un microprocesador, la limitación en velocidad, capacidad de cálculo y manejo de periféricos del mismo, hacía ya necesario el diseño de un nuevo sistema que permitiera al telescopio funcionar más confiablemente y con más autonomía. Esto motivó el desarrollo del presente trabajo.

## DESCRIPCION DEL SISTEMA.

El propósito de un sistema de control de un telescopio es apuntar hacia un objeto estelar y seguirlo con una precisión que depende de los requerimientos de la observación. Esto se logra controlando el movimiento angular del telescopio sobre sus ejes. El sistema determina dónde está el telescopio y dónde debe de estar en un momento particular requerido por una observación, ejecuta cálculos y manda comandos que manejen los motores para llevar al telescopio a la posición deseada.

Para este sistema se decidió usar un control digital en lazo cerrado con motores de corriente directa, manejado por un microprocesador.

Las ventajas de un sistema en lazo cerrado con servomotores comparado con un sistema en lazo abierto con motores de pasos son, entre otras:

- mayores velocidades, torcas y aceleraciones;
- ausencia de resonancias inherentes;
- menos potencia disipada;
- mayor precisión.

Las de un control digital con microprocesador:

- casi no tiene deriva;
- fácil programación;
- costo reducido;
- es flexible y adaptable a diferentes sistemas.

El sistema cuenta con una microcomputadora PC AT-286 a 12 Mhz con coprocesador matemático y 2 Mb de RAM y con los siguientes medios de almacenamiento:

- disco duro con capacidad de 40 Mb;
- discos flexibles de 3 1/2 y 5 1/4 pulgadas con capacidades de 1.44 Mb y 1.2 Mb, respectivamente;
- disco virtual en RAM de 1 Mb de capacidad;
- disco en ROM donde está ubicado el programa principal.

Para el control de posición y velocidad se cuenta con una tarjeta controladora de motores de propósito general (DMC-630) [1] basada en un microprocesador 68000 e insertada en una ranura de expansión del ducto de la microcomputadora.

Este tipo de controlador permite:

- control en lazo cerrado;
- retroalimentación con codificadores incrementales;
- control de velocidad y posición;
- filtro digital (no tacómetro);
- amplio rango de velocidades ( $2 - 500000$  pulsos/s);
- protección contra errores;
- movimiento en 3 ejes;
- fácil de programar.

Como amplificadores se utilizan servoamplificadores PWM con transistores mosfet en la etapa de potencia. En los motores están instalados codificadores incrementales de 1440 pulsos/rev y se cuenta con una relación de engranes en el telescopio de 5400:1, por lo que un pulso equivale a 1/6 de segundo de arco.

El sistema cuenta con un receptor de radio que recibe y decodifica las estaciones WWV y WWVH ubicadas en Fort Collins, Colorado y Kauai, Hawaii, respectivamente, proporcionando el tiempo universal. Este reloj y la microcomputadora se comunican entre sí vía un puerto serie RS-232.

Como medio de despliegue se cuenta con 2 monitores del tipo VGA y MDA de los cuales se puede tener uno de manera remota.

#### PROPOSITO DE LOS PROGRAMAS.

Los programas de control se encargan del posicionamiento del telescopio así como del apunte y el seguimiento de objetos estelares. Para el apunte de objetos estelares se emplean algoritmos que calculan y corrigen el error en la posición de un objeto

debido a los fenómenos de precesión, nutación, aberración y refracción [2,5], así como por flexiones del telescopio [3,5]. Para el seguimiento de los mismos se emplean algoritmos para poder seguirlos en su movimiento sideral aparente, y para corregir por refracción diferencial (opcional), así como por flexiones en el telescopio.

La magnitud de las correcciones se da en la siguiente tabla:

Precesión	50" por año
Refracción	30'
Aberración anual	20"
Nutación	17"
Mecánicas	~1 grado

El programa principal, escrito en lenguaje C, se encarga de atender al usuario y de posicionar al telescopio, y es interrumpido a una frecuencia de aproximadamente 18.2 Hz por el reloj de la microcomputadora. La subrutina de interrupción se encarga de calcular el tiempo universal y el tiempo sideral [4], actualiza los despliegues de posición, corrige la posición del telescopio, realiza una revisión de los posibles errores generados y actualiza el reloj del sistema cuando es necesario.

#### ESPECIFICACIONES

Aunque el sistema aquí descrito se encuentra actualmente en su fase final de desarrollo, se espera que esté operando satisfactoriamente en el segundo semestre del presente año, cumpliendo con las siguientes especificaciones de laboratorio:

- Resolución electrónica: 0.33 segundos de arco;
- Velocidad máxima: 1.5 grados/segundo;



Aceleración máxima: 0.4 grados/segundo<sup>2</sup>;  
Precisión en el apunte: 2.5 segundos de arco;  
Precisión en el guiado:  
    0.33 segundos de arco en un minuto,  
    1 segundo de arco en media hora;  
Precisión de las correcciones astronómicas:  
    < 0.33 segundos de arco;  
Estabilidad del reloj base: 1/10000;  
Frecuencia de actualización del reloj: 1/600 Hz.

#### BIBLIOGRAFIA.

- [1]. *DMC-630 user manual*. Galil Motion Control, USA.
- [2]. Smart, W. M., *Text-book on Spherical Astronomy*, Cambridge University Press, Cambridge.
- [3]. Wallace, P., *Pointing and Tracking Algorithms for the Keck 10-meter Telescope*, Instrumentation for Ground Based Optical Astronomy. L. B. Robinson Editor. Springer-Verlag, USA.
- [4]. *Nautical Almanac Offices of the UK and USA*, Explanatory Supplement to the Astronomical Ephemeris and Nautical Almanac. Her Majesty's Stationary Office, London.
- [5]. Trueblood and Genet, *Microcomputer Control of Telescopes*. Willmann Bell, Inc. USA.

## CONTROL NUMERICO ADAPTABLE EN PROTOCOLO IEEE-488.

F. J. Pena B., F. Fernández E. y P. Morales P.

Instituto de Física, UNAM.  
México, D.F.

### RESUMEN.

*Se presenta la instrumentación que permite la captura de voltajes analógicos en una microcomputadora HP-86 en protocolo IEEE-488, el proceso numérico de los mismos y el retorno de señales analógicas en base a los resultados de dicho proceso.*

### 1. INTRODUCCION.

El desarrollo constante de la instrumentación en campos como la investigación científica y la industria ha llegado a un grado en el que es necesario armonizar un conjunto significativo de sistemas, ya sea para el análisis de información y/o toma de decisiones, que ahora se ha convertido en una tarea abrumante para el científico o técnico por la gran cantidad de datos a manejar.

Una de las soluciones que ha demostrado ser de gran utilidad para automatizar los procesos de adquisición y análisis de datos son los Controles Numéricos.

La configuración del Control que aquí se expone consta de convertidores A/D y D/A, un frecuencímetro, interfaces (entrada y salida) en protocolo IEEE-488 y una microcomputadora HP-86.

## 2. OBJETIVO.

El objetivo de este trabajo es el de mostrar cómo se puede implementar un sistema tal que, dadas una o más señales de entrada analógicas, éstas sean convertidas a tipo digital y alimentadas a un microsistema para su proceso numérico. Si el programa del mismo lo indica, se envían instrucciones con fines de control al "bus" de comunicación de la computadora, las cuales son reconvertidas a tipo analógico para su uso en instrumentos analógicos programables por señales continuas.

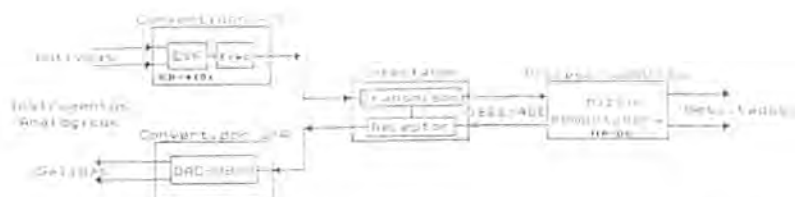


FIGURA 1

*Control numérico.*

## 3. DESARROLLO.

La Fig. 1 muestra los elementos que componen cada una de las etapas del Sistema que se presenta.

Las señales de entrada analógicas son alimentadas al conver-

tidor A/D, del tipo Voltaje a Frecuencia, que traduce una señal de tipo analógica a otra cuya frecuencia es directamente proporcional a su magnitud. Un frecuencímetro se encarga de contar los pulsos en unidades de tiempo constantes, llamados tiempos de muestreo.

Una interfaz de entrada para el frecuencímetro direccionada como emisor ("talker"), tiene la función de transferir la lectura de conteo a una microcomputadora HP-86 a través del "bus" IEEE-488.

La microcomputadora se encarga del proceso numérico de la información capturada y en base a la programación establecida, se decide el regreso de señales digitales a través de una interfaz de salida, para el convertidor D/A, direccionada como receptor ("listener"). El convertidor D/A, que recibe dichas señales, las convierte a tipo analógico para su uso con fines de control.

A continuación se describe la implementación de cada una de estas etapas.

### *Convertidor A/D.*

El Convertidor A/D se compone de dos elementos principales:

- i) Convertidor Voltaje a Frecuencia (CVF),
- ii) Frecuencímetro-Contador.

El convertidor Voltaje a Frecuencia, mostrado en la Fig. 2, posee las características siguientes:

1. Resolución: 1 mv en 1 v.
2. Linealidad: Menor del 0.1 % .
3. Impedancia de Entrada:  $\approx 20 \text{ M}\Omega$ .
4. Voltaje de Entrada: 0 a 1 Vcd.
5. Señal de salida: 0 a 100 KHz (TTL).

Para conseguir las características antes citadas, se utilizó en el diseño el circuito integrado (CI) comercial XR-4151 [1] como CVF en el modo de precisión sugerido por el fabricante; a éste lo

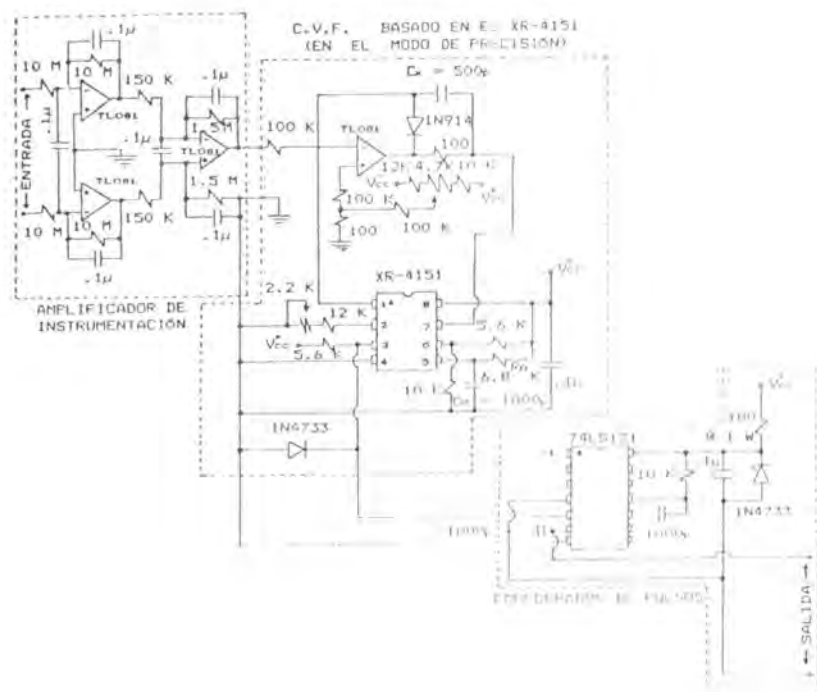
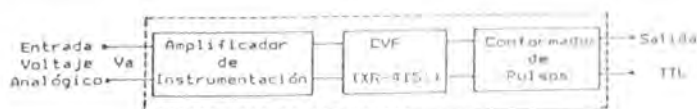


FIGURA 2

*Circuito convertidor voltaje a frecuencia.*

acompañan dos módulos adicionales, un amplificador tipo instrumentación [2] y un conformador de pulsos.

Como se aprecia en la Fig. 2, el amplificador está compuesto por tres operacionales TL081, donde los dos primeros se

disponen a entrada tipo diferencial, proporcionando además una impedancia de  $\approx 20 \text{ M}\Omega$ ; el tercer amplificador tiene una ganancia de  $A_v = -10$  y con él se referencia la señal a tierra.

El conformador de pulsos se construyó con un multivibrador monoestable 74LS121 y se configuró de manera tal que la señal de salida presentara un ciclo de trabajo de proporción constante en todo el rango de frecuencias (la duración del pulso es aproximadamente el 70% del ciclo completo).

El frecuencímetro, (Fig. 3), complementa al convertidor A/D y sus principales características son:

1. Base de tiempo: 60 hz.
2. Tiempos de muestreo: 0.1, 1 y 10 s.
3. Capacidad de medida: 1 Mhz (6 dígitos).
4. Salida BCD con despliegue a 7 segmentos.
5. Selector de opciones:

Conteo normal, manual e interfaz.

Como se puede apreciar en la Fig. 3, se utilizó el CI MM5369 [3] como base de tiempo, usando la configuración que el fabricante sugiere para obtener una señal de 60 hz con un error no mayor a 2 ppm.

