



24
18

Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ciencias

*Sistema de Adquisición de Datos y Manejo de
Imágenes para un Detector Bidimensional
Tipo Mepsicrón*

Tesis Profesional

Leonel Gutiérrez Albores

México, D.F.

1984



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

	pag
1. Introducción	6
2. Placas Microcanales	11
2.1 Canales Multiplicadores de Electrones	11
2.2 Descripción de las Placas Microcanales	13
2.3 Limitaciones de las Placas Microcanales	19
2.4 Configuraciones básicas	22
2.5 Aplicaciones	28
3. Anodos Resistivos	37
4. Mepsicrón	42
4.1 Descripción	42
4.2 Experimentos de Laboratorio con el Detector Prototipo	46
4.3 Experimentos con el Detector en su Versión final	48
5. Sistema Electrónico	58
5.1 Descripción General	58
5.2 Preamplificadores	65
5.3 Analizadores de Posición de Pulsos (APP)	70
5.3.1 Circuitos Sumadores	70
5.3.2 Conversión Analógico-Digital	78
5.3.3 División Digital	80
5.4 Memoria e Interfaces	89

5.4.1 Memoria	89
5.4.2 Interfaz APP-Memoria	99
5.4.3 Interfaz Memoria-Monitor	106
5.4.4 Interfaz Memoria-Minicomputadora	112
5.4.5 Interfaz APP-Minicomputadora	120
5.5 Monitor	126
5.5.1 Descripción del Monitor de Video	127
5.5.2 Sincronía	128
5.5.3 Generación de Pseudocolor	132
5.5.4 Cursor	134
5.6 Panel y Circuitos de Control	139
6. Pruebas y Resultados	147
6.1 Sistema de Enfriamiento y montura para el Mepsicrón	147
6.2 Resultados	151
6.2.1 Resolución	151
6.2.2 Corriente oscura	152
6.2.3 Estabilidad del Sistema Electrónico y Tiempo de Vulnerabilidad	152
7. Conclusiones	154
8. Bibliografía	158

I. INTRODUCCION

El propósito de este trabajo ha sido el diseño y la construcción de un sistema para la adquisición de datos y el manejo de imágenes de un detector bidimensional. A continuación trataré de establecer el marco de referencia en el que se ubica esta tesis.

Durante los últimos años, debido a la amplia gama de posibles aplicaciones, se ha intensificado la investigación en el campo de los detectores de radiación bidimensionales. Uno de los objetivos de la investigación es crear instrumentos que superen a la placa fotográfica -que por muchos años ha sido el medio de registro de imágenes más usado en muchos campos- y a las cámaras televisivas en la detección de radiaciones de baja intensidad. Así mismo, se ha pretendido que la información contenida en las imágenes pueda ser fácilmente procesada.

Tal investigación se ha dado principalmente en los países desarrollados y se ha enfocado, prioritariamente, a satisfacer necesidades de tipo militar y en proyectos espaciales; pero los avances logrados, de alguna manera, han repercutido en beneficio de muchas actividades científicas, entre las que se cuenta la astronomía (tal es el caso del desarrollo de las placas microcanales).

En la actualidad se dispone comercialmente, entre otros, de algunos detectores bidimensionales para usarse con luz visible, basados en placas microcanales (arreglos de canales diminutos que operan como un conjunto de muchos intensificadores individuales) y en un ánodo resistivo como codificador, pero su resolución no va más allá de 200x200 elementos de imagen en un campo circular de 25 mm de diámetro. Debido a esto, hace un par de años, en el Instituto de Astronomía se intentó aumentar tal resolución, desarrollándose un detector basado en un fotocatodo para aplicaciones en el visible, un conjunto de 5 placas microcanales y un ánodo resistivo. Se encontró que el detector era capaz de resolver 1000x1000 elementos de imagen en el campo circular de 25 mm de diámetro. A este novedoso detector se le llama MEPSICRON.

Antes de esto, a principios de la década pasada, en el Instituto de Astronomía de la UNAM se habían iniciado investigaciones en torno a detectores bidimensionales, tendientes a la creación de instrumentación propia capaz de servir en el quehacer científico a los investigadores del Instituto. Esta instrumentación competía favorablemente con sistemas instrumentales existentes o en desarrollo en otros centros de investigación astronómica en el mundo. De esta manera, se empezó a trabajar con un sistema que involucraba un intensificador tipo diodo de una sola etapa⁽¹⁾. Posteriormente, los investigadores

involucrados se dieron a la tarea de explotar el potencial de detección de un vidicón comercial (RCA-4532), el cual se adaptó para su uso en Astronomía⁽¹⁾. Intentando superar la sensibilidad de este nuevo sistema, se inició la adaptación correspondiente con un SIT (Silicon Intensified Target) RCA-4826 del cual se obtuvieron resultados satisfactorios⁽²⁾. Resultó ser un instrumento poderoso, que ha operado durante varios años en el Observatorio Astronómico Nacional, en San Pedro Mártir, B.C. y en Tonantzintla, Pue. Casi simultáneamente, otros investigadores del Instituto trabajaban intensamente con un tubo bisector de imagen⁽³⁾ que, aunque se puede decir que era ya obsoleto, posee características que lo hacen útil para aplicaciones astronómicas. Recientemente, se comenzó a investigar el potencial astronómico de un sistema basado en un CCD (Dispositivo de Acoplamiento Capacitivo), que ha mostrado ser de mucha utilidad y tener capacidad de alcanzar alta sensibilidad al ser enfriado⁽⁴⁾; en este caso se vió la necesidad de realizar algunas modificaciones al sistema electrónico para mejorar su capacidad de detección. Este proyecto aún se encuentra en desarrollo y próximamente se espera tener en funcionamiento un instrumento basado en un CCD para diversas aplicaciones. Al iniciarse el trabajo relativo al sistema referido, la investigación sobre instrumentación usando detectores bidimensionales, realizada en el Instituto de Astronomía de la UNAM, estaba casi al nivel de otros centros similares en el mundo. La moda entonces era utilizar

sistemas con un CCD para su explotación en muchos observatorios astronómicos del mundo.

Sin embargo, los CCD's presentan varias limitaciones en cuanto a ruido intrínseco y número total de elementos de resolución, además de que su resolución temporal es pobre. Todas estas dificultades fueron superadas por el MEPSICRON ya que éste posee una superficie sensible con mucho más elementos de resolución, un ruido intrínseco extremadamente bajo y una resolución temporal satisfactoria para la mayoría de los problemas astronómicos.

El CCD posee dos características que lo hacen competitivo: (1) La eficiencia cuántica del silicio, particularmente alta en un intervalo de longitudes de onda correspondientes a luz roja y (2) Su capacidad para detectar flujos intensos de radiación, para los cuales el régimen de conteo de fotones es poco adecuado. Sin embargo, para la investigación astronómica relacionada con objetos luminosos de baja intensidad, los cuales constituyen una categoría de problemas de enorme interés, es el MEPSICRON el que resulta el detector óptimo.

Con el MEPSICRON, el Instituto de Astronomía pasó a definir la frontera en este tipo de detectores. Pero con un detector del poder del MEPSICRON, se hacía necesaria la construcción de un sistema electrónico capaz de decodificar

la posición de un fotoevento, almacenar en una memoria gran de de acceso aleatorio la imagen obtenida, mostrar la imagen a colores en un monitor de video de alta resolución y manejar los datos con la ayuda de una computadora. El diseño y la construcción de tal sistema ha sido el objetivo de este trabajo, en el que, en primer término, se hace una descripción del detector y su funcionamiento, para lo cual se da una descripción general de sus principales componentes. Posteriormente, se describe el sistema electrónico con todas sus funciones, incluyéndose detalles de los circuitos. Finalmente, se menciona el trabajo realizado para efectuar algunas pruebas al detector y al sistema electrónico.

2. PLACAS MICROCANALES

El presente capítulo se ocupa de las placas microcanales, sus limitaciones, las configuraciones básicas y sus aplicaciones. Pero antes de hablar de las placas microcanales es conveniente hacer referencia a sus predecesores, los canales multiplicadores de electrones, ya que aquellas son una colección de éstos.

2.1 Canales Multiplicadores de Electrones.

Físicamente, un canal multiplicador es un tubo de vidrio al vacío dotado de una conexión eléctrica en cada uno de sus extremos, entre los que se aplica un potencial eléctrico del orden de 1 KV; su comportamiento es parecido al del tubo fotomultiplicador, pero en lugar de tener ahora un sistema discreto de díodos se tiene un sistema continuo de ellos.

Entre las ventajas de los canales multiplicadores están su muy bajo cociente de señal a ruido -su corriente oscura es pequeña, menos de $0.5 \text{ eventos} \cdot \text{s}^{-1}$ - y la capacidad de ser muy compactos, lo cual permite formar con ellos arreglos pequeños con un gran número de ellos.

El material del que están contruidos es tal que la pared interna del canal tiene un coeficiente de emisión secundaria mayor que la unidad, a fin de obtener una multiplicación eficiente. Para niveles intermedios de la energía de los electrones (del orden de algunos cientos de eV) existe una amplia variedad de materiales cuyos coeficientes de emisión secundaria oscilan entre 2 y 3.

Además, el material debe poseer una pequeña conductividad eléctrica, regulable, de manera que la carga eléctrica extraída de las paredes en la emisión secundaria pueda ser reemplazada, restableciéndose así el campo inicialmente uniforme. Tal conductividad puede ser consecuencia de dos fenómenos:

- a) Conductividad iónica (facilidad de difusión de los átomos cargados a través del material).
- b) Conductividad electrónica (debida a la presencia de un gran número de electrones de conducción libres).

Para obtener una conducción regulada y confiable, se escogen compuestos con la menor conductividad iónica posible, ya que la difusión iónica es una forma de electrólisis que induce cierta actividad química en los electrodos y algunos fenómenos de polarización electrostática en el material⁽²⁶⁾. Así pues, lo deseable es hacer dominante a la conductividad electrónica, lo que se logra agregando al material cristalino de alta resistividad, algunos óxidos solu

bles de iones polivalentes (con dos o más estados de valencia). Tal material tiene una superficie que puede hacerse conductiva mediante la reducción química de uno de los óxidos metálicos que lo componen (por ejemplo PbO) ⁽⁵⁾.

Los canales multiplicadores de electrones han sido empleados en un conjunto de aplicaciones de detección de flujo de iones y electrones, tanto en laboratorio como en aplicaciones espaciales ^(6,7). El material de vidrio de los canales multiplicadores de electrones (generalmente una mezcla de 50% de óxidos metálicos, 40% de dióxido de silicio y algunos óxidos alcalinos) ⁽²⁶⁾, tiene una alta eficiencia cuántica fotoemisiva para fotones con $\lambda < 1500 \text{ \AA}$ ^(8,9), como se puede apreciar en la figura 2.1. La eficiencia cuántica puede aumentarse y extenderse hasta $2000 \text{ \AA}$ evaporando una capa de algún haluro (por ejemplo MgF) ⁽⁵⁾.

2.2 Descripción de las Placas Microcanales.

Un tubo de imagen de alta calidad debe poseer al menos 10^6 elementos de imagen, lo que implica que, si se desea construir uno de diámetro 25 mm (diámetro típico de otros tubos) con canales multiplicadores de electrones, la sección recta de cada uno de éstos debe medir entre 10 y 20 μm de ancho. De hecho, la alta tecnología desarrollada para trabajar con vidrio permite fabricar, de manera relativamente fácil, tubos de diámetro pequeño y uniforme, por lo que se han

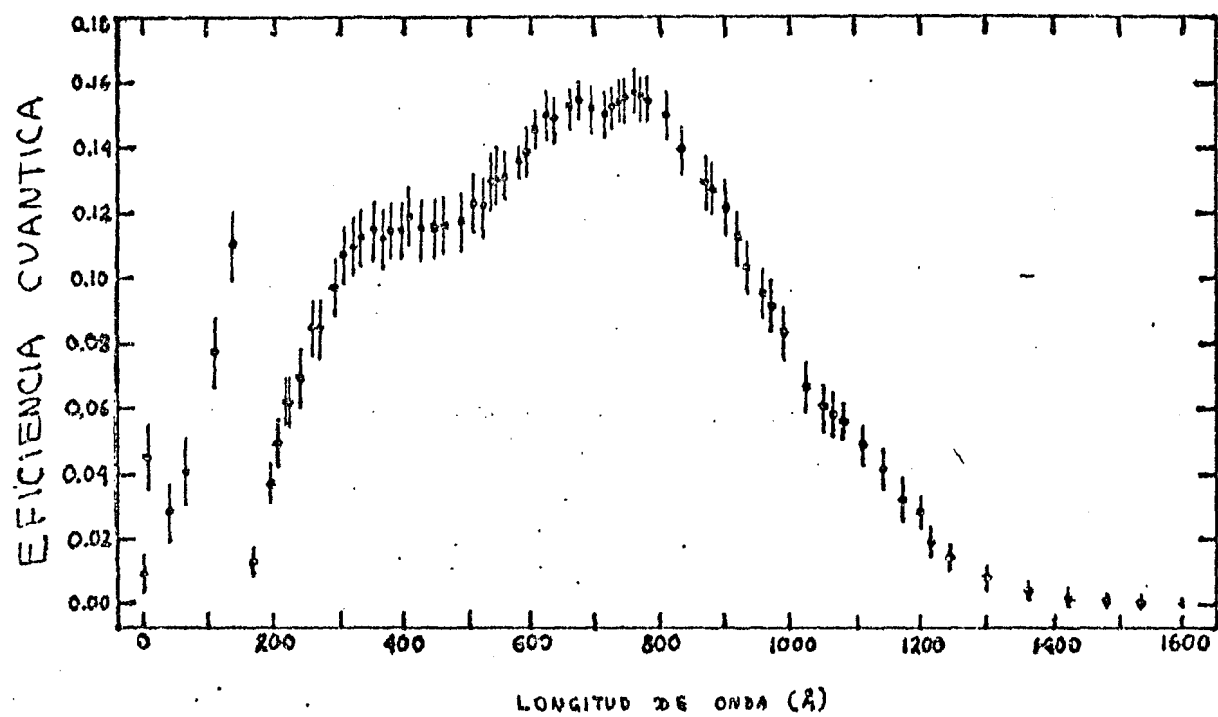


Fig. 2.1. Eficiencia cuántica fotoemisiva para fotones de $\lambda < 1600 \text{ Å}^{(8)}$.

podido construir matrices de canales multiplicadores de electrones a las que se ha dado el nombre de placas microcanales.

La placa microcanal es un dispositivo capaz de amplificar grandemente la intensidad de imágenes fotoelectrónicas; su operación puede describirse como sigue: al introducirse un fotoelectrón en el extremo negativo, éste se acelerará debido al campo electrostático mantenido externamente, y chocará en algún punto de la pared del tubo microcanal en el que haya penetrado, produciéndose entonces electrones secundarios que, a su vez, producirán otros, formando una cascada que crece, exponencialmente, a lo largo del canal. Finalmente, en el otro extremo del tubo, surgirá una avalancha de electrones cuyo diámetro medio depende del diámetro del canal (figura 2.2).

Una multiplicación eficiente requiere que la pared del canal sea de material con alto coeficiente de emisión secundaria; ya se mencionó que existe una amplia variedad de vidrios con coeficiente de emisión secundaria entre 2 y 3. También se mencionó cómo los canales multiplicadores de electrones necesitan que su pared sea ligeramente conductora para poder reemplazar la carga eléctrica removida; esto significa que la resistividad de la pared pone un límite superior a la corriente de salida del canal y hace que la ganancia del canal disminuya conforme la tasa de conteo se incrementa más allá de cierto valor. Experimentalmente se ha encontrado que este valor es de 250 conteos por segundo por canal⁽¹¹⁾.

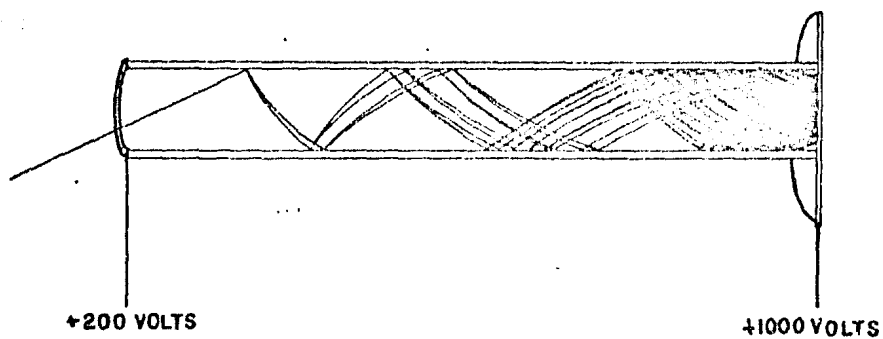


Fig. 2.2. Al penetrar un electrón a un canal produce una avalancha de electrones a la salida.

Del análisis del mecanismo de multiplicación de la carga en un canal^(5,12), se encuentra que el factor de amplificación de un canal multiplicador depende del voltaje aplicado y del cociente longitud-diámetro del canal, pero, entre ciertos límites, no de su tamaño absoluto, lo cual permite construir multiplicadores extremadamente pequeños, pudiéndose formar matrices con un gran número de multiplicadores.

Ya entre 1959 y 1961, en los laboratorios norteamericanos BENDIX se desarrollaron una serie de experimentos con este tipo de dispositivos. El primero de ellos constaba de unas pocas docenas de canales con huecos del orden de 1 mm de diámetro. Ensamblando los canales y soldándolos con vidrio de bajo punto de fusión se obtuvo, de manera laboriosa, una matriz de 5000 canales, empacados hexagonalmente con un espaciado de 0.15 mm. Se observó que, aunque estos dispositivos tenían pocos elementos amplificadores para producir imágenes de alta calidad, cada canal individual de la matriz respondía de manera independiente con respecto a los otros. Pero también se observó que la ganancia para los canales no era uniforme, dando lugar a una degradación en la calidad de la imagen. Esta falta de uniformidad se debía a variaciones en el diámetro y en la longitud de los canales. Por lo tanto se orientó el esfuerzo principal a conseguir la uniformidad de la ganancia, desarrollándose el proceso de fabricación llamado de doble estiramiento⁽²⁶⁾.

Dicho proceso consiste en una técnica que se emplea también en la fabricación de fibras ópticas, que permite un buen control tanto del tamaño como del espaciamiento de los canales. Se funde la masa de vidrio de la composición adecuada, dándole forma de lingotes cilíndricos con diámetro uniforme de varios centímetros. Se introduce en cada cilindro un corazón de vidrio soluble en ácido que al mismo tiempo que sirve de soporte mecánico y de ayuda para mantener una mayor uniformidad en el tamaño, le da forma a los canales y mantiene limpias las superficies interiores durante las etapas de cortado y pulido. En seguida se calienta el cilindro hasta una temperatura típica de fusión de unos 500°C y se estira regulando el diámetro con una máquina de tracción, obteniéndose diámetros de unos pocos milímetros. Los cilindros se agrupan en forma hexagonal, cortándolos previamente a una determinada longitud.

El segundo estiramiento es similar al primero, pero esta vez se trata de la masa hexagonal obtenida en el primer proceso. Se calienta y estira, manteniendo la forma hexagonal, hasta lograr que el diámetro aproximado del conjunto sea de 1 mm. Se corta este delgado hexágono y se forma un conglomerado de hexágonos que es fundido a presión, dando forma a un sólido con un gran número de microcanales. Finalmente, el gran conjunto es cortado en rebanadas con un espesor de aproximadamente 1 mm, las cuales son tratadas con ácido para eliminar el "corazón" de vidrio. Las placas son químicamente re

ducidas en una atmósfera de hidrógeno y se les deposita los electrodos metálicos en sus caras mediante evaporación al vacío. El procedimiento proporciona una excelente uniformidad en el diámetro y en el espaciado de los canales.

Los canales de las placas tienen típicamente cocientes longitud-diámetro de 40; las placas suelen tener resistividad de 10^{12} ohms/canal, área abierta de 60%, espaciamiento entre canales de 15 a 30 μ m y ganancia típica a 1000 V de 10^5 . Es usual que las placas microcanales se corten con un ángulo de 5° a 15° de manera que los canales no sean perpendiculares a las caras. Esto evita la posibilidad de que los fotones sean acelerados en línea recta a través de los canales sin sufrir colisiones con las paredes. El ángulo de corte altera fuertemente la distribución de probabilidad de que cada paquete tenga una cierta cantidad de electrones (distribución de altura de pulsos), así como la eficiencia cuántica de las placas (véase figura 2.3) ⁽⁵⁾.

2.3 Limitaciones de las Placas Microcanales.

Una limitación importante es la que impone el fenómeno de "realimentación iónica", que consiste en lo siguiente: Si una molécula neutra de gas residual se encuentra en el canal cuando se forma una cascada electrónica, existe la posibilidad de que aquélla sea ionizada al paso de la cascada.

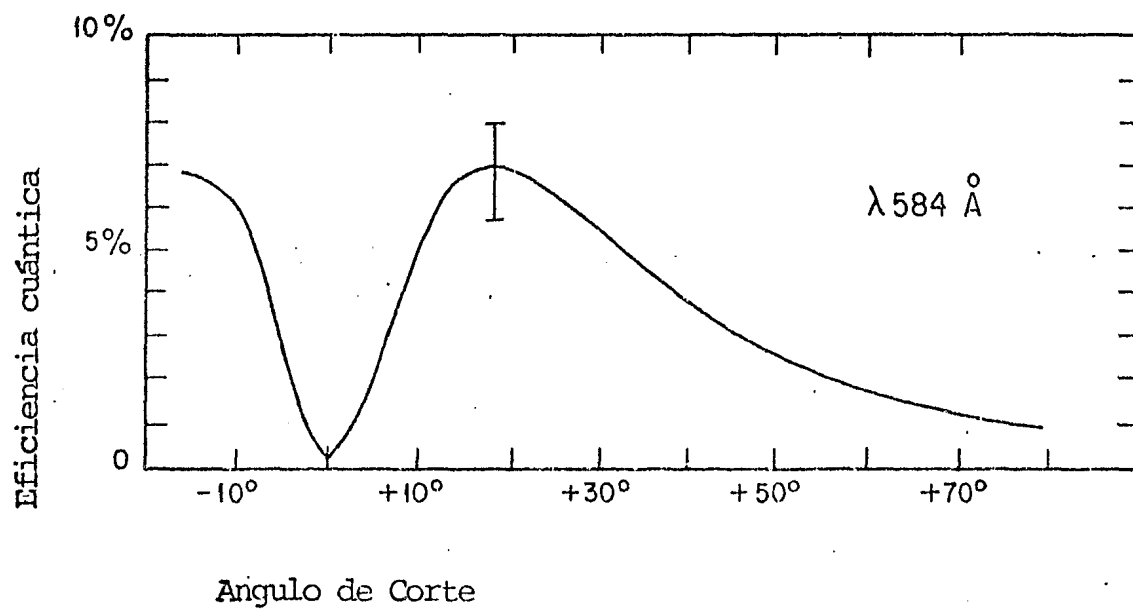


Fig. 2.3. Variación de la eficiencia cuántica de las placas microcanales con el ángulo de corte

Esta probabilidad es mayor a la salida del canal, donde la cascada es más densa. El ion positivo formado es acelerado hacia el extremo de entrada del canal, donde, si ha chocado contra la pared, puede producir una cascada que poco tiene que ver con el electrón inicial. Este es un fenómeno de carácter regenerativo, cuya severidad depende de la densidad y composición del gas existente en el interior de los canales así como de la ganancia electrónica y del voltaje aplicado. Se ha encontrado que, en el vacío usual de laboratorio, el fenómeno se vuelve importante para ganancias electrónicas de 10^4 - 10^5 . Por lo tanto debe ser evitado si se desea alcanzar un alto cociente de señal a ruido.

Parecería que el ángulo de corte pudiese limitar la trayectoria de los iones pero, como Washington⁽¹³⁾ ha demostrado, el campo eléctrico no es perpendicular a las caras de las placas en el interior de los canales. Una manera de limitar el fenómeno es obstaculizando a los iones a fin de que la trayectoria recorrida por éstos sea lo más pequeña posible, reduciéndose así la cascada producida por ellos. Así, se han desarrollado técnicas para fabricar placas microcanales con los canales curvados, aunque la práctica común es emplear dos o más placas microcanales convencionales, la una seguida de la otra, con ángulos de corte escogidos de tal manera que los canales de la primera placa no sean paralelos a los de la segunda. Cuando la configuración consiste de dos placas microcana

les se le llama "configuración V" o "chevron"; cuando está formada por tres placas se llama configuración "Z".

Otra limitación importante consiste en que la corriente media de salida no puede exceder la de conducción de la pared del canal; al rebasar los 250 eventos por segundo por canal, el dispositivo empieza a presentar un efecto de saturación causante de desviación en la linealidad de la ganancia; es decir, cuando se utiliza una placa microcanal como intensificador de imágenes, la ganancia se reduce en las partes más brillantes de la imagen. Este efecto puede resultar indeseable en aplicaciones astronómicas, en las que se requiere de un amplio intervalo dinámico bien calibrado.

En multiplicadores que operan con ganancias altas se tiene otra limitación, que está dada por la saturación del pulso de salida, debido a su propia carga espacial dentro del canal. Cuando participan relativamente pocos electrones en el proceso de multiplicación, el campo eléctrico dentro del canal es esencialmente el campo externo aplicado a las caras de las placas, pero cuando la cascada alcanza una densidad considerable (10^5 electrones por pulso de salida), la repulsión electrostática entre ellos modifica sus movimientos restringiendo el crecimiento de la cascada. Sin embargo, tienen una consecuencia benéfica consistente en que la intensidad de los pulsos de salida tiende a adquirir un nivel uniforme, reduciéndose las fluctuaciones aleatorias, que de otro modo son conside

rables, surgidas en el proceso de multiplicación.

2.4 Configuraciones Básicas.

Configuración V (Chevron). Está compuesto por dos placas microcanales colocadas con los ángulos contrarios, de tal manera que los canales de una no son paralelos a los de la otra (Figura 2.4); en ocasiones hay entre ellas una pequeña separación, aplicándose una diferencia de potencial a cada placa. El hecho de que tengan los ángulos contrarios proporciona una barrera para los iones producidos, de tal manera que la avalancha de electrones producida por el ion no será tan grande como la producida por un fotoelectrón y puede discriminarse mediante algunas técnicas electrónicas. En la figura 2.5 se muestra una gráfica de ganancia contra voltaje, donde puede apreciarse la muy alta ganancia obtenida con una configuración Chevron, comparada con la lograda con una placa microcanal simple.

Cuando se grafica la probabilidad de que un canal tenga cierta ganancia, contra la ganancia, se tiene una función de distribución de alturas de pulsos. En la figura 2.6 se presenta la gráfica correspondiente para dos configuraciones V, una operando sin saturación y la otra saturada. Cuando se saturan las placas, la función tiende a tomar una forma gaussiana; en muchos sistemas para procesar pulsos, se requiere que ésta sea lo más aguda posible, para disminuir las exi-

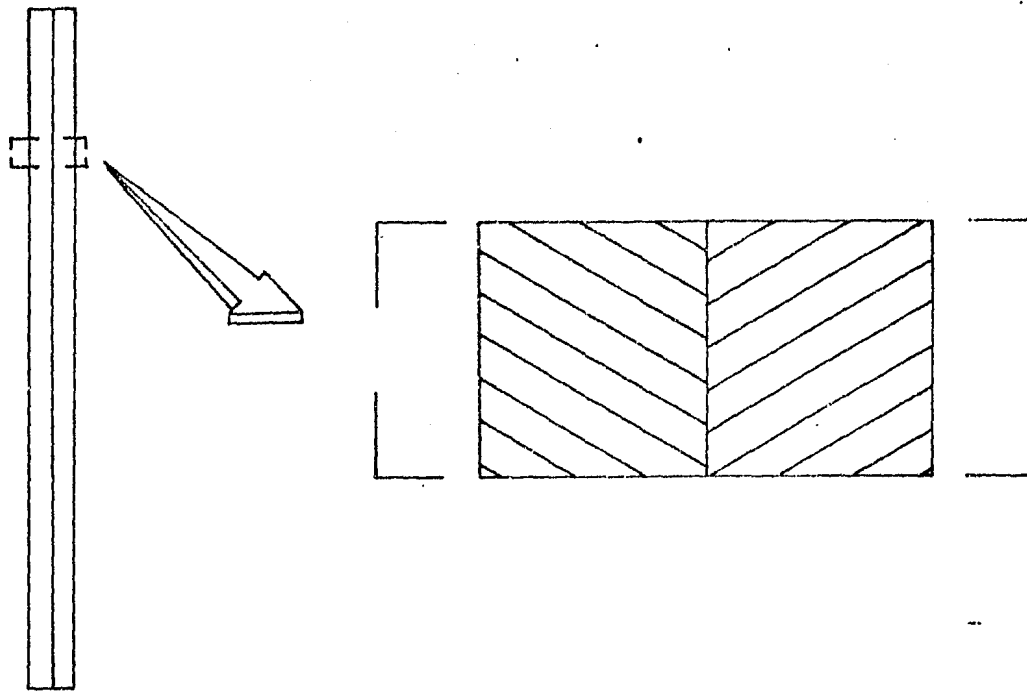


Fig. 2.4. En una configuración V, los canales de una placa no son paralelos a los de la segunda.

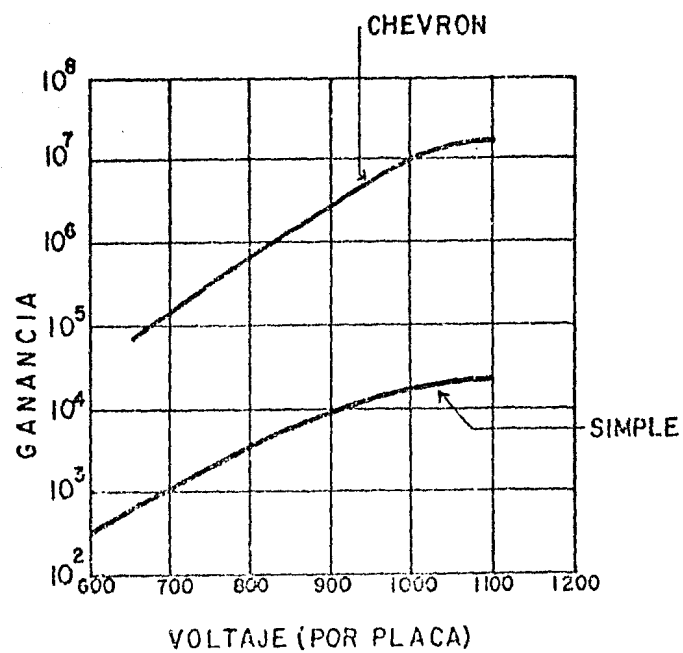


Fig. 2.5. Gráfica comparativa de ganancia contra voltaje.

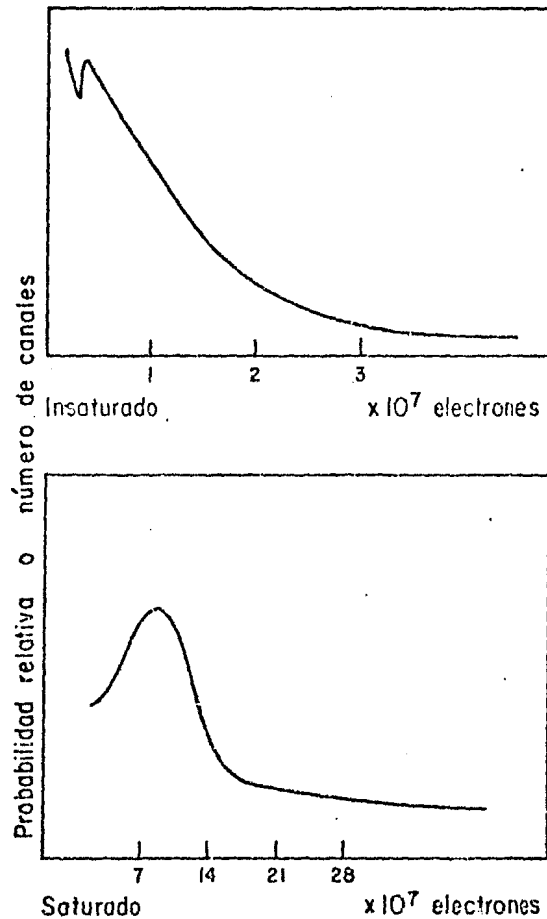


Fig. 2.6 Distribuciones de alturas de pulsos para una configuración V. (a) Las placas operan sin saturarse. (b) En este caso, las placas funcionan saturadas, lo que puede lograrse incrementando el voltaje de polarización o aumentando el cociente longitud/diámetro al fabricarlas.

gencias para el intervalo dinámico del sistema electrónico ad
yacente.

La configuración V presenta cierta degradación en la resolución espacial, debido a que los electrones que emer
gen de un canal de la primera placa no excitan siempre a un solo canal en la segunda. Esta degradación se hace patente cuando los electrones de salida se hacen incidir en una panta
lla de fósforo, para observar la imagen de manera directa.

Configuración Z. Está constituida por tres placas microcana
les individuales en contacto una con otra, formando ángulos entre los canales de cada placa para así suprimir la realimen
tación iónica (figura 2.7). El alto voltaje se aplica entre los extremos del conjunto y, como los extremos interiores es
tán en mutuo contacto, el potencial se reparte equitativamente
entre las tres placas. En la figura 2.8 puede verse una gráfica que representa la curva de ganancia para una configu
ración Z y en la 2.9 se muestra la forma general de la distri
bución de alturas de pulsos, la cual es notablemente más cer
cana a la gaussiana que la de la configuración V, operando con una ganancia total hasta de 10^7 . Se han llegado a obtener relaciones pico/valle de 2.5 con voltaje de 2500 V entre las placas. Con esta forma de distribución, la operación de con
teo de fotones simples se convierte en un procedimiento rela
tivamente sencillo de llevar a la práctica.

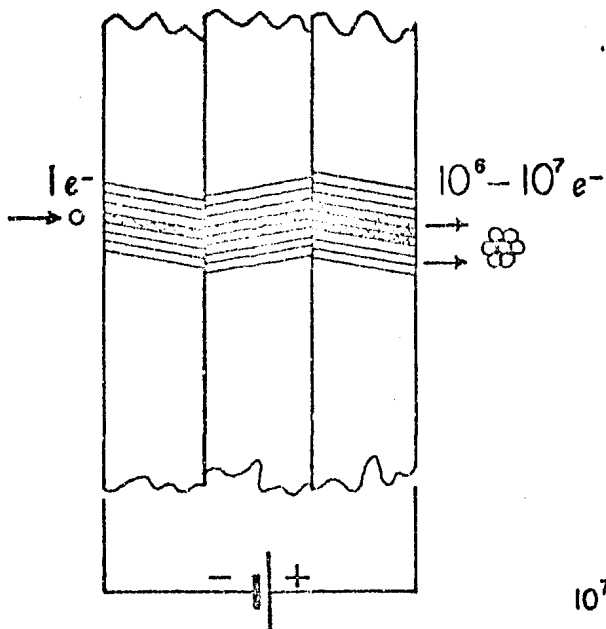


Fig. 2.7. Una configuración "Z" está formada por tres placas microcanales colocadas una junto a otra. Los canales de una placa forman un ángulo con los de la adyacente.

Fig. 2.8. Curva típica de ganancia para un conjunto de placas en configuración "Z".

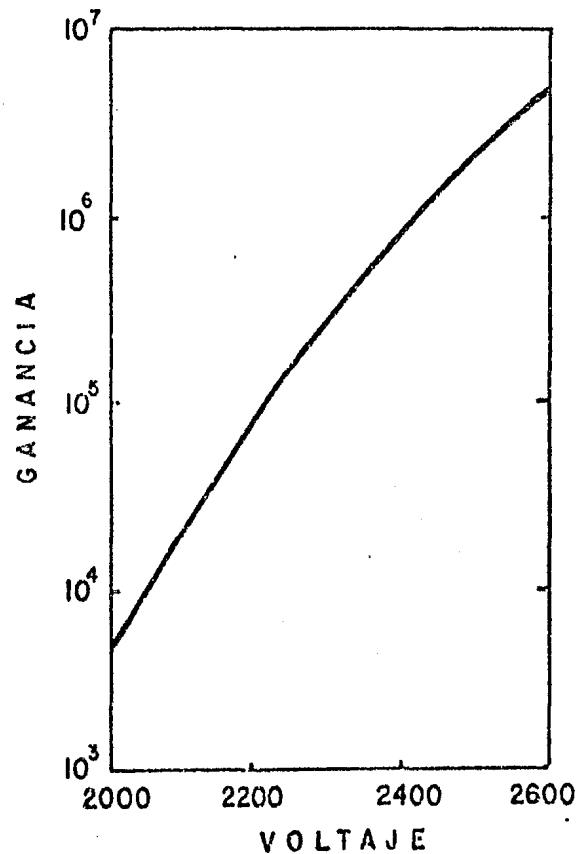
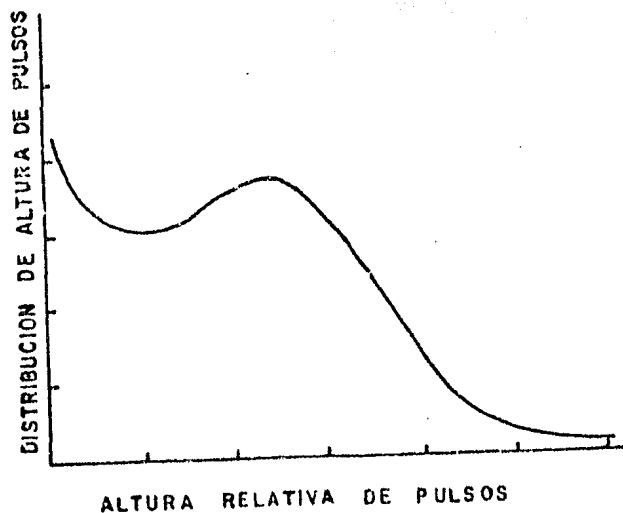


Fig. 2.9. Distribución de alturas de pulsos para una configuración "Z".