A partir de la señal de 60 hz, se hacen divisiones sucesivas mediante contadores de décadas MC14518B [4] para obtener tiempos de muestreo de 0.1, 1 y 10 segundos. Un selector de 4 posiciones permite escoger cualquiera de estos tiempos o bien un estado de alta impedancia para efectos de conteo libre.

El selector de opciones lo forman un SCR (C-203), una compuerta AND y una NOR; las posibles formas de operación para conteo son las siguientes:

- 1) *Normal*: En ésta se tiene al frecuencímetro como contador en cualquiera de los tiempos de muestreo mencionados (0.1, 1 y 10 s).
- 2) *Manual*: Mientras se mantenga esta posición el contador retiene la última lectura. Esta opción es útil cuando se utiliza

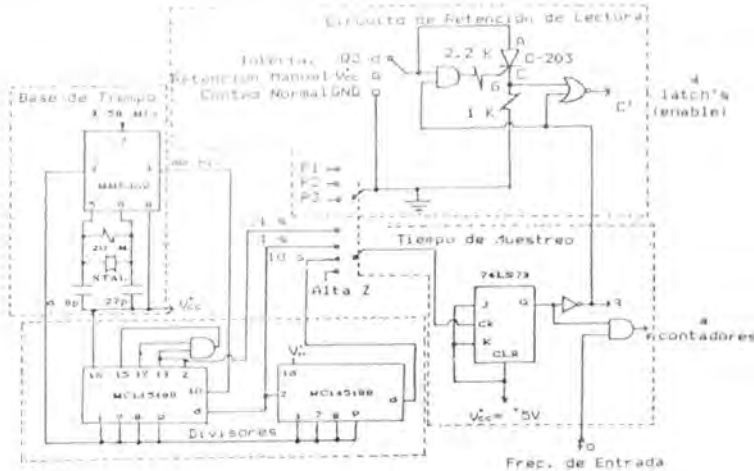
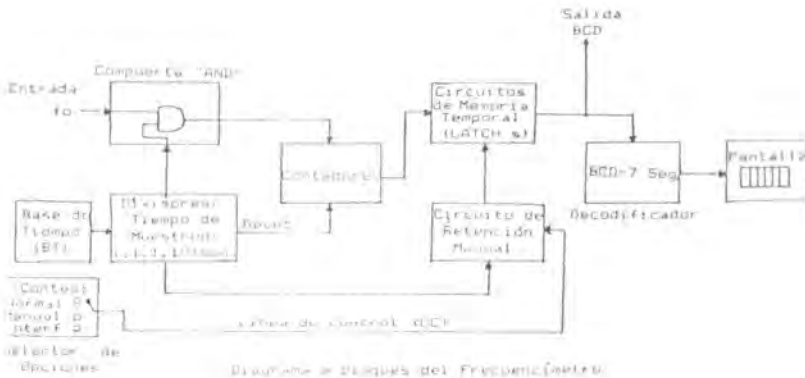


FIGURA 3

**Frecuencímetro.**

el tiempo de muestreo más corto (0.1 s) y se desea confirmación visual de la lectura.

- 3) **Interfaz:** Opera de manera que retiene la última lectura, según las necesidades de transferencia de información con la

microcomputadora.

Finalmente, una etapa de contadores (MC14518B) en cascada hacen el conteo de los pulsos que llegan a la línea  $f_0$ ; otra etapa análoga de latch's 74LS75, retiene la información de la lectura y con decodificadores BCD a 7 Segmentos se transfiere dicha información a las pantallas.

Cabe mencionar que la lectura (6 dígitos y un punto decimal), está contenida en 4 bytes, los cuales se transmiten en serie a la microcomputadora, i.e., 4 envíos de 8 bits en paralelo.

#### *Interfaces en protocolo IEEE-488 [5].*

En esta aplicación particular se utiliza una computadora personal Hewlett-Packard modelo 86, que maneja el protocolo de comunicación IEEE-488, el cual por su transferencia de información en paralelo permite el intercambio de datos a razón de 25 Kbytes/s además, por su estructura, la microcomputadora puede comunicarse hasta con 15 dispositivos periféricos, tanto para procesos de adquisición de datos como de control de instrumentos programables.

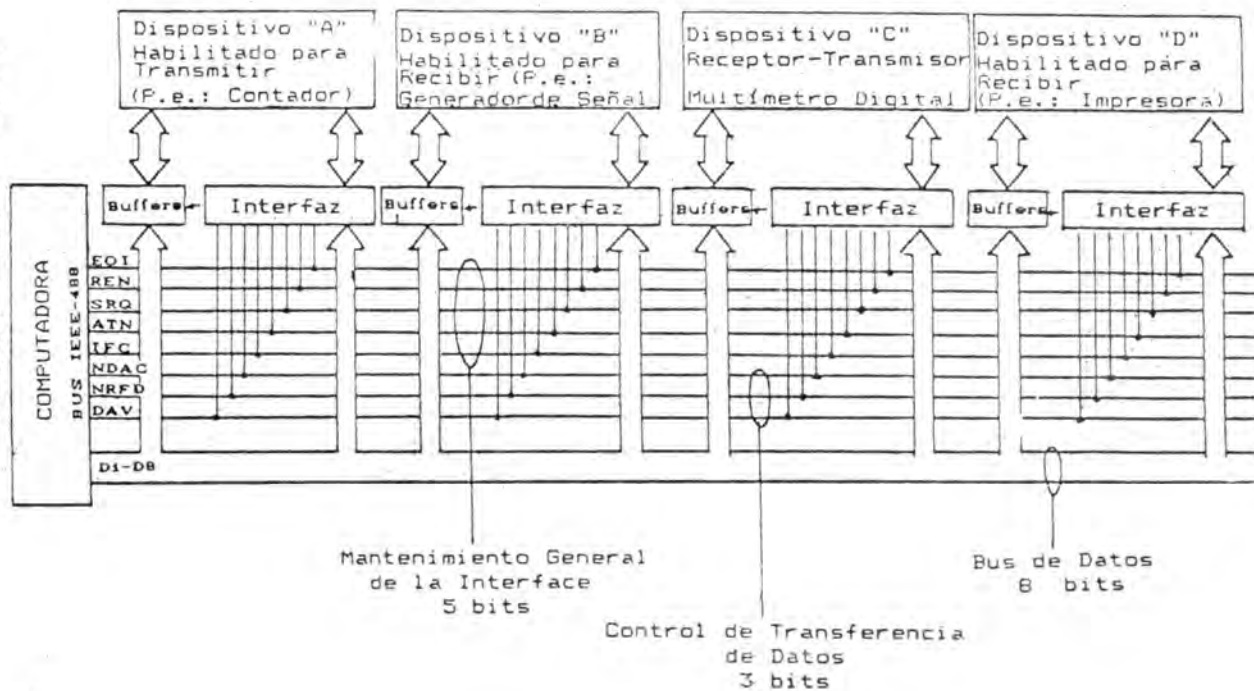
Los dispositivos que utilizan esta interfaz pueden operar en uno de tres modos (Fig. 4), a saber:

1. *Transmisor*: Aquellos que envían datos ("Talker").
2. *Receptor*: Aquellos que reciben datos ("Listener").
3. *Transmisor-Receptor*: Aquellos dotados con ambas cualidades ("Talker-Listener").

El canal de comunicaciones lo componen 24 líneas, de las cuales 8 son tierras y las 16 restantes están divididas en 3 grupos:

- 1) 8 son para datos, comandos o direcciones,
- 2) 3 son para el control de la transferencia ("Handshake") y
- 3) 5 son de mantenimiento general de la interfaz.





Arquitectura del bus IEEE-488.

FIGURA 4

El diseño de las interfaces aquí mostradas son de implementación sencilla, ya que cumplen únicamente con las funciones mínimas indispensables para la transferencia de información; por tal motivo se utilizan sólo las líneas necesarias para tal propósito.

i) *Interfaz de entrada.*

Esta se diseñó para operar con el frecuencímetro y se encarga de transferir la lectura a la computadora. En la interfaz se implementaron las funciones siguientes (Fig. 5-a):

1. Direccionado como transmisor,
2. "Handshake",
3. Discriminador de byte a transmitir.

Para las primeras dos funciones se utilizaron: un "DIP switch" para configurar la dirección física del dispositivo, un comparador 74LS85, compuertas lógicas: AND y NOT y un flip-flop JK para indicar que la interfaz ha sido direccionada como tal. El discriminador de byte a transmitir se implementó con un contador MC14518B con el que se activa una de las 4 líneas (A, B, C o D) para determinar cual de los 4 bytes se transmitirá.

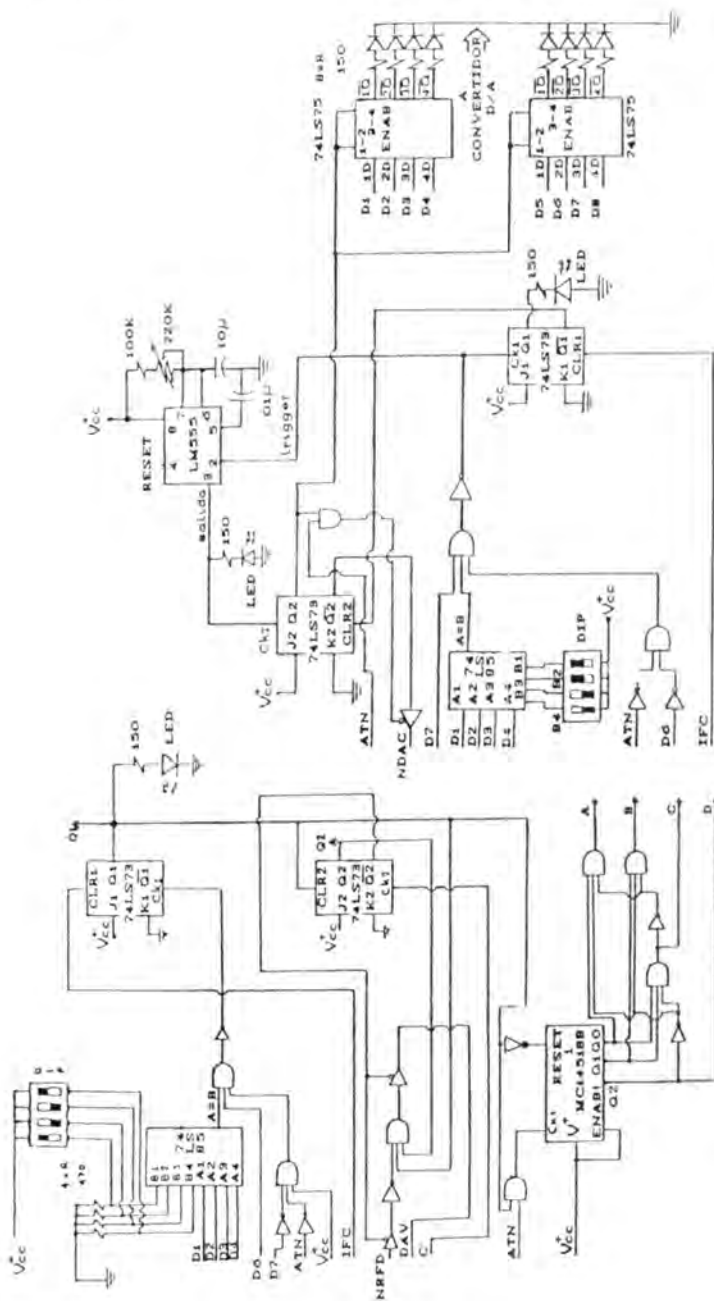
ii) *Interfaz de Salida.*

Una vez que la información ha sido capturada, se analiza numéricamente en la computadora. De ser necesario, esta última envía señales digitales con fines de control, vía una interfaz de salida que es análoga a la que se utiliza para comunicarse con el convertidor A/D; sólo hay que tomar en cuenta las diferencias siguientes:

1. El instrumento analógico ahora recibirá información, lo que implica que la interfaz deberá direccionarse como receptor.

---

FIGURA 5 [en la página de enfrente]  
*Interfaces de entrada y salida.*



a) Interfaz de Entrada

b) Interfaz de Salida

2. En este caso particular, es suficiente con que la información que la computadora envíe, esté contenida en un solo byte.

De acuerdo a la Fig. 5-b, la interfaz utiliza un comparador 74LS85 para distinguir entre la dirección colocada en el "DIP switch" y la enviada por el controlador. De coincidir ambas, se habilita la misma con el flip-flop JK y se manda el dato a los latches 74LS75. Estos eventos los sincroniza una base de tiempo variable de 1 a 2.2 s, gobernada por un monoestable LM555. Así dicho, el dato permanece en estos circuitos de memoria hasta que la microcomputadora determine modificarlo.

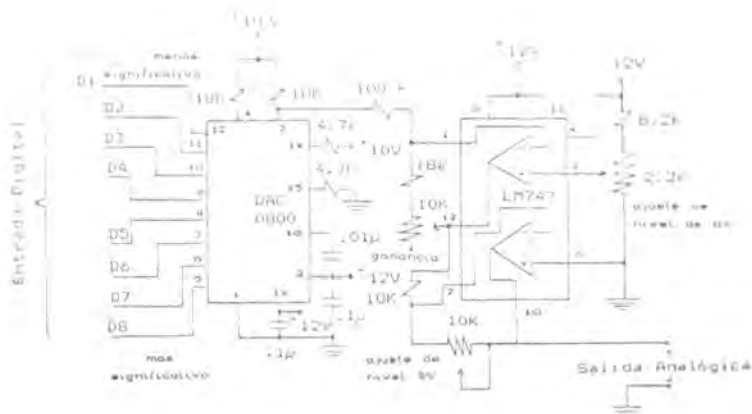


FIGURA 6

*Circuito convertidor D/A.*

### *Convertidor D/A.*

Después que la computadora envía señales digitales a través de la interfaz, existe la necesidad de reconvertirlas a tipo analógico con fines de controlar otros instrumentos; para esta etapa se utilizó

el CI DAC 0800 [6] (Fig. 6), en la configuración que el fabricante sugiere, con las características siguientes:

1. Capacidad: 8 bits.
2. Tiempo de conversión:  $\approx 100$  ns.
3. Error para escala total:  $\pm 1$  bit menos significativo.
4. Compatible con circuitos TTL.

A esta configuración se le agregaron además etapas de ajustes de ganancia y niveles de voltaje de DC, mediante amplificadores operacionales LM747, con lo que se pueden obtener salidas desde 0 hasta 5 V para escala completa.

El dato de corrección que la computadora envía al convertidor debe permanecer constante hasta que la misma determine modificarlo. Para ello se utilizaron latch's 74LS75 a la salida de la interfaz anterior.

#### 4. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.

La instrumentación descrita, permite el manejo de sistemas por control numérico, mediante la adquisición y retorno de datos en una microcomputadora que utiliza el protocolo de comunicación IEEE-488. Cabe mencionar que todas las componentes son accesibles en el mercado nacional.

El control desarrollado, se aplica particularmente en algunos instrumentos que forman parte de un espectrómetro de masas. Sin embargo, el método que se expone permite su uso en campos distintos a la espectrometría, donde se requiera de adquisición, procesos y envío de datos de instrumentos analógicos.

Actualmente, con los nuevos microprocesadores: 286, 386 y 486; el protocolo IEEE-488 ha evolucionado de manera sorprendente. Aún cuando en esencia las bases son las mismas, los cambios en cuanto a velocidad de transferencia de datos (más de 1 Mbyte/s), de capacidad de interacción con dispositivos periféricos

(hasta 31) y mayor distancia entre equipos a comunicar (hasta 50 m); hacen aún más poderoso y versátil este estándar que mantiene su preferencia para procesos de adquisición y control de datos en el campo de la instrumentación.

## 5. REFERENCIAS.

- [1]. *Ezar, XR Databook*. (2a. imp. 1985.) pp. 1-406.
- [2]. E. Cabrera, R. Espejel y R. Toca. *Sistema controlador de temperatura*. *Rev. Mex. Fís.* **26** (1980) 413.
- [3]. National Semiconductor, *MOS/LSI Databook* (1977). p. 277
- [4]. Motorola Semiconductor Products *Semiconductor Data Library CMOS* Vol. 5-B, (2a. imp. 1976). pp. 5-296.
- [5]. IEEE-488 Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation. (I.E.E.E. 1978).
- [6]. National Semiconductor Corp., *Linear Databook* (1988). pp. 4-6.

## SISTEMA TRANSDUCTOR DE DESPLAZAMIENTOS ESCALADO POR COMPUTADORA.

*L.M. Contreras Ch, F. Fernández E y P. Morales P*

*Instituto de Física, UNAM  
México, D.F.*

### RESUMEN.

*La transducción de desplazamientos se efectúa mediante un condensador variable formado por dos cilindros coaxiales. Un cambio de capacidad modifica la frecuencia de un circuito oscilador, la cual es medida por un contador digital, de tal manera que la lectura de éste es directamente proporcional al desplazamiento efectuado. Una interfaz tipo serie, diseñada para el contador, permite capturar lecturas en una computadora personal IBM o compatible; donde por medio de programación se obtiene la lectura del desplazamiento en cualquier sistema de unidades.*

### 1. INTRODUCCION.

En el área de instrumentación, la medición de distancia es una parte esencial, por lo que el diseñar instrumentos de medida

con las características de precisión y funcionalidad requeridos es un reto importante.

El sistema desarrollado en el presente trabajo, es un transductor de desplazamientos longitudinales y tiene como objetivo lograr medir distancias entre 0 y 20 cm con un error máximo de decenas de micras; es decir, lograr una resolución de aproximadamente 0.01 %.

El sistema convierte fuerza en desplazamiento, el cual a su vez, es transformado en algún parámetro eléctrico. Los métodos eléctricos más comúnmente usados para medir distancias por desplazamiento son [1]:

- Capacitivos
- Resistivos
- Piezoeléctrico
- Oscilaciones.
- Inductivos
- Ionización
- Fotoeléctrico

En particular los transductores de desplazamiento capacitivos han sido utilizados con éxito para medir presión, espesores, aceleración, etc. [2].

## 2. DESARROLLO

Para el diseño del aparato se realizaron evaluaciones de repetibilidad de lecturas a dos tipos de transductores eléctricos: resistivos y capacitivos; los cuales se eligieron por ser dispositivos sencillos y que no requieren de alta tecnología para ser implementados.

Los transductores resistivos que se evaluaron fueron:

- Un potenciómetro de desplazamiento rectilíneo, cuya distancia total de desplazamiento de cursor es 10 cm, con un cambio de resistencia de 0 a 100 k $\Omega$ .
- Un potenciómetro helicoidal de 10 vueltas, con un rango de variación de 0 a 50 k $\Omega$ .



Como transductor capacitivo se evaluó un condensador de placas paralelas de desplazamiento angular. El rango de variación de capacidad es de 60 a 115 pf en un desplazamiento de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ .

Los resultados obtenidos mostraron que el condensador ofrece una repetibilidad de 0.01 %; mientras que el potenciómetro de desplazamiento rectilíneo proporciona una repetibilidad del 1 % y el potenciómetro helicoidal no llega al 0.05 %. Lo anterior, y el hecho de que los potenciómetros proporcionan un valor de resistencia con alta dependencia mecánica, factor que a largo plazo deteriora la precisión, fueron motivos suficientes para elegir un condensador como medio de transducción.

En base al tipo de transductor seleccionado se diseñaron las etapas posteriores del sistema. En la Fig. 1 se muestra un diagrama a bloques del sistema completo y las etapas que lo forman.



FIGURA 1

*Diagrama a bloques del transductor de desplazamientos.*

La variación en la capacidad propiciada por movimiento mecánico es utilizada para cambiar, a su vez, la frecuencia de la señal que entrega un oscilador. Esta señal sirve como entrada a un contador digital que se encarga de medir su frecuencia. Posteriormente, se introduce la información a una computadora de tipo personal, mediante una interfaz a través del puerto serie, para darle a la lectura de desplazamiento, el escalamiento adecuado en algún tipo de unidades de longitud que se puede seleccionar por programación.

A continuación se detalla cada una de las etapas que forman al sistema.

a). *Condensador.*

El condensador utilizado se diseñó buscando un dispositivo sencillo de fabricar, cuya forma fuera tal, que disminuyera efectos no deseables, tales como: efectos de borde, dilatación térmica, desgaste por rozamiento, etc. Igualmente se buscó que la variación en la capacidad cumpliera con una relación lineal respecto al desplazamiento que se realizara. Sobre estas bases, se seleccionó un par de cilindros de cobre, rectos, coaxiales, de radios distintos y misma longitud. Se usó como dieléctrico de separación al aire (Fig. 2). Uno de los cilindros es fijo y el otro móvil, de tal manera que un desplazamiento de éste último proporciona un cambio de capacidad en el arreglo. El conjunto está colocado dentro de una caja metálica, a la cual se encuentra sujeto el cilindro de radio menor por uno de sus extremos, bajo aislamiento eléctrico. En el extremo opuesto del mismo, se colocó un soporte circular de teflón, cuyo radio es 2 mm mayor que el del cilindro. Sobre este soporte descansa un extremo del cilindro exterior, que es el móvil. La distancia de separación intercilíndrica se conserva constante gracias a un soporte de forma toroidal, fabricado de teflón y que está sujeto al otro extremo del cilindro externo.



20 cm

FIGURA 2

*Condensador cilíndrico variable. Radio cilindro mayor = 3.50 cm. Radio cilindro menor = 3.30 cm.*

Se sabe que [3], manteniendo constantes las dimensiones radiales de los cilindros y el material dieléctrico utilizado, un condensador de este tipo presenta una capacidad  $C_v$ , proporcional a la longitud de traslape  $\ell$ , descrita por:

$$C_v(\ell) = \frac{2\pi\epsilon_0\ell}{\ln(R/r)}. \quad (1)$$

En donde  $R$  y  $r$  son los radios de los cilindros, externo e interno respectivamente. La permitividad del dieléctrico es  $\epsilon_0$ .

La ec.(1) asegura la linealidad entre el cambio de la capacidad y la distancia. No obstante, se evaluó esta propiedad para el dispositivo construido, obteniéndose el resultado muestrado en la Fig. 3. Ahí se observa la dependencia lineal que presenta la capacidad (en pF) con respecto a la longitud de traslape entre cilindros (en cm). Además se muestra la ecuación obtenida por regresión lineal y el coeficiente de correlación correspondiente.

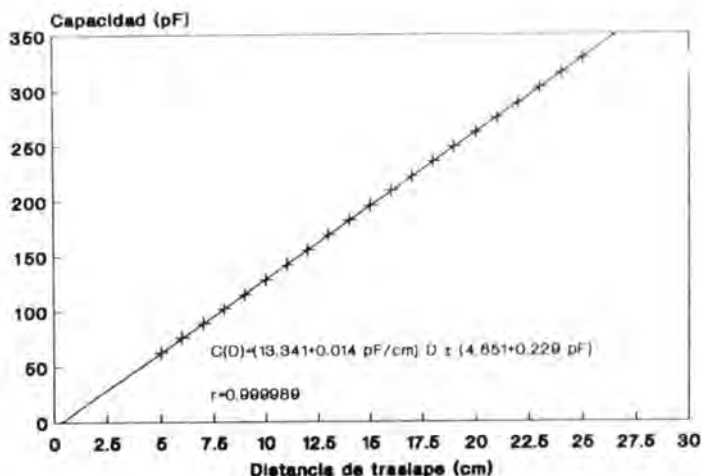


FIGURA 3

Gráfica de capacidad contra desplazamiento para el condensador cilíndrico variable.

b) *Oscilador.*

El circuito del oscilador que se utilizó para el sistema es tipo Armstrong [4] y su diagrama se muestra en la Fig. 4.

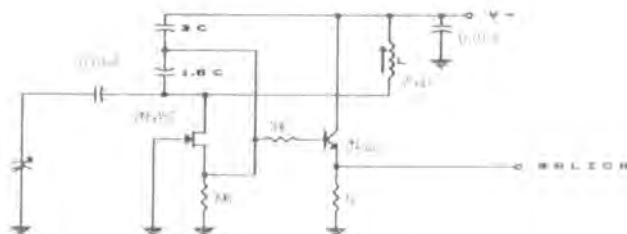


FIGURA 4

*Circuito oscilador Armstrong para un transductor capacitivo.*

La frecuencia de oscilación  $f$  está dada por

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC_t} \quad (2)$$

El valor de la capacidad total  $C_t$  es la suma de la capacidad variable  $C_v$  del transductor y un valor  $C_k$ , prácticamente constante, dado por  $C_k = C + C_p$ ; donde  $C$  es la capacidad involucrada en la malla resonante  $LC$  (ver la Fig. 4) y  $C_p$  es la capacidad parásita drenaje-compuerta del transistor de efecto de campo empleado. Con base en lo anterior, existe una frecuencia máxima de oscilación  $f_0$ , para el valor mínimo del condensador variable  $C_{v0}$ , dada por:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC_0} \quad (3)$$

con  $C_0 = C_k + C_{v0}$ . Así, un incremento de capacidad  $\Delta C_v$  en el transductor, da lugar a una frecuencia de oscilación dada por:

$$f = (1/2\pi)L^{-1/2}(C_0 + \Delta C_v)^{-1/2} \quad (4)$$

Si el cambio  $\Delta C_v$  es pequeño comparado con  $C_0$ , puede hacerse una expansión de la ec.(4), despreciando términos  $O^2(\Delta C_v)$ , lo

cual conduce a

$$f = -\frac{f_0}{2C_0} \Delta C_v + f_0. \quad (5)$$

Esta ecuación, dentro de su rango de validez ( $\Delta C_v/C_0 \ll 1$ ), garantiza que los cambios en frecuencia son directamente proporcionales a las variaciones de capacidad del transductor.

#### c) Contador.

La etapa que sigue al oscilador, es un contador digital que opera en código BCD de cinco dígitos decimales. Se pretende que los dos dígitos más significativos reflejen la distancia medida en cm; y los tres dígitos restantes sean milésimas de centímetro. El circuito integrado utilizado para el contador es el MC14518, del tipo CMOS, lo cual lo hace de consumo de potencia bajo, y de alto rechazo al ruido, en comparación con la familia TTL. Una vez que se ha medido la frecuencia de oscilación de la señal entregada por el circuito anterior, se introduce ésta información en una computadora personal compatible, para que la máquina transforme las unidades de frecuencia medida a unidades de longitud y realice el escalamiento adecuado. Para introducir la información a la computadora se requiere de una interfaz, que es la etapa siguiente en el sistema (ver la Fig. 1).