Para un conjunto de tres placas microcanales emsambladas al azar, el número de canales de salida en la última placa excitados por un electrón de entrada puede ser desde 1 (cuando la alineación es perfecta) hasta 13⁽¹¹⁾.

Además de las dos configuraciones ya mencionadas, construidas básicamente para conseguir altas ganancias sin saturación y para eliminar el efecto de realimentación iónica, existen algunas configuraciones menos comunes construidas con los mismos propósitos. Entre ellas se cuenta con la placa microcanal de canal curvo -con la que se han obtenido ganancias hasta de 3×10^6 , sin realimentación iónica, con un voltaje entre caras de 1350V- y con las placas microcanales con campos electrostáticos angulados. La técnica para lograr esto último incorpora la presencia de elementos aislantes insertados en las paredes de cada microcanal, para darle al campo el ángulo deseado.

2.5 Aplicaciones.

Las placas microcanales, por sí solas, son utilizadas en detectores de electrones de hasta 50 KeV, rayos X, radiación ultravioleta e iones positivos de hasta 200 KeV, donde su eficiencia es apreciable, pero se limitan a aquellas aplicaciones en las que el flujo es menor que cierto límite, a partir del cual las placas no alcanzan a recuperarse.

En la tabla 2.1 se presenta la eficiencia de detec
ción de las placas microcanales, para varios tipos de radia
ción primaria. El coeficiente de emisión secundaria de elec
trones, para vidrios usados típicamente en placas microcanales,
llega a un valor máximo de 3 para un electrón primario inciden
te con una energía de 300 eV. Es de esperarse que, cuando los
electrones incidentes no tienen la energía suficiente para la
excitación de los microcanales, la eficiencia de detección se
aproxime al factor de área abierta de las placas microcanales,
que generalmente es de 60%. Sin embargo, los electrones que
golpean el espacio intersticial producen emisión secundaria
que puede excitar canales vecinos. Se ha observado⁽²¹⁾ que la
eficiencia de la placa aumenta de 50% para 50 eV a 70% para
1 KeV. También se ha observado una variación de la eficiencia
con el ángulo de incidencia del electrón; es claro que si las
trayectorias de los electrones son casi paralelas al eje del
canal, se tiene una alta probabilidad de obtener una penetra
ción profunda dentro de los canales, antes de tener una interac
ción primaria.

Por otra parte, las placas microcanales tienen fun
ciones de trabajo superficiales que sólo permiten la producción
de fotoelectrones con radiaciones incidentes que tengan longitu
des de onda menores que $2000 \text{ \AA}$. Paresce⁽⁸⁾ ha efectuado medi-
das en canales simples que indican un decrecimiento casi expo-
nencial en la eficiencia, desde 2% a $1200 \text{ \AA}$ hasta 10^{-9} a

Tipo de Radiación	Eficiencia %	
Electrones	0.2 - 2 KeV	50-85
	2 - 50 KeV	10-60
Iones positivos	0.5 - 2 KeV	5-85
	2 - 50 KeV	60-85
	50 - 200 KeV	4-60
Radiación U.V.	300 - 1100 Å	5-15
	1100 - 1500 Å	1- 5
Rayos X suaves	2 - 50 Å	5-15
Rayos X de diagnóstico	0.12 - 0.2 Å	~1

Tabla 2.1. Eficiencia de detección para canales multiplicadores de electrones y placas microcanales.

2600 Å. Así, no es posible detectar luz visible de manera directa. Sin embargo, se puede aumentar la eficiencia en un intervalo espectral dado, depositando al vacío, en la cara de entrada de una placa microcanal, alguno de los materiales comúnmente usados en fotocátodos, que sea el adecuado y de alta calidad, o colocando el fotocátodo óptimo en la cara de la placa. Esto se hace con el objeto de que sean electrones, y no la radiación, lo que incida directamente en la superficie de los canales.

En cuanto a los rayos X, en la figura 2.10 se expone una gráfica de valores experimentales de la eficiencia contra la energía del fotón. En ella se ve que las placas microcanales tienen una eficiencia relativamente constante en el intervalo de energías comprendido entre 10 y 600 KeV, lo cual hace de las placas microcanales un dispositivo único entre los detectores de rayos X.

A continuación se hace un análisis cuantitativo de las características eléctricas de las placas microcanales para comprender por qué éstas no son útiles para flujos muy intensos.

El número de canales en una placa microcanal típica, de diámetro 25 mm, es alrededor de 5.5×10^5 . La resistencia total de la placa de electrodo a electrodo es, generalmente, $5 \times 10^8 \Omega$, de manera que cada canal tiene una resistencia asociada $R_c = 2.75 \times 10^{14} \Omega$. Si se considera a esta placa microcanal

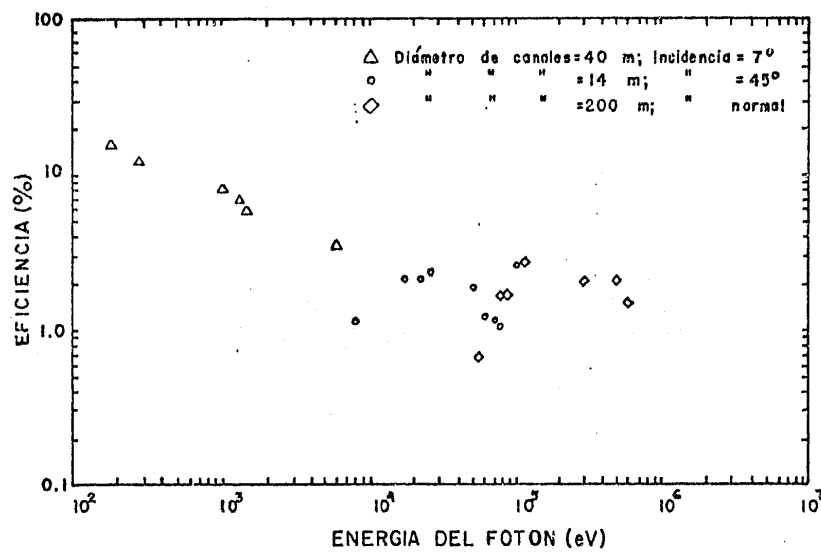


Fig.2.10. Eficiencia de detección para fotones de diferentes energías (puntos experimentales).

típica como un capacitor de placas paralelas, con espaciamiento de 1 mm y con la mitad del volumen entre electrodos lleno con vidrio Corning 8161 (constante dieléctrica = 83), se tiene que la capacitancia total de la placa es 200 pF, o sea $3.7 \times 10^{-16} \text{ F}$ por canal. Después de que un canal arroja la carga extraída de sus paredes, ésta debe ser reemplazada; debido a la naturaleza exponencial de la multiplicación de un evento, gran parte de la carga vaciada proviene del último 20% del canal. Esto exige que la capacitancia efectiva del canal, $C_c = 7.4 \times 10^{-17} \text{ F}$, debe ser recargada a través de una resistencia $R_c = 2.75 \times 10^{14} \Omega$, de manera que el tiempo de recarga, llamado "tiempo de recuperación del canal", es $T_c = R_c C_c \sim 20 \text{ ms}$. Esto hace que empiece a haber saturación a los 50 conteos por segundo, por canal, efecto que no es muy importante sino hasta rebasar los 250 conteos por segundo, por canal, lo cual restringe el uso de las placas microcanales a imágenes de no muy alto brillo superficial.

Aunque cada canal de una placa tiene un tiempo "muerto" del orden de 10^{-2} s , ya que el canal no se ha recargado, el hecho de ser $10^5 - 10^3$ canales en una placa operando casi independientemente hace que el tiempo muerto efectivo de una placa microcanal sea del orden de $10^{-7} - 10^{-8} \text{ s}$, con tal de que cada canal simple no sea excitado más frecuentemente que una vez cada 10^{-2} s .

Un aspecto importante que se debe mencionar es que,

debido a las pequeñas dimensiones y a las altas intensidades del campo eléctrico, las placas microcanales -particularmente los tubos fotomultiplicadores basados en ellas, con enfoque por proximidad- exhiben un alto grado de inmunidad a campos magnéticos. Otra importante ventaja consiste en que, debido a la alta función de trabajo del vidrio usado en las placas microcanales, el número de pulsos causados por eventos de origen térmico es extremadamente pequeño. A temperatura ambiente, la corriente oscura de una configuración V es del orden de $1 \text{ evento} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$

Entre los sistemas más comunes basados en placas microcanales, se encuentran los tubos intensificadores de imágenes de segunda generación, que se clasifican en tres grupos, dependiendo del tipo de enfoque empleado: electrostático, magnético o por proximidad (Fig. 2.11). Los intensificadores de enfoque electrostático tienen buena resolución espacial y entregan la imagen invertida, lo cual es de utilidad en los intensificadores de visión directa. Los intensificadores de enfoque magnético tienen la mejor resolución pero son caros. En los intensificadores de enfoque por proximidad, la imagen es formada sobre el fotocátodo, el cual emitirá fotoelectrones que serán acelerados a través de un espaciamiento muy pequeño hacia el interior de la placa microcanal (o de la primera placa en caso de haber varias); después de la placa, o del conjunto de ellas, la cascada de electro-

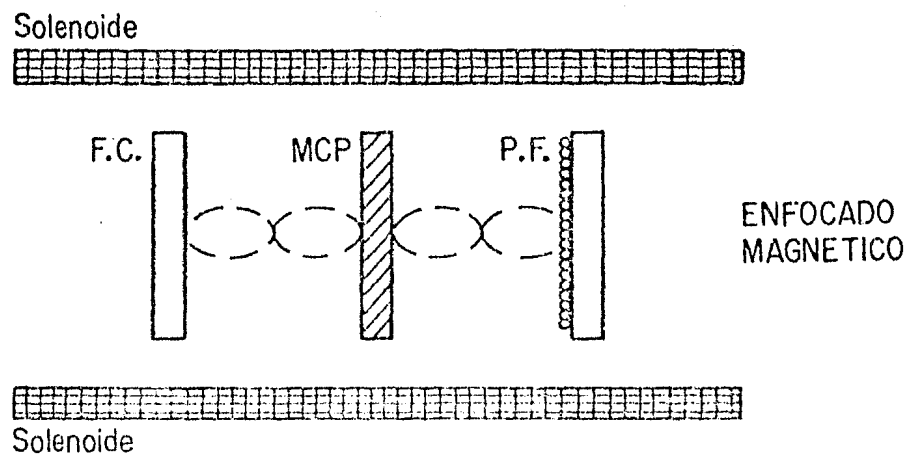
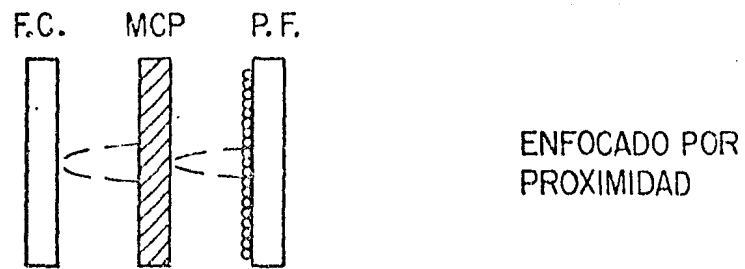
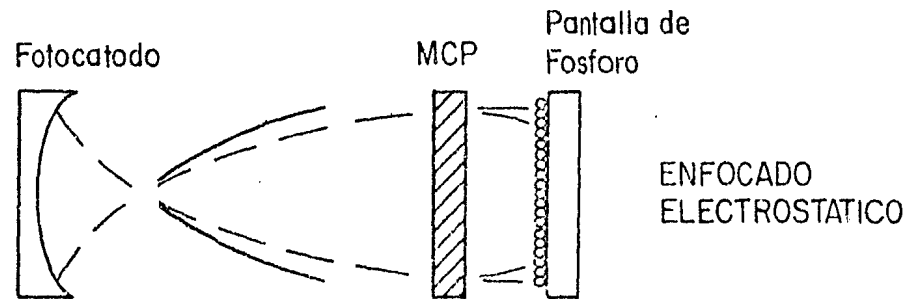


Fig. 2.11. Tipos de enfoque para tubos intensificadores de imagen.

nes será acelerada hasta incidir en una pantalla fluorescente situada cerca de la salida de la última etapa. La resolución en los dispositivos que usan el enfoque por proximidad es inferior a la que se obtiene en los otros dos tipos de enfoque, pero es aceptable. Tales dispositivos están libres y son relativamente inmunes a campos electromagnéticos, pero para esto último se requiere de gradientes altos de voltaje aplicados entre los electrodos, lo cual exige la ausencia de asperezas y partículas sueltas en todo punto del tubo. También es necesario realizar un proceso de gasificación de las superficies, antes de envasar el dispositivo al alto vacío, para aumentar la vida de los tubos.

3. ANODOS RESISTIVOS.

Para observar la salida de las placas microcanales a menudo se emplea una pantalla de fósforo para convertir la imagen de electrones en luz visible. De esta manera se puede tener una imagen bidimensional del objeto enfocado por el dispositivo al cual se le acopló una placa microcanal. Sin embargo, esto sólo nos da información visual acerca de la imagen, la cual no puede ser almacenada y analizada más que fotográficamente.

Sin embargo, la alta sensibilidad de las placas microcanales permite detectar flujos muy débiles, lo que motiva a usarlas en modo de conteo de pulsos, para lo que es esencial una salida eléctrica en lugar de una visual. Para obtener tal salida eléctrica es necesario instalar un ánodo a la salida de la placa microcanal que intercepte la nube de electrones y codifique la posición del evento, distribuyendo la señal de carga entre un cierto número de terminales, para que los amplificadores y otros aparatos electrónicos decodifiquen la posición del evento y puedan producir una representación analógica o digital del evento en una pantalla o en una memoria de computadora, para reproducir así la imagen. Se han realizado grandes esfuerzos para el desarrollo de tales ánodos y se han inventado una gran variedad de ellos; entre los que han dado mejores resultados están los ánodos resistivos.

Un ánodo resistivo es una placa de mediana resistividad (10^5 - $10^6 \Omega/\text{mm}^2$) sobre la cual se dispersa un paquete de cargas incidente. Instalando en cada esquina del ánodo un circuito electrónico, es posible integrar la porción del paquete de cargas incidente, correspondiente a cada esquina, y decodificar así la posición de incidencia del paquete.

La gran ventaja del ánodo resistivo es su simplicidad; su principal desventaja es tener distorsión geométrica, aunque susceptible de corrección.

Los ánodos son de varias formas -cuadrados, circulares, etc.- pero el más común es el ánodo resistivo de bordes curvos, por estar libre de distorsión. Esto se explica por medio del teorema de Gear^(15,16): "El flujo de corriente uniforme en una placa infinita, con resistividad r , no es afectado al practicarle a la placa un agujero circular de radio a si se rodea al agujero con un resistor lineal de valor $R=r/a$ ". Aplicando el teorema a una placa con bordes circulares bordeada con el material resistivo pertinente, se le puede considerar a ésta como parte de una placa infinita, a la que se le han practicado varios agujeros. Si los vértices 1 y 4 (ver figura 3.1) se mantienen a un potencial V , mientras 2 y 3 se tienen a potencial cero, el campo en la hoja será uniforme en la dirección $-x$ y el voltaje en el punto (x,y) será $\frac{Vx}{d}$, donde x es la distancia desde el borde (2,3) y d la distancia entre los vértices adyacentes; y es la distancia desde el borde (3,4). Colo-

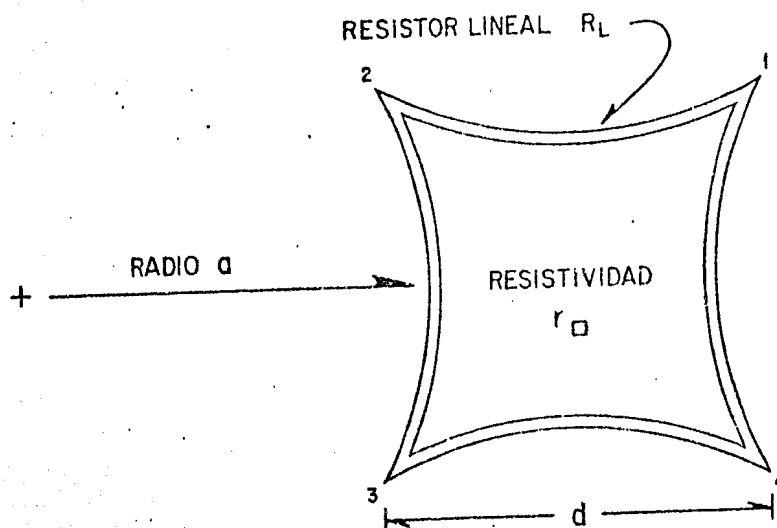


Fig. 3.1. Geometría de un ánodo resistivo de bordes circulares.

cando en (x,y) una punta de prueba de resistencia R_p y conectando ésta a un amperímetro, se registrará una corriente igual a $\frac{Vx}{R_p d}$. Recíprocamente, si el amperímetro y la batería se intercambian, la corriente registrada en los vértices 1 y 4 será

$$I_1 + I_4 = \left(\frac{V}{R_p} \right) \left(\frac{x}{d} \right) = I \left(\frac{x}{d} \right), \quad (1)$$

donde

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (2)$$

es la suma de las corrientes registradas en los cuatro vértices e igual a la corriente total suministrada por la batería.

Por lo tanto,

$$\frac{x}{d} = \frac{I_1 + I_4}{I}. \quad (3)$$

Similarmente, se tiene que

$$\frac{y}{d} = \frac{I_1 + I_2}{I} \quad (4)$$

Nótese que, cuando se mide la carga total, este mismo argumento puede aplicarse tanto a pulsos de corriente como a corrientes estáticas. Es así como puede conocerse la posición de un evento.

Es necesario hacer notar que la resolución espacial de los sistemas de imagen basados en un ánodo resistivo puede

ser esencialmente uniforme dentro de todo el campo de visión. La resolución está determinada por el grado de perturbación que el ruido tiene sobre las corrientes en las ecuaciones 3 y 4, que esencialmente es el ruido térmico del propio ánodo y de los amplificadores utilizados. Lamentablemente el ruido térmico es inevitable en los ánodos terminados resistivamente. Según Lampton⁽¹⁵⁾, el ruido térmico de un ánodo resistivo unidimensional es proporcional a la capacitancia total del ánodo y, para un ánodo resistivo bidimensional de forma cuadrada y bordes curvos, el ruido cuadrático medio será aproximadamente $1 + 2(a/d)$ veces mayor que el de un ánodo unidimensional de la misma capacitancia⁽¹⁵⁾. Así, para un tamaño fijo del ánodo, si se quiere reducir al mínimo el ruido térmico, es necesario hacer el radio de curvatura, a, lo más pequeño posible, lo que implica un área de imagen nula y al hacer máxima el área de imagen, el radio de curvatura aumenta, lo que redundaría en un ruido térmico enorme, por lo que, para la fabricación de un ánodo, existe la necesidad de adoptar valores de a y d que equilibren ambos efectos.

Valores típicos para a y d son 58 mm y 29 mm, respectivamente, con lo que se obtiene un campo de visión cuadrado, inscrito en el ánodo, de 25 mm por lado.

4. MEPSICRON

4.1. Descripción.

El detector MEPSICRON empleado en este trabajo se usó primero como prototipo, el cual se describe a continuación junto con las modificaciones que sufrió para llegar a su estado actual.

El detector contaba inicialmente con dos conjuntos de placas microcanales en configuración "V", separados por una distancia de 1 mm y seguidos de un ánodo resistivo de bordes curvos, todo ello sujeto con espaciadores de cerámica. Cada conjunto era removible y se podía sustituir por un arreglo triple, si se deseaba. En la figura 4.1 se muestra un corte del montaje empleado. Las placas microcanales usadas fueron del tipo VUW891IES, construidas por los laboratorios Varian; cada una de 25 mm de diámetro, con canales de 12 μ m de diámetro promedio y un cociente longitud/diámetro igual a 40; el ángulo de corte era de 8°. A diferencia de las placas comunes, éstas tienen una resistencia entre caras de 50 M Ω , en lugar de 500 M Ω , a fin de obtener mayor ganancia antes de saturar las placas. El ánodo resistivo empleado era de los de bordes curvos con cuatro terminales y tenía una longitud d igual a 29 mm, radio de curvatura de 58 mm, resistividad superficial de $2 \times 10^5 \Omega/\text{mm}^2$ y los bordes estaban rodeados por tiras resistivas de ancho $w = 2.9$ mm y resistividad $r_B = 10^4$

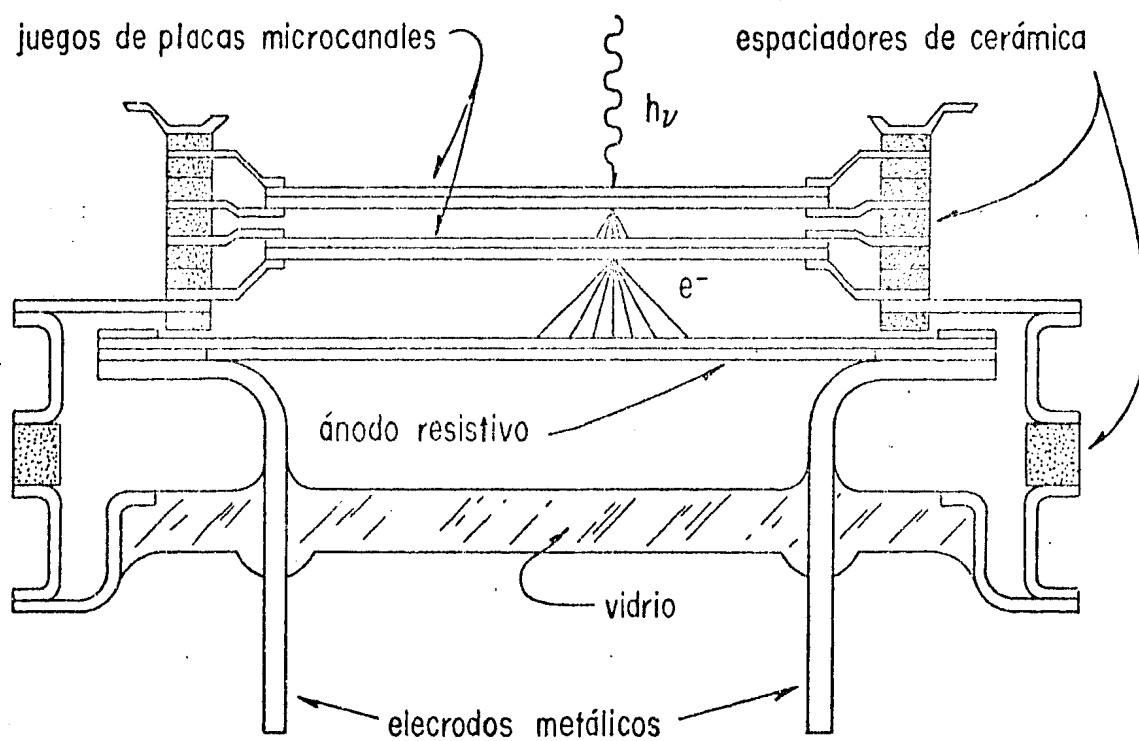


Fig. 4.1. Esquema del montaje empleado que incorpora 4 ó 5 placas microcanales circulares y un ánodo resistivo de bordes circulares con cuatro esquinas.

Ω/mm^2 . Fue fabricado por Surface Science de Palo Alto, Cal. Todo el sistema detector fue ensamblado por los laboratorios ITT.

El detector final mantiene el mismo tipo de ánodo resistivo, un conjunto "chevron" a la entrada y un conjunto "z" entre el "chevron" y el ánodo resistivo; además, se le agregó a la entrada un fotocátodo multialcalino sensible a luz con longitud de onda entre 1600 y 9000 Å, con enfoque por proximidad. Para proteger al fotocátodo de algún posible daño por bombardeo de iones, se cubrió la entrada de la configuración "chevron" con una película de óxido de aluminio que fue lo suficientemente gruesa como para detener iones de 1 KeV pero no tanto como para impedir el paso de los fotoelectrones acelerados. En la figura 4.2 se muestra un diagrama esquemático del detector. El espaciado entre sus elementos es:

Del fotocátodo a la entrada de la configuración V:

0.75 mm.

De la salida de la configuración V a la entrada de

la Z: 1.00 mm.

De la salida de la configuración Z al ánodo:

5.00 mm.

Todo el arreglo quedó encapsulado al alto vacío y herméticamente sellado en cerámica, con su parte frontal protegida con un material plástico (Dow Corning RTV 3110) (ver

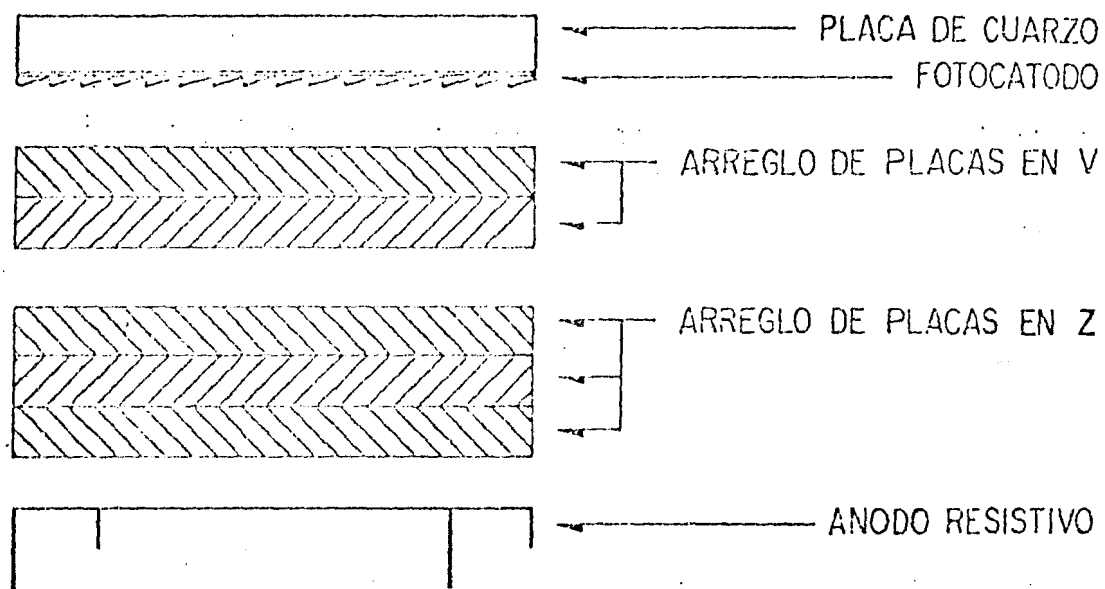


Fig. 4.2. Diagrama esquemático del detector.

figura 4.3).

4.2. Experimentos de Laboratorio con el Detector Prototipo.

En un primer experimento, realizado por Firmani, et al. ⁽¹⁷⁾, la luz ultravioleta de una lámpara de vapor de mercurio marca Pen-Ray, se hizo incidir sobre la parte frontal del detector, colimándola por medio de un diafragma metálico con ventana transmisora de luz ultravioleta instalado en la pared de la cámara de vacío dentro de la cual estaba el detector. Para evaluar la calidad de la imagen se interpuso una lámina metálica ranurada para pruebas de resolución. Las señales del ánodo fueron procesadas, para su evaluación, por una unidad electrónica modelo 240 de Surface Sciences Labs. que incluye amplificadores de pulsos y dos circuitos divisores analógicos del tipo logarítmico-exponencial. Las coordenadas (x,y) de cada evento fueron desplegadas en tiempo real para su observación y registro fotográfico en un osciloscopio con memoria. Las distribuciones de altura de pulsos fueron registradas usando un sistema analizador y de despliegue Hewlett-Packard 5400.

Se hicieron varias pruebas variando los voltajes aplicados a cada par de placas microcanales, obteniéndose simultáneamente la mejor resolución y distribución de altura de pulsos, aplicando un voltaje de 1600 V entre las caras de ambas configuraciones, pero aplicando un campo inverso a tra

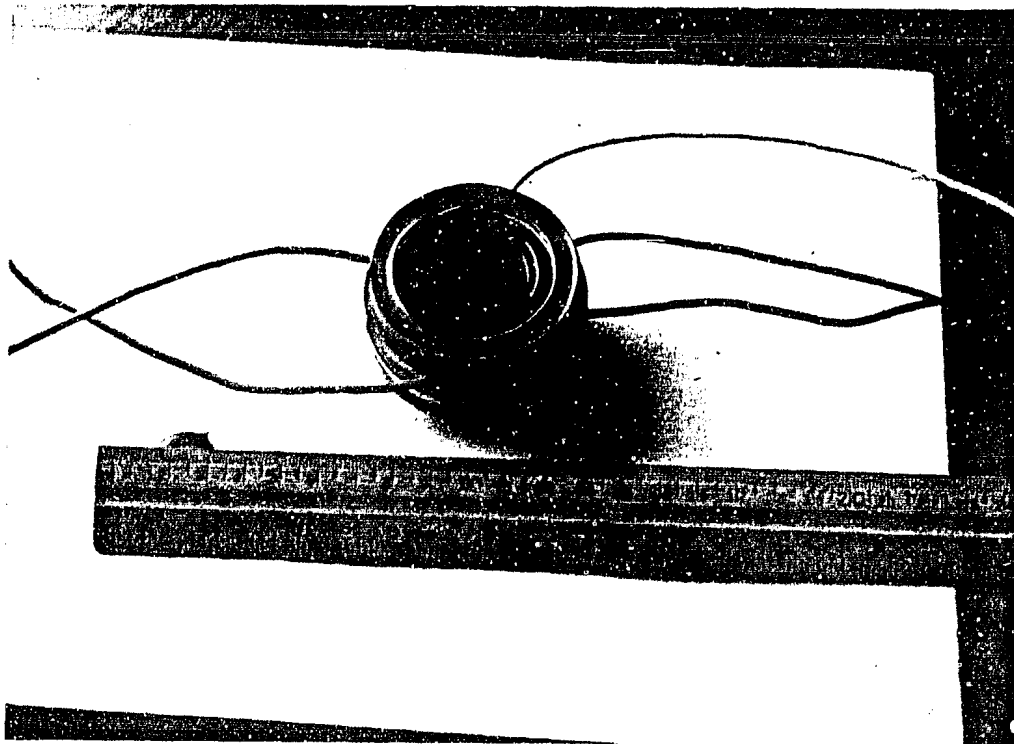


Fig. 4.3. Fotografía del detector MEPSICRON. Puede apreciarse la ventana de cuarzo en la que está depositado el fotocátodo, rodeada de un material plástico. Los cables que aparecen son para aplicar el alto voltaje de polarización a las diferentes etapas del detector.

vés del espaciamiento entre configuraciones. Esto último tiene el efecto de repeler muchos de los electrones producidos en el primer arreglo, controlando la ganancia total del multiplicador. Se encontró que un potencial repelente de 300 V fue suficiente para mantener la ganancia en 5×10^7 con 1600 V a través de cada par de placas microcanales y con una distribución de alturas de pulsos óptima.

En seguida se cambió el segundo par de placas por un conjunto de tres ("Z") obteniéndose mejores resultados. Con este nuevo montaje fue posible obtener una distribución de altura de pulsos completamente gaussiana, controlada, como antes, por medio de un potencial retardador (véase figura 4.4). Un punto óptimo de operación se obtuvo con 1330 V a través del arreglo "chevron", 580 V para el potencial repelente y 2390 V a través del arreglo "Z". La ganancia total fue de 3×10^7 . En la figura 4.5 se muestra un ejemplo de una imagen de la lámina para pruebas de resolución y en la figura 4.6 aparece un histograma de la densidad de conteos acumulados con respecto a la posición a lo largo del eje X, del que se obtiene un error rms en la localización espacial igual a $21 \mu\text{m}$. Esta resolución es uniforme a lo largo de toda la imagen como resultado de la alta linealidad del ánodo resistivo⁽¹⁷⁾.

4.3. Experimentos con el Detector en su versión final.

Los laboratorios ITT determinaron la respuesta es-

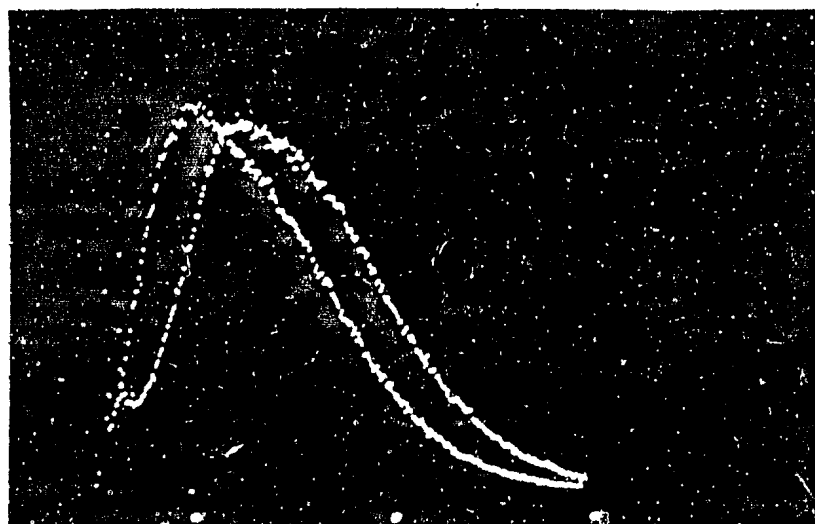


Fig. 4.4. Distribuciones de altura de pulsos par dar niveles de flujo incidente. La figura desplazada hacia la izquierda corresponde a 7000 cps y la otra a 200 cps. Una unidad horizontal corresponde a una ganancia de 1.5×10^7 .

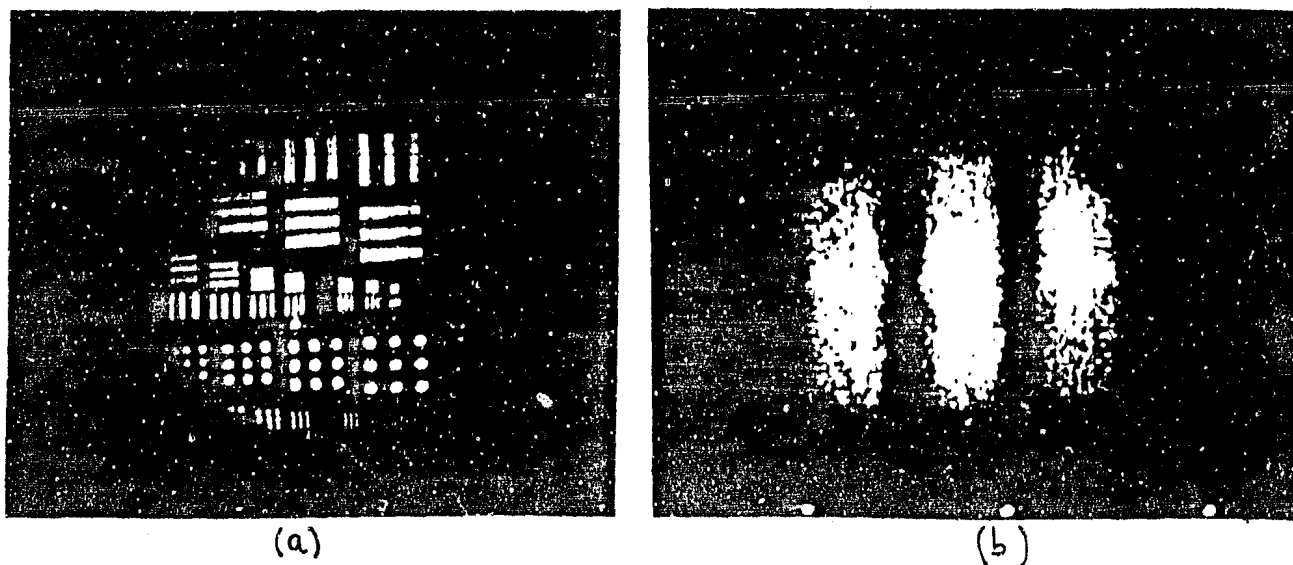


Fig. 4.5 (a) Imagen completa de la laminilla metálica para pruebas de resolución.
(b) Amplificación electrónica del patrón de barras más pequeñas.