#### d) Interfaz.

Cada lectura de frecuencia, formada por 5 dígitos decimales de 4 bits cada uno, es capturada por la máquina, dígito por dígito, en paquetes de cinco bits, a través del puerto serial RS-232C, a una razón de 1200 bits/seg. En la Fig. 5 se muestra la interfaz utilizada para éste propósito.

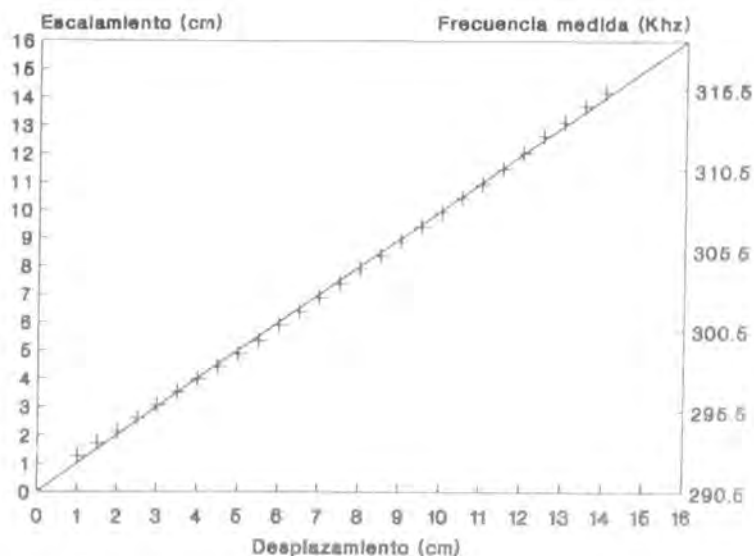


FIGURA 5

*Interfaz para introducir la lectura de frecuencia a la computadora.*

Se utilizaron circuitos de almacenamiento temporal 74LS373, necesarios para retener la lectura de la frecuencia el tiempo suficiente para que todos los bits que forman a los cinco dígitos fueran introducidos al microsistema de cómputo. Posteriormente se tiene un arreglo de multiplexores, 74LS151, cuya función es seleccionar, a un tiempo, los cuatro bits que forman un dígito de la lectura. Estos bits son cargados posteriormente a un convertidor de paralelo a serie, al cuál se añaden los bits de control (inicio y término) para dar el formato necesario a la palabra de información que se envía a la computadora. Finalmente cada paquete de bits pasa por un convertidor de nivel MC1488, que se encarga de ajustar los niveles de voltaje que puede recibir la máquina por el puerto serie.

Para llevar a cabo la sincronización de la interfaz, está la

etapa de control de sincronía, basada en el temporizador XR2240. El programa de acceso a la computadora fué escrito en Pascal, en su modalidad de Turbo Pascal versión 5.5, que es lo suficientemente rápido para los requerimientos que el sistema exige.

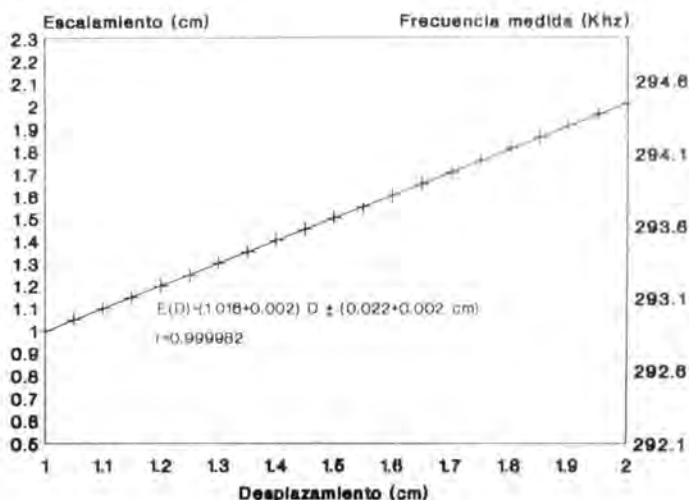


FIGURA 6

*Gráfica de frecuencia contra distancia para un rango de 0 hasta 14 centímetros.*

### 3. EVALUACION Y RESULTADOS.

A continuación se presenta la evaluación de frecuencia contra distancia de traslape entre cilindros. En cada una de las gráficas se muestra también el escalamiento de la lectura en centímetros. En la Fig. 6 se muestra la gráfica correspondiente a un rango de desplazamiento desde 0 cm hasta 14 cm. En este caso la evaluación se realizó contra un vernier de carátula, cuya precisión es de

0.05 mm. En la Fig. 7 se muestra la evaluación en el rango de desplazamiento de 1 hasta 2 cm. Esta evaluación se realizó contra un tornillo micrométrico de 0.01 mm de precisión.

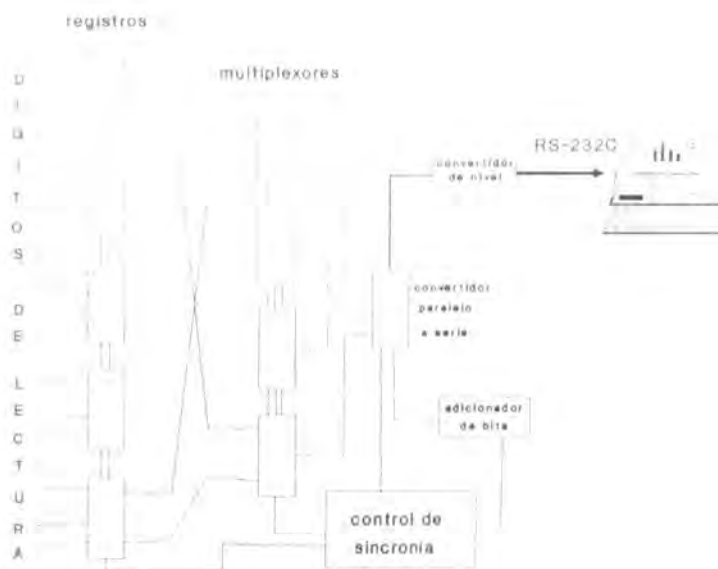


FIGURA 7

*Gráfica de frecuencia contra distancia para un rango de 1 hasta 2 centímetros.*

El escalamiento se realizó aplicando la relación lineal representada en las gráficas anteriores, por medio de programación, una vez que la información de frecuencia se encuentra dentro de la computadora.



#### 4. CONCLUSIONES.

El sistema transductor de desplazamientos ha funcionado satisfactoriamente en rangos pequeños de desplazamiento, tal como se observa en la Fig. 7, en los cuales se alcanzó el objetivo propuesto, que es proporcionar una lectura de posición con un error de 10 micras, valor comparable con la dilatación térmica lineal del transductor ( $\cong 3.4 \mu\text{m}/^\circ\text{C}$ , para 20 cm de cobre) [5]. Para desplazamientos de decenas de centímetros existe el problema de la pérdida de linealidad entre el desplazamiento realizado y la frecuencia del oscilador, lo cual se observa en la Fig. 6. Tal efecto puede atribuirse al oscilador mismo, o bien a problemas mecánicos relacionados con la fabricación del condensador. Actualmente se está trabajando en ambos, con el fin de mejorar la linealidad de la relación para todo el rango de desplazamiento del sistema, que es de 0 a 20 cm.

#### 5. REFERENCIAS.

- [1]. W. D. Cooper, A. D. Helfrick; *Electronic Instrumentation and measurement techniques*. Ed. Prentice Hall; New Jersey, U.S.A., (1985).
- [2]. Hermann K. P. Nuebert: *Instrument Transducers*, Ed. Clarendon Press; Oxford England, 2nd ed. (1975).
- [3]. John R. Reitz, Frederick J. Milford; *Foundations of Electromagnetic Theory*; Ed. Addison Wesley, c.(1960).
- [4]. James G. Brazee; *Semiconductor and tube electronics, an introduction*, Ed. Holt Rinehart and Winston, Inc. New York, U.S.A. (1968).
- [5]. R. Resnick, D. Halliday. *Physics, Part 1*. Ed. John Wiley & Sons, Inc. (1966)

- [6]. Darold Wobschall; *Circuit design for electronic Instrumentation*; Ed. McGraw Hill; New York, U.S.A., (1979).

## INSTRUMENTACION ASOCIADA A UNA BALANZA TERMOMAGNETICA.

M. Rivera H., F. Fernández E. y P. Morales P.

*Instituto de Física, UNAM.  
México, D.F.*

### RESUMEN.

Se presenta el diseño de: 1) Un horno de temperatura variable y controlada a lazo cerrado en el rango de ambiente a 800 °C; 2) Un generador programable de barrido, con períodos ajustables desde 0.01 ms hasta 10<sup>4</sup> s, ampliables a un mes. El acoplamiento de ambos sistemas permite el incremento o decremento paulatino de temperatura en una cavidad, en forma automática, hasta una temperatura de equilibrio prefijada y en un tiempo predeterminado. La versatilidad del generador de barrido, permite su uso en otros sistemas donde se requiera una variación lenta y lineal de voltaje con el tiempo.

### INTRODUCCION.

En el geomagnetismo, existen parámetros que caracterizan la composición y estado físico de diferentes materiales, éstos permiten evaluar variaciones del campo geomagnético y desarrollar modelos tectónicos, entre otros [1]. Dos de los parámetros impor-

tantes para el estudio del magnetismo en rocas, son la magnetización de saturación y su variación con la temperatura (que define la temperatura Curie) [2]. El método comunmente utilizado para conocer acerca de estas dos propiedades es la desmagnetización térmica, que se realiza mediante una balanza termomagnética.

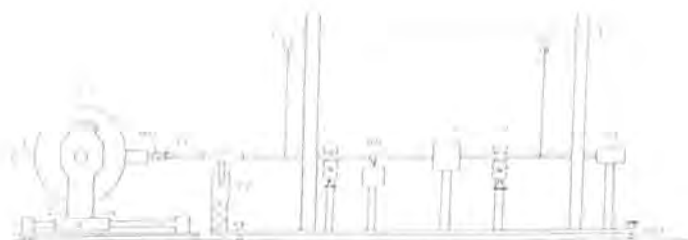


FIG. 1. DISEÑO DE UNA TERMOBALANZA.

E1. ELECTROIMAN	T1. THERMISTOR
H1. HORNO ELECTRICO	M1. MUESTRA
M1. MUESTRA	A1. AMORTIGUADOR
TF. TERMOPAR	C1. COMPENSACION
	T1. TRANSDUCTOR

FIGURA 1

*Balanza termomagnética.*

El principio de la balanza termomagnética, es medir la fuerza traslacional experimentada por un cuerpo magnetizado en presencia de un campo magnético constante, no homogéneo, frente a cambios controlados de temperatura [3]. Una balanza termomagnética (ver la Fig. 1), consta de las siguientes partes:

- i). Un sistema mecánico, que corresponde a las partes de soporte y suspensión de la muestra.
- ii). Un horno.
- iii). Un electroimán.
- iv). Sistemas electrónicos.

Su funcionamiento se resume como sigue. El brazo se coloca, a manera de péndulo, suspendido por medio de alambres muy finos, de tal manera que solo se pueda desplazar en la dirección a lo largo de su eje. La suma de fuerzas que actúan sobre el brazo con una muestra magnética en su punta son: la fuerza magnética y la gravitacional. Puesto que se pretende que el brazo solo tenga movimiento a lo largo de su eje, el potencial gravitacional se considera constante y la única variación será la producida por la fuerza magnética. Un transductor mide el desplazamiento horizontal del brazo y un sistema electromecánico compensa este desplazamiento. La fuerza de compensación resultante es del orden de la magnetización de saturación de la muestra.



FIGURA 2

*Diagrama a bloques del sistema de temperatura controlada.*

#### INSTRUMENTACION ASOCIADA.

En este trabajo se presentan el diseño del horno y los sistemas electrónicos asociados (un generador de barrido y un controlador de temperatura). El funcionamiento de esta parte, vista como conjunto (Fig. 2), es el siguiente. La temperatura del horno se transduce por medio de un termopar en un voltaje diferencial que se lleva al controlador de temperatura, el cual compara la señal

con una de referencia (voltaje constante o generador de barrido) para que, mediante una etapa de potencia, se limite la energía suministrada al horno, de acuerdo a la señal del termopar.

A continuación se describen cada una de las etapas anteriores.

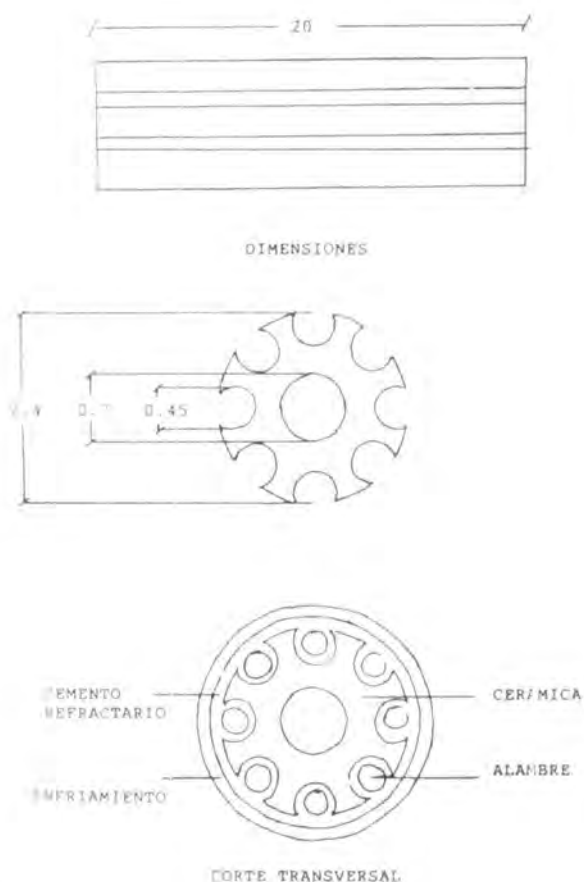


FIGURA 3

AC TACIONES EN CM.