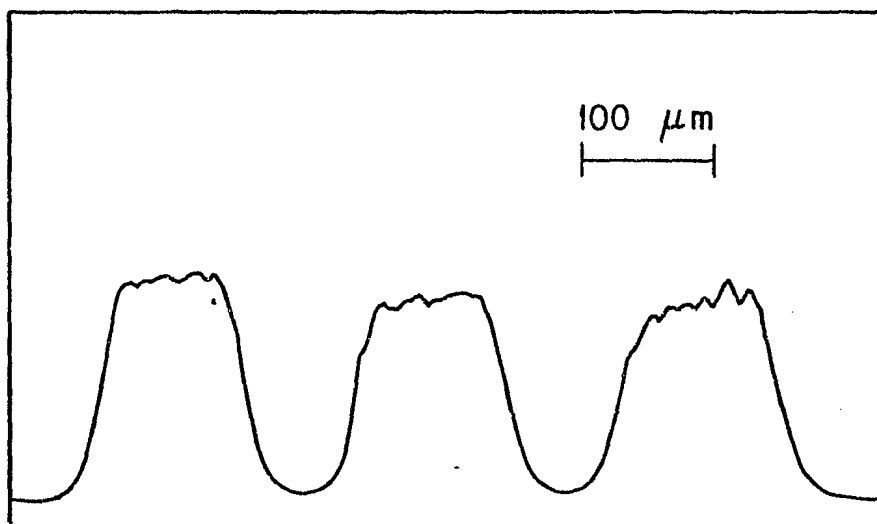


Fig. 4.6. Histograma de la densidad de conteos acumulados con respecto a la posición a lo largo del eje X para la misma imagen amplificada de la figura 4.5(b).

pectral del fotocátodo midiendo su emisión de corriente, usando para ello el par de placas microcanales "V" como electrodo colector, con 180V de voltaje de colector. En la figura 4.7 se muestra la gráfica de la respuesta espectral del fotocátodo obtenida experimentalmente⁽²⁰⁾. También se midió⁽²⁰⁾ la corriente oscura y se encontró que era del orden de $1.3 \times 10^{-15} \text{ A/cm}^2$ a una temperatura de 23°C, lo cual implica que se tienen $8 \times 10^3 \text{ electrones} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$ a temperatura ambiente. Este dato parece estar disminuyendo con el tiempo pues la corriente oscura total para el detector recién fabricado (Junio de 1982) estaba entre 20 000 y 30 000 conteos por segundo, mientras que la última medición (Agosto de 1983) indicó solamente un promedio de 200 conteos por segundo, aproximadamente, aunque la sensibilidad del fotocátodo no parece haber sido afectada de manera apreciable. La reducción de la corriente oscura se ha considerado una evolución favorable pues, si antes había que enfriar el detector a casi -20°C para tener 50 eventos/segundo debidos a corriente oscura, ahora basta reducir su temperatura a solamente 0°C para obtener el mismo número de eventos.

En la figura 4.8 se muestra una gráfica de la ganancia del arreglo chevron empleado, la cual fue determinada usando la entrada del arreglo "Z" como colector y midiendo directamente la corriente del fotocátodo como corriente de entrada. En la figura 4.9 se muestra una gráfica de la ganancia

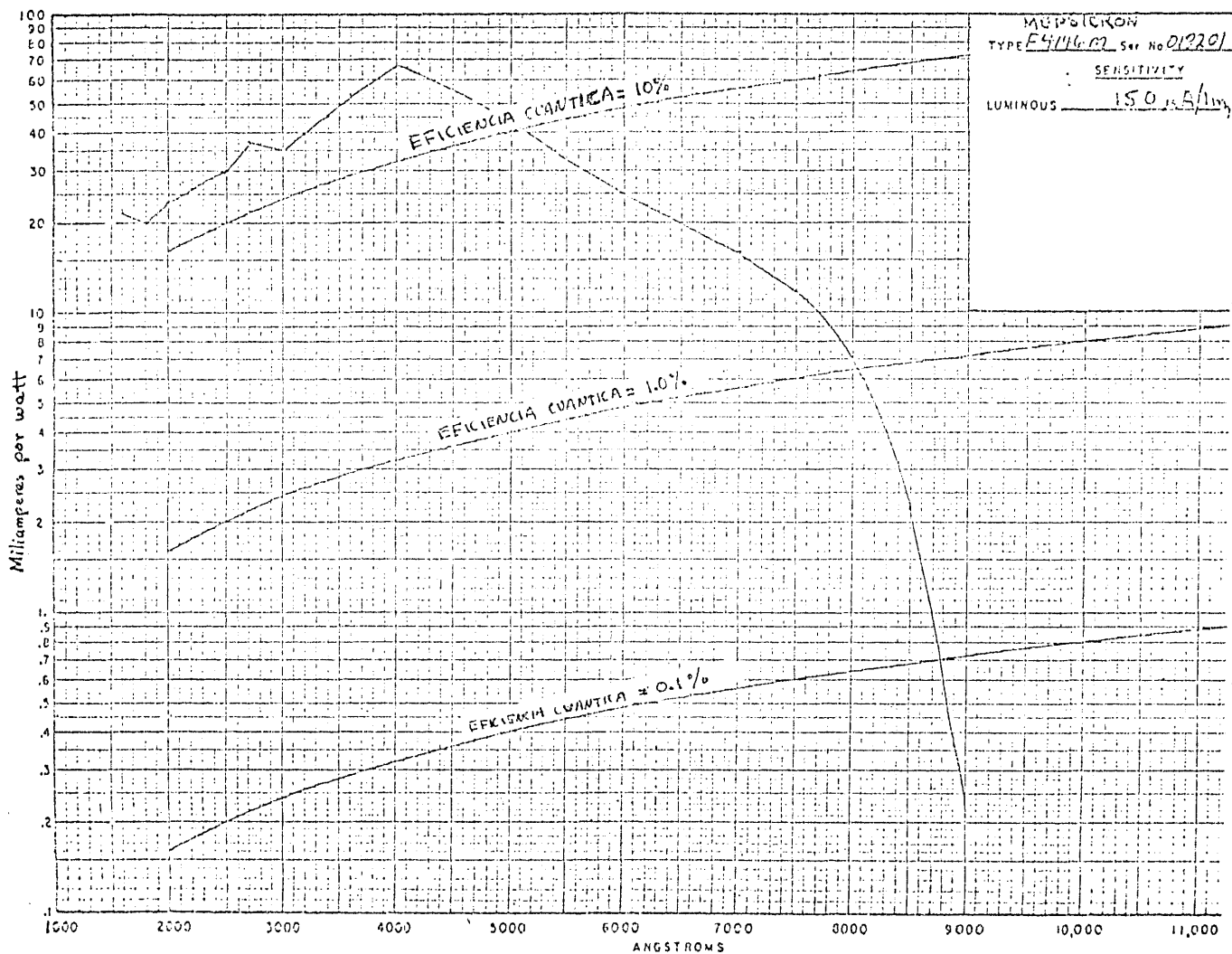


Fig. 4.7. Respuesta espectral del fotocátodo multialcalino S-25 empleado en el MEPSICRON.

2/19/82

Mepsicron S/N 018201
Ganancia electrónica de la
configuración V.
Fotocatodo a entrada de V: 500V
Salida de V a entrada de Z: 100V

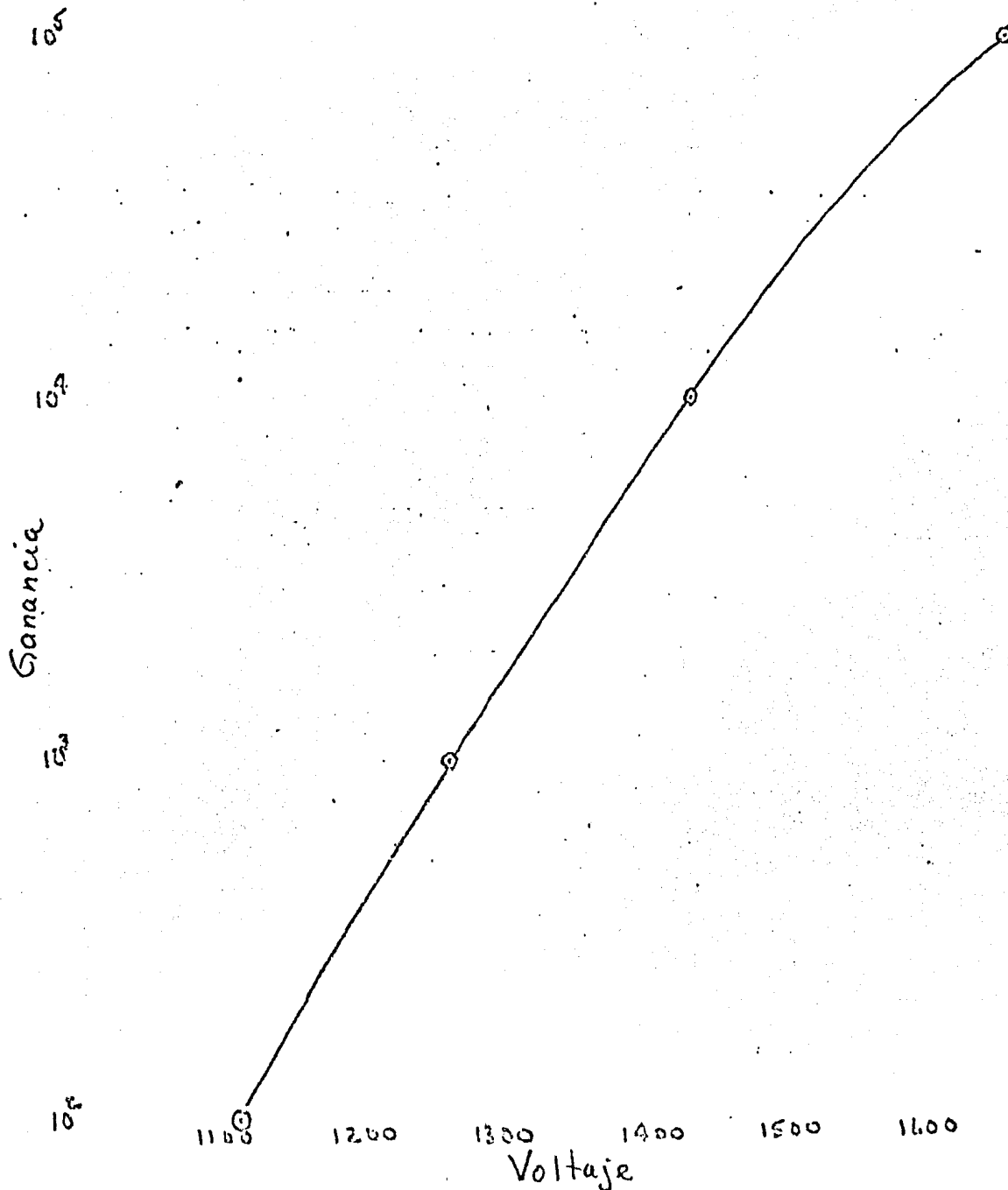


Fig. 4.8 Gráfica de ganancia contra voltaje para el arreglo "V" empleado en el MEPSICRON.

MEPSICRON S/N 018201
 Ganancia electrónica de la configura-
 ción Z.
 Salida de V a entrada de Z : 300V
 Salida de Z al modo : 100V
 Nota: El voltaje a través de la configura-
 ción V se varió para mantener la
 salida de la Z abajo de 200mA.

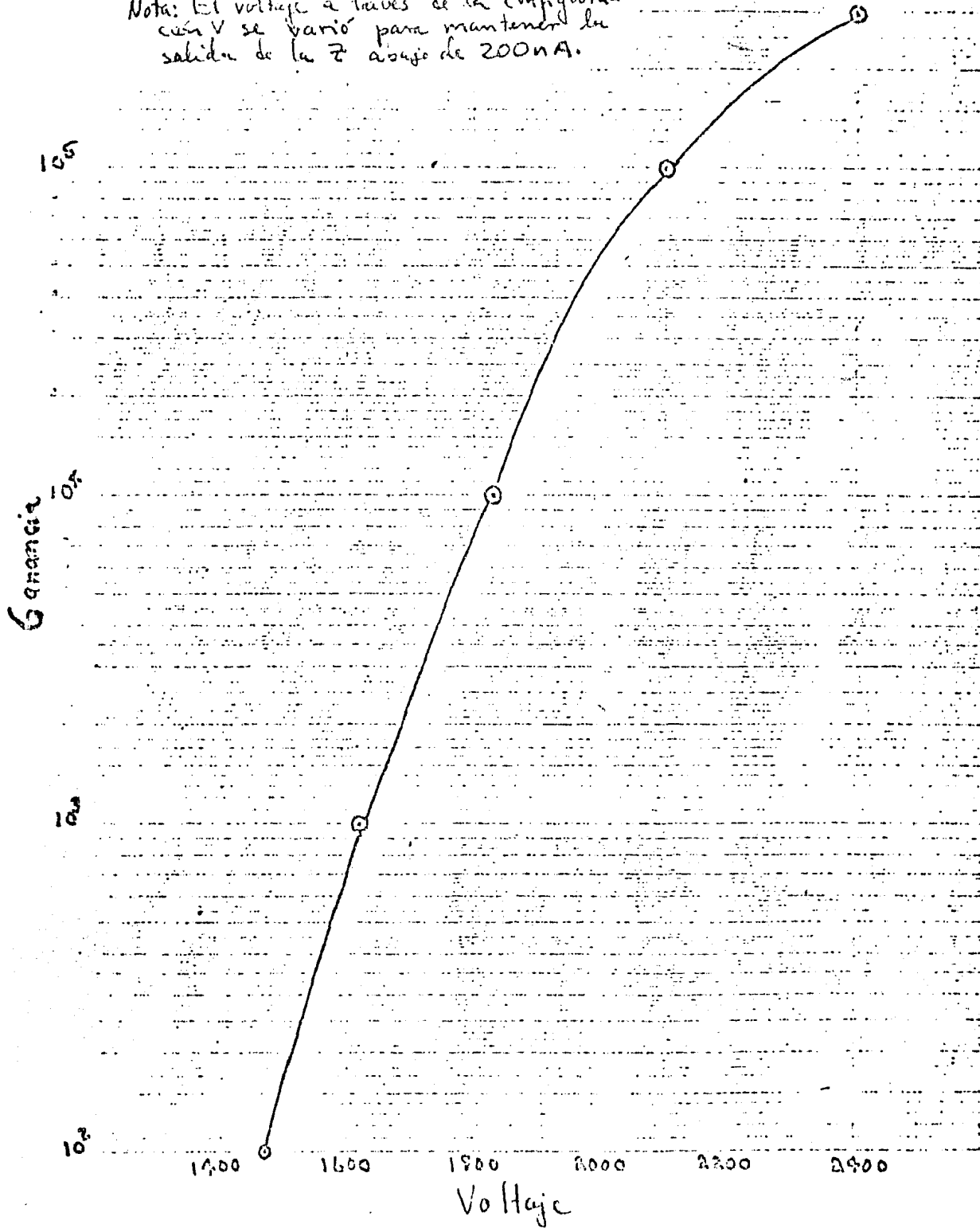


Fig. 4.9. Gráfica de ganancia contra voltaje para el arreglo "Z" usado en el MEPSICRON.

cia del arreglo "Z". Este dato fue obtenido antes de que el tubo fuese encapsulado, pero se puede suponer que no varió durante ese proceso debido a que ni la ganancia del arreglo "V" ni la respuesta del fotocátodo cambiaron.

Para determinar si la corriente oscura era de naturaleza termoiónica, el MEPSICRON fue puesto en una cámara de enfriamiento antes de ser encapsulado y se encontró que enfriando desde la temperatura ambiente de 28°C hasta -13°C , la corriente del ánodo disminuyó en un factor 2×10^2 , o sea aproximadamente una década por cada 20°C . Esto también fue realizado en los laboratorios ITT⁽²⁰⁾.

Luego de haber sido ensamblado, se realizaron pruebas al detector en su forma definitiva para comprobar la distribución de altura de pulsos y se halló una notable mejoría en ella (ver figura 4.10) debido, quizá, a que se hizo una eliminación de impurezas antes de sellarlo al vacío. Se realizaron de nuevo mediciones de resolución encontrándose que, en promedio, ésta era de 40_{μ}m FWHM (esto es, midiendo el ancho de un punto en la imagen considerando como parte del punto sólo la zona con intensidad mayor que la mitad de la intensidad máxima) para luz roja, empleándose el mismo equipo descrito en la sección 4.2.

Acoplando el MEPSICRON a un espectrográfo echelle en el telescopio de diámetro 2.12 m de San Pedro Mártir, B.C., se obtuvieron espectros en alta dispersión de objetos estela

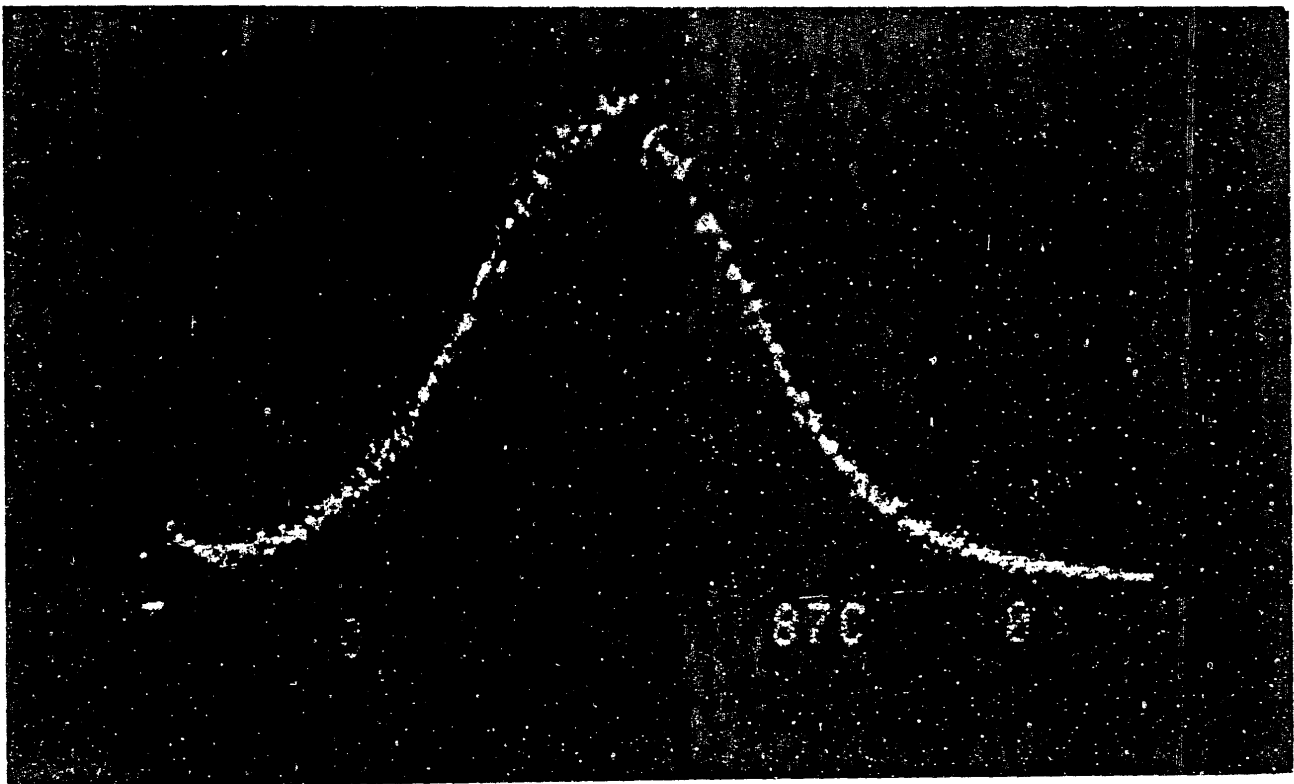


Fig. 4.10. Distribución de altura de pulsos para el arreglo final. El máximo de la curva se da para una ganancia de 10^7 .

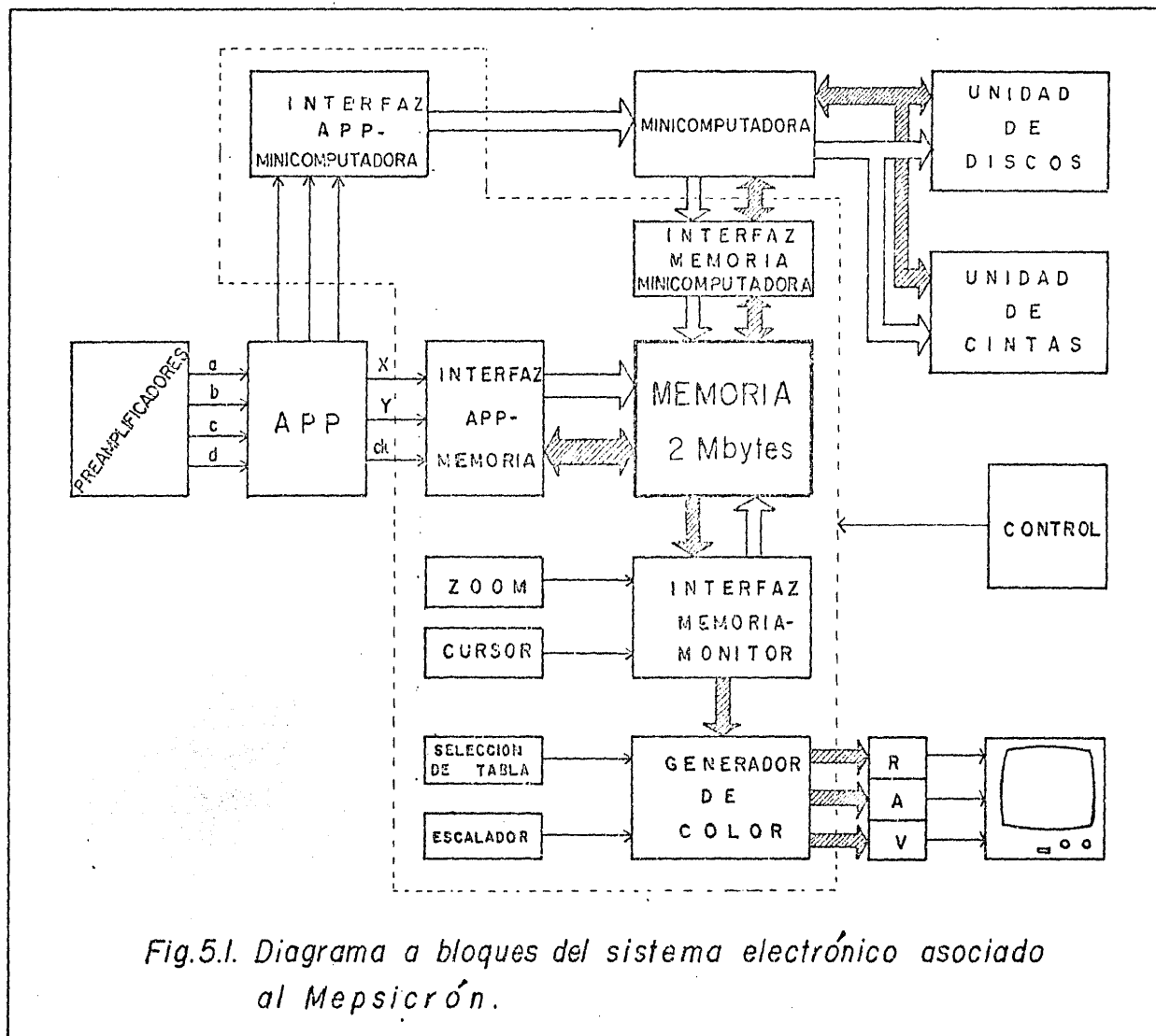
res hasta de magnitud 17 en 15 minutos de exposición, lo que representó una mejoría de alrededor de un factor cuatro sobre los mejores detectores en uso⁽²⁷⁾.

5. SISTEMA ELECTRONICO.

A fin de obtener las coordenadas de un evento producido en el MEPSICRON y procesar las imágenes formadas después de acumular un cierto número de eventos, se ideó un sistema electrónico que permitiese, simultáneamente, la adquisición de los datos y el manejo de las imágenes. Muchas de las partes integrantes del sistema fueron diseñadas y construidas en el Laboratorio de Electrónica del Instituto de Astronomía de la UNAM y son el tema del presente trabajo, por lo que, adelante, se describirá detalladamente tanto su funcionamiento como la circuitería. Antes de proceder a tal descripción detallada, es pertinente hacer una descripción global del funcionamiento del sistema.

5.1. Descripción General.

En la Figura 5.1 se muestra un diagrama a bloques de lo que constituye el sistema electrónico necesario para ver en un monitor de color de alta resolución las imágenes vistas por el detector MEPSICRON y procesarlas con la ayuda de una minicomputadora NOVA 1200, guardando los datos necesarios en cintas magnéticas o en discos flexibles. De los módulos mostrados únicamente se compraron como equipo terminado los siguientes: Minicomputadora, unidad de cintas, unidad de discos y monitor de color.



Como ya se indicó en el capítulo 3, el ánodo resistivo del detector envía un pulso de carga en cada esquina al recibir una avalancha de electrones producto de la emisión de un fotoelectrón por el fotocátodo. La amplitud de cada pulso depende de la posición en el fotocátodo de la producción del fotoevento en cuestión, así como de la intensidad de la avalancha electrónica incidente en el ánodo.

Se tiene, como ya se mostró también en el capítulo 3, que si se fija un centro de coordenadas en una de las esquinas del ánodo, se puede conocer la posición del fotoevento haciendo uso de las fórmulas

$$x = \frac{Q_1 + Q_2}{\sum_{i=1}^4 Q_i} \quad y = \frac{Q_1 + Q_4}{\sum_{i=1}^4 Q_i}$$

o, lo que es lo mismo, después de la conversión adecuada,

$$x = \frac{V_1 + V_2}{\sum_{i=1}^4 V_i} \quad y = \frac{V_1 + V_4}{\sum_{i=1}^4 V_i}$$

Así, tenemos entonces que es necesario tener un conjunto de 4 preamplificadores que nos den a la salida un voltaje proporcional a la carga emitida por el ánodo en cada esquina.

Una vez obtenidos tales voltajes es necesario realizar 3 sumas (dos numeradores y un denominador), las cuales se realizan en forma analógica. Y, para finalmente tener

las coordenadas, es necesario realizar dos divisiones, las cuales se realizan previa digitalización de las cantidades involucradas. Así, se tienen las coordenadas en forma digital, las que pueden obtenerse en serie o en paralelo.

Debido a que los pulsos que produce el ánodo son de muy corta duración mientras que el proceso de conversión y división es relativamente lento, es necesario colocar circuitos muestreadores de señales antes de realizar la conversión.

Las coordenadas del evento dadas por los divisores en forma digital son convertidas en señales analógicas para monitorearlas en un osciloscopio auxiliar X-Y de tamaño pequeño que puede montarse junto con el conjunto descrito anteriormente.

A todo el conjunto formado por sumadores, muestreadores, convertidores A/D, divisores y convertidores D/A se le ha denominado Analizador de posición de pulsos (APP por sus siglas). Todo el sistema debe ser lo suficientemente rápido para permitir el registro sin error de dos eventos producidos de manera casi simultánea. En el presente caso se tiene que, entre eventos, debe haber un intervalo de 20 μ seg en promedio, aunque dicho intervalo puede llevarse a sólo 3 μ s mediante trabajo adicional.

Una vez que se tienen las coordenadas de un evento, es necesario almacenarlas de alguna manera para que posteriormente pueda analizarse la imagen formada. Esto puede lograrse de varias maneras, como por ejemplo guardando directamente las coordenadas en cinta magnética. Pero dado que este proceso requeriría demasiado tiempo muerto y grandes cantidades de cinta magnética para una exposición de larga duración, además de que no podría visualizarse la imagen en formación durante el proceso de integración, se pensó en diseñar una memoria auxiliar de gran capacidad (1024x1024 palabras de 16 bits cada una) de la que se pueden leer los datos para exhibir la imagen en un monitor de color de alta resolución. Así, el usuario puede suspender una exposición si por alguna circunstancia no obtiene la imagen que desea; si la imagen formada es de su entera satisfacción, puede dar curso al procesamiento de los datos o simplemente guardar la imagen, o la parte de ella que sea de su interés, en cinta magnética y/o en discos flexibles, ahorrándose así gran cantidad de espacio en tales dispositivos.

Para acumular los datos proporcionados por el APP en la memoria auxiliar pueden seguirse dos caminos: directamente del APP a la memoria, a través de una interfaz, o pasando por la minicomputadora. Obviamente, el primer camino es mucho más rápido pero el segundo presenta la ventaja de que puede escribir el dato en la memoria al mismo tiempo que lo

guarda en cinta, si esto en algo puede beneficiar al usuario.

Debido a que en la memoria no es posible leer y es cribir al mismo tiempo, es necesario establecer un árbitro que imponga las debidas prioridades. Tal función la realiza el módulo de control, que al mismo tiempo que indica qué dispositivo puede leer o escribir en la memoria, proporciona la debida sincronía al monitor y delimita el área de la memoria que ha de leerse.

Ya que resulta de utilidad amplificar ciertas zonas de la memoria para verla con más detalle en el monitor, se ha implementado la función de ZOOM o amplificación en el sistema de lectura de datos, la cual es controlada desde el panel. Existen cuatro niveles de amplificación independientes para cada eje, teniéndose en cada uno el doble de amplificación que en el anterior; es decir, amplificaciones de 1, 2, 4 y 8. En el nivel de mínima amplificación puede verse la cuarta parte de la memoria, es decir, 512x512 elementos de imagen, y en el nivel de máxima amplificación pueden observarse 64x64 elementos de imagen. Así mismo, se ha implementado la función VENTANA, controlable también desde el panel, que consiste en que la zona de la memoria desplegada en el monitor puede moverse de manera continua y con velocidad regulable en cualquier sentido, pudiéndose realizar un barrido de toda la memoria.

Desde el panel también es posible mover a través de toda la pantalla un cursor consistente en dos líneas ortogonales. El sistema generador del cursor constantemente está enviando a la interfaz Nova/Memoria las coordenadas del elemento de imagen en el que se posiciona la intersección de las líneas ortogonales que forman el cursor, a fin de que la minicomputadora pueda tener conocimiento de dichas coordenadas mediante la instrucción correspondiente.

Un aspecto de interés que se ha implementado en el sistema y que puede manejarse desde el panel es aquél por el cual el usuario puede reducir la resolución con la que el APP envía las coordenadas, de tal suerte que el usuario puede seleccionar desde tener una sola imagen en toda la memoria hasta dieciséis imágenes distintas con menor resolución, seleccionando el lugar de la memoria en el que quiere almacenar la imagen deseada.

Finalmente, también es de hacer notar que el sistema cuenta con dos escalas de colores construidas de tal forma que pueden obtenerse 64 colores distintos a partir de un dato digital de 8 bits; una de las escalas varía en forma lineal y la otra lo hace en forma logarítmica. Además, el sistema está habilitado para tener 4 niveles de escalamiento; dado que cada color se obtiene a partir de un dato digital de 8 bits y la memoria tiene localidades de 16 bits, se cuenta con la posibilidad de utilizar cualquier conjunto de 8

bits consecutivos, es decir, se pueden considerar sólo los 8 bits menos significativos, o los siguientes si ya se tiene saturación, etc., hasta tener sólo los 8 bits más significativos.

El hecho de que se tengan un millón de localidades de memoria de 16 bits cada una proporciona un amplio intervalo dinámico que resulta más que suficiente para los propósitos astronómicos a que ha de dedicarse. Además, el que se tenga asociada una minicomputadora otorga cierta flexibilidad de trabajo, ya que permite el procesamiento de los datos inmediatamente después de haberse obtenido, pero también hace posible que se utilice la memoria en otro tipo de trabajo que no sea almacenamiento de los datos proporcionados por el APP. Así, es posible emplearla directamente como dispositivo de memoria asociado a la minicomputadora en el trabajo de la programación o para acumular datos procedentes de un CCD (para esto último habrá de usarse próximamente).

5.2. Preamplificadores.

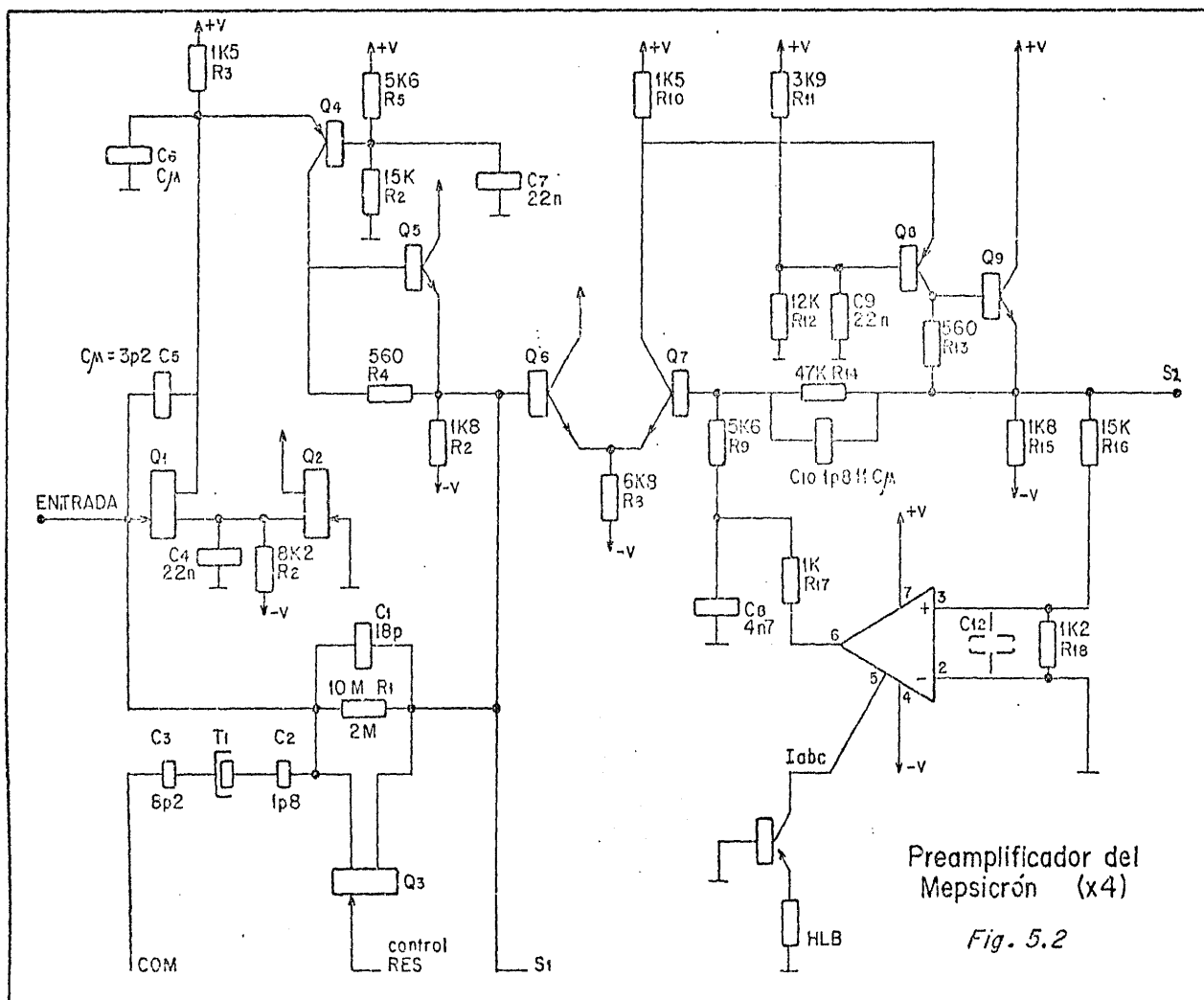
Como ya se ha mencionado, el sistema cuenta con un grupo de cuatro preamplificadores de bajo ruido, que básicamente proporcionan un voltaje proporcional a la carga que reciben de parte de una de las terminales del ánodo resistivo. El ánodo resistivo se encuentra a un potencial de cero volts a través de una resistencia de 1.1 MΩ pero es posible llevar

lo a un potencial positivo o negativo, cuya magnitud puede ser de varios centenares de volts, por lo que es necesario proteger la entrada de los preamplificadores con un capacitor con alto voltaje de ruptura (1KV).

En la figura 5.2 se muestra el diagrama de uno de los cuatro preamplificadores idénticos contruidos para generar las cuatro señales que, posteriormente, habrán de someterse al proceso de suma, división y conversión.

Lo que hemos llamado un preamplificador es en realidad un conjunto de preamplificador, amplificador y corrector de línea base. La primera etapa recibe el pulso de carga procedente del ánodo a través de una configuración diferencial inversora de transistores de efecto de campo (JFET). Así, en el emisor del transistor Q_4 , que está acomplado en cascodo a Q_1 , se recibe un pulso positivo que se amplifica a través de Q_4 y de Q_5 . R_4 y Q_5 proporcionan una impedancia muy alta a Q_4 y esto define la ganancia en malla abierta.

La señal de salida que hemos llamado S_1 se integra en C_1 y es restablecida cuando el JFET Q_3 recibe el pulso llamado RES, que es una señal que va de 0 a -15 volts, procedente de un conjunto de monoestables no redisparables, los cuales se describen más adelante, en la sección 5.3.1. Existe un pulso adicional de compensación llamado COMP, complementario a RES, que permite corregir los pulsos transistores

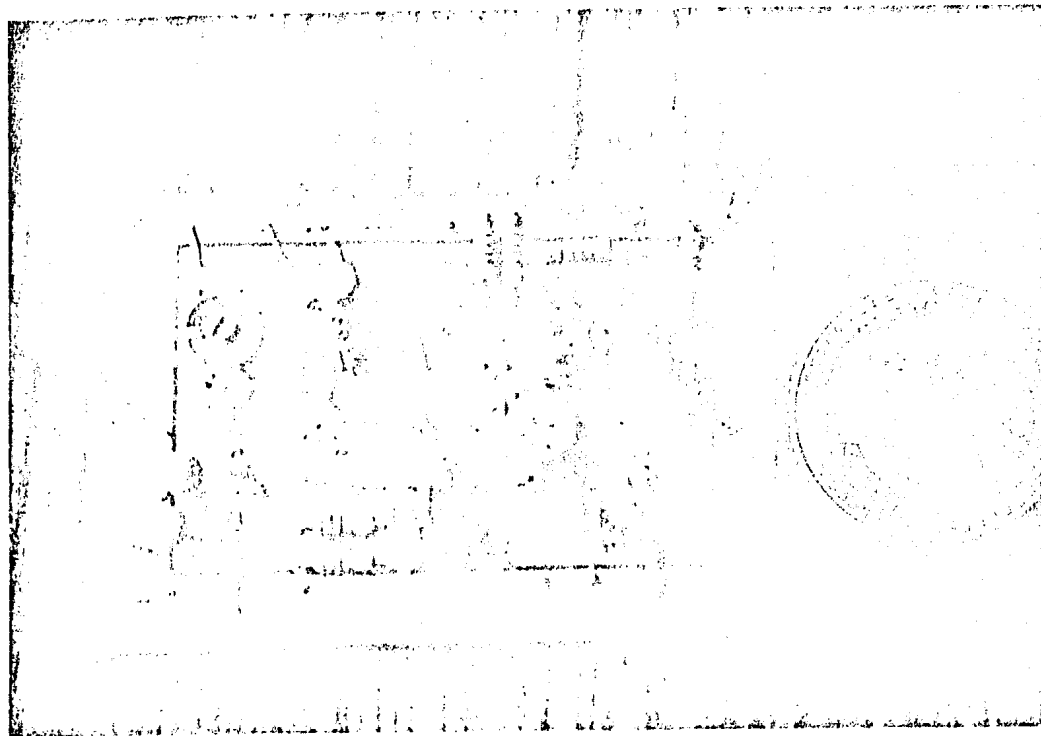


introducidos por la capacitancia parásita que existe entre drenaje y compuerta del JFET cuando se aplican señales de alta velocidad, como en este caso. Para el acoplamiento, existen los capacitores C_2 y C_3 y el capacitor variable (trimmer) T_1 .

La segunda es una etapa amplificadora con entrada diferencial no inversora, de transistores bipolares, acoplada en cascodo a Q_8 , a través del cual, junto con Q_9 , se obtiene la señal amplificada de salida S_2 , la que es realimentada a través de R_{14} ; el capacitor C_{10} sólo actúa como compensador.

La señal S_2 se emplea como referencia para el corrector de línea base, que es activado mediante la señal I_{abc} . Dicho corrector actúa evitando o permitiendo que el OTA (amplificador operacional de transconductancia) inyecte corriente a la base de Q_7 a través de R_{17} y R_9 , dependiendo de si la señal se quiere o no presente a la salida del circuito. Cuando la señal S_1 no ha sido restablecida, aparecerá amplificada en S_2 y en tal caso se quiere que el corrector de línea base no actúe; cuando se restablece S_2 se hace actuar al corrector, de manera que cuando el OTA inyecte corriente se permita la recuperación del nivel de la línea base, que se pierde a causa de las corrientes de fuga en las diferentes etapas transistorizadas. La señal I_{abc} se produce también en el conjunto de monoestables que generan RES y COM. En la figura 5.3 se muestra la fotografía del conjunto terminado de preamplificadores.

(a)



(b)

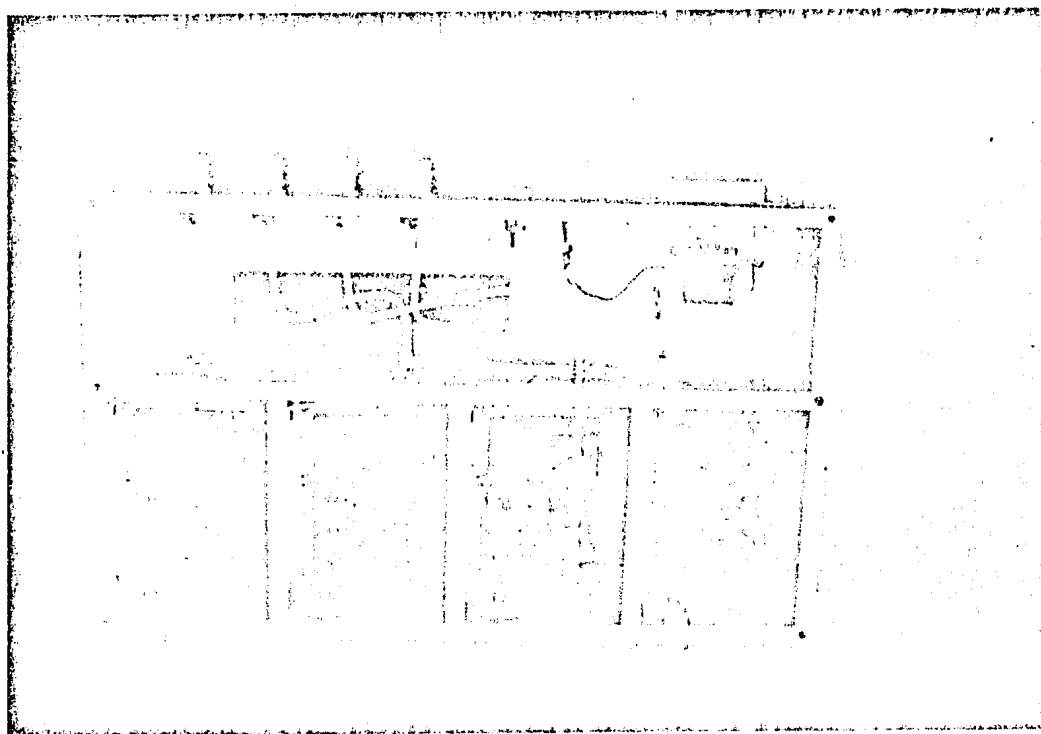


Fig. 5.3. (a) Fotografía de uno de los 4 preamplificadores. (b) Conjunto de preamplificadores con sus circuitos auxiliares de control. Los conectores de la parte inferior se conectan directamente al detector y los de la parte superior al APP.

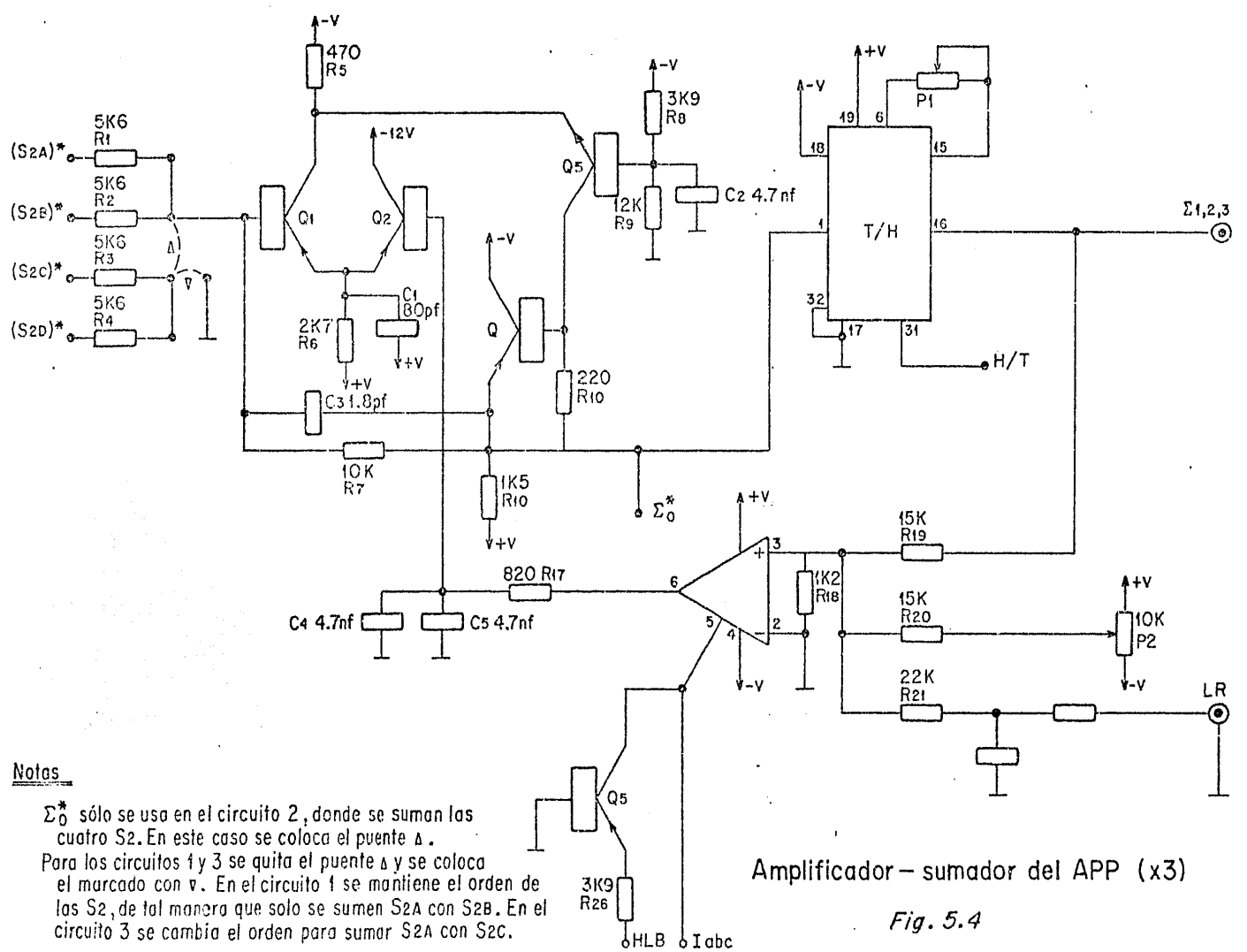
5.3. Analizador de posición de pulsos (APP).

El APP consta básicamente de tres circuitos sumadores, tres convertidores analógico-digital de 12 bits y alta velocidad y dos divisores digitales rápidos con número variable de iteraciones. También se tienen algunos circuitos auxiliares de control, los que serán descritos a continuación junto con los circuitos sumadores.

5.3.1 Circuitos sumadores.

Las cuatro señales, S_{2A} , S_{2B} , S_{2C} , S_{2D} , son enviadas al conjunto de tres circuitos sumadores idénticos, en los que se seleccionan las señales a sumar mediante la colocación adecuada de los cables, colocando el puente marcado con * si se quiere sumar las cuatro señales, como en el caso del denominador, y el puente ** si sólo se han de sumar dos señales, como en los numeradores. Para el numerador correspondiente a X se seleccionan S_{2A} y S_{2B} . El propósito de recibir las señales que no han de utilizarse en resistencias conectadas a cero volts es el de permitir que todas las señales S_2 tengan la misma impedancia de carga.

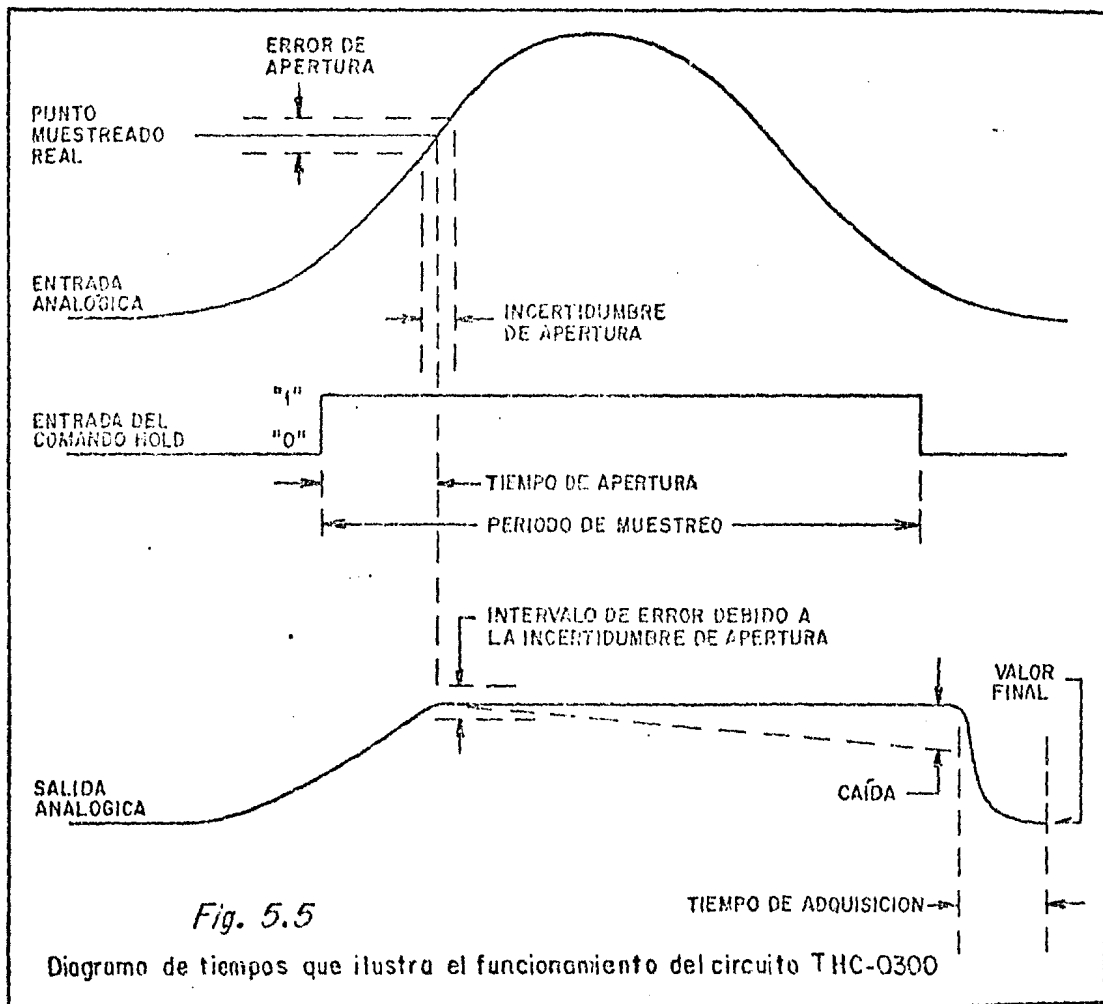
El circuito sumador consta de una etapa amplificadora, un seguidor-muestreador de señal (TRACK/HOLD) y un corrector de línea base. En la figura 5.4 se muestra el diagrama del circuito. La etapa amplificadora de nuevo consta de una entrada diferencial inversora formada por los transistores bipolares Q_1 y Q_2 , acoplada en cascodo a Q_3 que, junto con Q_4 , pro



porciona la señal $\sum$ proporcional a la suma de las S_2 respectivas. La señal $\sum$ es realimentada a través de R_7 y de nuevo se tiene un capacitor de compensación, C_3 .

El seguidor-muestreador de señal (T/H) es el circuito híbrido THC-0300 construido por la casa Analog Devices entre cuyas principales características están (véase figura 5.5):

Tiempo de adquisición (a 0.1%)	100 ns.
Tiempo de apertura	18 ns
Incertidumbre de apertura	100 ps max.
Rapidez de caída de la señal muestreada	12 $\mu\text{V}/\mu\text{s}$
Linealidad (con ganancia -1)	$\pm 0.01\%$
Voltaje de entrada	± 10 V
Impedancia de entrada	1000 Ω
Corriente de polarización de entrada	0.05 nA
Voltaje de salida	± 10 V
Corriente de salida	± 50 mA
Impedancia de salida	$< 0.01 \Omega$ para cd
Ruido (cd a 2.5 MHz)	100 μV rms
Ganancia (dentro de las <u>limi</u> taciones indicadas)	ajustable
Temperatura de operación	0 a $+70^\circ\text{C}$



En la figura 5.6 se muestra un diagrama a bloques del circuito.

Antes de dar el comando HOLD, la salida sigue a la entrada con una amplificación determinada por el potenciómetro que se ha instalado entre las terminales 6 y 15 del circuito (la ganancia varía entre 1 y 2 en este caso) funcionando simplemente como un amplificador. Cuando se proporciona el comando HOLD enviando un "uno" lógico, la salida queda fija en un nivel, manteniéndose así hasta que el comando HOLD se restablece enviando un cero lógico a la entrada correspondiente. Esta operación se muestra gráficamente en la figura 5.5. El nivel que se tiene a la salida durante el tiempo en el que se mantiene en "1" el comando HOLD, es el valor del voltaje a la entrada en el instante en que el comando HOLD se aplica más el tiempo de apertura. A las variaciones en el instante de muestreo se les llama incertidumbre de apertura y se reflejan como pequeñas variaciones en el punto de muestreo, pudiendo introducir errores significativos cuando se muestrean entradas con dV/dt muy grandes; de lo contrario el error es pequeño. En nuestro caso, dV/dt es casi cero en el instante de muestreo.

Finalmente, el restaurador de línea base es idéntico al empleado en los preamplificadores, con la única variante de que aquí es posible introducir, mediante un control externo, un voltaje constante

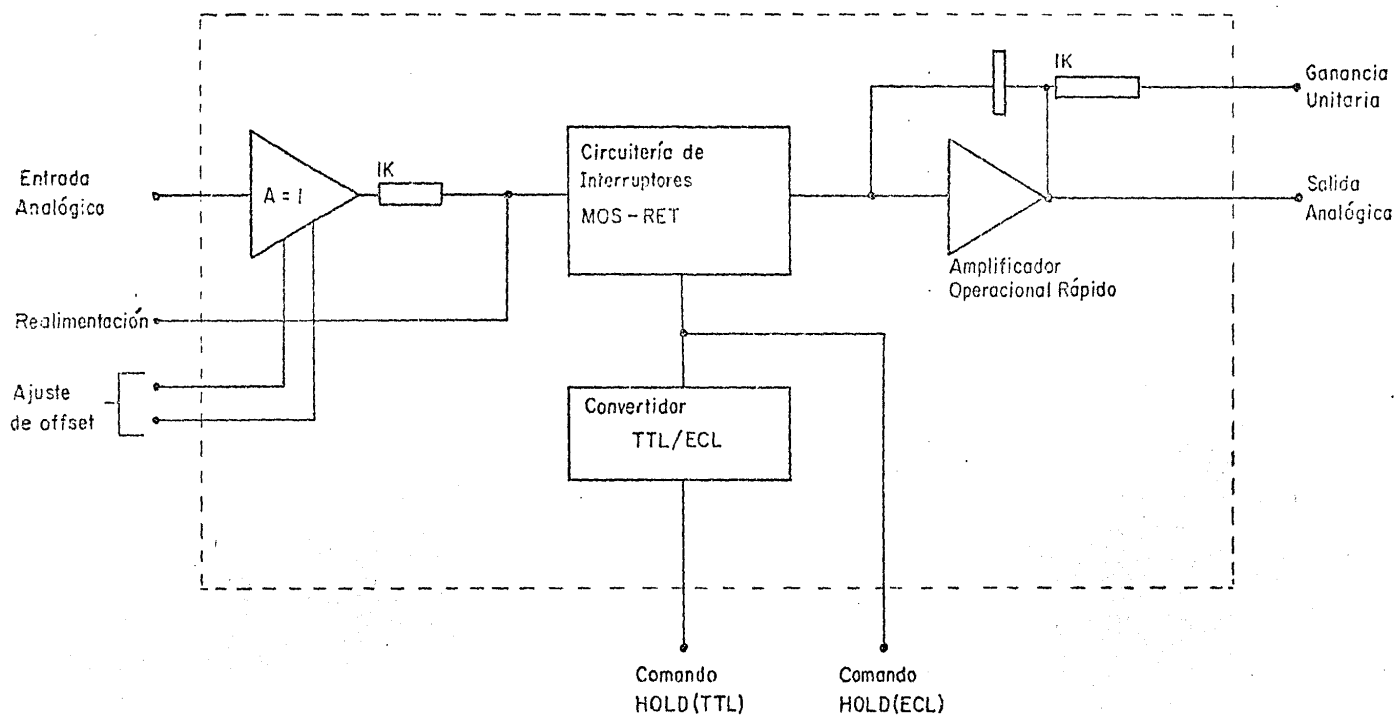
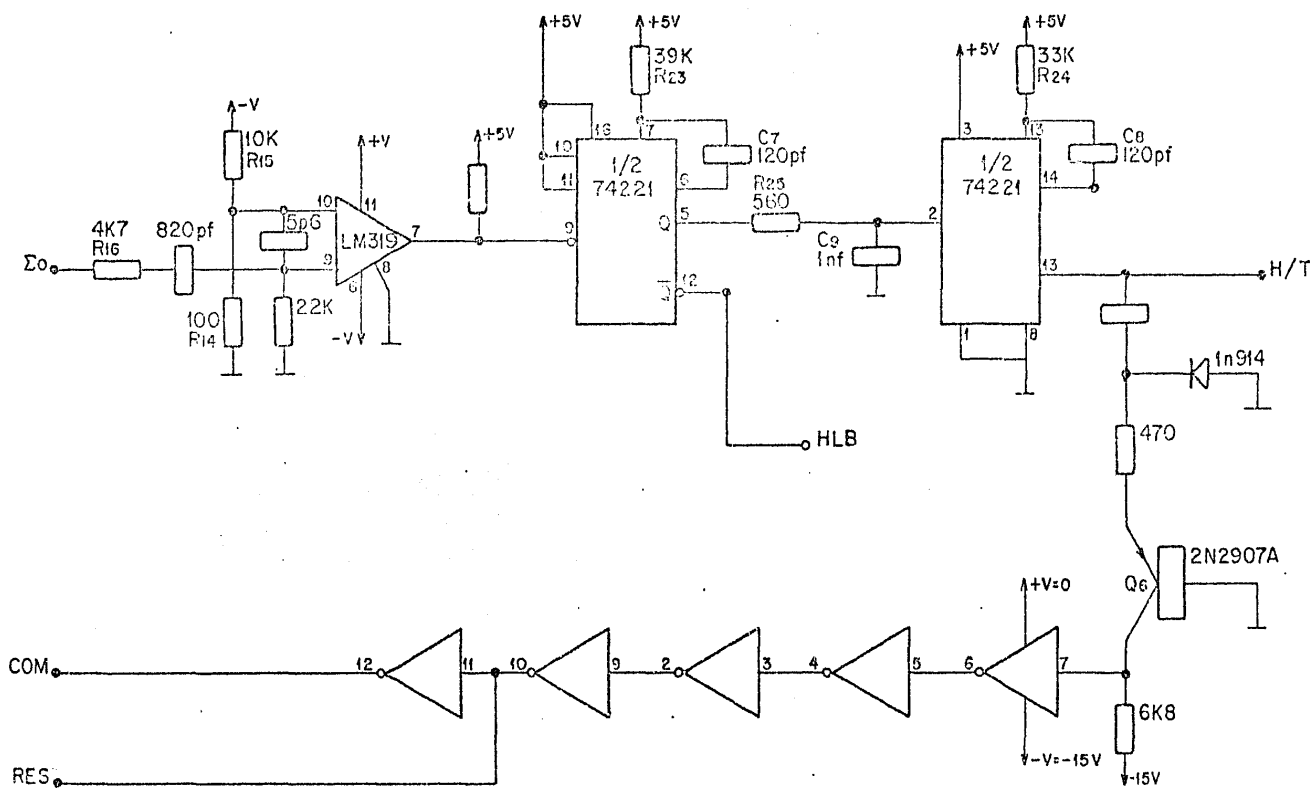


Diagrama a bloques del circuito THC-0300 (track-and-hold)

Fig. 5.6

(offset) para corregir linealidad y compensar cualquier error posterior en la línea base, intrínseco de los convertidores analógico-digital descritos adelante.

La señal Σ procedente del circuito correspondiente al denominador es enviada al comparador mostrado en la figura 5.7 en el que, en caso de alcanzar un umbral mínimo, se genera un pulso que dispara al monoestable M_1 , el cual a su vez genera un pulso de corta duración que, además de disparar a M_2 , deshabilita a todos los correctores de línea base (señal HLB), evitando que se restaure la línea durante este intervalo, que en nuestro caso es de $3.3\mu s$ aproximadamente. Un instante después, alrededor de 600 ns, cuando ya las señales Σ se encuentran estables, se genera el pulso HOLD indicando al circuito THC-0300 que debe retener la señal durante el tiempo que dura HOLD (aproximadamente $2.5\mu s$). Simultáneamente se produce el pulso CONV que indica a los convertidores analógico-digital que pueden empezar a realizar su respectiva conversión. Cabe señalar que los monoestables empleados no son redisparables, lo cual permite discriminar a los fotoeventos muy poco espaciados en el tiempo. Aunque es posible registrar cualquier fotoevento producido más de $3.3\mu s$ después del anterior, el hecho de que todavía no se ha restablecido la línea base sino hasta varios microsegundos después, implica que todo fotoevento que se produzca en este tiempo de transición dará una señal incorrecta, lo que se refleja en cierta distorsión en la imagen producida.



Circuito de control de los preamplificadores y de los amplificadores-sumadores

Fig. 5.7

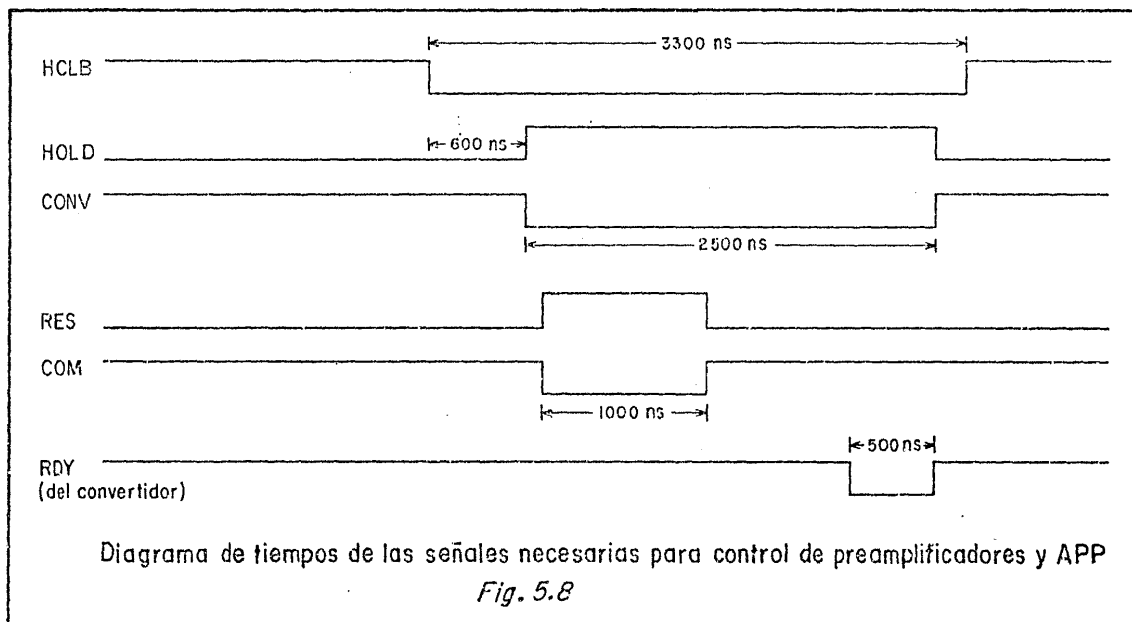
En la figura 5.8 se muestra la secuencia de aparición de las señales mencionadas.

5.3.2 Conversión Analógico-Digital.

En este punto ya se tienen las señales correspondientes a los dos numeradores y al denominador. Ellas son introducidas a convertidores analógico-digital para enviarse después a los respectivos divisores las señales digitalizadas.

La conversión la realiza íntegramente el circuito híbrido MAS-1202, también fabricado por Analog Devices, el cual es un convertidor ultrarápido de 12 bits y que funciona por aproximaciones sucesivas. A continuación se enlistan algunas de sus características:

Resolución	12 bits
Precisión	$\pm 0.012\%$ de E.C. o $\pm \frac{1}{2}$ LSB
No linealidad	$\pm \frac{1}{2}$ LSB max
Tiempo de conversión	2 μ s max
Intervalo de voltajes de entrada	0 a ± 10 V o ± 5 V
Impedancia de entrada	1.15 K Ω
Peso del bit menos significativo	2.44 mV
Función del comando de conversión	"1" lógico restablece al convertidor "0" lógico inicia la conversión
Duración del comando de conversión	100 ns min.



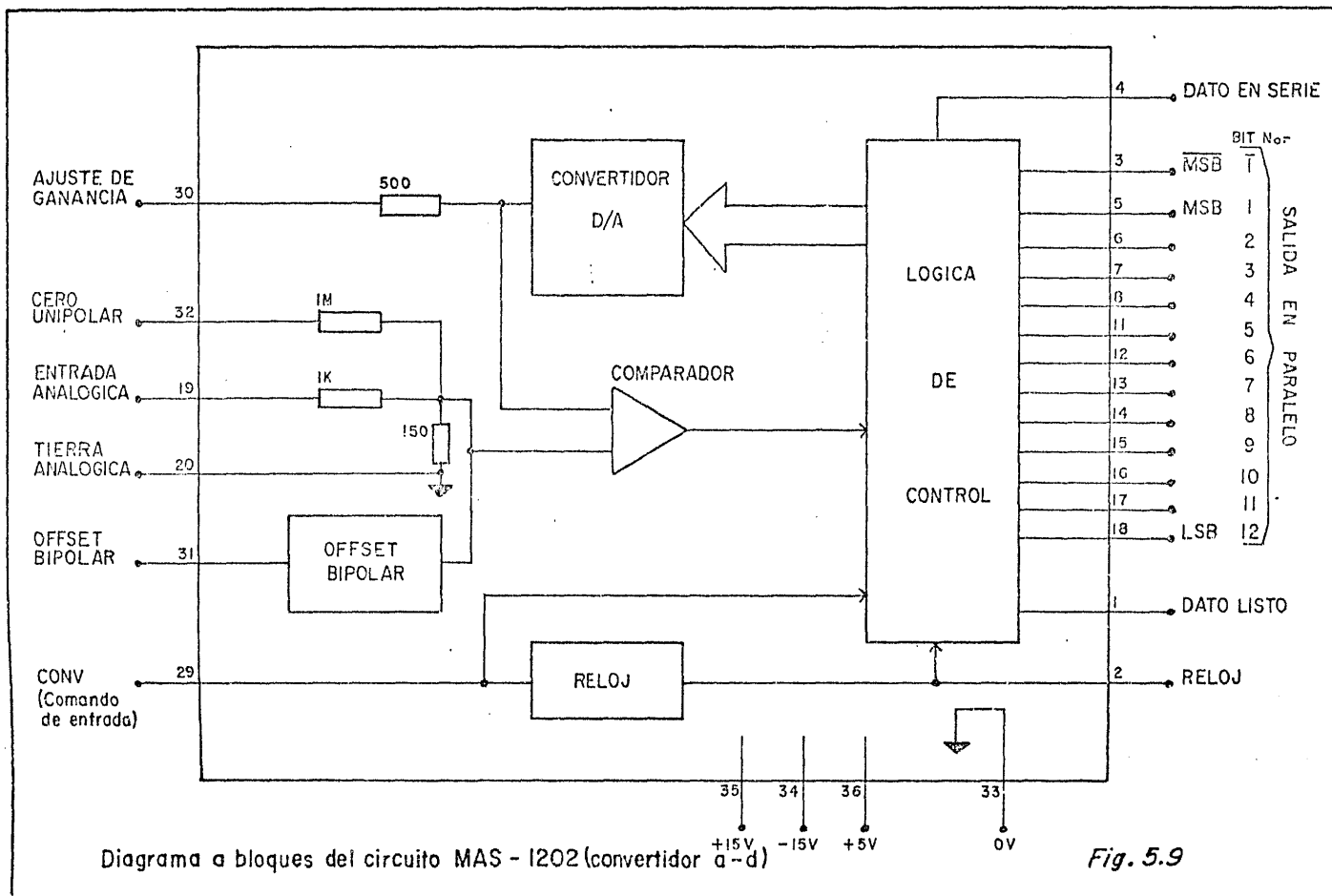
Formato de salida en paralelo	12 líneas que mantienen el dato hasta el siguiente comando de <u>con</u> versión
Formato de la señal RDY	"0" = dato listo "1" = se restablece y empieza nueva conversión
Temp. de operación	0 a + 70°C

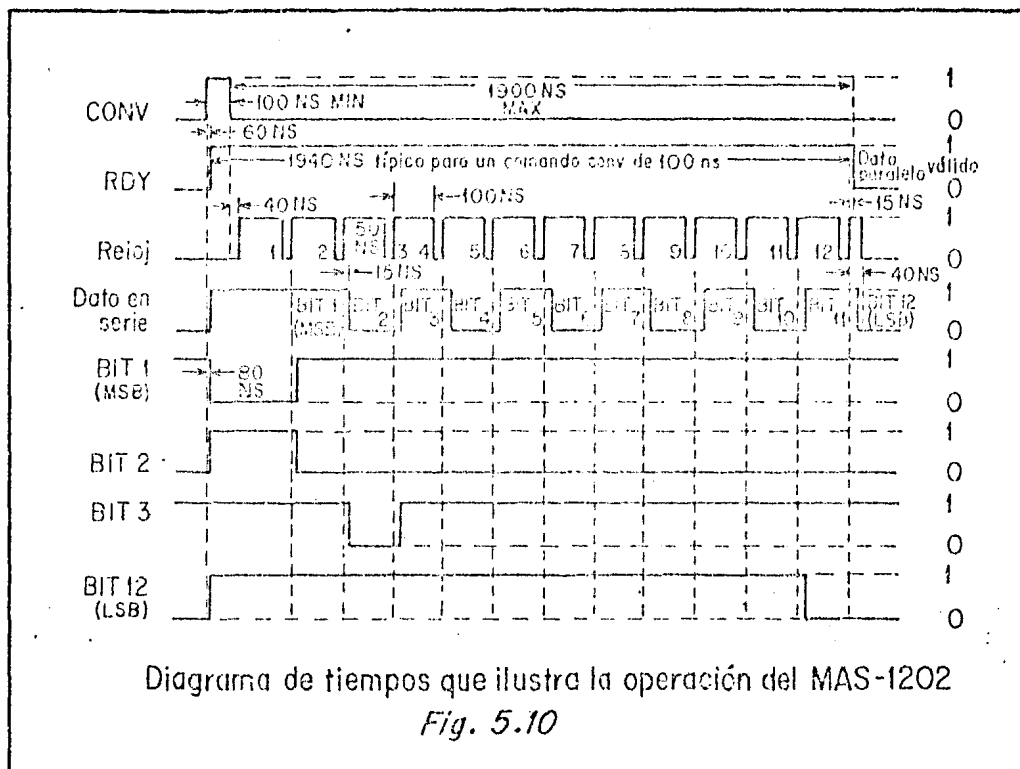
En la figura 5.9 se muestra un diagrama a bloques del circuito. Como puede verse, consta de un comparador, convertidor D/A rápido, generador de reloj y lógica de control que incluye un registro de aproximaciones sucesivas. Existe también la posibilidad de ajuste de offset y ganancia y, además de su salida en paralelo, tiene una salida en serie, salida de reloj para sincronización externa y salida del MSB para operaciones de complemento a 2. En nuestro caso no fue empleada ninguna de estas salidas extras. En la figura 5.10 se presenta un diagrama de tiempos que ilustra el funcionamiento del convertidor.