### 1. Horno.

El horno (Fig. 3) consta de un cuerpo cerámico de forma cilíndrica, en el cual se distribuyeron 7 m de alambre de nychromel (AWG 20) para generar 1000 W de potencia. Dicho alambre, se tuvo que enrollar inicialmente en forma de resorte con diámetro menor a 4.5 mm para reducir su longitud efectiva. Su colocación en el horno, fué dentro de los 8 canales del cuerpo cerámico de tal forma que cada segmento de resorte por canal, fuera paralelo a los contiguos pero de sentido opuesto, a fin de cancelar la generación de campos magnéticos indeseables durante la calefacción. Hecho lo anterior, se cubrió con cemento refractario a fin de lograr un sellado rígido.

Se contempla implementar una etapa de enfriamiento, para controlar el descenso de temperatura, colocando al horno en contacto térmico con una superficie de refrigeración variable, i.e., dentro de una cavidad cilíndrica por cuyas superficies se pueda hacer circular gas o líquido de refrigeración.

### 2.- Controlador de temperatura.

El controlador de temperatura [4] consiste de dos amplificadores operacionales como frente de entrada en configuración diferencial (tipo instrumentación) para dar mayor estabilidad térmica a las componentes, lograr alta impedancia de entrada y proporcionar la ganancia necesaria a la señal proveniente del termopar. La salida diferencial de ambos, es referida a tierra con un tercer operacional cuyo voltaje de salida se lleva a una última etapa configurada como comparador contra un voltaje de referencia que puede ser una constante preajustable, o bien, provenir del generador de barrido. Finalmente, la salida controla, mediante un acoplamiento led-fotorresistencia, el suministro de energía al horno, utilizando un limitador de potencia por recorte de fase (Fig. 4).

Para el escalamiento de temperatura, existente en el horno en unidades convencionales, es necesario adecuar la señal proveniente del termopar, lo cual consiste en tomar los datos de su respuesta

contra temperatura y calcular los factores de procesamiento para lograr voltajes de salida análogos a la temperatura presente.

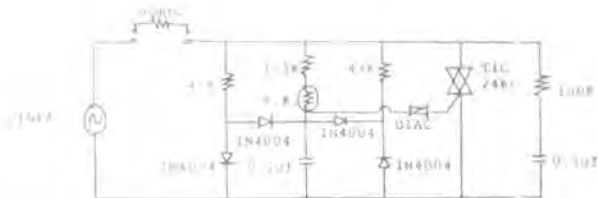
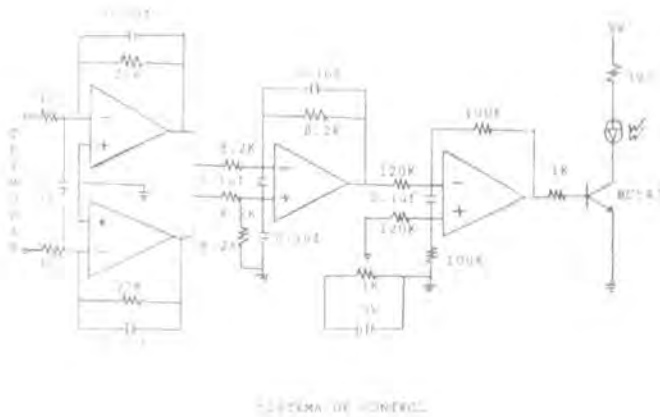


FIGURA 4  
ETAPA DE POTENCIA  
*Controlador de temperatura.*

Los termopares, normalmente presentan como respuesta en rangos amplios de temperatura, una expresión de la forma,  $V_T(T) = mT + b$ . Para obtener como salida escalada, un voltaje correspondiente a  $V_0 = KT$ , con  $K$  la constante de escalamiento; es necesaria una ecuación de transformación:

$$V_0(V_T) = MV_T + B \quad (1)$$

tal que  $V_0(V_T) = KT$ , de donde se obtienen los factores de procesamiento  $M = K/m$  y  $B = -(K/m)b$  los cuales a través de la



ec.(1) pueden ser implementados electrónicamente mediante operadores analógicos con amplificadores operacionales.



FIGURA 5

*Diagrama a bloques del generador de barrido.*

### 3. GENERADOR DE BARRIDO.

Tiene por finalidad establecer un voltaje linealmente variable en el tiempo, tal que cambios en éste se traduzcan en variaciones graduales de temperatura con valores repetibles. El diseño de este generador consta de 3 etapas fundamentales (ver la Fig. 5) que son:

- a) Base de tiempo híbrida.
- b) Convertidor digital/analógico.
- c) Amplificador-Acoplador de impedancias.

El funcionamiento de cada una de ellas se describe a continuación.

#### a) Base de tiempo híbrida.

Tiene como elemento principal el circuito integrado XR-2240, que es un temporizador/contador programable [5] y está constituido por:

- i) Una base de tiempo analógica programable mediante la constante de tiempo  $T = RC$ , con valores seleccionables desde  $T_{min} = 0.01$  ms hasta  $T_{max} = 10,000$  s.
- ii) Un contador binario de 8 bits que permite un conteo máximo de 255 pulsos.
- iii) Una etapa de control mediante "flip/flop" para efectos de disparo y reinicio.

Durante el proceso de conteo, puede establecerse un estado de pausa abriendo el interruptor colocado en serie con la resistencia de tiempo. Para confirmar el buen funcionamiento de la base de tiempo, fué necesario un despliegue visual, en binario, mediante diodos emisores de luz. Dada la impedancia de salida y las corrientes bajas que maneja el microcircuito (3 mA), se tuvieron que agregar amplificadores de corriente como etapa intermedia. El diagrama completo de la base de tiempo se muestra en la Fig. 6.

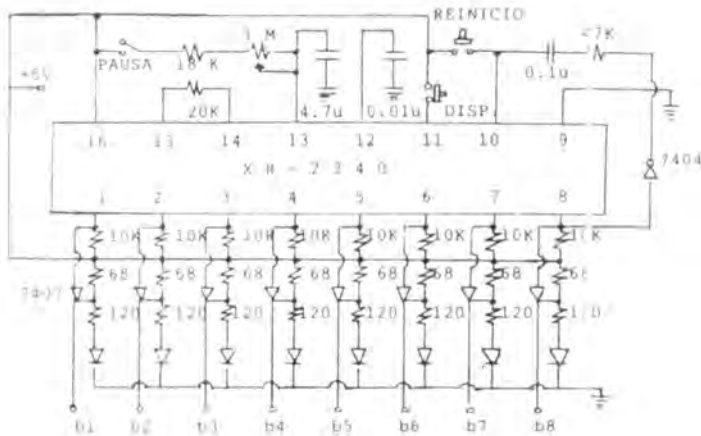


FIGURA 6

Diagrama de la base de tiempo híbrida con despliegue visual en binario.

### b) Convertidor digital/analógico.

Esta etapa traduce la cantidad en binario que proporciona la etapa anterior, en un voltaje analógico. Se tiene como elemento principal el circuito integrado DAC0800, que es un convertidor digital/analógico de 8 bits [6]. Una de sus características importantes es la doble opción de salida que presenta, ya que esto permite seleccionar barridos en forma ascendente o descendente. El circuito se muestra en la Fig. 7.

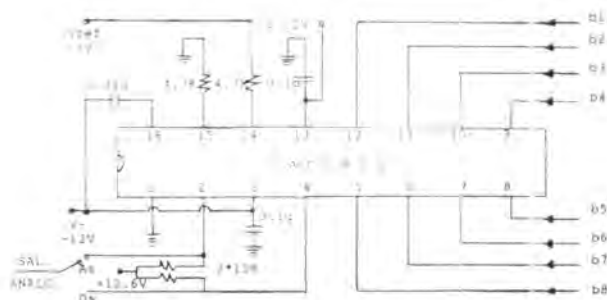


FIGURA 7

### Convertidor Digital-Analógico.

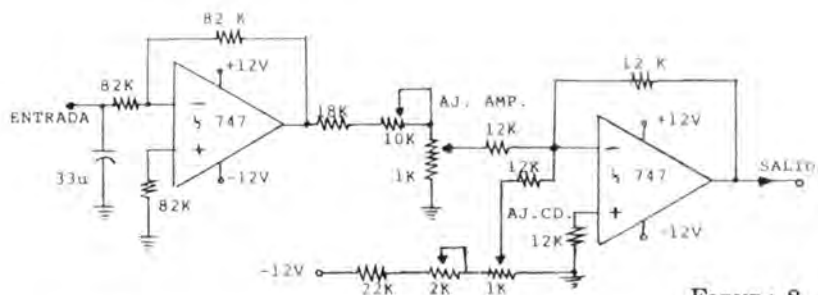


FIGURA 8

### Amplificador-Acoplador de impedancias.

*c) Amplificador-Acoplador de impedancias.*

El Amplificador-Acoplador de impedancias (Fig. 8) consta de un par de amplificadores operacionales. En el primero se refiere a tierra la señal proveniente del convertidor digital/analógico y se realiza el ajuste de ganancia. El amplificador operacional siguiente, permite establecer un nivel de voltaje de CD, ajustable desde 0 hasta un valor máximo, el cual junto con el control de ganancia de la etapa anterior, permite establecer ventanas de barrido de ubicación y amplitud seleccionables dentro del intervalo mencionado.

Las fuentes de alimentación de las etapas anteriores son de voltaje regulado, mediante configuraciones típicas con elementos de la familia 78XX.

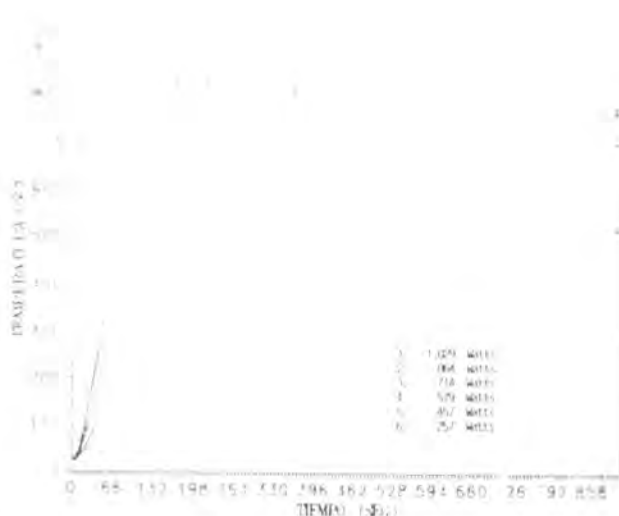


FIGURA 9

## EVALUACIONES Y RESULTADOS.

A la fecha se han realizado las evaluaciones de las etapas siguientes:

*Horno.*

Se obtuvieron gráficas de temperatura contra tiempo para varias potencias de alimentación eléctrica (Fig. 9), a fin de medir la velocidad de calentamiento contra potencia suministrada. Las temperaturas graficadas fueron tomadas con un termómetro digital Cole-Parmer mod. 8528-60 con resolución de 0.1 °C.

Simultáneamente, se evaluó un termopar tipo J (hierro-constantan), para confirmar su respuesta Voltaje vs. Temperatura para efectos de escalamiento. Los valores obtenidos, se encuentran en la Fig. 10.

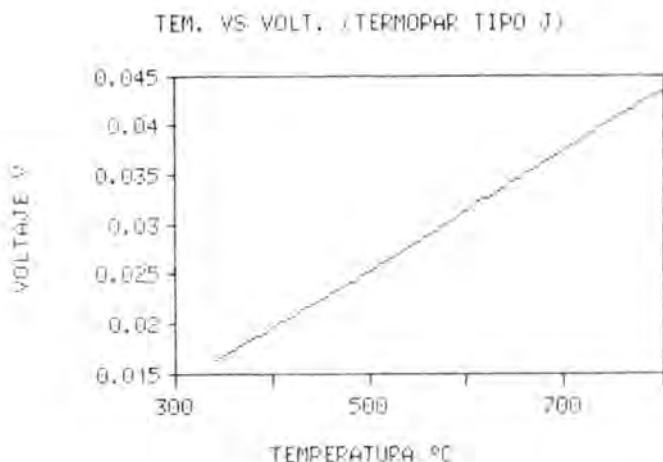


FIGURA 10

La evaluación del termopar dió como resultado la ecuación siguiente, ajustada por regresión lineal, con un coeficiente de co-

rrelación de 0.99958.

$$V(T) = 0.059T - 4.3, \quad (2)$$

con  $V(T)$  en mV. A partir de la ec.(2), para un escalamiento de  $1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ , se obtienen factores de procesamiento de  $M = 16.9$  y  $B = -72.7$ .



FIGURA 11

#### *Controlador de temperatura.*

Este circuito ya ha sido evaluado con anterioridad por sus autores [4], quienes reportan una inestabilidad menor a  $0.1^{\circ}\text{C}$ . Por tal razón, y hasta no tener el sistema completo, no se han repetido evaluaciones al respecto.