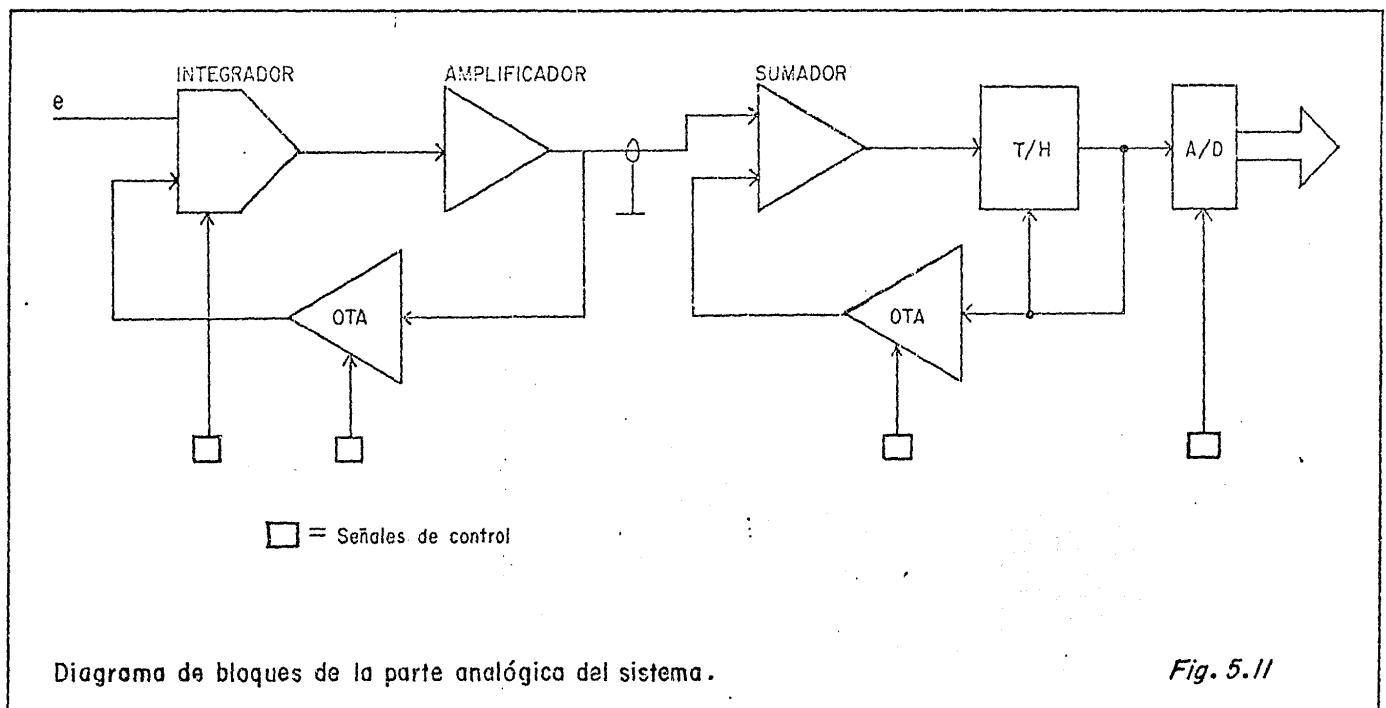
En este punto, para sintetizar lo dicho, se sugiere referirse a la figura 5.11, que es un diagrama a bloques que incluye preamplificadores y lo que hasta aquí se ha descrito del APP.

5.3.3 División Digital.

Como ya se ha mencionado, es necesario ahora realizar un par de divisiones. Para ello se han utilizado di





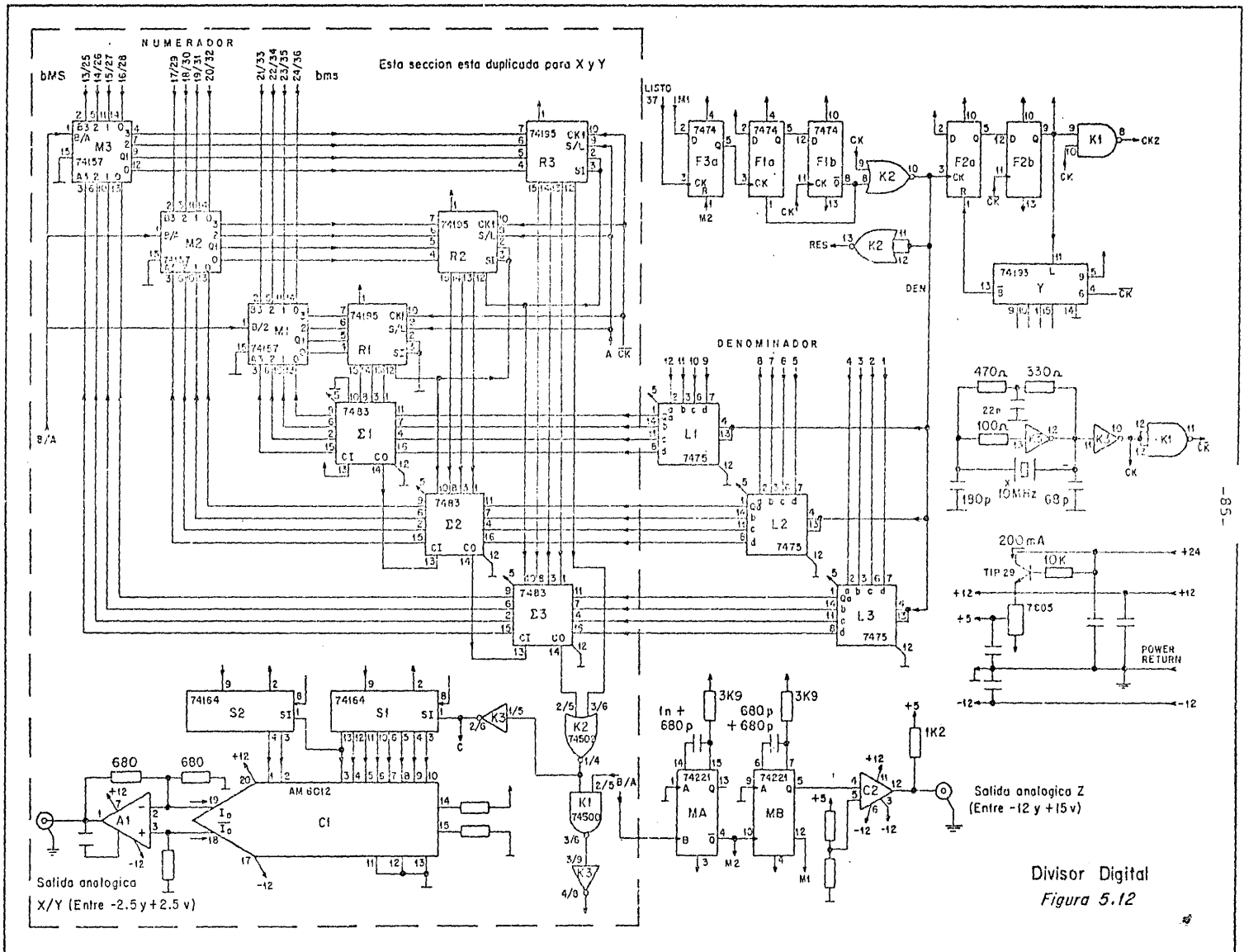


visores digitales idénticos, cuyo diagrama aparece en la figura 5.12. Se han empleado divisores digitales ya que es la manera más rápida de realizar la operación; es posible ejecutar una división con 10 bits en el cociente en sólo $1.0\mu\text{s}$.

A continuación se describe someramente el funcionamiento del circuito (para una descripción más detallada véase la referencia 15): El circuito mostrado en la figura 5.12 realiza el cociente de dos números digitales de 12 bits mediante aproximaciones sucesivas y se supone que el numerador es estrictamente menor que el denominador. El número de bits del cociente es igual al número de iteraciones programadas a la entrada del circuito Y1. Cada iteración necesita un mínimo de 100 ns para realizarse, de manera que una división tardará en ser llevada a cabo al menos el número de iteraciones multiplicado por 100 ns. Por ejemplo, para un cociente de 10 bits, la operación tardará $1.0\mu\text{s}$.

La señal de reloj es proporcionada externamente en CK y la frecuencia máxima permisible es de 10 MHz con señal cuadrada. Para nuestro propósito, se proporcionó la señal de reloj de máxima frecuencia.

El circuito F2b genera el pulso T, el cual indica que está en proceso una división, lo que hace como respues-



ta el comando DIVIDE, el cual solicita la realización de una división.

El comando DIVIDE se genera en el circuito cuyo diagrama se muestra en la figura 5.13 y se produce sólo cuando se dan tanto la señal RDY en los tres convertidores como la señal VALIDO, producida por el par de comparadores que verifican que, la señal producida para el denominador, caiga dentro del intervalo delimitado por los umbrales impuestos externamente mediante los potenciómetros P_1 y P_2 .

Siguiendo con la figura 5.12, se tiene que el circuito Flb genera la señal B/A, cuya principal función es elegir el modo de operación de los circuitos M1, M2 y M3 a fin de que, mientras no se realice ninguna división, los circuitos R_1 , R_2 y R_3 estén copiando lo que hay en el numerador, y cuando se inicie una división copiarán lo que M1-M3 tengan en las entradas B que, como se ve, es el resultado de una suma parcial (en este caso, una resta).

Cuando se ha solicitado una división, el contenido de los circuitos R1-R3, denominado residuo, se multiplica por 2 y se compara con el denominador. La comparación se hace en los sumadores $\Sigma 1-\Sigma 3$ y la compuerta K2a, realizándose una resta que, por la convención usual, consiste en tomar el complemento a 2 del sustraendo y sumar, motivo por el que el denominador aparece negado. La señal C indica el resultado

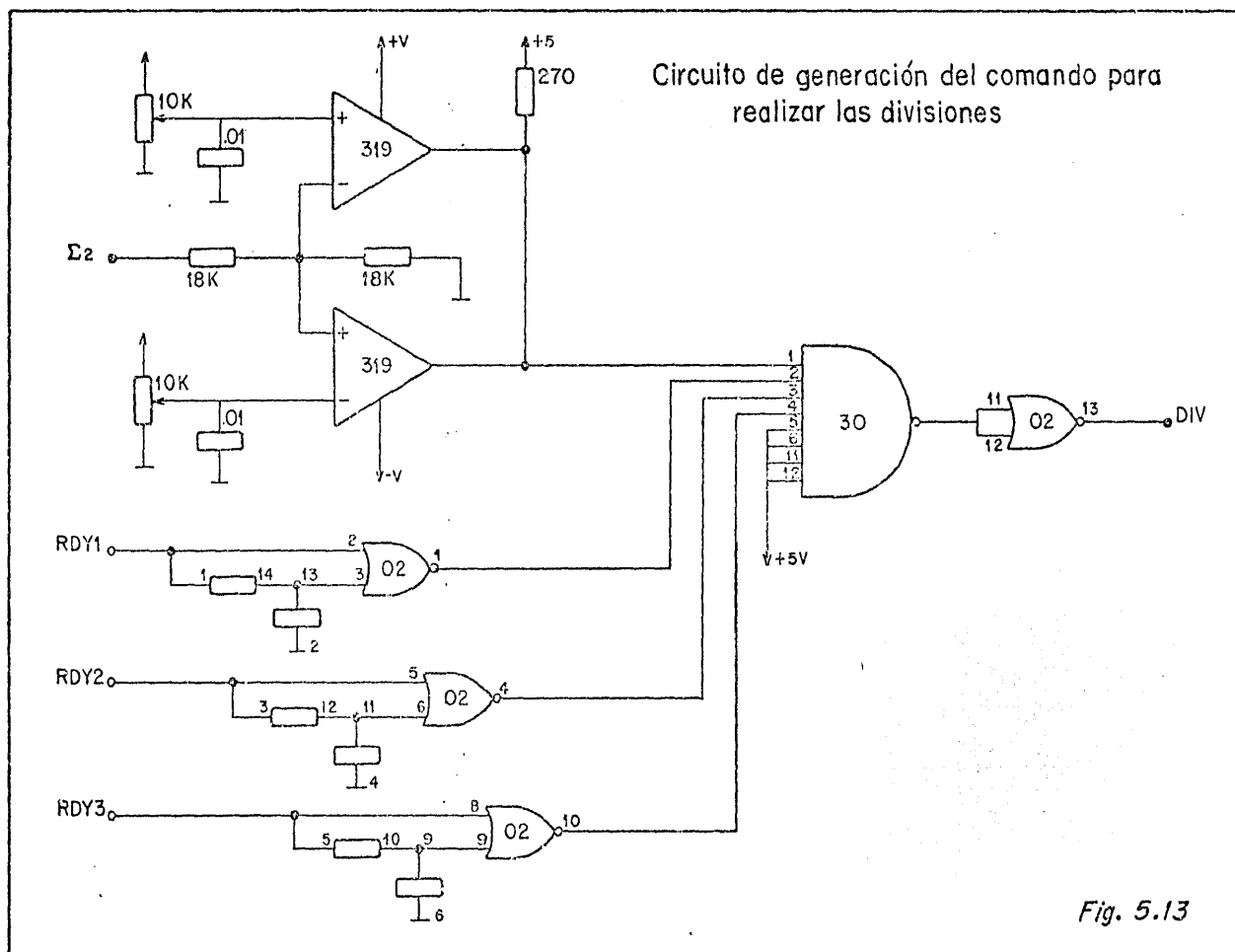


Fig. 5.13

de la comparación, valiendo "1" si el doble del residuo fue mayor que el denominador y "0" en caso contrario. Esta misma señal C es almacenada en los registros S_1 y S_2 , en los que después de las n iteraciones aparecerá el cociente.

La manera en que se calculará el residuo para la siguiente iteración es decidida por C: Si $C = 1$, el nuevo residuo es el resultado de la resta anterior y, si $C = 0$, será el doble del residuo anterior. El proceso se repite para cada iteración.

Es necesario hacer notar que, el numerador para la división, debe estar estable cuando menos 10 ns antes de que se solicite una división mediante el comando DIVIDE, por lo que las señales RDY se retardan ligeramente.

Cuando se tiene el cociente en los registros S_1 y S_2 , es convertido en una señal analógica por medio del convertidor digital-analógico C1 y el amplificador A1, para visualizar la imagen en un monitor auxiliar, el cual también utilizará la señal analógica Z procedente del comparador C2.

Para enviar las coordenadas digitalizadas al sistema de cómputo no es conveniente hacerlo en paralelo, debido al gran número de cables necesarios; por lo tanto, las que se envían son las señales C (una por cada divisor), que son las coordenadas en serie, y la señal CK2 para sincronización.

En las figuras 5.14 y 5.15 se muestran las fotografías de algunos aspectos del APP una vez terminado.

5.4. Memoria e Interfaces.

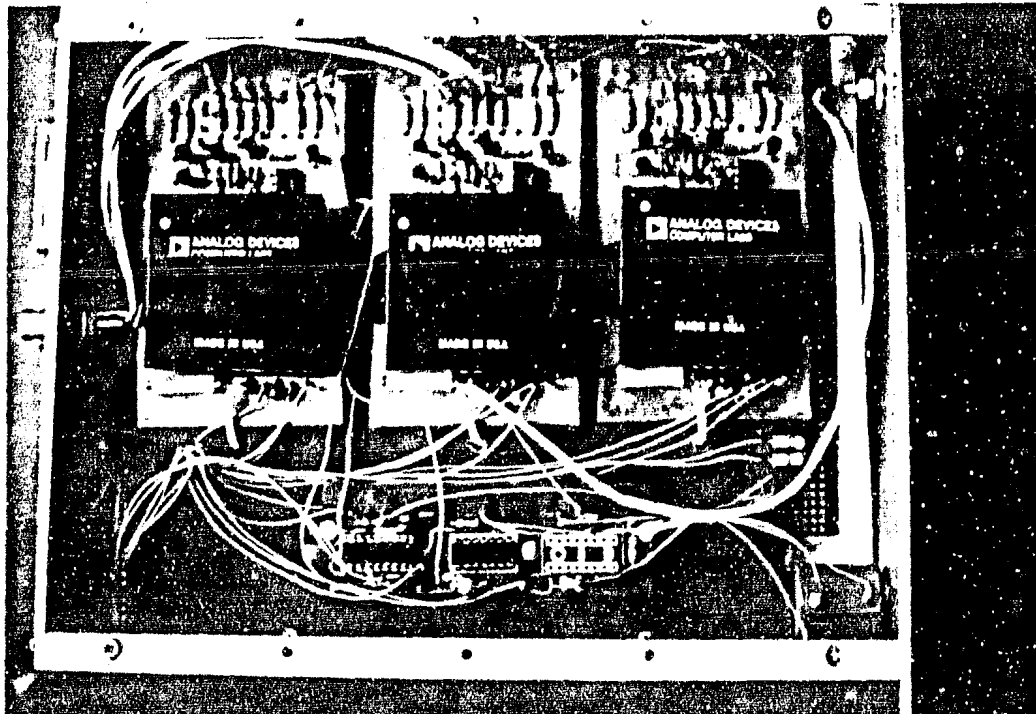
El resultado de ambas divisiones nos da ya las coordenadas del punto de incidencia de un evento, que también serán las coordenadas de una de las 1024x1024 localidades de memoria disponibles. Era necesario, pues, construir la lógica respectiva para acceder la localidad correspondiente (X,Y) e incrementar su contenido en uno, indicando que en la posición X,Y se ha recibido un fotón.

Toca ahora describir el sistema de memoria empleado así como las interfaces involucradas para comunicarla con los diferentes dispositivos.

5.4.1 Memoria.

Debido a que se requieren 1024x1024 localidades de memoria (los divisores entregan cocientes de 10 bits para cada coordenada, dando 1024 valores posibles) y deseándose 16 bits para cada localidad, se hace necesario un sistema de memoria de 2 Mbytes. Un sistema comercial de ese tipo es sumamente caro y, con la agravante de que se requiere un tiempo de acceso de 100ns para poder desplegar 512x512 localidades de memoria en 33 ms en un monitor, es imposible su adquisi-

(a)



(b)

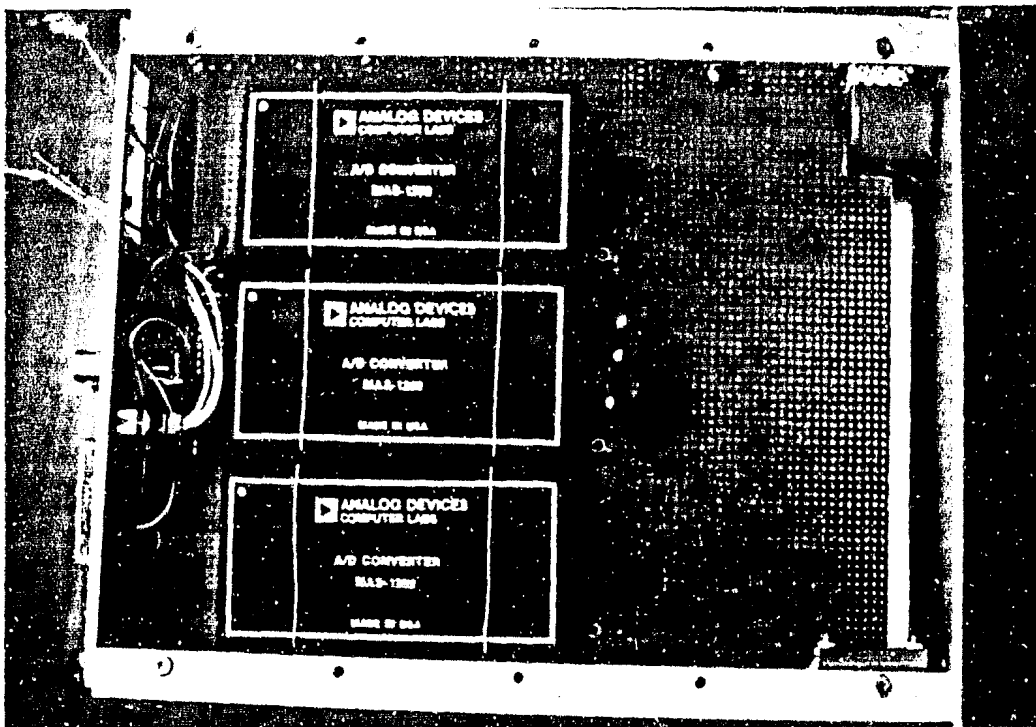


Fig. 5.14. (a) Conjunto de tres sumadores. En los conectores de la izquierda se conectan los preamplificadores. El potenciómetro de la parte inferior derecha es uno de los dos que se emplean para delimitar los umbrales (b) Conjunto de tres convertidores analógico-digitales.

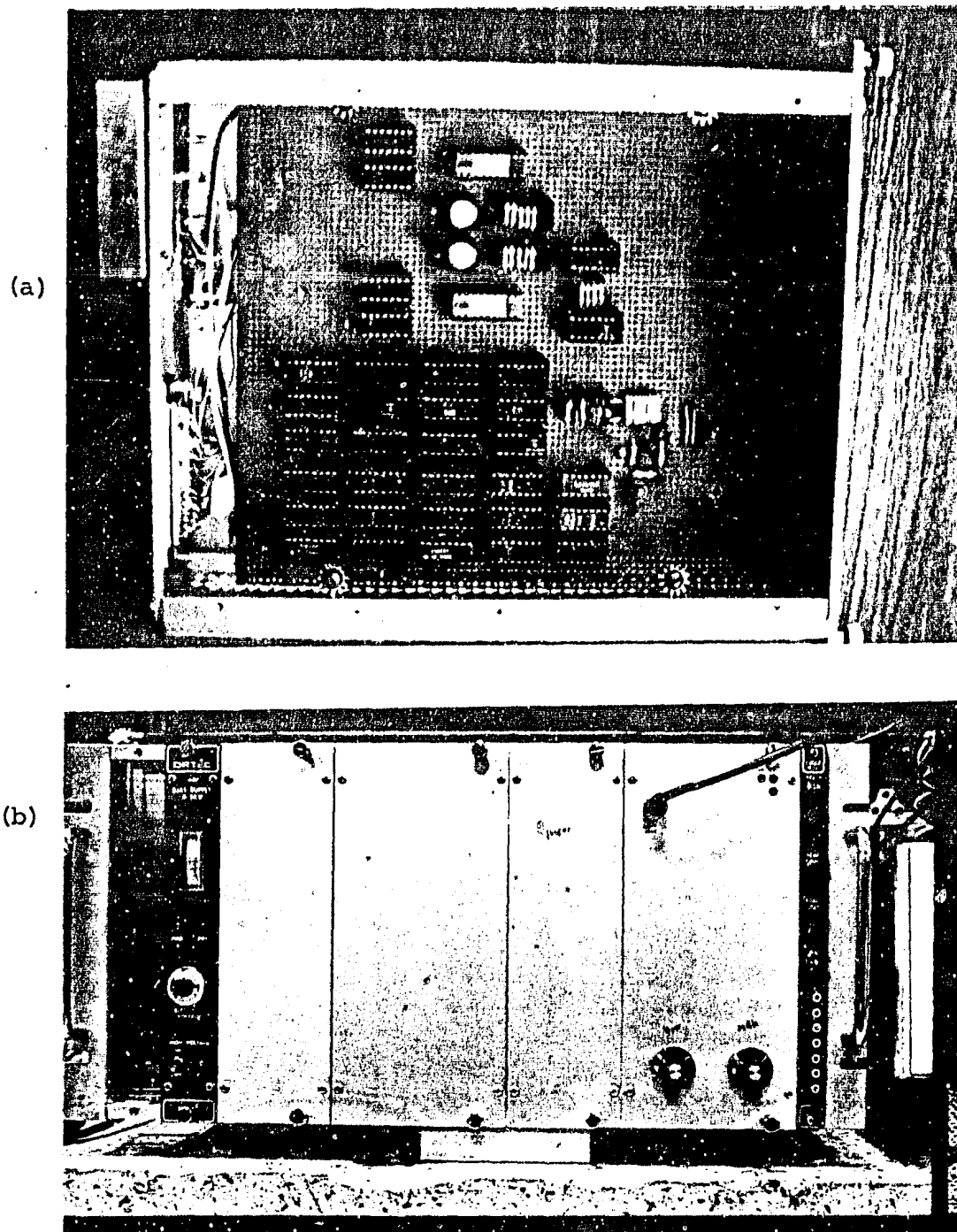


Fig. 5.15. (a) Módulo con dos divisores. El diagrama de cada uno de ellos aparece en la figura 5.12. (b) APP completo con los módulos formados por los sumadores, convertidores y divisores. La fuente de alto voltaje que aparece a la izquierda se emplea para polarizar las diferentes etapas del detector.

ción. Por tanto, se optó por adquirir un conjunto de tarjetas de memoria de 256 Kbytes cada una, con un tiempo de acceso de poco menos de 400 ns, y usar un método de intercalado para satisfacer todas las necesidades, realizándoseles a las tarjetas las modificaciones pertinentes.

Las tarjetas de memoria fueron construidas por la casa SD Systems Inc. y son del modelo Expandoram III. En la figura 5.16 se muestra el diagrama del circuito original y en la figura 5.17 aparece el diagrama del circuito en su versión final. Cada tarjeta consta básicamente de una matriz de memoria, un sistema de control y decodificación de la memoria y receptores de datos y direcciones.

La matriz de memoria consiste de 32 circuitos de RAM (memoria de acceso aleatorio), con capacidad de 64 Kbits cada uno, organizados en 4 bancos de 8 circuitos cada uno. Estos son del tipo MK 4164 y equivalentes.

La circuitería de control y decodificación de la memoria es responsable de generar las señales necesarias para la matriz de memoria y para los circuitos de recepción de datos y direcciones, y consta básicamente del flip-flop u6, una línea de retardo, el decodificador u8 y compuertas auxiliares (en su versión original existían otros circuitos que se hicieron innecesarios para los propósitos de este trabajo).

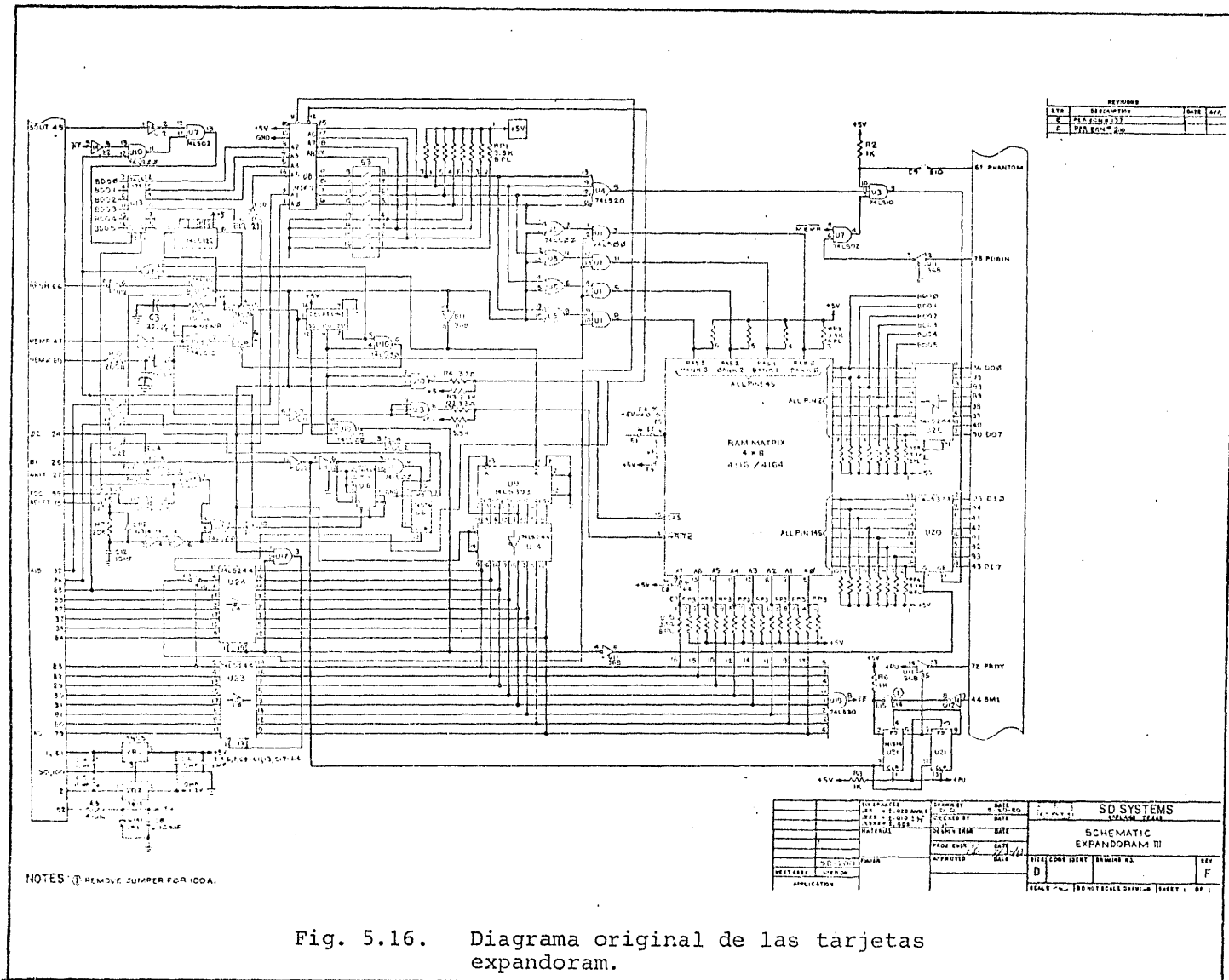


Fig. 5.16. Diagrama original de las tarjetas expandoram.

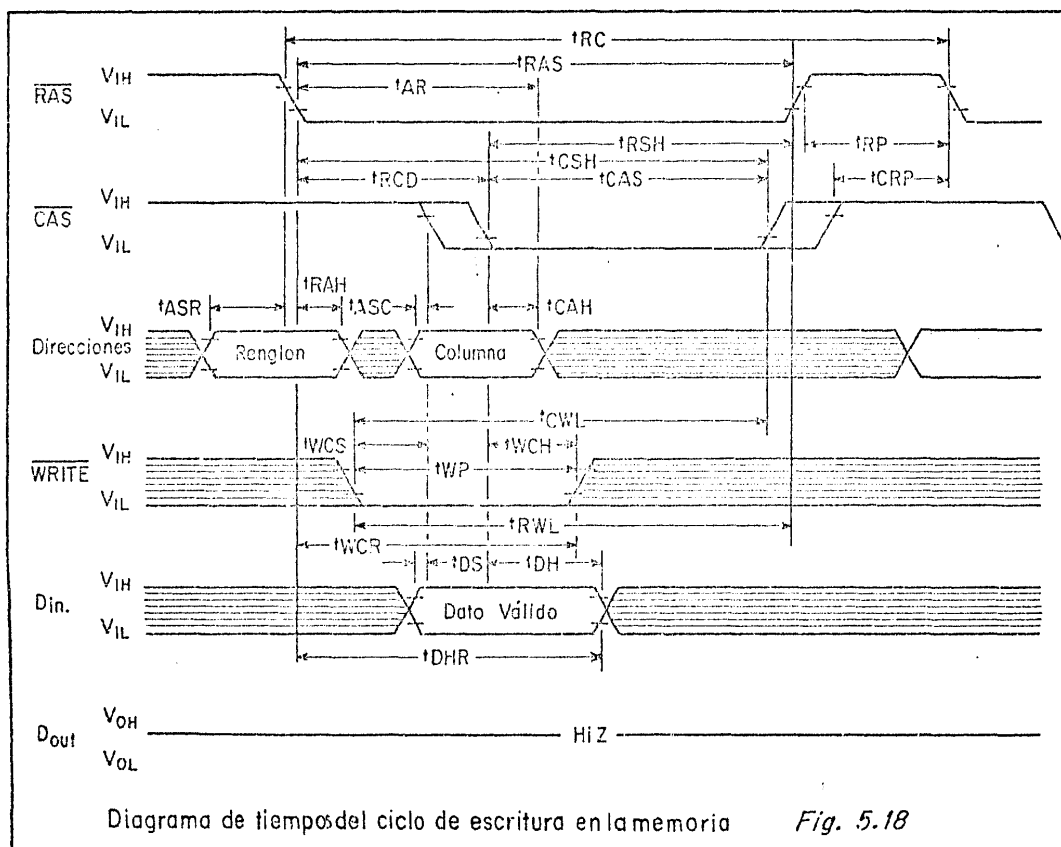
Los circuitos receptores de datos y direcciones son básicamente circuitos tipo "latch" (u20) y "buffers" (u14, u23, u24, u25).

Proceso de lectura.- El conjunto de tarjetas se ha organizado de tal forma que 4 de ellas son leídas al mismo tiempo, pero, mediante un proceso que se describirá en 5.4.3., se habilita o deshabilita el circuito u20 para que, en el ducto de datos, sólo aparezcan los datos de una sola tarjeta. Las otras 4 están en paralelo con las primeras para tener localidades de 16 bits por lo que, para propósitos de explicación, se hablará de 4 tarjetas cuando esto no cause confusión.

Cuando el conjunto de tarjetas recibe un pulso de MEMR, el flip-flop u6 se dispara generando un pulso que, al mismo tiempo que genera la señal RAS (selección de direcciones de renglón) para el banco que se haya seleccionado con el decodificador u8, usando los bits de dirección A18 y A19, activa la línea de retardo de la que se extraen tres señales idénticas a la entrada, pero retardadas una con respecto a otra: la primera está retardada 50 ns, la otra 100 y la última 250. Aunque el circuito tiene salidas con otros tiempos de retardo, no se han utilizado. La señal retardada 50ns se emplea para activar u24 y desactivar u23, pues en ese instante ya la matriz de memoria ha registrado los 8 bits menos significativos de dirección; así, la matriz de memoria puede

registrar los siguientes 8 bits. La señal retardada 100 ns se retarda adicionalmente otros 20 ns con la ayuda de dos inversores de u18 para producir la señal CAS (selección de direcciones de columna). Finalmente, la señal retardada 250ns restablece al flip-flop u6; en este momento, el dato respectivo ya está listo para ser registrado por u20, lo que se hace con la señal LATCH. El dato ya ha sido leído y se encuentra preparado para ser puesto en el ducto de datos en cuanto la señal OE respectiva lo indique. El proceso ha llevado ligeramente menos de 400 ns.

Proceso de escritura.-- Este es un proceso ligeramente más complicado. Se envía la señal MEMW (escribir en memoria) correspondiente al par de tarjetas en el que se quiere escribir, la cual pasa directamente a la matriz de memoria pero, previamente, debe haberse enviado un pulso de MEMR para generar toda la secuencia descrita en el párrafo correspondiente a la lectura, preparando el camino para escribir. En otras palabras, el proceso de escritura es idéntico al de lectura con la variante de tener que enviar la señal MEMW, que deberá darse en la terminal 3 de los circuitos de RAM antes de que se inicie el ciclo de CAS (o a lo más 10 ns después de iniciado éste), y al menos 55 ns antes de que termine el ciclo de RAS, y quitarse ni antes de 155 ns después de iniciado RAS. El pulso WRITE no deberá durar menos de 55 ns. En otras palabras, atendiendo a la figura 5.18 (diagrama de



tiempos en el que se ilustra el proceso de escritura en la RAM), debe satisfacerse simultáneamente que $t_{WCS} \geq -10$ ns, $t_{RWL} \geq 55$ ns, $t_{WCH} \geq 55$ ns, $t_{WCR} \geq 155$ ns y $t_{WP} \geq 55$ ns.

Como puede verse, si se quiere iniciar una secuencia de escritura, puede mantenerse activa ("1" lógico) la señal MEMW y dar un pulso de MEMR cada que se quiera realizar la escritura del dato presente en u25. Al terminar la secuencia, MEMW se desactiva y la memoria está lista para ser leída, refrescada o para recibir otra secuencia de escritura.

Proceso de Refresco..- Dado que la RAM es dinámica, necesitará ser refrescada debido a que no siempre van a leerse secuencialmente todos los bancos; habrán períodos largos durante los cuales algún banco no será accesado. (La RAM usada puede ser refrescada sólo con el ciclo de RAS, de manera que, cuando se accesa por lectura o por escritura un elemento de memoria, se está refrescando todo el renglón, pero sólo del banco al que le esté llegando la señal RAS. Además, cada elemento de memoria necesita ser refrescado recibiendo un pulso de RAS al menos cada 2 ms y, como no siempre puede ser accesado cada 2 ms, es necesario implementar un circuito externo que proporcione el refresco de manera independiente.)

Así, volviendo a la figura 5.17, cuando se desea refrescar la memoria, cada tarjeta debe recibir un pulso de RSFH, el cual habilita a todos los bancos para recibir un

pulso de RAS a través de u1, inhibe la producción de CAS, inhibe la habilitación de u23 y u24, habilita a u14 para proporcionar la parte menos significativa de las direcciones dada por el contador u9, dispara a u6 para producir la señal RAS de la misma manera que para el proceso de lectura y, al terminar, incrementa el contador u9 preparándolo para el siguiente ciclo de RFSH y permite la habilitación de u23 y u24. El contador u9 determina la dirección de renglón sólo para el ciclo de refresco, quedando éste independiente de cualquier otro proceso.

Cabe señalar que las tarjetas de memoria originalmente estaban alambradas para ser usadas con un microprocesador, lo que las hacía lentas para el presente trabajo; por lo tanto, tuvieron que ser modificadas en gran parte e, incluso, simplificadas. Puede observarse por ejemplo la ausencia de U13, U16, U19 y U21, que aparecen en la figura 5.16, y el cambio de U8.

5.4.2 Interfaz APP-Memoria.

Como se ha mencionado antes, las coordenadas se toman en serie de los divisores, ya que de esta manera se conecta el APP con el sistema de memorias mediante sólo tres cables en lugar de 21. Entonces, para poder conocer la localidad de la memoria que habrá de ser incrementada en uno, se hace necesario recibir los trenes de pulsos y convertirlos en datos digitales en paralelo.

Cabe hacer notar que, en cada tren de pulsos procedente de los divisores y que corresponde a las coordenadas, es el bit más significativo el que se recibe primero, de manera que, si se desea conocer el dato con menos de 10 bits, es posible recibir sólo los primeros 9, o los primeros 8 o inclusive menos. Además, puede predefinirse el valor de los bits más significativos no utilizados, a fin de seleccionar el segmento de memoria en el que se quiere almacenar la imagen adquirida.

Esto se ha logrado con el circuito mostrado en la figura 5.19, pudiéndose bajar la resolución a 8 bits para cada coordenada mediante interruptores colocados en el panel de control y a 6 bits mediante señales enviadas por la minicomputadora previamente programada. Cuando se desea hacer la selección del segmento por programa, la computadora genera las señales CKNOVA y DATAN, recibidas por los registros de corrimiento R1 y Y1; éstos producirán las señales XR, XS, YR y YS, las cuales se emplean en los flip-flops V2, V3, Z1 y Z2 para determinar el segmento correspondiente, preseleccionando el valor de los bits más significativos, y para programar en los registros de corrimiento T2 y T3 el número de pulsos del tren CK2 que deberán permitirse (CK2 consta de 10 pulsos y, al limitar el número de ellos, se está limitando el número de bits válidos de los trenes X y Y). Si la selección se realiza en el panel, se generan las señales 8XR,

[illegible]

Fig. 5.19

8XS, 9XR, 9XS, 8YR, 8YS, 9YR y 9YS, las que están conectadas en paralelo con su contraparte correspondiente a la computadora con la ayuda de los circuitos de colector abierto S1, V1 y X1.

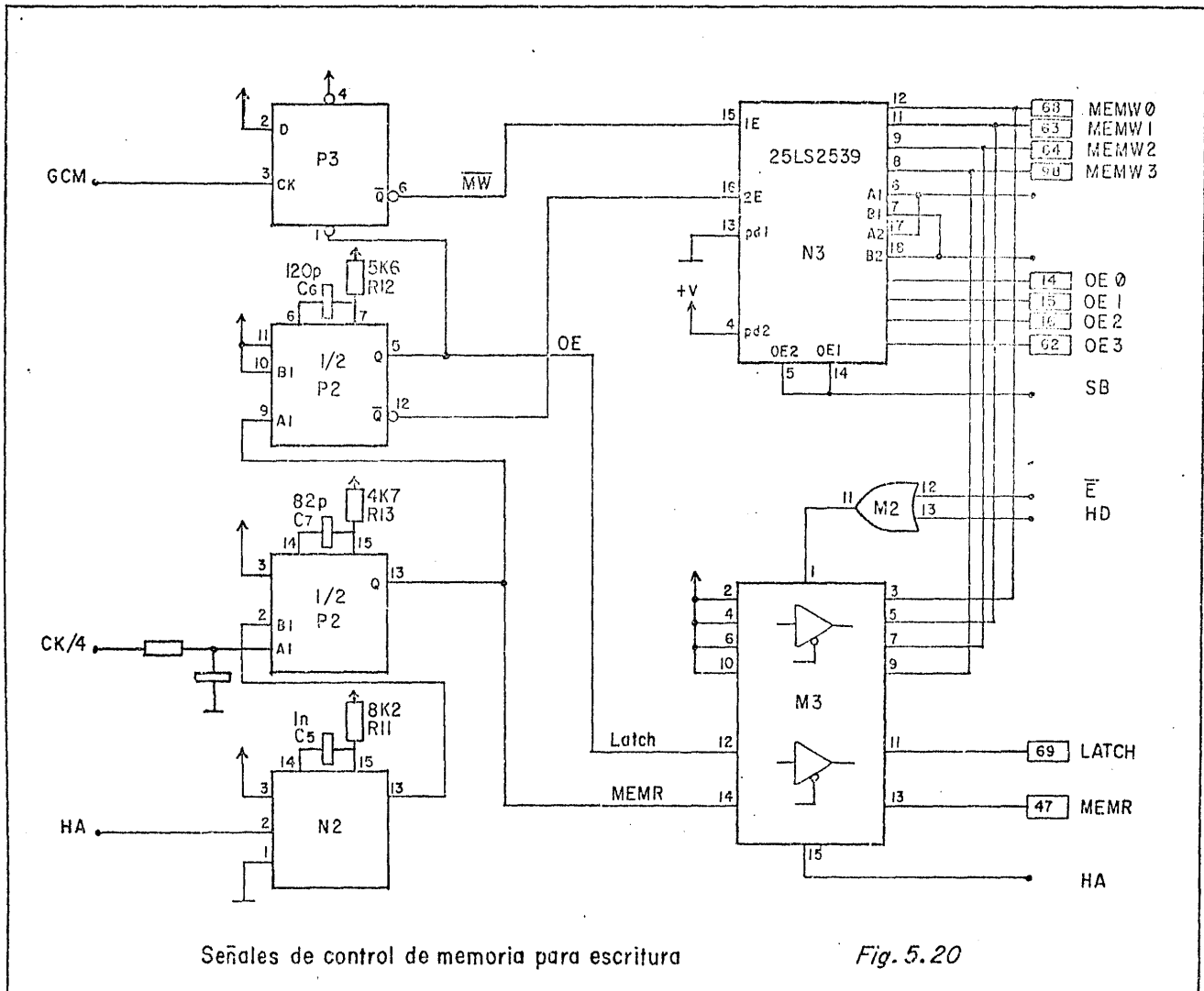
Se tiene entonces que, cuando se recibe el primer pulso de CK2, se dispara la primera parte del monoestable W2 generando la señal DATO LISTO. W2 es redisparable, de manera que la señal DATO LISTO permanece activa desde el inicio del tren CK2 hasta 200 ns después de que llega el último pulso del tren. Al activarse la señal DATO LISTO la segunda parte de W2 se dispara generando un pulso de 100 ns para programar en T2 y T3 el número de bits que se permitirán para X y Y. Así, los registros de corrimiento W3 y V3 sólo reciben del tren CK2 el número de pulsos permitidos por T2 y T3, lo que origina que de X y Y sólo se reciba ese número de bits como parte del dato. Nótese que los flip-flops V2, V3, Z1 y Z2 están actuando como registros de corrimiento, en los que se puede predefinir el valor del bit correspondiente.

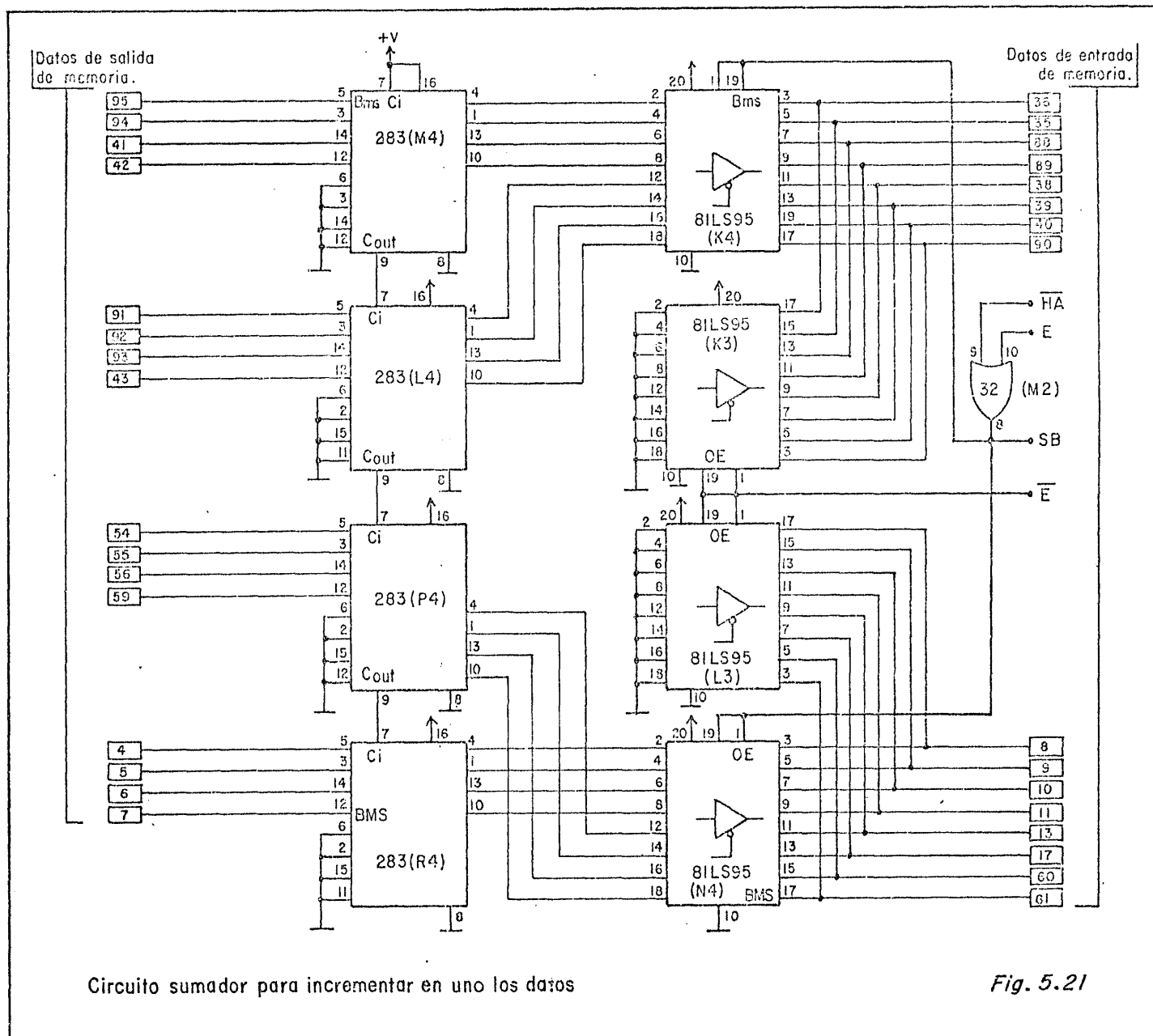
Una vez que se tienen los diez bits de cada coordenada, éstos se introducen en los circuitos T4, V4, Y4 y X4, que son memorias secuenciales en las que el primer dato de salida es el primer dato que hubo entrado (comúnmente se les llama FIFOS por sus siglas en inglés: FIRST INPUT, FIRST OUTPUT). Cada FIFO es capaz de acumular hasta 20 datos y

proporciona una señal que indica cuándo está vacío (OR) y otra que da a conocer cuándo está lleno (IR). Podría parecer que su capacidad es pequeña, pero, si se toma en cuenta el hecho de que es posible extraerles hasta 16 datos una vez cada $61.6 \mu s$, se tiene que el sistema será capaz de manejar hasta 259 000 datos por segundo, cantidad suficientemente grande para los bajos niveles de iluminación a los que será destinado el detector. En caso de que en cierto momento se requiera mayor capacidad, bastará con agregar FIFOS en serie con los que están instalados.

Finalmente, usando la señal HA (habilitar acceso) y su complemento, es posible extraer los datos de los FIFOS, depositarlos en los registros S4, W4 y X3 y colocarlos en el ducto de direcciones en el momento adecuado. En este punto, es necesario leer (por el proceso ya descrito antes) el dato contenido en la localidad de memoria correspondiente, mediante el pulso MEMR y sus respectivos pulsos LATCH y OE generados por el circuito que se muestra en la figura 5.20, para incrementarlo en uno, en el circuito sumador presentado en la figura 5.21, y volver a introducirlo en la misma localidad (por el proceso de escritura también ya descrito) con la ayuda de la señal MEMW correspondiente.

Cabe hacer notar que, con el circuito cuyo diagrama es el de la figura 5.20, es posible limpiar el segmento de memoria que se esté desplegando en ese momento introduciendo





Circuito sumador para incrementar en uno los datos

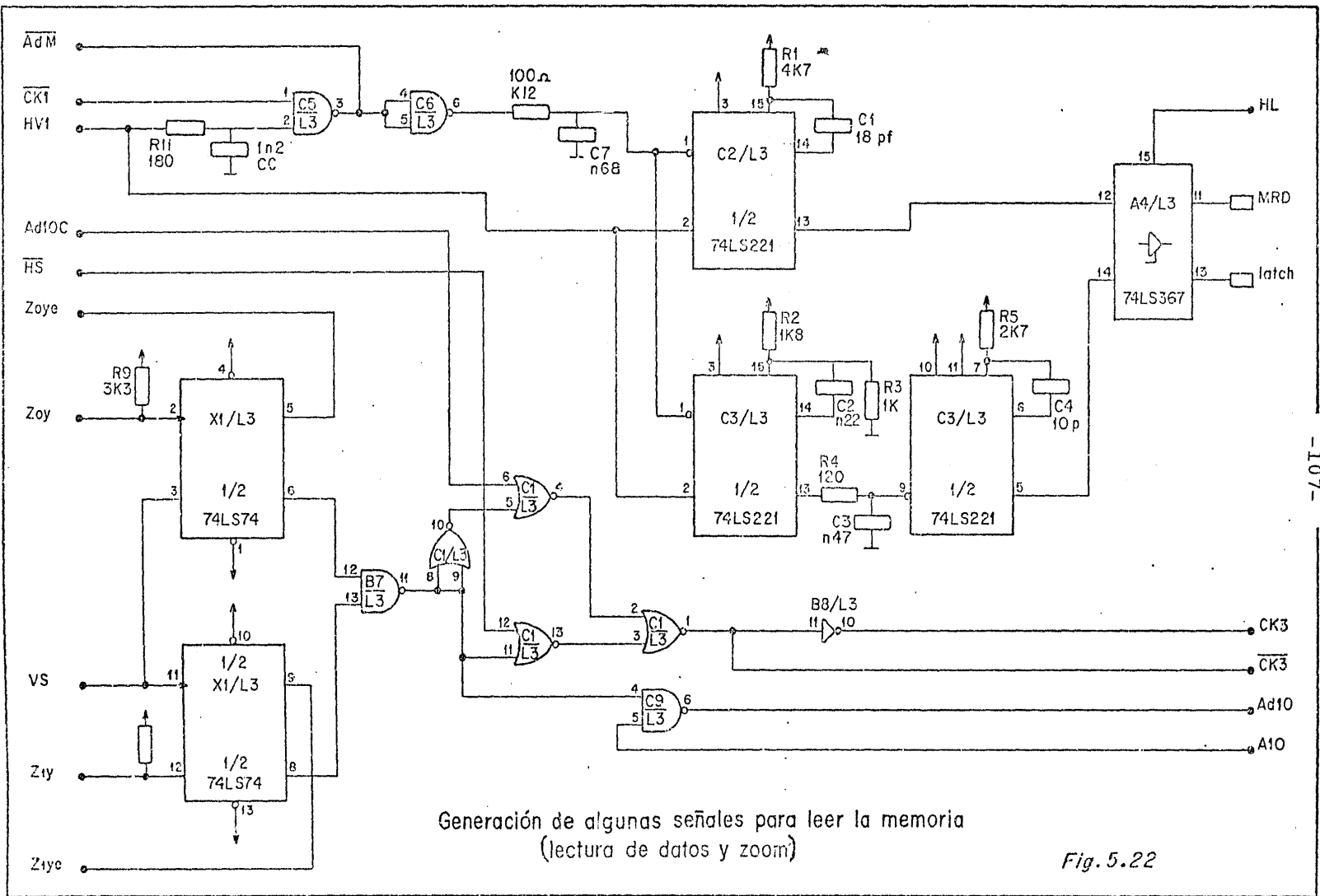
Fig. 5.21

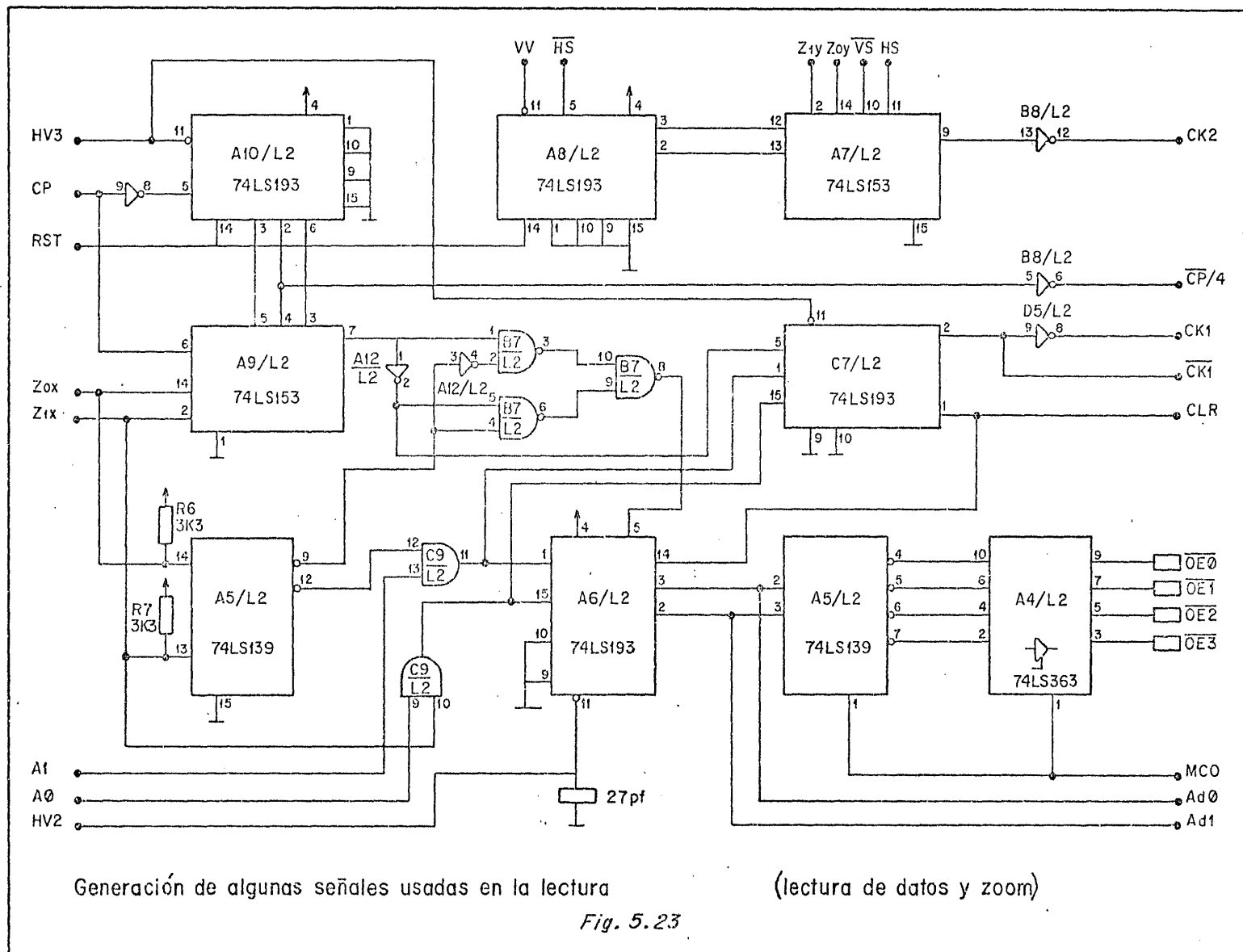
ceros en el ducto de datos. Esto se logra con la ayuda de la señal E y su complemento, las cuales seleccionan en M3 y N3 de la figura 5.20 y en K3, K4, L3 y N4 de la figura 5.21 las señales que habrán de presentarse a las tarjetas de memoria.

5.4.3 Interfaz Memoria-Monitor

Esta interfaz es la que realiza la lectura de los datos contenidos en la memoria para presentarlos al monitor en el que habrá de exhibirse la imagen, para lo cual simplemente habrá que generar las señales MEMR, LATCH y OE, cuyas funciones ya se han descrito antes, así como las señales de dirección a las que habrá que sincronizar adecuadamente, tomando en consideración cualquier posible selección de amplificación y de segmento de memoria a leer.

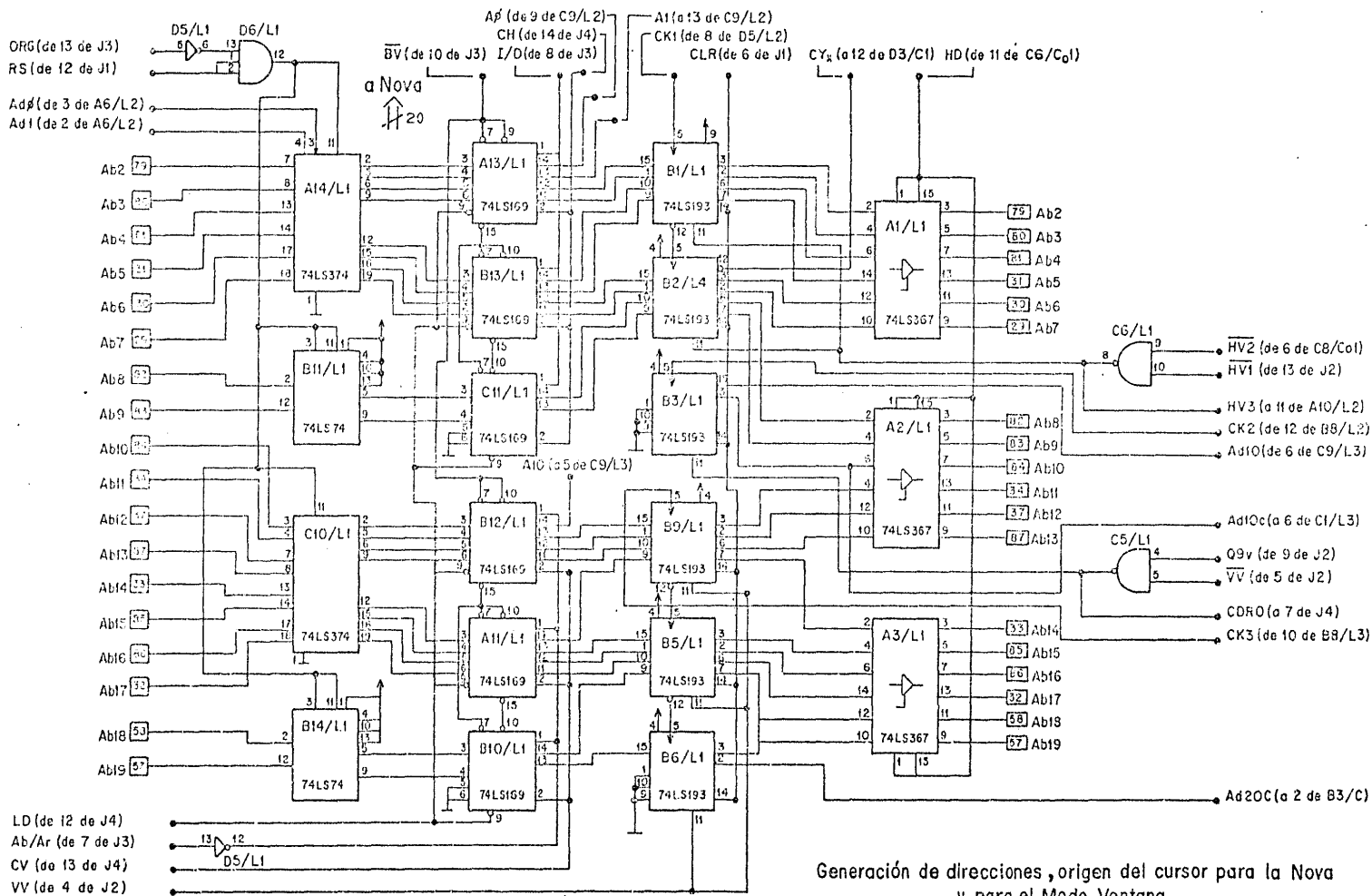
En la parte superior de la figura 5.22 aparece el circuito C2/L3, que es un monoestable disparado por la señal $\overline{CK1}$, cuyo período depende de la amplificación solicitada a través del panel, produciendo el pulso MEMR; el primer MEMR es generado por HV1. $\overline{CK1}$ y HV1 también disparan al monoestable C3/L3 para producir el pulso LATCH, que se genera casi 400 ns después de MEMR para poder registrar el dato extraído de la memoria por MEMR. Un pulso de frecuencia cuatro veces mayor que la de CK1 dispara al contador A6/L2 (figura 5.23) para generar los dos bits menos significativos de direcciones, que nunca llegan a las tarjetas de memoria pero que, sin em





bargo, se decodifican en A5/L2 para producir las señales OE , OE1, OE2 y OE3 en forma secuencial para seleccionar el registro de la tarjeta de memoria de las que habrá de tomarse el dato previamente registrado y vaciarlo en el ducto de datos. Los circuitos A4/L2 y A4/L3 son el mismo circuito integrado, que puede dejar pasar las señales que se les introduzca o quedar en estado de alta impedancia; la selección se realiza con las señales HL y MCO.

Los contadores A8/L2 y A10/L2 (figura 5.23) tienen como función dividir la frecuencia de las señales de entrada (CP, de 10 MHz, y $\overline{HS}$) produciendo señales cuyos períodos son múltiplos del período de la señal de entrada. Los multiplexores A7/L2 y A9/L2 seleccionan una de cuatro señales, según la amplificación pedida, entre las cuales están las producidas por los contadores A8/L2 y A10/L2, para tener, finalmente, las señales CK2 y CKS; éstas servirán para activar a los contadores de direcciones B1/L1, B2/L1 y B3/L1 (figura 5.24). La señal necesaria para activar a los contadores de direcciones B4/L1, B5/L1 y B6/L1, y que se ha denominado CK3, es producida por los flip-flops X1/L3 (figura 5.22) y las compuertas auxiliares en las que se toma en consideración el efecto de entrelazado: durante el despliegue de un campo se direccionan las líneas pares y en el otro las líneas impares, si la amplificación en Y es la mínima; si se piden otros niveles de amplificación habrá que repetir una o más veces la misma línea.



Generación de direcciones, origen del cursor para la Nova
y para el Modo Ventana
(lectura de datos y zoom)

Fig. 5.24

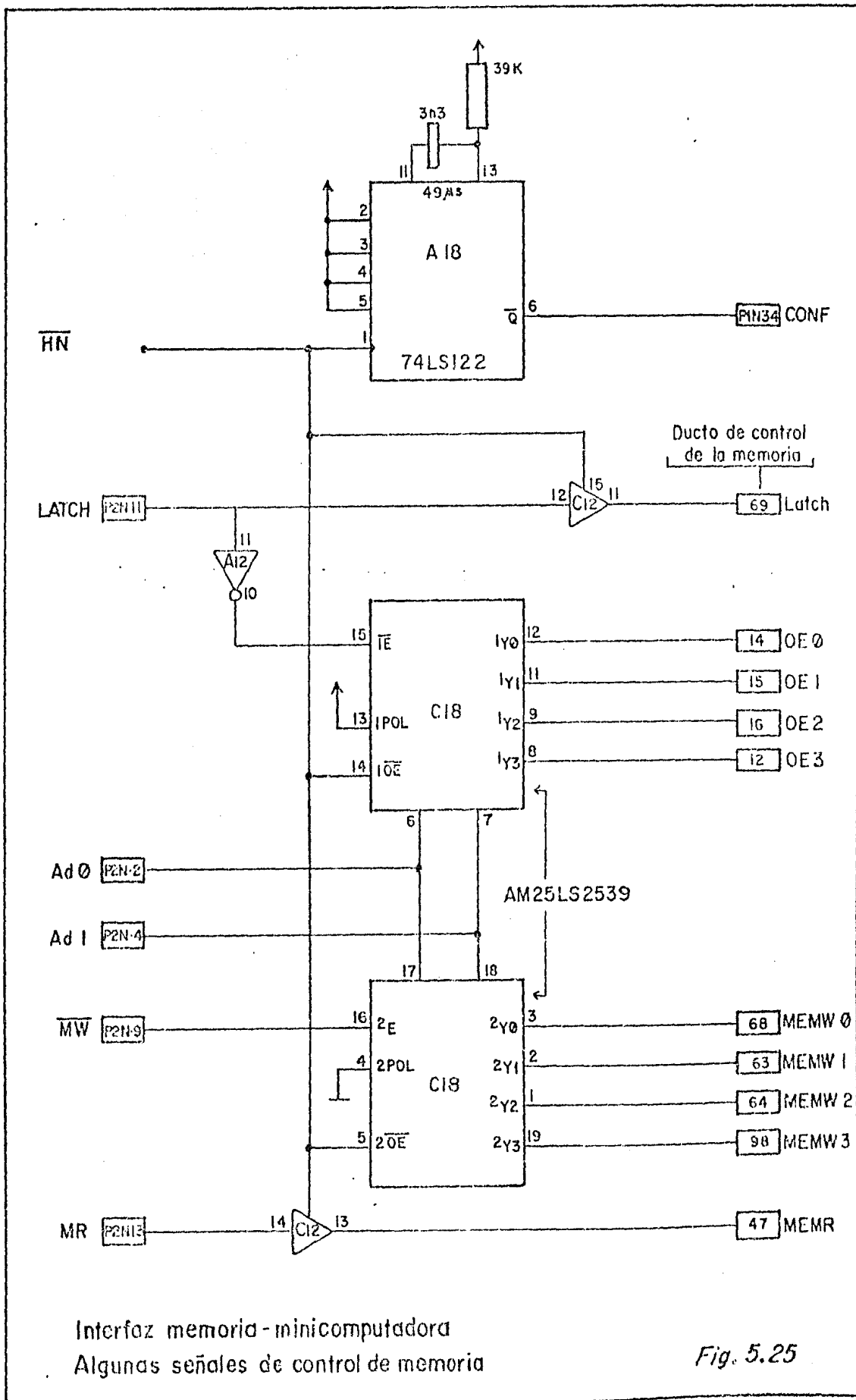
Los contadores de direcciones vacían su contenido en los registros A1/L1, A2/L1 y A3/L1 (figura 5.24) de donde pasa al ducto de direcciones. Del mismo ducto, los registros A14/L1, B11/L1 y C10/L1 toman la dirección del elemento de la memoria que se está desplegando cuando se produce la intersección del cursor (éste se explicará en 5.5.4), de manera que tal dirección, una vez registrada, se puede encaminar a la minicomputadora para los usos que se consideran pertinentes, pero también es posible ponerla como origen de conteo en los contadores para origen de ventana A13/L1, B13/L1, C11/L1, B12/L1, A11/L1 y B10/L1. Estos funcionan de la siguiente manera: cuando no se solicita el modo ventana, la señal $\overline{BV}$ hace que tales circuitos no puedan contar a los pulsos CH y CV, teniendo a su salida un dato estable que, a su vez, es programado como origen de conteo en los contadores de direcciones; tal origen se programa con el pulso HV3 para los menos significativos, con CDRO para el siguiente y con VV para los tres más significativos. Cuando se solicita el modo ventana, los contadores para origen de ventana son habilitados para contar a todos los pulsos CH y CV éstos se producen al accionar el dispositivo colocado en el panel), de manera que el dato que ha de programarse como origen de direcciones puede ser incrementado o decrementado, según se requiera, permitiéndose así que la imagen se desplace en la pantalla en ambas direcciones, tanto vertical como horizontalmente.

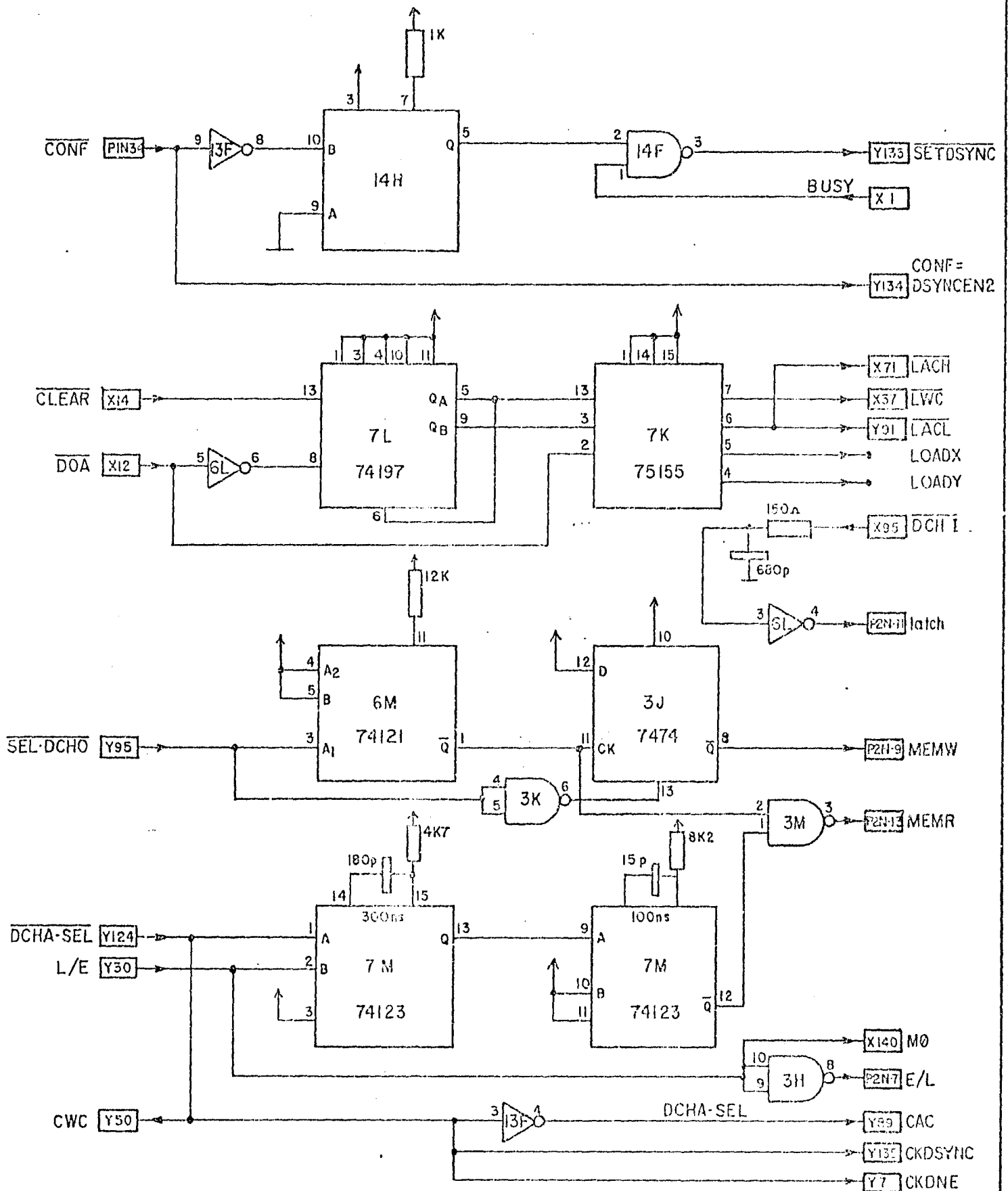
5.4.4 Interfaz Memoria-Minicomputadora.