### Generador de barrido.

En las gráficas siguientes, Fig. 11, logradas mediante una graficadora  $y-t$  Hewlett-Packard Mod. 7101BM [7], se muestran las evaluaciones de voltaje de salida para diferentes tiempos, tanto en forma ascendente como descendente [rectas a) y b) en la Fig. 11].

En la Fig. 12 se aprecia la "discretización" del voltaje de salida, que garantiza la linealidad promedio de la respuesta.

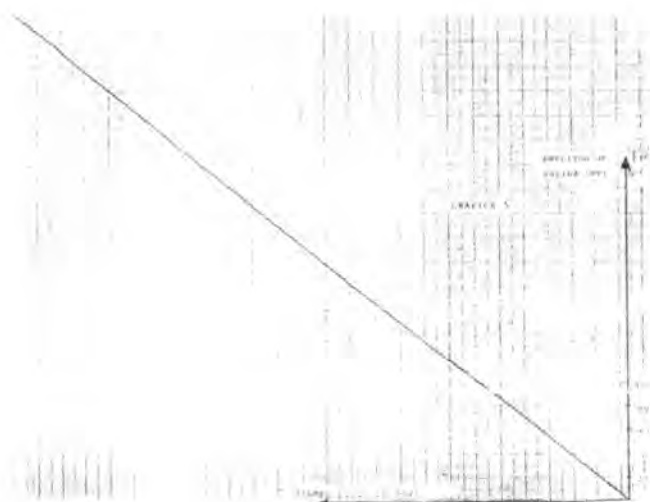


FIGURA 12

### CONCLUSIONES

Hasta la fecha, los desarrollos y evaluaciones efectuados a cada una de las etapas descritas, han cubierto las necesidades de instrumentación que requiere una balanza termomagnética. Se

contempla una evaluación final del conjunto una vez terminada dicha balanza.

Dado el criterio de versatilidad con que se han diseñado los instrumentos presentados, ha sido posible aplicarlos a otros campos distintos de la termometría. En particular, el generador de barrido actualmente controla en forma lineal el campo magnético de un electroimán, parte de un espectrómetro de masas, en nuestra institución.

#### REFERENCIAS.

- [1]. O'Reilly, W. *Rock and mineral magnetism*. Blackie, Glasgow, (1984).
- [2]. Collinson, D.W. *Methods in rock magnetism and paleomagnetism. Techniques and instrumentation*. Chapman and Hall, London-New York (1982).
- [3]. J. Housden, A. de Sa, and W. O'Reilly. *The magnetic balance and its application to studying the magnetic mineralogy of igneous rocks*. J. Geomag. Geoelectr., **40**, (1988), 63.
- [4]. E. Cabrera, R. Espejel y R. Toca. *Sistema controlador de temperatura*. Rev. Mex. de Fís. **26** no.3 (1980) 413.
- [5]. Exar integrated circuits handbook.
- [6]. National semiconductor handbook. A/D, D/A converters.
- [7]. Operating and Service manual for *y-t* recorder Hewlett-Packard Mod. 7101BM.



*Primera Escuela Mexicana de Instrumentación y Metrología.*  
San Luis Potosí, SLP, México. Enero de 1991.

## PROCESOS MAGNETICOS EN METROLOGIA E INSTRUMENTACION.

*Rodolfo Peon Aguirre.*

*Centro de Investigacion en Física*  
*Universidad de Sonora.*  
*Hermosillo, Sonora.*

### INTRODUCCION.

El presente trabajo describe las actividades del grupo de instrumentación electrónica del Centro de Investigación en Física de la Universidad de Sonora, en relación con la explotación del efecto Hall y el efecto de resonancia magnética nuclear en la creación e innovación de instrumentos de medición electrónicos.

### APLICACIONES DEL EFECTO HALL.

El efecto Hall es una herramienta indispensable en el estudio de la física de la materia condensada, particularmente en metales, semiconductores, sólidos magnéticos y en el desarrollo de la tecnología de semiconductores. Se han desarrollado una enorme cantidad de elementos que hacen uso de este fenómeno, como tecleras para computadoras o máquinas de escribir, sistemas de encen-

dido automotriz, gausímetros, amperímetros y muchos otros. La primera aplicación del efecto Hall, fué en la medición y determinación del tipo de portadores en los materiales. La aplicación más directa y más utilizada es en la medición de campos magnéticos.

#### *Medición de campos magnéticos.*

El efecto Hall permite realizar mediciones tanto de campos alternos como continuos de manera directa y sencilla. En la literatura se han reportado trabajos que cubren intervalos entre  $10^{-3}$  y 3 T con precisiones de hasta 0.5 %. La medición de campos magnéticos con este principio se realiza haciendo constante el flujo de la corriente de control ( $I_c$ ) y determinando el valor de  $K$  (mediante técnicas de RMN); el valor de  $V_H$  es proporcional a la intensidad del campo. En el CIFUS se diseñó un instrumento para medir campos magnéticos basados en este principio, del cual se han construido tres prototipos en un proceso de desarrollo. Es un instrumento del tipo portátil y cubre un intervalo entre  $10^{-4}$  y 2 T, en dos escalas de campos continuos. Los tres prototipos han sido objeto de correcciones y mejoras, y se han utilizado regularmente en diferentes laboratorios. El último modelo de esta serie, consideramos que ya reúne características y experiencia para producirlo y explotarlo comercialmente.

#### *Medición de corriente eléctrica.*

Otra aplicación muy común y ventajosa es en la medición de corriente continua. Aquí, se detecta la inducción magnética creada en las cercanías del conductor, de manera directa o a través de un circuito magnético, cuando la corriente de control (corriente a través del dispositivo Hall) es constante. En nuestro laboratorio se diseñó y construyó un medidor de corriente que comprende un intervalo entre .1 y 200 amperios, al cuál se le confieren magníficas posibilidades de desarrollo industrial.

### Medición de potencia.

Un problema muy común en la industria es el de conocer de manera continua y sin entorpecer el proceso de producción la potencia de operación de los motores eléctricos. Los métodos existentes son costosos y sofisticados para la atención de los operadores. Una propiedad particular del efecto Hall es que el valor de  $V_H$  es el producto de dos variables, cualidad que permite realizar casi de manera directa la multiplicación del voltaje y la corriente que actúan en una carga dada (medición de potencia). La idea se ilustra con la ayuda de la Fig. 1.

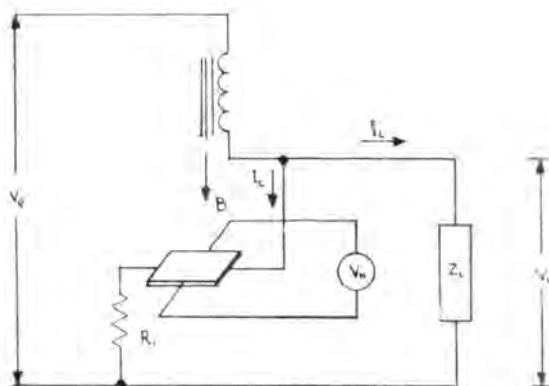


FIGURA 1

Aquí,  $I_c = V_L/R$ , siendo  $R$  es la suma de  $R_1$  y la resistencia de entrada del elemento Hall  $B = K_1 I_L$ . La constante de proporcionalidad  $K_1$  incluye las características del circuito magnético. De la ecuación característica Hall resulta que  $V_H = K_0 V_L I_L$  es proporcional a la potencia consumida en la carga  $Z_L$ . El voltaje y corriente en la carga es  $V_L = V_0 \sin \omega t$  e  $I_L = I_0 \sin(\omega t + \phi)$ , donde  $\phi$  es el ángulo de defasamiento entre  $I_0$  y  $V_0$  producido por las componentes reactivas de la carga. Cuando la carga es

puramente resistiva,  $\phi = 0$ . El voltaje de Hall  $V_H$  es ahora

$$V_H = 1/2K_0 V_0 I_0 [\cos \phi - \cos(2\omega t + \phi)].$$

El primer término de esta ecuación representa una señal de corriente directa y es proporcional a la potencia activa, mientras que el segundo término es una componente alterna con el doble de la frecuencia original y representa la potencia reactiva. El término  $\cos \phi$  es el factor de potencia y en cargas resistivas es igual a la unidad.

#### *Otros Instrumentos.*

El ángulo Hall sugiere la aplicación para la medición de desplazamientos circulares. Mientras que la medición del campo que producen las corrientes superficiales de Eddy bien puede servir para detectar fracturas en metales.

#### EXPERIMENTO DE RMN [7].

La explicación del fenómeno es muy simple. Partiendo del hecho de que los núcleos atómicos poseen momento angular y magnético y que existe una relación entre estos, dada por el teorema de Larmor, y que además, ésta se puede observar mediante la interacción de un campo magnético externo conocida, midiendo la frecuencia de precesión de los patrones, como lo propone Rabi.

Al aplicar el campo magnético externo  $B$ , a un haz molecular o a una muestra, los bipolos magnéticos nucleares se orientan en la dirección del campo, con una frecuencia de precesión  $\omega_p$  (frecuencia de Larmor), que debe ser proporcional al campo magnético

$$\omega_p = \gamma B$$

A la constante de proporcionalidad  $\gamma$  se le conoce como la razón giromagnética, en este caso de los patrones, y es una constante

fundamental de valor bien conocido  $2.6751987 \times 10^8$  (S-1 T-1). Originalmente, este método, se usaba y se sigue usando para determinar esta constante, pero también se puede calcular mediante otras constantes fundamentales.

Para medir la frecuencia de precesión, una vez que el sistema ha alcanzado su estado de equilibrio, es necesario crear una perturbación con la ayuda de un segundo campo magnético de mucho menor intensidad y perpendicular al primero; como los protones se encuentran girando, la única forma de interaccionar con sus fuerzas de equilibrio, es usando un campo magnético rotacional (proposición hecha por Purcell y Bloch). Esto es equivalente a aplicar un campo magnético alterno  $B_1(\omega_1)$ . Cuando la frecuencia del campo rotacional es precisamente igual a la frecuencia de precesión se realiza la transferencia de energía de  $B_1$  al sistema nuclear y es lo que conocemos como efecto de RMN.

El experimento de RMN es costoso, sin embargo resulta más económico que otros métodos para determinar la constante fundamental  $\gamma$ , por ejemplo. La idea es la de detectar el instante que ocurre la resonancia, para ello, se han probado varias técnicas, la de Rabi usa un haz molecular y la de Purcell utiliza una guía de onda acoplada a una generador de radio frecuencia (rf) y un puente, midiendo la variación del  $Q$  de una bobina. Bloch utiliza una técnica similar. Robinson en 1959, introduce una innovación importante, al proponer un oscilador marginal, en el cuál la resonancia se detecta a través de un cambio en la susceptibilidad magnética  $\chi$  del núcleo (material muestra) de una bobina lo que se refleja en un cambio de impedancia del circuito RLC del oscilador; ésto a su vez, se manifiesta en una reducción de la amplitud del voltaje que genera el campo  $B_1$  (señal eléctrica). Para propósitos de experimentación, un sistema muy simple, consiste de las partes que se muestran en el esquema de bloques de la Fig 2. Este sistema, es el que actualmente estamos desarrollando.

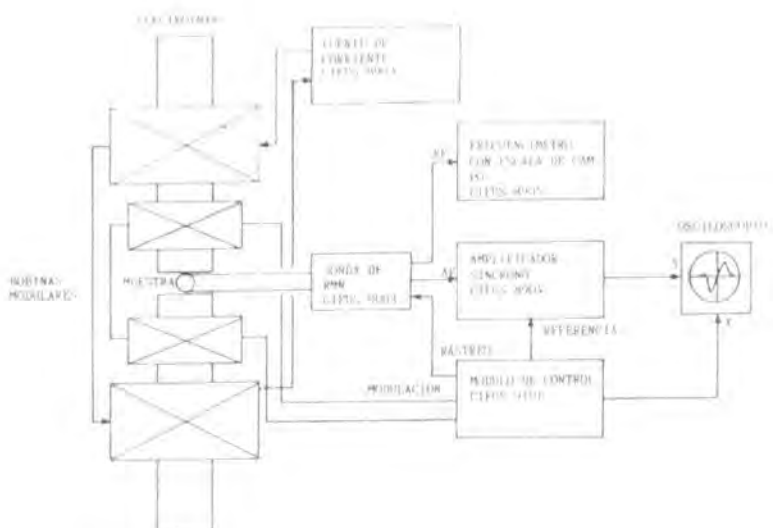


FIGURA 2

El sistema propuesto es para un intervalo entre .1 T y 2 T. El diseño está planeado para que su construcción sea de tipo modular, ésto con el propósito de contribuir al auto equipamiento de nuestro laboratorio y de otros que requieran este tipo de equipo para otras aplicaciones. Es decir, que las partes que forman el sistema, podrían usarse en otro tipo de experimentos u otras aplicaciones. Las características básicas de las partes que conforman el sistema son: (1) la fuente de corriente debe ser regulada y de alta estabilidad, para nuestro sistema, con capacidad para suministrar corriente entre cero y 40 A, voltaje de salida máximo de 50 V (1600 W), (2) un frecuencímetro preciso para medir frecuencias hasta de 100 MHz, (3) un amplificador síncrono para intervalos de frecuencia entre 10 Hz y 10 KHz, sensibilidad de  $10 \mu V$ , (4) una sonda de RMN para campos magnéticos entre 0.1T y 2T (4.25 MHz y 85 MHz) y (5) un electroimán pequeño tipo C (polos de 30

mm de diámetro y yugo de 250 mm), para propósitos didácticos.