En su oportunidad, la minicomputadora (Nova 1200 de Data General) debe ser capaz de leer o escribir datos en la memoria, de leer las coordenadas del punto de intersección del cursor y de programar el tamaño y la posición del segmento de memoria requerido.

El circuito de control, que se describirá en la sección 5.6, proporciona la señal HN (habilitar nova); con ella se genera, en el monoestable que aparece en la parte superior de la figura 5.25, la señal CONF, la cual permite a la minicomputadora apoderarse de los ductos de control, de datos y de direcciones sin interferir con las funciones del APP, del monitor y del circuito interno de refresco. En el instante en el que se activa, la señal CONF dispara al monoestable 14H (figura 5.26) para generar un pulso de corta duración, SET DSYNC, que proporciona un pulso de DCHR (solicitud de canal) para la minicomputadora, iniciando la serie de transferencias de datos.

- a). Para transferir datos entre la memoria y la minicomputadora, un programa permite a la minicomputadora enviar un pulso CLEAR al circuito contador 7L de la figura 5.26 para restablecerlo. En seguida se envían cuatro pulsos DOA; el primero hace que se active la señal LWC para especificar en el contador de palabras (figura





Interfaz-memoria minicomputadora. Sincronia

Fig. 5.26

5.27) el número de palabras a transferir (que deberá estar en el intervalo $1 \leq n \leq 1024$); el segundo, mediante las señales $\overline{LACH}$ y $\overline{LACL}$, carga el contador de direcciones para la Nova (figura 5.27); el tercero y el cuarto, con $\overline{LOADX}$ y $\overline{LOADY}$, respectivamente, cargan los contadores de direcciones para la memoria (figura 5.28). Mediante la señal L/E se determina si el proceso será de lectura o de escritura.

Cuando se ha iniciado un proceso de transferencia, la minicomputadora genera un pulso $\overline{DCHA.SEL}$ cada 1800 ns, que, si el proceso es de lectura, produce mediante los monoestables 7M (figura 5.26), un pulso de $\overline{MEMR}$ que permite leer un dato de la memoria, el cual es canalizado al ducto interno de datos de la minicomputadora a través de los circuitos B15, B16 y B17 (figura 5.29).

Si el proceso es de escritura, la señal $\overline{SEL.DCHO}$, producida en este caso aproximadamente 1400 ns después de $\overline{DCHA.SEL}$, dispara al monoestable 6M para generar el correspondiente $\overline{MEMR}$ para escribir y, mediante el circuito 3J, se produce la señal $\overline{MEMW}$ respectiva. Los datos se canalizan al ducto de la memoria a través de los circuitos 4F y 4J (figura 5.30) y C12, C13 y C14 (figura 5.29).

Las respectivas señales OE y $\overline{MEMW}$ se decodifican en los circuitos C18 de la figura 5.25.

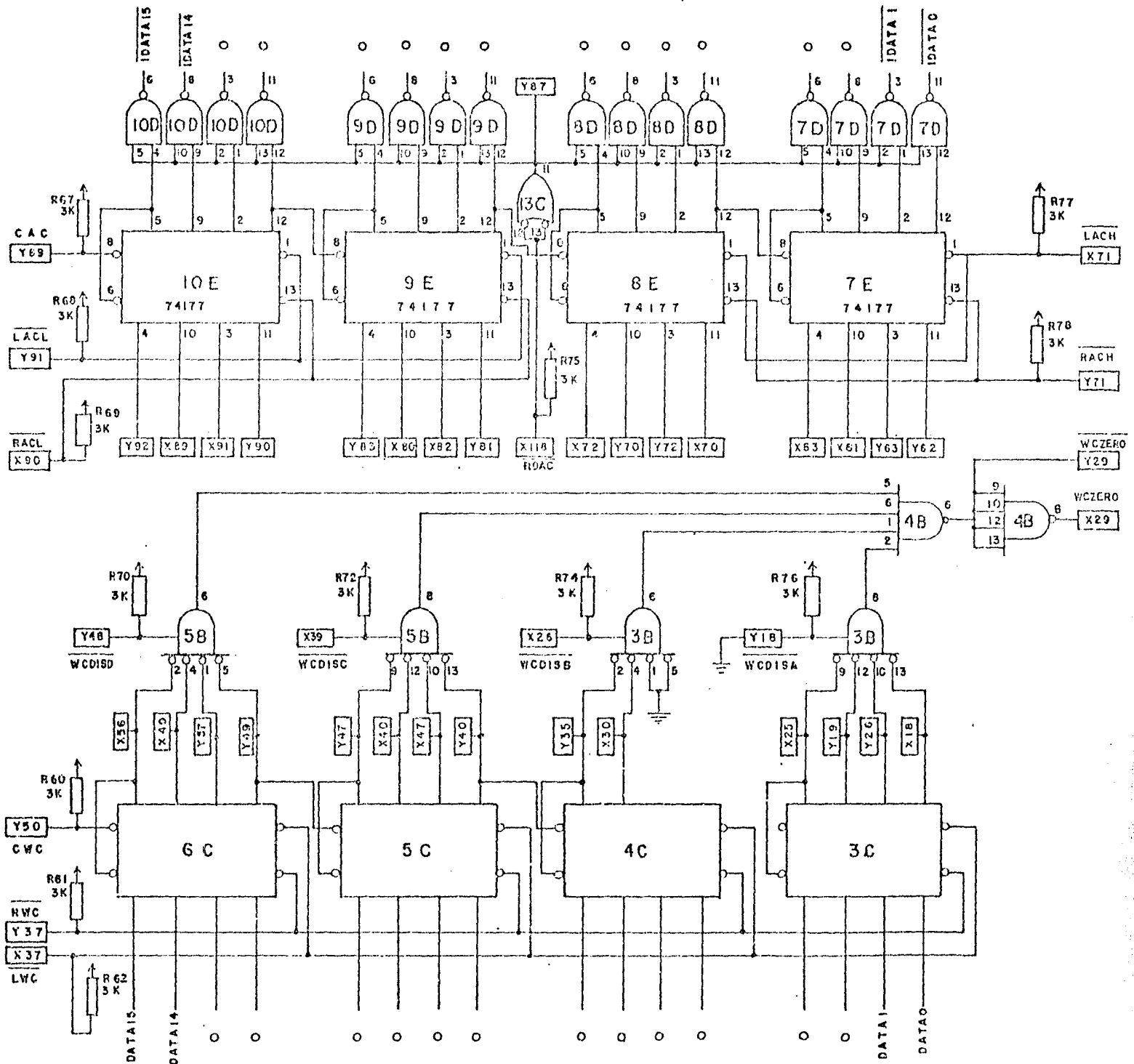
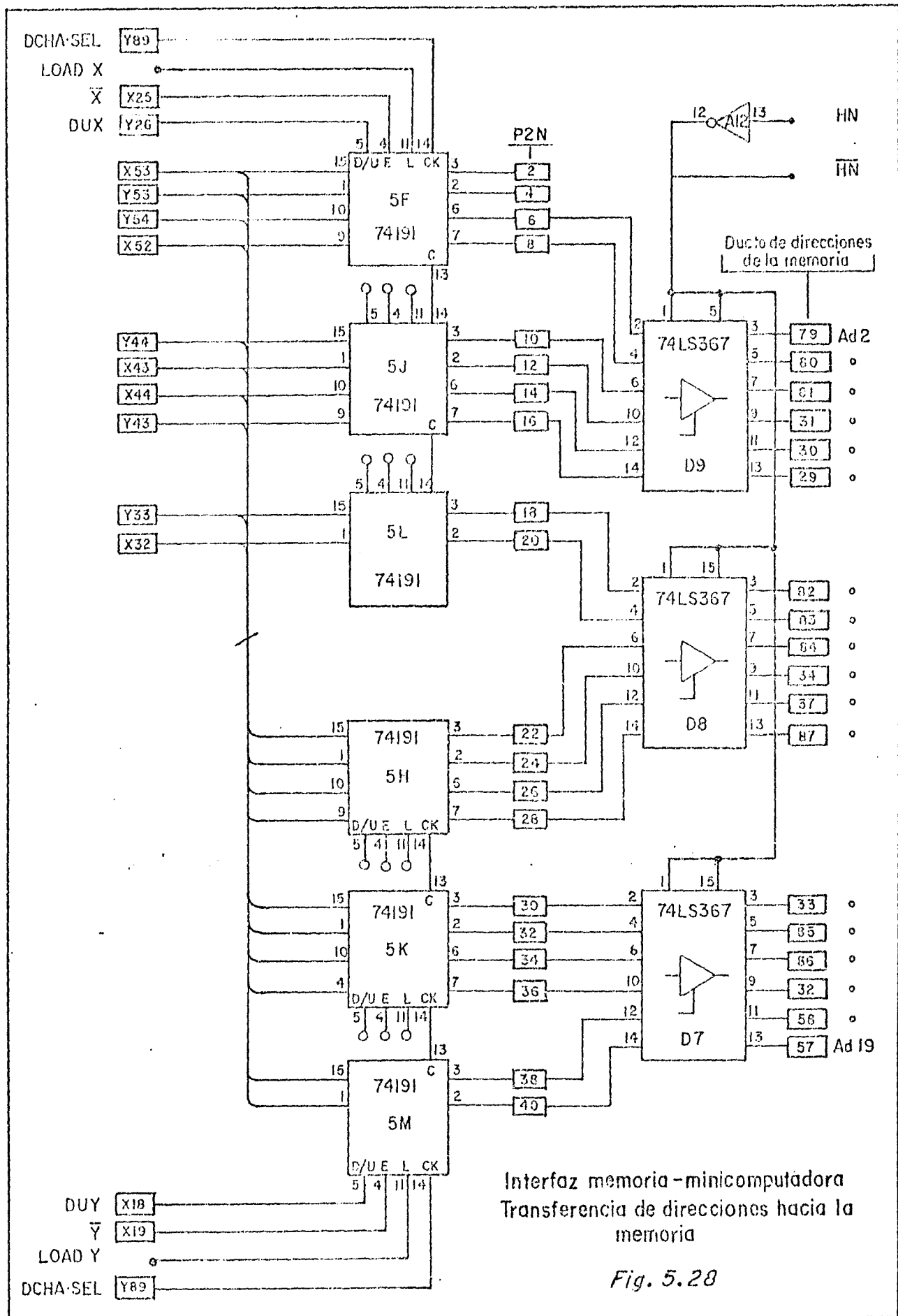
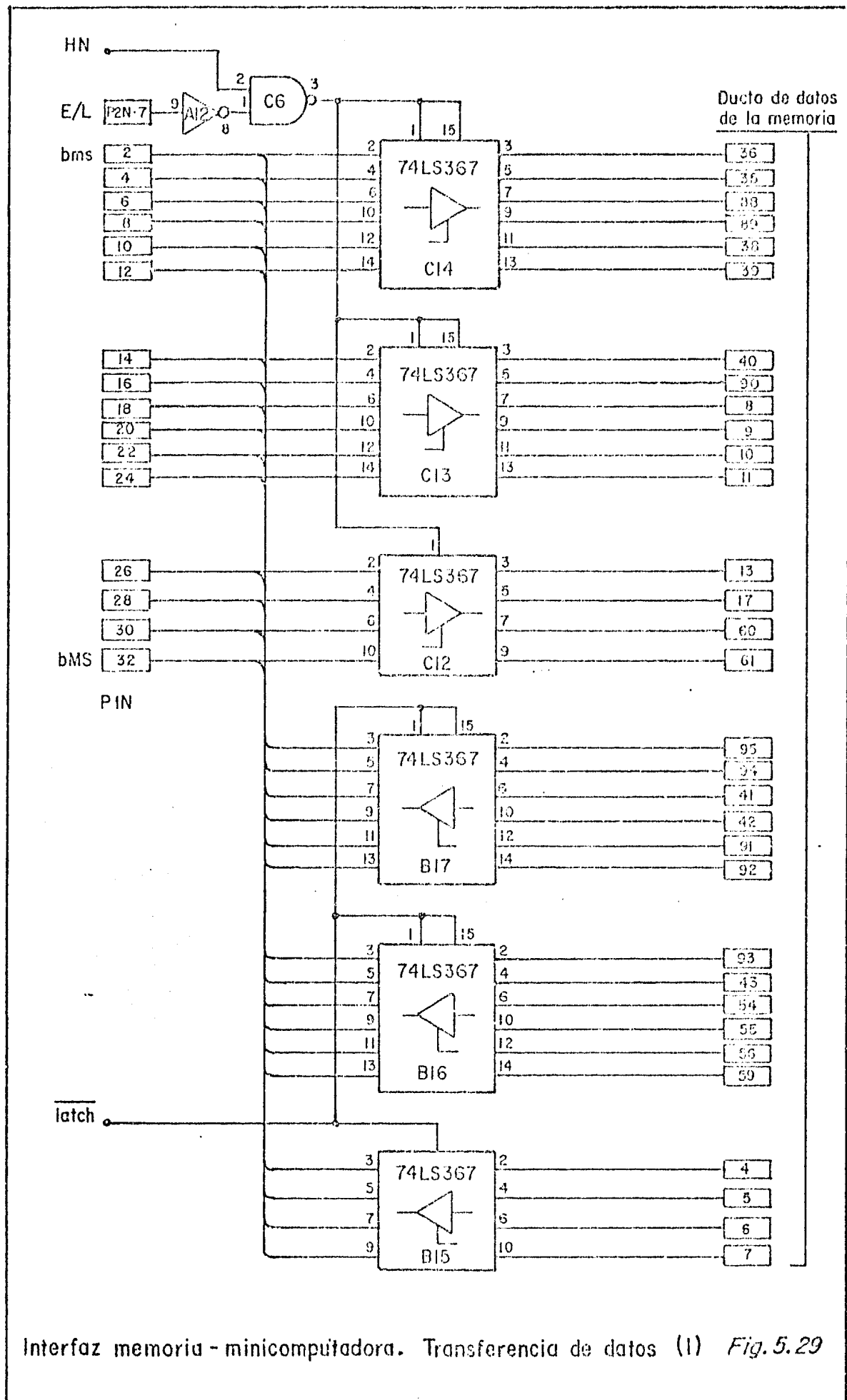
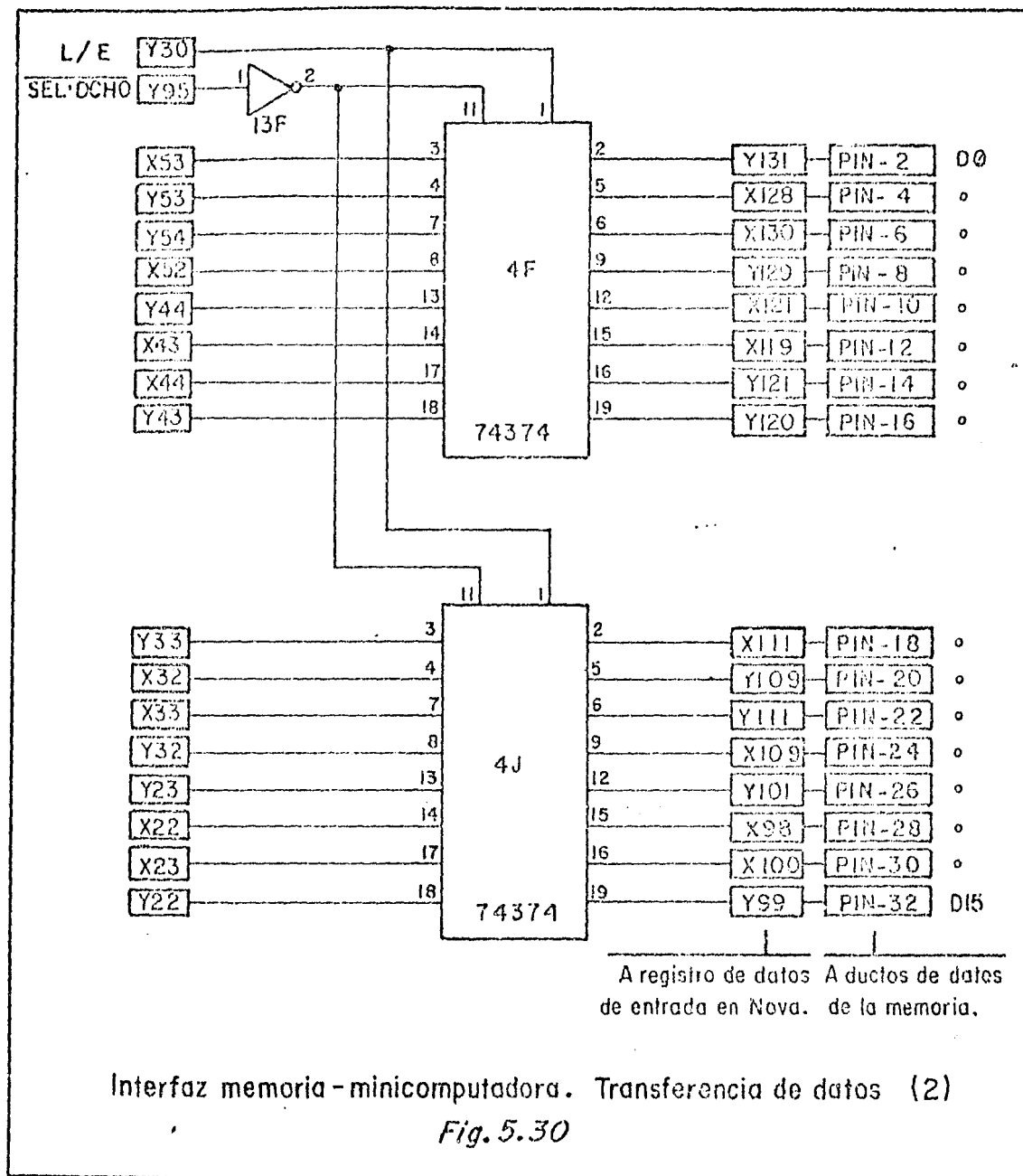


Fig. 5.27. Diagrama del contador de direcciones (arriba) y del contador de palabras (abajo), ubicados en la minicomputadora.





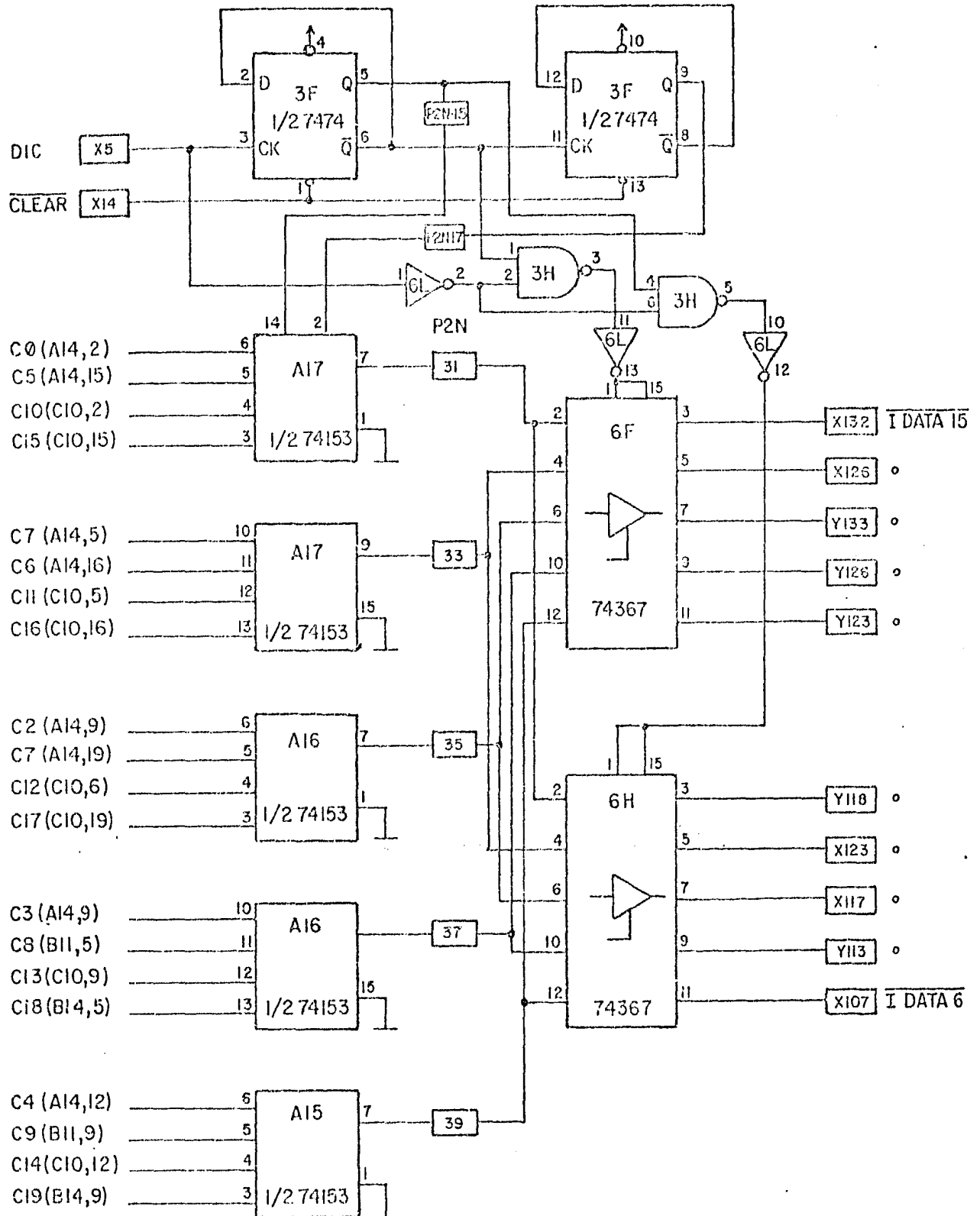
Interfaz memoria - minicomputadora. Transferencia de datos (I) Fig. 5.29



- b) Las coordenadas de la intersección del cursor (ya presentes en los circuitos A14, B11, C10 y B14 de la figura 5.24) se envían multiplexadas para evitar el uso de 20 cables. Así, se emplean los multiplexores A15, A16 y A17 (figura 5.31) lo que permite usar únicamente 5 cables. Las coordenadas multiplexadas se reciben en los circuitos 6F y 6H y se leen de la siguiente manera: se envía un pulso CLEAR para restablecer los circuitos 3F; se envía un pulso DIC para leer los cinco bits menos significativos de la coordenada X del cursor; se envía un segundo pulso DIC para leer los cinco bits más significativos de la misma coordenada; se envían otros dos pulsos DIC para repetir el proceso ahora con la coordenada Y y la Nova conoce ya las coordenadas del cursor.
- c) Para elegir el sector de la memoria en el que se ha de integrar una imagen, sólo es necesario enviar en serie los 16 bits respectivos por la salida correspondiente a DATA 15 (pin X93) en el siguiente orden: 6YR, 6YS, 7YR, 7YS, 8YR, 8YS, 9YR, 9YS, 6XR, 6XS, 7XR, 7XS, 8XR, 8XS, 9XR y 9XS. Deben sincronizarse debidamente con la señal DOC.

5.4.5 Interfaz APP-Minicomputadora

Cuando se usa la minicomputadora para adquirir los datos del APP y escribirlos luego en la memoria o en algún

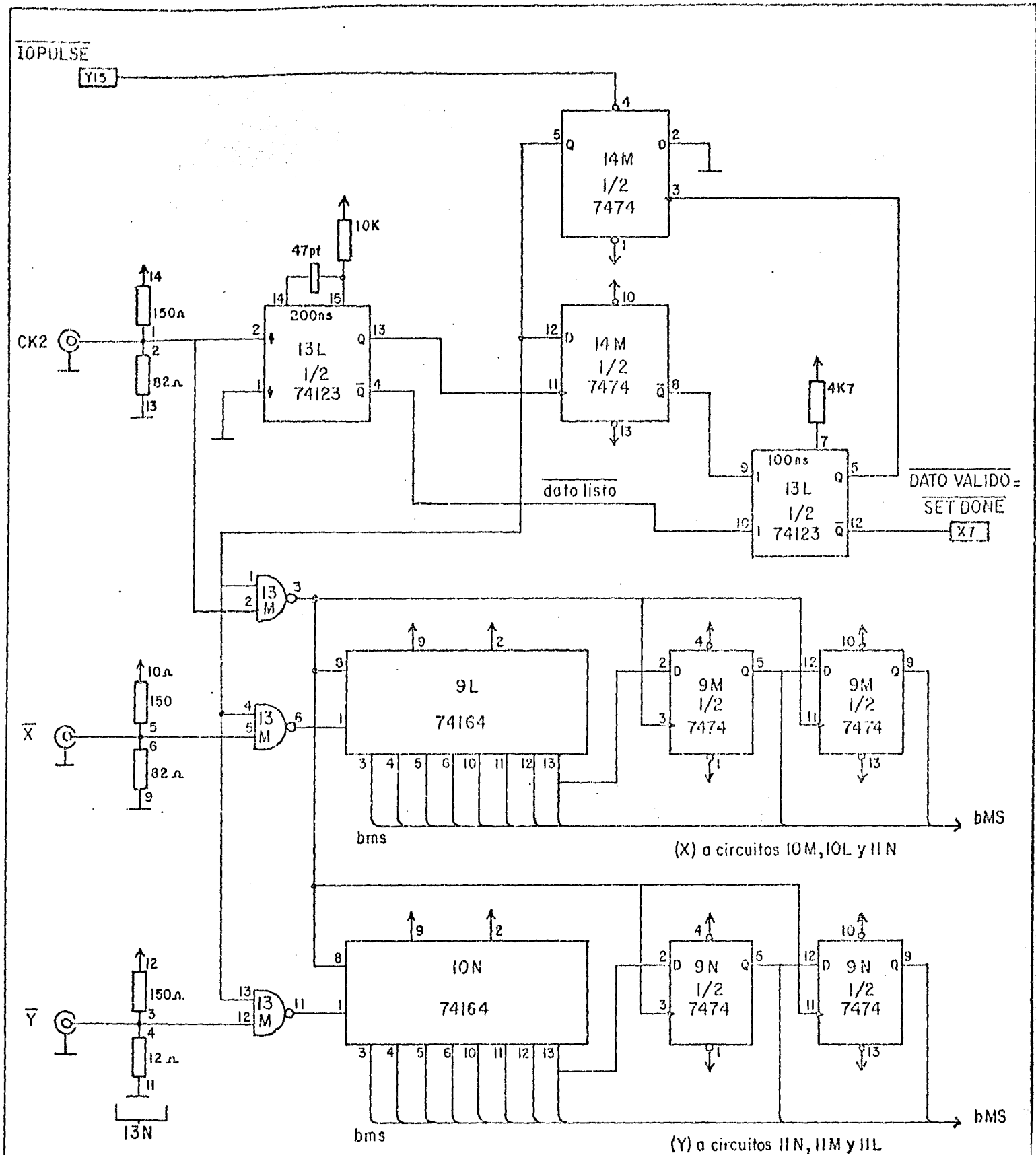


Interfaz minicomputadora-memoria . Lectura de posición de cursor.

Fig. 5.31

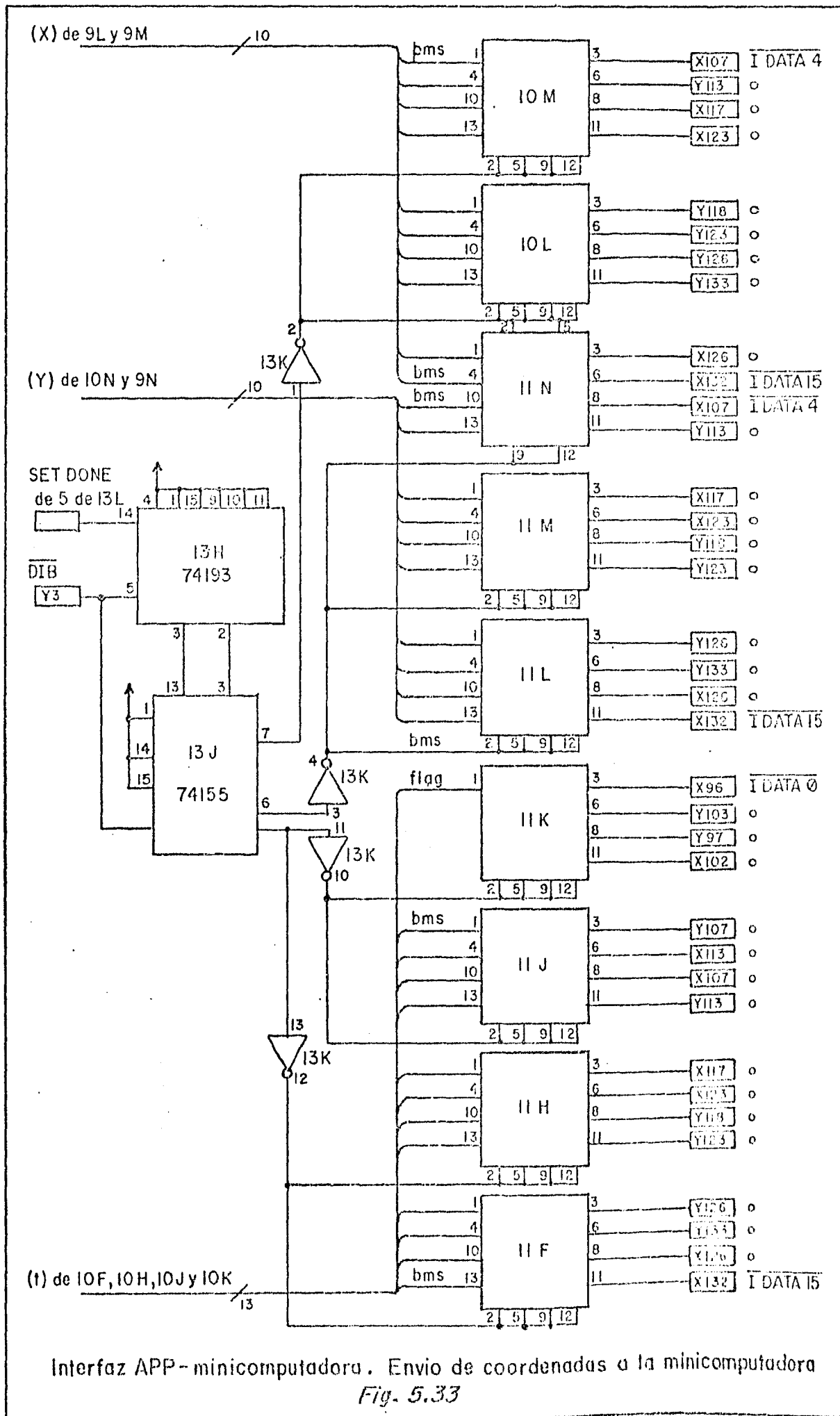
dispositivo periférico, la minicomputadora debe recibir una señal que le indique que se ha producido un evento para que pueda leer las coordenadas del mismo. Pero, además de las coordenadas, puede enterarse del instante en el que se produjo dicho evento, con la ayuda del circuito mostrado en las figuras 5.32, 5.33 y 5.34 el cual funciona básicamente como sigue:

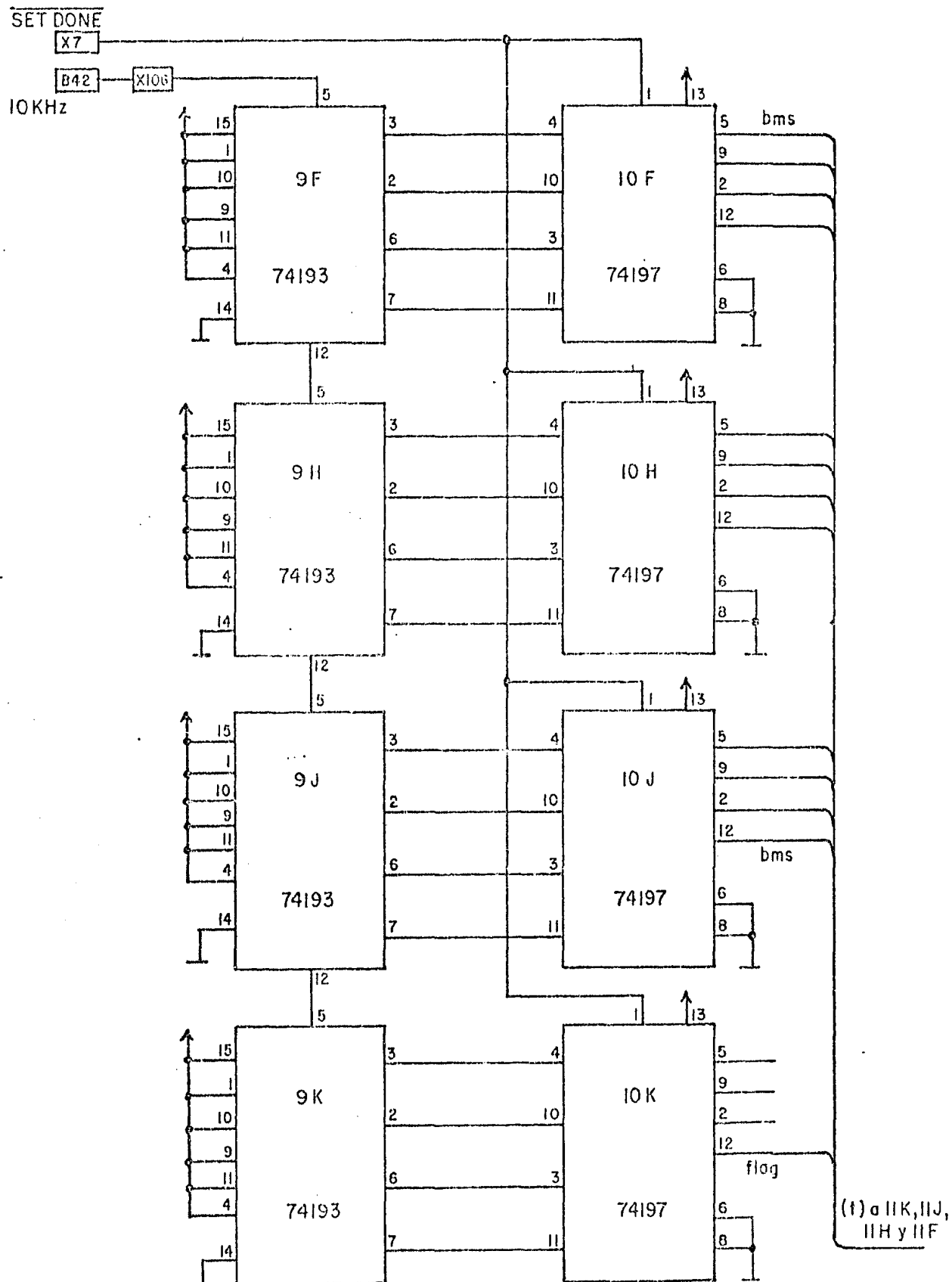
Como ya se indicó, cuando se produce un evento, el APP produce un tren de pulsos llamado CK2 y dos trenes de pulsos que no son sino las coordenadas enviadas en serie. Estos trenes se reciben en las compuertas del circuito 13M (figura 5.32), las cuales tienen conectadas en su entrada dos resistencias que actúan simplemente como terminadores para la línea de transmisión. Esta etapa de recepción es similar a la que se empleó en la interfaz APP-Memoria ya descrita; en ella, el tren de pulsos CK2 genera en el monoestable redisparable 13L la señal DATO LISTO, la que luego produce la señal DATO VALIDO para comunicar a la minicomputadora que ha llegado un dato y que puede leerlo. La misma señal CK2 activa los registros de corrimiento 9L, 9M, 9N y 10N en los cuales se reciben las coordenadas $\bar{X}$, $\bar{Y}$ en serie para convertirlos en datos en paralelo. Una vez obtenidos, éstos se registran en los circuitos 10M, 10L, 11N, 11M y 11L (figura 5.33) para colocarlos finalmente en el ducto de datos de la minicomputadora mediante las señales SET DONE y $\overline{DIB}$ generadas por ésta. Así, la mini



Interfaz APP-minicomputadora. Conversión serie-paralelo de datos

Fig.5.32





Interfaz APP-minicomputadora. Reloj binario para asignación de tiempo de llegada a los eventos.

Fig. 5.34

computadora ha registrado las coordenadas de un evento producido y podrá incrementar en uno la localidad correspondiente en la memoria en la primera oportunidad, o las escribirá en el dispositivo que se le indique.

Para incrementar una localidad de la memoria, la minicomputadora hace uso de la interfaz Memoria-Minicomputadora; lee el dato contenido en dicha localidad, le suma uno y escribe el dato resultante en la misma localidad.

Si se desea conocer el tiempo relativo de llegada del evento basta con leer el dato presente en los circuitos 11J, 11H y 11F y que se ha producido en el reloj de la figura 5.34. Para que el dato sea válido es necesario que se realicen lecturas del tiempo con una frecuencia mayor que 2.5 veces por segundo; para evitar reboces en los circuitos contadores, ya que la frecuencia base del reloj es de 10KHz y sólo es posible contar hasta 4096 pulsos en los circuitos.