#### RECONOCIMIENTOS.

Los trabajos sobre investigación aplicada al desarrollo de instrumentos de medición, basados en los fenómenos de RMN y efecto Hall, en el CIFUS han tenido un apoyo considerable por parte de la DGICSA-SEP y el CONACYT. Estas Instituciones han proporcionado los recursos necesarios para el equipamiento del Laboratorio de Instrumentación Electrónica del CIFUS.

También hago un extensivo agradecimiento al Ing. J.R.B. Noriega Luna, los estudiantes E. Gutiérrez García y J. A. Ochoa Valenzuela, por su entusiasmo en el desempeño de sus actividades y por sus aportaciones en los trabajos desarrollados en el grupo de instrumentación del CIFUS.

#### REFERENCIAS.

- [1]. P.H.Syderham, *Measuring Instruments: tools of knowledge and control*. Peter Peregrinus LTD.- SCIENCE MUSEUM, LONDON, (1979).
- [2]. Ricardo García Torres. Michel Faraday, Colección Metrología Técnica, Colección Los Científicos y el Sistema Internacional de Unidades, Conalep-Limusa. Noriega Editores, (1988).
- [3]. Arnold B.Arons. *Evolución de los conceptos de la Física*, Editorial Trillas, (1970).
- [4]. Macropedia Británica. Principles, Methods, and Instruments of Measurement and Observation.

- [5]. H.Weiss. *Structure and Application of Galvano magnetic Devices*. Pergamon Press LTD, (1969).
- [6]. C.L.Chien and C.R.Westgatew. *The Hall Effect and Its Application*. Plenum Press, (1980).
- [7]. H.Abrahan. *The Principles of Nuclear Magnetism*. Oxford University Press, (1961).
- [8]. Klaus Von Klitzing. *El Efecto Hall Cuántico*. Revista, Investigación y Ciencia, No.116, Mayo, 1986, p.p.82.
- [9]. Bertrand I.Halperin, Aplicaciones del efecto Hall Cuántico. Scientific American, (?).
- [10]. I.I.Rabi. Space Quantization in a Gyrrating Magnetic Field, Physical Review, **51**, (1937) 652-54.
- [11]. I.I.Rabi, J.R.Zacharias, S.Millman and P.Kusch, A new method of Measuring Nuclear Moment. Phys. Rev., **53**, (1938). 318.
- [12]. I.I.Rabi, S.Millman, P.Kusch and J.R.Zacharias.Phys. Rev. **55**, (1939), 526-535.
- [13]. E.M.Purcell, H.C.Torrey and R.V.Pound. Resonance Absortion by Nuclear Magnetic Moments in a Solid. Phys. Rev. **69**, (1946), 37-38.
- [14]. F.Bloch. Nuclear Induction. Phys. Rev. **70**, (1946), 460-474.
- [15]. F.Bloch, W.W.Hansen and M.Packard. The Nuclear Induction Experiment.
- [16]. F.N.H.Robinson. Nuclear resonance absortion circuit, J.Sci. Instrum. **36**, (1959), 481-84.
- [17]. E.A.Faolkner and A.Holman. An improved circuit for nuclear magnetic resonance detection. J. Sci. Instrum., **44**, 391-2.



- [18]. F.N.H.Robinson. *Noise and fluctuations in electronics devices and circuits*. Chap.18 p.p.171, Claridon Press, Oxford, (1974).
- [19]. F.N.H.Robinson. A high field nuclear magnetic resonance probe using transistors. *J. Sci. Instrum.*, **42**, (1965) 653.
- [20]. Blankenburg, R.R.Knispel, and V.H.Schmidt. Sensitive low level Transistorized NMR Spectrometer Employing Frequency Modulation. *Rev. Sci. Instrum.* **37.**, No.8, (1966). 1020.
- [21]. P.Jung and J.F.Oth. An automatic self-locking NMR Gaussmeter. *J. Sci. Instrum.* **4**, (1971). 127.
- [22]. F.N.H.Robinson. A convenient nuclear resonance magnetometer. *J. Sci. Instrum.*, **20**, (1987) 502.
- [23]. K.J.Wilson and C.P.G.Vallabham. An improved MOSFET-based Robinson oscillator for NMR detection. *Meas. Sci. Technol.*,**1**, (1990). 458.

## LAS PERSPECTIVAS DE LAS REDES,ACADEMICAS EN MEXICO.

*Arturo Serrano S.*

*Praxis Telecom*

*Ensenada, Baja California.*

### INTRODUCCION

Los requerimientos actuales de las instituciones educativas mexicanas para participar en el proceso de modernización en el que se encuentra el país, representan un reto importante. En él, los sistemas de proceso y transporte de información juegan un papel fundamental.

Por un lado se desea mejorar la eficiencia y productividad de las universidades y centros de investigación en aspectos operativos y administrativos. Por otro lado se desea llegar a un nivel de excelencia académica que permita generar recursos humanos acordes con las necesidades actuales y futuras del país. Bajo estas condiciones, los organismos rectores de la educación e investigación, así como las mismas universidades, han coincidido en considerar los medios informáticos y de comunicaciones como elementos prioritarios de desarrollo, estableciendo políticas y programas que incorporan la computación y las telecomunicaciones dentro de sus

planes de estudio e infraestructura física.

El movimiento hacia una mayor competitividad, ha permitido a las instituciones académicas públicas y privadas concentrar recursos propios y externos hacia la constitución de redes de información y sistemas de comunicaciones a nivel local, metropolitano, regional, nacional e internacional. Por supuesto, no todas las universidades tienen el mismo grado de desarrollo en esta área. Sin embargo, la tendencia manifiesta es una participación general hacia este escenario.

#### REDES ACADEMICAS EN MEXICO.

El primer paso que algunas universidades están dando hacia el establecimiento de sus redes de información es la constitución a nivel local de redes de voz y datos que agilicen la comunicación interna y que permitan compartir los recursos informáticos académicos y administrativos existentes. El siguiente paso es lograr un enlace externo de carácter regional (hacia algún otro campus de la misma universidad), nacional e internacional.

Dicho en otras palabras, se observa una tendencia hacia la implementación e interconexión de redes locales de datos y voz para constituir redes de cobertura amplia dentro del país con enlaces hacia un punto o nodo internacional que permita el acceso a recursos informáticos no existentes dentro de las instalaciones universitarias para compartir e intercambiar información de interés mutuo.

Las condiciones de la infraestructura de comunicaciones, a nivel nacional y regional, ha obligado a sectores académicos, financieros e industriales del país a utilizar ampliamente los sistemas de comunicaciones vía satélite para resolver la interconexión de sus diferentes instalaciones para sus servicios de intercambio de voz y datos. En algunos casos, la solución satelital no ha sido la más efectiva en costo ni en tecnología. Sin embargo, ha sido la

única disponible. Esta situación está en proceso de cambiar de acuerdo a los planes de expansión de TELMEX para aumentar el acceso y eficiencia de sus sistemas digitales.



FIGURA 1

*Red de comunicaciones del Instituto Tecnológico de Monterrey (ITESM), con enlace a Boulder, Colorado, NSF.*

Las necesidades de comunicación digital de voz y datos de las instituciones académicas, financieras e industriales llevaron al sistema de satélites Morelos hacia un escenario de saturación en la banda "Ku" y muy pronto en la banda "C", por lo que en algunos casos se ha buscado la utilización de técnicas de acceso satelital que hagan más eficiente el recurso espectral de Morelos I y II y permitan que un mayor número de usuarios hagan uso de estos satélites.

El Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) fué la primera institución académica de México en establecer una red de cobertura amplia vía satélite para enlazar sus campus distribuídos en el país a través de servicios de voz y datos incluyendo sistemas de videoconferencia unidireccional. La red de ITESM es una red tipo estrella con estación central en el campus Estado de México y con tecnología de acceso frecuencial fijo para todos sus campus en México y con salida desde Monterrey a Boulder, Colorado.

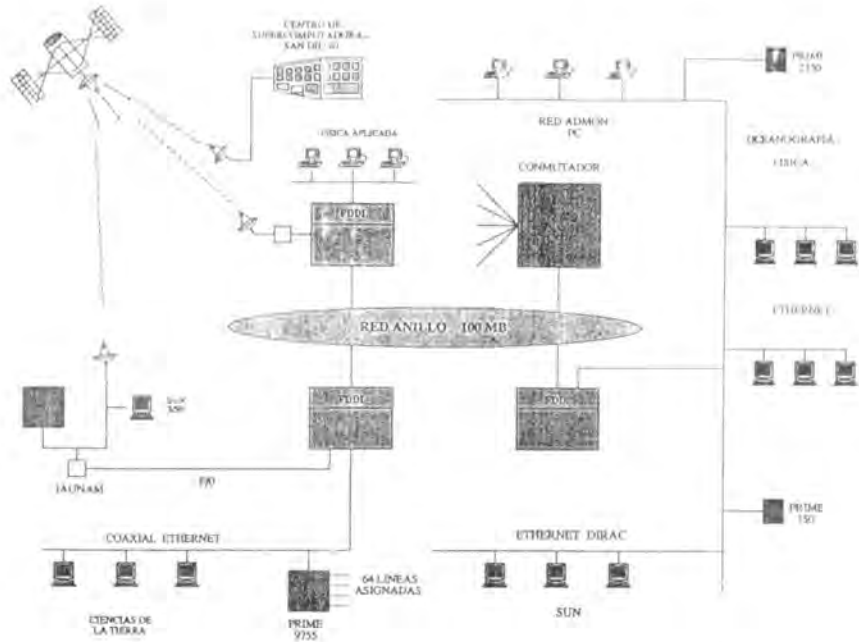


FIGURA 2

*Red de comunicaciones de la Universidad Autónoma de México (UNAM), con enlace a Boulder, Colorado, NSF.*

La Universidad Nacional Autónoma de México ha participado activamente en la utilización del sistema Morelos para la interconexión de sus laboratorios e institutos desde la ciudad de México hacia otras localidades en diferentes partes del país. La UNAM cuenta también con acceso a las instalaciones de la National Science Foundation (NSF) en Boulder, Colorado. Otras instituciones nacionales se enlazan a NSF a través de la UNAM.

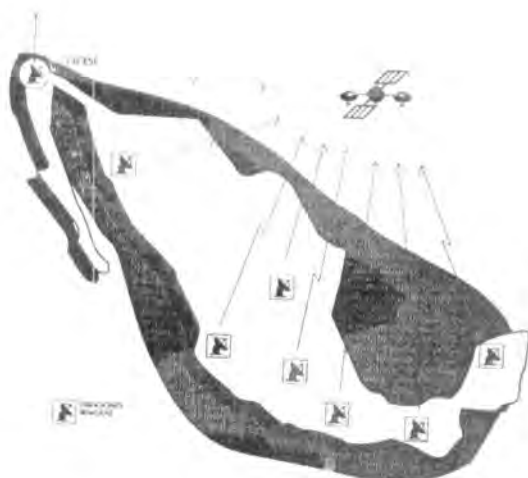


FIGURA 3

*Red de comunicaciones del Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada (CICESE), con enlace al Centro de Supercomputadoras de San Diego.*

El Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada (CICESE) participa en conjunto con el Instituto Mexicano de Comunicaciones (IMC) en la implementación de la red SATEX que consiste de nodos localizados en las instituciones académicas nacionales involucradas en investigación y desarrollo de tecnología espacial. Existe en operación un primer enlace de esta red desde el Instituto de Ingeniería de la UNAM (Estación

Central) y la División de Física Aplicada del CICESE.

Se incorporarán el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (CINVESTAV), el Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE), el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), la Universidad Autónoma de Puebla (UAP) y el propio IMC. La red SATEX tendrá acceso al Centro de Supercomputadoras de San Diego, (SDSC), a través del nodo en el CICESE, el cual entró en operación en el verano de 1991.

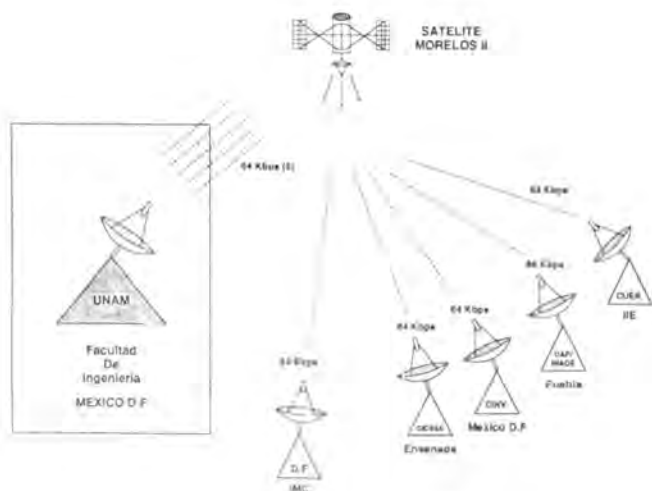


FIGURA 4

*Red SATEX del Instituto Mexicano de Comunicaciones.*

La Secretaría de Educación Pública está en proceso de implementar la Red Universitaria Mexicana que enlazará las universidades estatales a través de la infraestructura que Telecomunicaciones de México (TELECOMM) ofrecerá con acceso satelital de tipo temporal. Esta red iniciará sus operaciones con acceso frecuencial fijo, contando en su primera etapa con una estación central en la Universidad de Guanajuato.

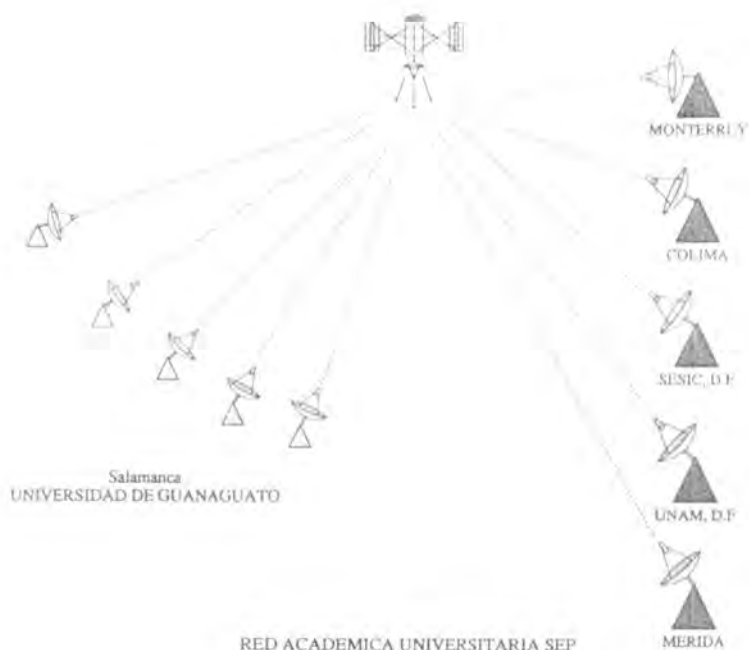
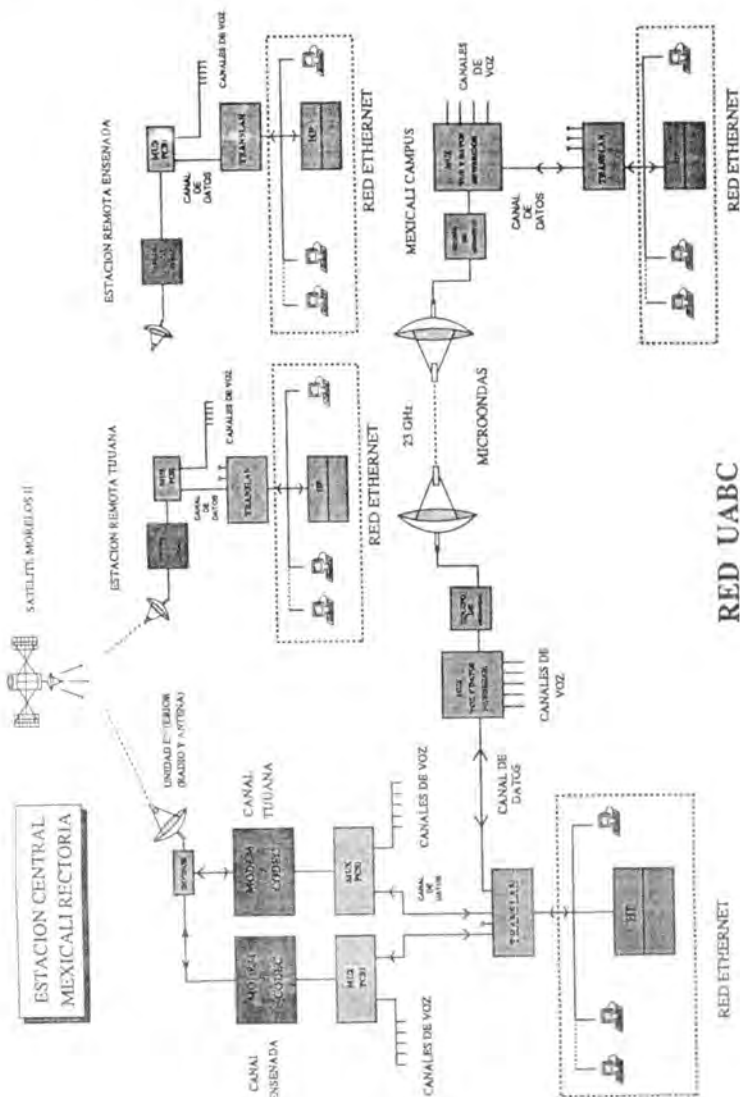


FIGURA 5

*Red académica universitaria que enlazará 39 universidades de Méjico vía satélite.*

La Universidad Autónoma de Baja California (UABC) fué la primera universidad estatal en implementar una red de cobertura amplia para unir sus campus distribuidos en el Estado de Baja California. La red de la UABC incorpora el servicio de voz y datos vía satélite a su infraestructura de comunicaciones y tiene planes de expansión para transmisión vía satélite y desarrollo de sistemas de videoconferencia interconectivos. Se tienen planes importantes de enlazar a la UABC con diferentes universidades del extranjero tanto en América como en Europa.





RED UABC  
PRAXIS TELECOM

FIGURA 6  
Red de comunicaciones Vía Satélite de la Universidad Autónoma de Baja California (UABC).

La Universidad Autónoma de Chihuahua (UACH) ha presentado planes ambiciosos para la utilización de un transpondedor completo en banda "C" con fines de enlazar sus campus distribuidos en el Estado y compartir con el Gobierno del Estado el espacio satelital para propósitos de telefonía rural, radiodifusión y televisión cultural. Esta red contará con acceso a las instalaciones de la Universidad de Nuevo México en Las Cruces.

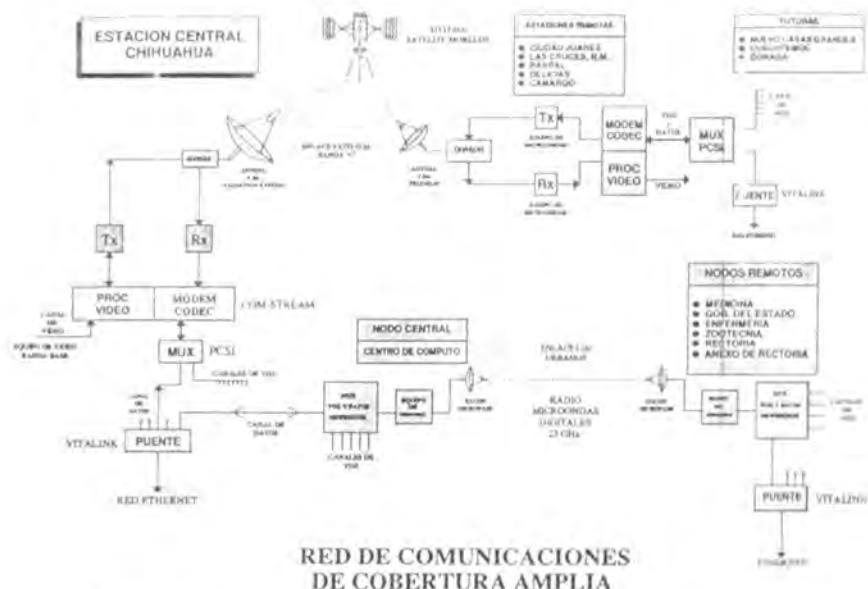
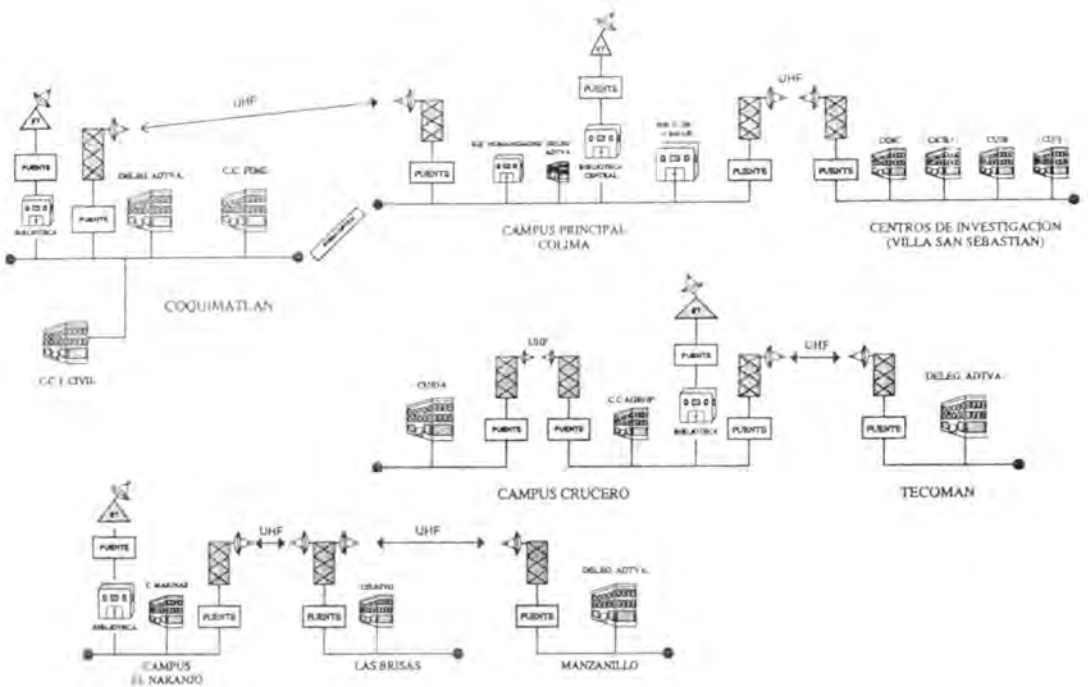


FIGURA 7

*Red de la Universidad Autónoma de Chihuahua que operará con transmisión de video, voz y datos.*

La Universidad Autónoma de Colima (UAC) se encuentra en el proceso de implementar una red de cobertura amplia mediante fibra óptica para enlazar sus facultades y escuelas localizadas dentro de la ciudad de Colima y en el Estado. La UAC incorporará la tecnología satelital, la fibra óptica y posiblemente enlaces de microondas digitales a su sistema de comunicaciones, convirtiéndose en una de las universidades mejor comunicadas en México.



REPRESENTACION ESQUEMATICA DE LOS DIFERENTES SEGMENTOS Y SUBREDES DE LA RED LOCAL DATOS DE LA UNIVERSIDAD DE COLIMA

FIGURA 8  
 Red de la Universidad de Colima, con énfasis en interconexión de bibliotecas.

## PERSPECTIVAS DE LAS REDES ACADEMICAS EN MEXICO.

La tendencia generalizada que se observa en México es un movimiento de las instituciones académicas hacia la utilización de recursos informáticos y de telecomunicaciones cada vez con más intensidad y seriedad. El camino hacia la excelencia académica, el cual está ligado a un servicio a la sociedad de mayor calidad, representa un reto importante que enfrenta obstáculos de carácter estructural, financiero y de visión hacia el futuro. Las autoridades rectoras de la educación e investigación del país como SEP y CONACYT están estimulando cada vez más a universidades, tecnológicos y centros de investigación a convertirse en instituciones más eficientes. Sin los medios tecnológicos adecuados, el proceso de modernización será frenado con riesgo a permanecer o girar hacia la obsolescencia. Bajo estas condiciones, se requiere proporcionar un apoyo especial a programas universitarios tendientes a generar recursos humanos en informática y telecomunicaciones, así como dotar a la academia de equipo que les permita estar en contacto con las tecnologías más adecuadas para la solución de sus problemas de proceso e intercambio de información.

Es importante iniciar un proceso de coordinación a nivel nacional de todas las redes actuales y en etapa de implementación para, por un lado, poder compartir recursos y por otro lado para evitar problemas de interconexión y caos por la diversidad de tecnologías y topologías. La posibilidad de utilizar la red superpuesta de TELMEX y enlaces regionales por fibra óptica darán una posibilidad técnica adicional a la existente con el satélite Morelos. La puesta en órbita de los satélites SOLIDARIDAD a finales de 1993 y su operación en 1994 ampliarán las opciones para enlaces de cobertura amplia, en particular hacia lugares remotos sin acceso a infraestructura de comunicaciones.

En general, el panorama es alentador y la dinámica de crecimiento de las instituciones académicas hace indispensable una planeación a corto, mediano y largo plazo de sus necesidades en teleinformática. Una comunidad académica mejor informada es-

tará en posibilidad de participar en el cambio estructural que se está gestando a nivel nacional, de otra manera se tiene el peligro de permanecer en la obsolescencia.

El compromiso es entonces utilizar las redes académicas como herramientas que ayuden a las universidades y centros de investigación en su fortalecimiento y avance hacia la excelencia. Definitivamente, estas redes no son el único factor determinante en este escenario, se deben combinar con una visión de servicio a la sociedad y una dinámica de trabajo organizado con objetivos concretos que aprovechen la capacidad de la infraestructura física actual y principalmente de la infraestructura humana en operación y en proceso de formación.

EL SEÑOR LIC. ALFONSO LASTRAS RAMÍREZ,  
RECTOR DE LA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA  
DE SAN LUIS POTOSÍ, ORDENÓ LA IMPRE-  
SIÓN DE ESTE LIBRO A LA EDITORIAL UNI-  
VERSITARIA POTOSINA. LA EDICIÓN FUE  
CONCLUIDA EL 31 DE JULIO DE 1992 Y CONS-  
TA DE 500 EJEMPLARES.