5.5 Monitor.

Para observar lo que se está produciendo en la memoria, se diseñó un sistema que incluye un monitor de video a colores debidamente sincronizado que cuenta con un cursor manejable desde el panel de control, donde también pueden controlarse las funciones de amplificación, movimiento de ventana, cambio de tabla de colores y escalamiento.

5.5.1 Descripción del Monitor de Video.

El monitor empleado es de la marca Mitsubishi, modelo C-3910, y cuenta, entre otras, con las siguientes características:

Tamaño de Pantalla	19 pulg.
Voltaje de alimentación	100, 110, 120, 220, 240 VAC $\pm$ 10% Seleccionable
Consumo	250 W
Terminación de entradas	75ohm o alta impedancia
Entradas	Rojo - señal de video Azul - señal de video Verde - señal de video o video compuesto Sinc - sincronía compuesta
Niveles para las entradas	0.3V - 2.0V para video 1.0V - 5 V para sincronía
Frecuencia de barrido horizontal	15-18 KHz
Frecuencia de barrido vertical	50-60 Hz
Cociente de aspecto	3:4 ó 1:1 seleccionable
Respuesta en frecuencia	$\pm$ 3dB para 50Hz - 24 MHz
tiempo de respuesta a pulsos	20 ns
Convergencia	hasta 0.5 mm
Tiempo de calentamiento	20 minutos.

Cuenta con los siguientes controles: interruptor de encendido, botón de demagnetización, control de brillo, linealidad vertical, amarre vertical, ancho, amarre horizontal, interruptor de cañón rojo, interruptor de cañón verde

interruptor de cañón azul, controles de nivel de fondo para los tres colores, controles de contraste, control de foco dinámico, controles de convergencia, control de ganancia, selector de cociente de aspecto, selector de modo de sincronía y selectores de terminación de las entradas (véase referencia 21).

5.5.2 Sincronía

Mediante el circuito de la figura 5.35 es posible generar las señales necesarias para sincronizar el despliegue de datos en el monitor, indicando cuándo debe iniciarse el despliegue, cuándo terminarlo y cuándo realizar el retroceso de línea y el de cuadro.

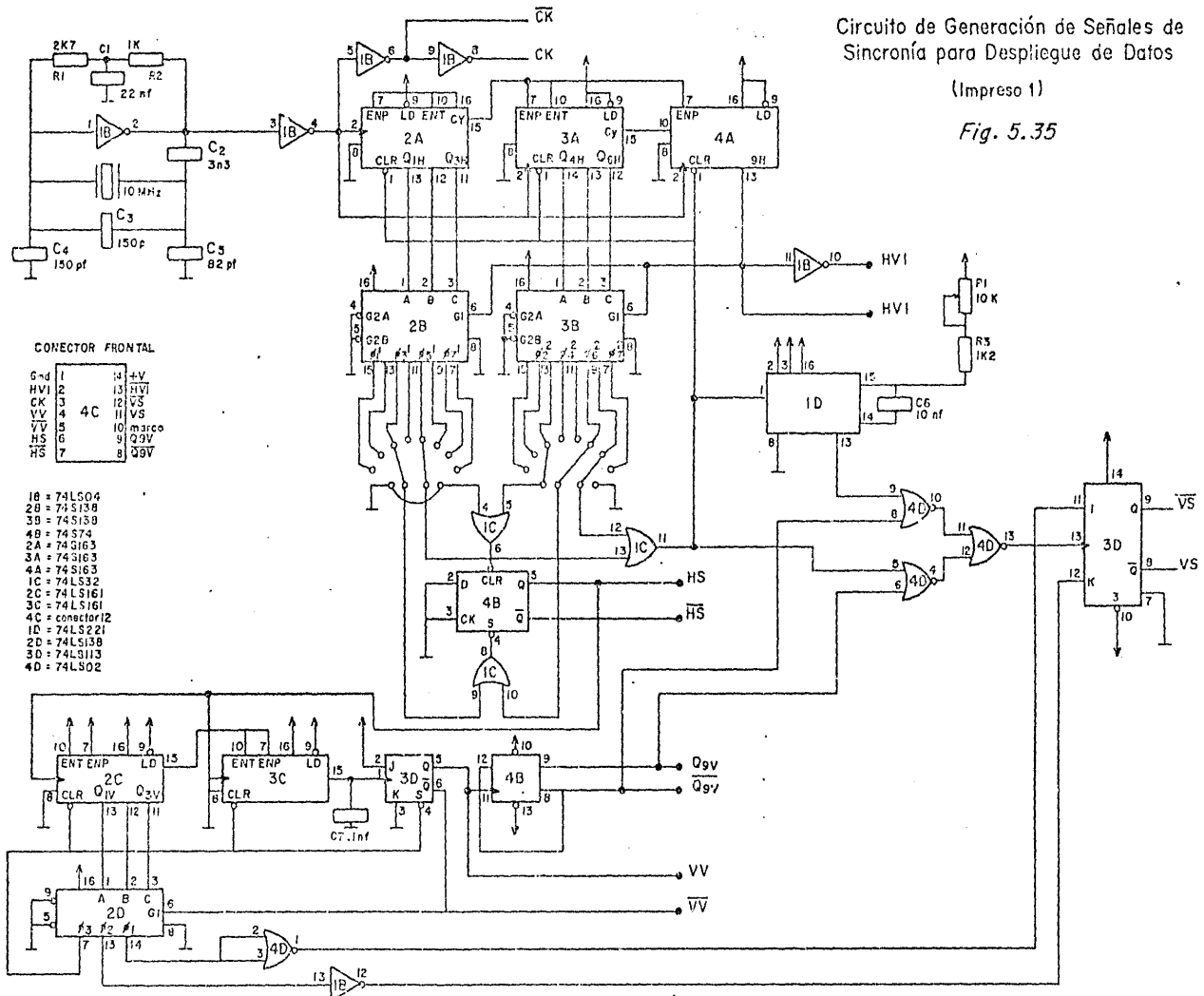
La parte del circuito situada en la parte superior izquierda constituye el oscilador a cristal de 10 MHz cuya señal se introduce al contador de píxeles formado por los circuitos 2A, 3A y 4A. Cuando el contador de píxeles ha contado 512 pulsos, la señal HV1, anteriormente alta, cambia de estado indicando que ha terminado el tiempo de despliegue horizontal; HV1 permanece baja hasta que el contador de píxeles ha contado 104 pulsos, detectados por los decodificadores 2B y 3B, los que restablecen al contador de píxeles y empieza la siguiente línea.

Los decodificadores 2B y 3B también detectan cuándo

Circuito de Generación de Señales de Sincronía para Despliegue de Datos

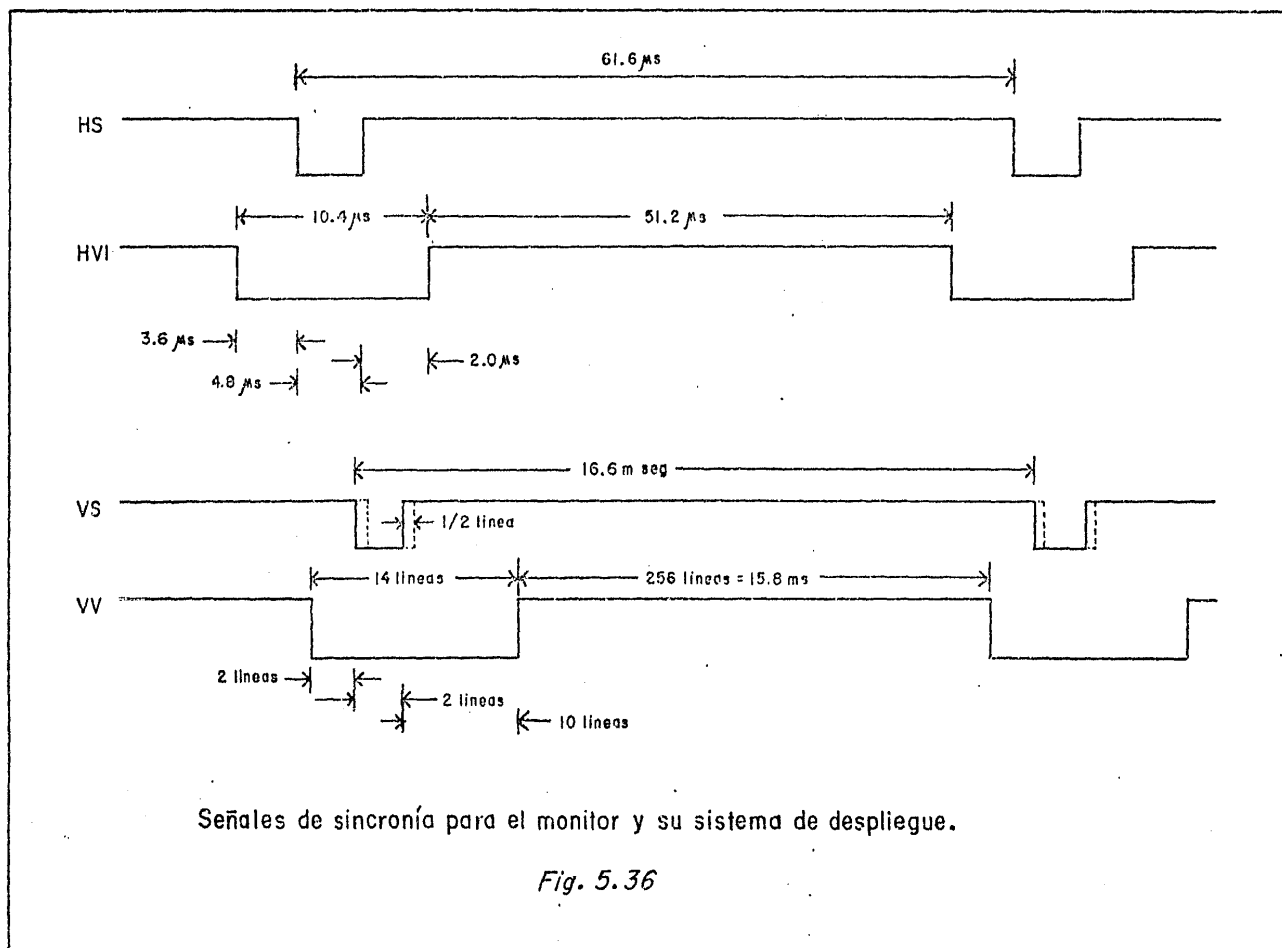
(Impreso 1)

Fig. 5.35



se han producido 36 pulsos desde que HV1 cambió de nivel alto a bajo, restableciendo al circuito 4B para hacer que HS cambie también a nivel bajo, indicando que debe empezar el retroceso de línea. Transcurridos otros 48 pulsos de 100 ns, los decodificadores activan el circuito 4B para hacer que de nuevo HS cambie de estado (figura 5.36).

La señal HS es empleada como pulso de reloj para el contador de líneas formado por los circuitos 2C, 3C y 3D. La señal VV permanece alta hasta que el contador de líneas ha contado 256, instante en el que se hace baja indicando que ha terminado el tiempo de despliegue vertical. Cuando el decodificador 2D detecta que ha transcurrido el tiempo equivalente al despliegue de 14 líneas, restablece al contador de líneas. Cuando ha transcurrido el tiempo necesario para el despliegue de dos líneas después de haber bajado VV, el decodificador prepara al circuito 3D para hacer bajar a VS, señal que indica que se debe iniciar el retroceso de cuadro, levantándose de nuevo después del equivalente a 2 líneas. El momento preciso de los cambios en VS dependerá de si el campo a desplegar será par o impar (indicado por Q_{9V}), pues, para lograr el entrelazado, la señal CLR se multiplexa con la generada por ella misma en el monoestable 1D, en el que se ajusta el tiempo de retraso con el potenciómetro P1 en torno al equivalente de media línea. Así, si el campo es par, los cambios en VS se dan con CLR y, si es im



par, media línea después. De esta manera pueden desplegarse 512 líneas entrelazadas (figura 5.36).

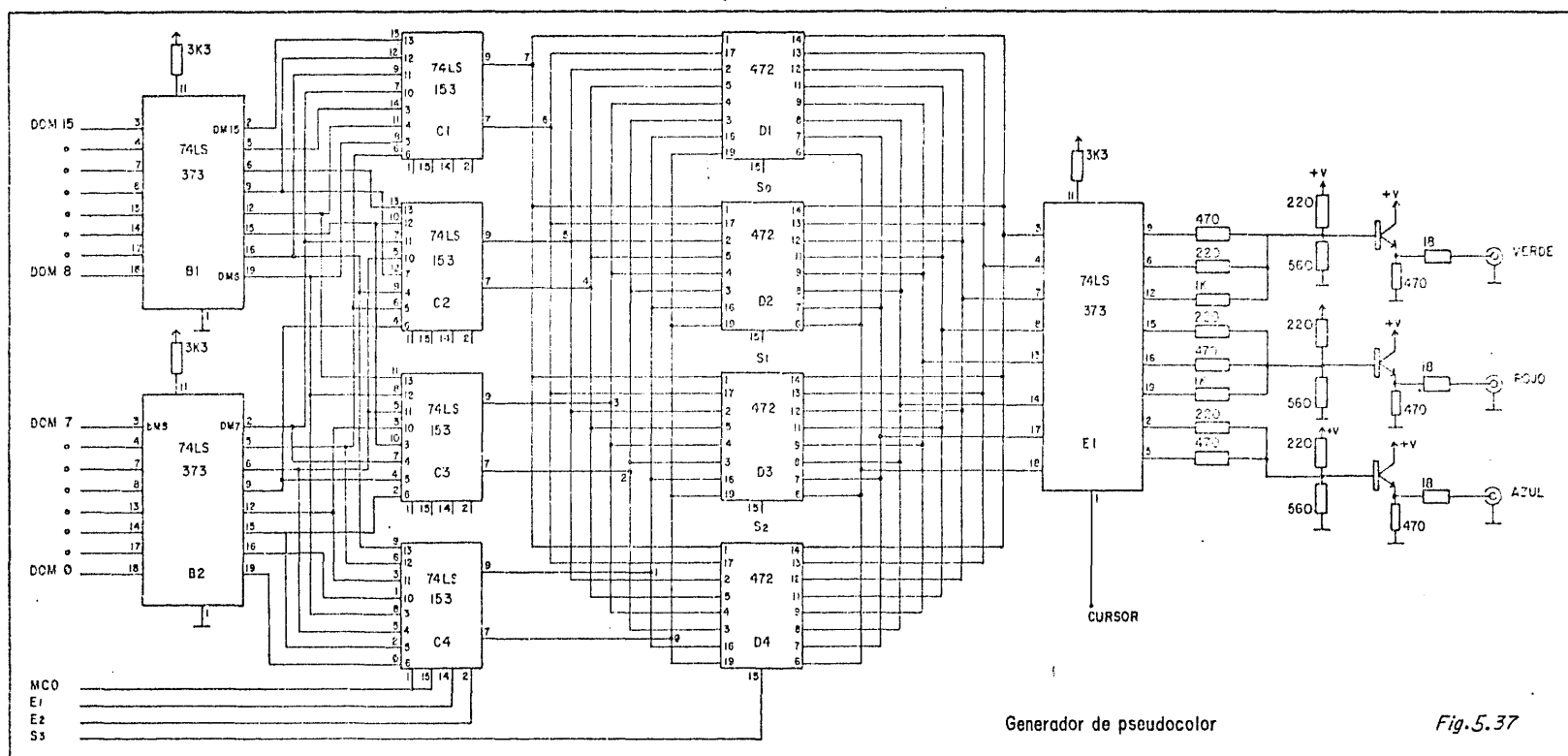
5.5.3. Generación de Pseudocolor.

A cada pixel desplegado se le asocia un color que depende del dato digital que representa. De esta manera, es posible asociar al número de fotones recibidos en un punto del detector, que será proporcional a la intensidad luminosa en el punto correspondiente de la fuente proyectada, un color que represente su magnitud.

Así, es posible tener una idea cualitativa de cuáles puntos son más luminosos que otros en la fuente observada en el monitor con sólo ver el color de cada pixel o grupo de pixeles.

Como ya se señaló antes, existen para la asignación de color 4 niveles de escalamiento y 2 tablas de 64 colores cada una, elegibles desde el panel de control con la opción de agregar 2 tablas más.

En la figura 5.37 se muestra el circuito empleado. Como puede verse, los datos se reciben en los circuitos B1 y B2, se multiplexan en C1, C2, C3 y C4 para tener sólo 8 bits de los 16 y se accesa con ellos una determinada dirección de la memoria tipo ROM (D1, D2, D3 o D4) en la que se tiene la tabla de colores. De la tabla se obtiene un pseudodato de 8 bits cuyos tres bits menos significativos asig



nan cierto nivel al color verde, los siguientes tres lo hacen con el rojo y los últimos dos con el azul. Cada grupo de bits se introduce al convertidor digital-analógico formado por un simple arreglo (ladder) de resistencias y transistor de donde se envía la señal al monitor, donde se ha seleccionado la terminación de 75 ohms para las entradas correspondientes a los colores. En la figura 5.38 aparece una fotografía en la que se puede apreciar la variedad de colores obtenidos; el negro corresponde al cero, varía luego hacia el blanco, que es el color que implica mayor intensidad, pasando por el azul, verde y rojo, con todas las combinaciones posibles que denotan un cambio gradual de intensidad. Desde el negro hasta el blanco hay 64 colores distintos.

5.5.4. Cursor.

El cursor se genera usando el circuito de la figura 5.39. Los contadores Z22, Z23 y Z24 reciben los pulsos enviados desde el panel, incrementando o decrementando cierta cuenta dependiendo de la dirección en la que se quiera mover el cursor. El número de pulsos recibidos por los contadores será el número de píxeles que se moverá el cursor.

El contenido de tales contadores se carga durante el retroceso de línea en los circuitos contadores Z17, Z18 y Z19, habilitados para contar siempre hacia abajo los pulsos de una señal de 10 MHz que se les envía. Así, cuando

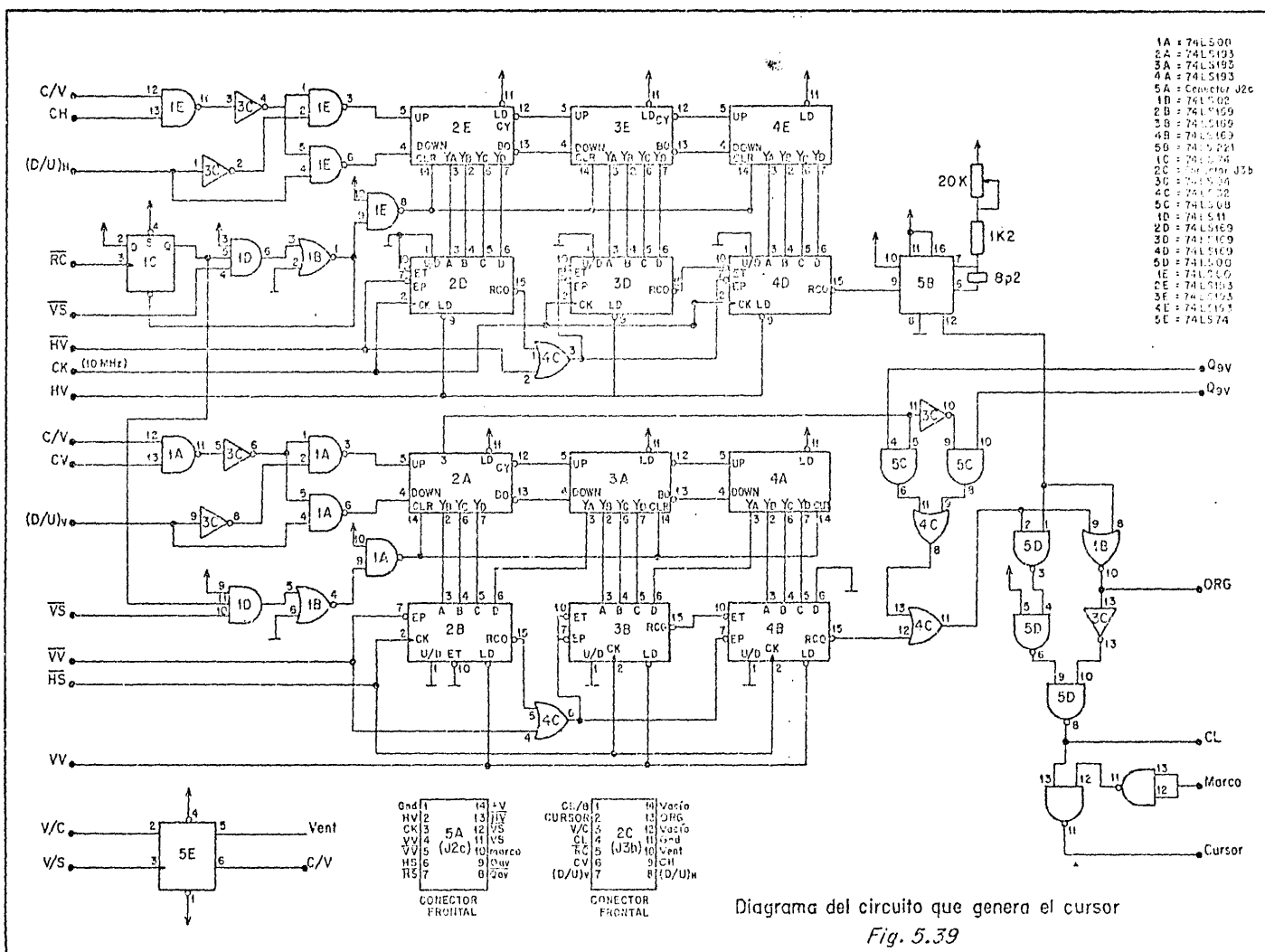


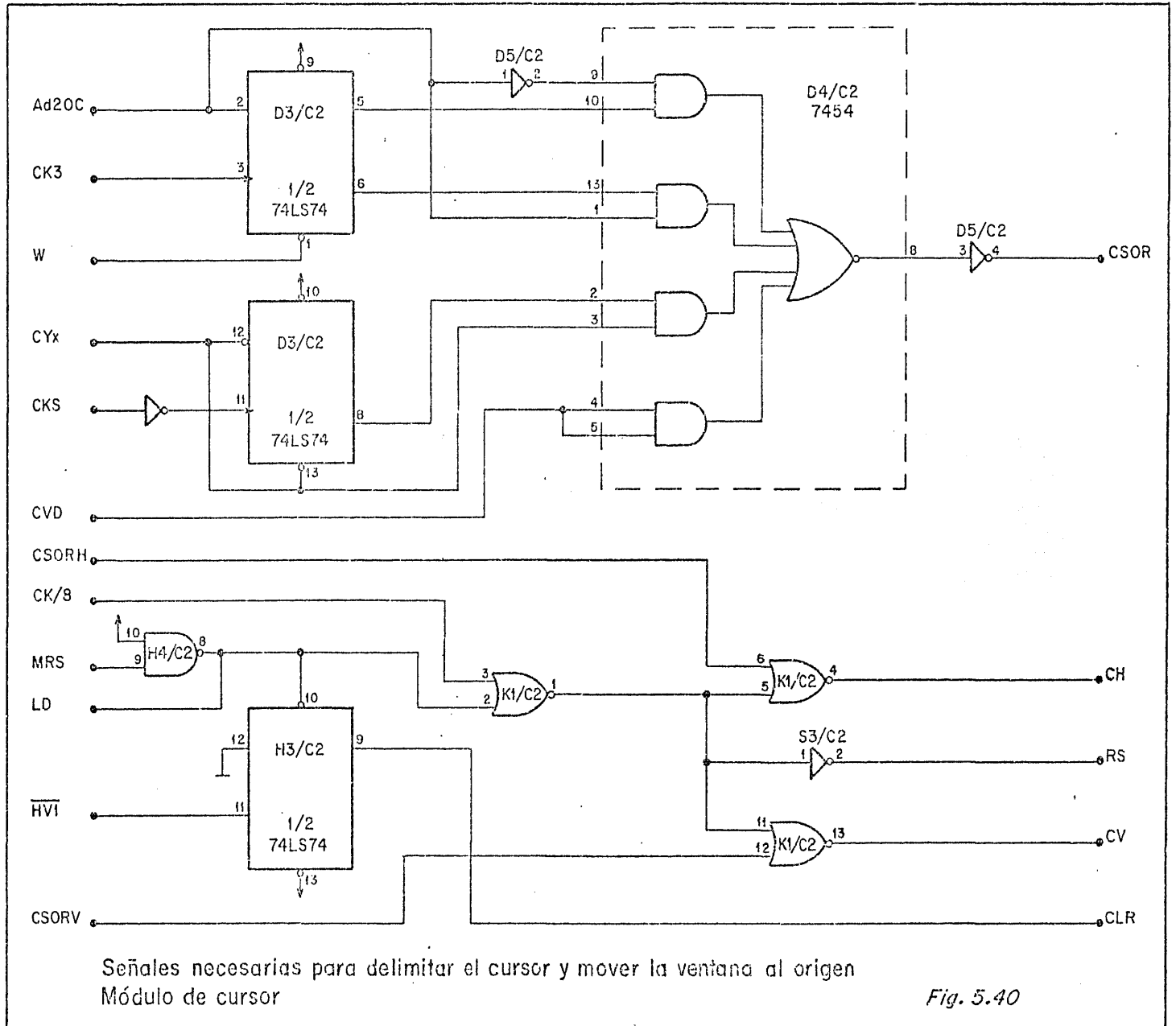
Diagrama del circuito que genera el cursor
Fig. 5.39

éstos contadores han recibido un número de pulsos igual al número con el que se les inició, envían al monoestable Z10 un pulso negativo de 50 ns de ancho; el monoestable reproduce el pulso pero con el potenciómetro de 20K es posible hacerlo más angosto o más ancho, efecto que se refleja en la línea vertical desplegada en el monitor como parte del cursor.

Un circuito idéntico al anterior, pero para el otro eje, se tiene en Z2, Z3, Z4, Z7, Z8 y Z9. La diferencia está en que la inicialización se realiza con el retroceso de cuadro y la señal de referencia es la señal de sincronía horizontal en lugar de 10 MHz. En el acarreo de Z9 se tiene un pulso negativo que se reflejará en la línea horizontal.

Así, se tiene en CVID un pulso negativo siempre que vaya a desplegarse un pixel cuya posición corresponda a la solicitada para el cursor. Tal pulso se envía al circuito E1 de la figura 5.37, obligando a que sus salidas adquieran un estado de alta impedancia, de manera que los tres colores adquieran su máxima intensidad, apareciendo en el monitor dos líneas perpendiculares de color blanco.

La señal CVID, antes de llegar a E1 de la figura 5.37, pasa por el circuito formado por los integrados D3 y D4 de la figura 5.40, el cual se encarga de delimitar el



borde de la memoria; es decir, hace que se dibuje una línea blanca en lugar de todos los pixeles que tengan una coordenada igual a cero.

Regresando a la figura 5.39, es de hacer notar que, haciendo uso del integrado Z11, es posible restablecer todos los contadores para regresar el cursor a la posición (0,0), mediante la instrucción correspondiente enviada desde el panel de control. También con el integrado Z25 se genera con el comando respectivo la señal BV que inhibe la acción de los contadores de los pulsos de cursor, a fin de evitar el movimiento del cursor cuando quiera tenerse el movimiento de la ventana, ya que se emplea el mismo dispositivo para activar ambos movimientos; si se habilita el movimiento del cursor, se deshabilita el de la ventana.

La señal ORG es un pulso que se genera únicamente cuando el pixel a desplegar es el correspondiente a la intersección del cursor y es el que se envía a los circuitos, ya descritos en 4.5.3, para registrar la dirección respectiva, la cual queda a disposición de la minicomputadora.

5.6. Panel y circuitos de control.

En el panel construido, cuya fotografía puede verse en la figura 5.41, es posible ordenar una variedad de funciones. Haciendo referencia al diagrama esquemático de

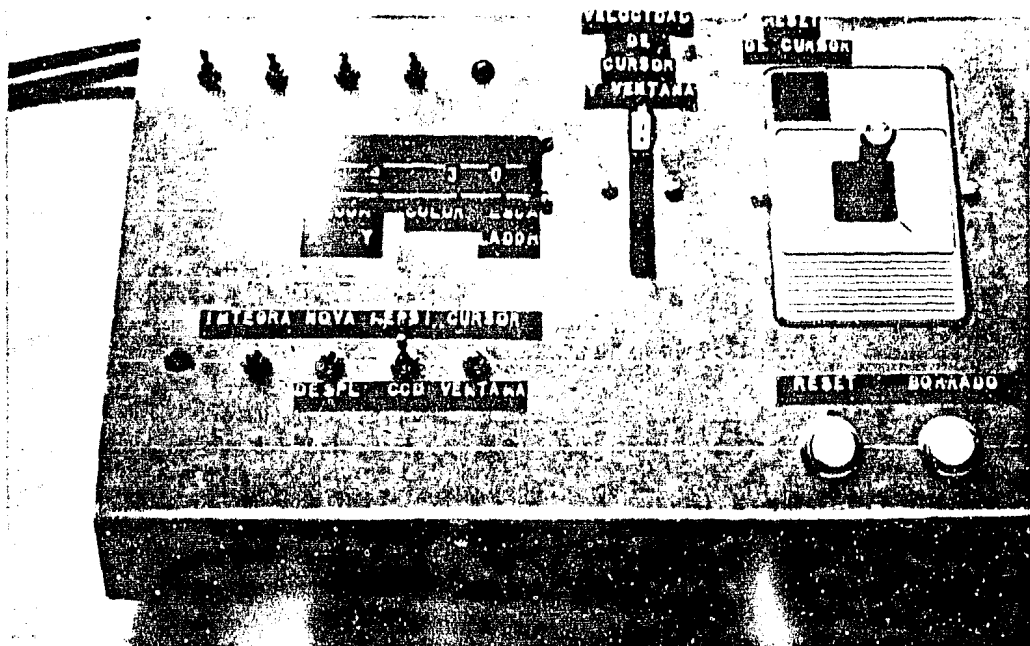


Fig. 5.41. Panel de control construido, desde donde es posible mover el cursor y la ventana y elegir las diferentes funciones del sistema.

la figura 5.42, se tiene que los selectores S1, S2, S3 y S4 hacen posible seleccionar el segmento de la memoria en el que se desea almacenar los datos correspondientes a una imagen. El selector Z1 permite solicitar uno de 4 niveles de amplificación en el despliegue horizontal y Z2 lo hace para la dirección vertical. Con Z2 se selecciona una de 4 tablas de colores (actualmente existen 2) y con Z4 uno de 4 niveles de escalamiento. Con el selector S5 se activa o desactiva el proceso de integración directa en la memoria y, con S6, es posible permitir que la minicomputadora tenga acceso a la memoria durante el tiempo normalmente asignado al despliegue, inhibiendo éste. Con S7 (actualmente fuera de función) se pretende seleccionar el detector que habrá de enviar datos a la memoria y que en principio puede ser un CCD o un Mepsicrón. El selector S8 elige en qué modo se usará el "joy-stick" (Y1), esto es, si se desea mover la imagen desplegada (modo ventana) o el cursor. El potenciómetro deslizable, P1, determina la velocidad del movimiento de la ventana o del cursor, el botón B1 permite restablecer el sistema como si acabara de encenderse, B2 borra los datos contenidos en la sección de la memoria que esté desplegándose y B3 restablece el cursor a la esquina superior izquierda del monitor. En la figura 5.43 se muestra el circuito empleado para codificar las señales producidas por el dispositivo Y1.

El tiempo normalmente disponible para que cada dis

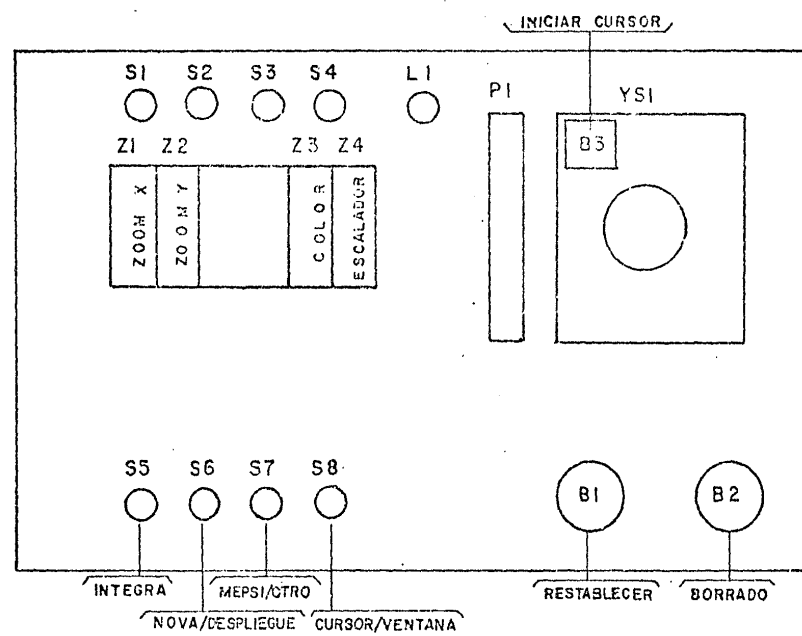


Fig.5.42. Esquema del tablero de control.

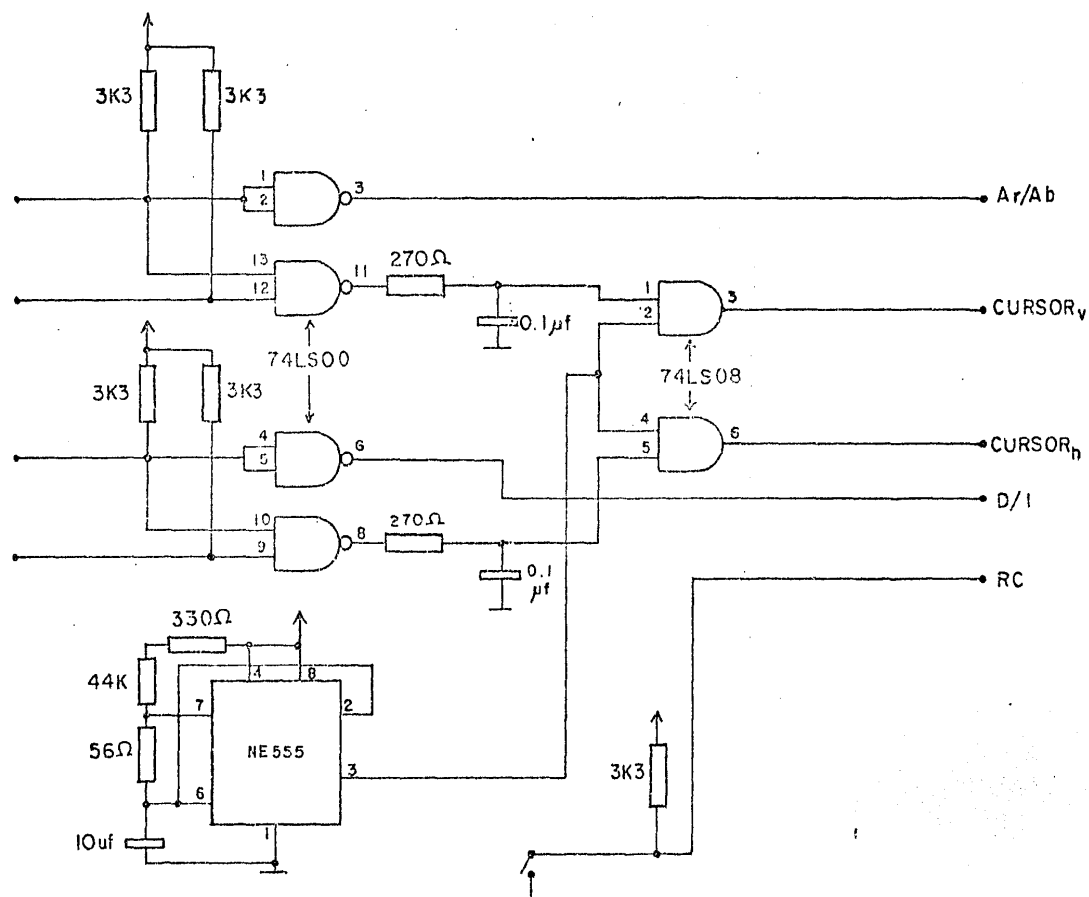


Fig. 5.43.

Diagrama del circuito contenido en el "joy-stick" del panel.

positivo tenga acceso a la memoria está distribuido como se indica en la figura 5.44 y las señales que otorgan las debidas prioridades a los dispositivos se generan en los circuitos que se muestran en la figura 5.45. La señal HD habilita el despliegue de los datos que se leen cuando la señal HL lo autoriza. HN habilita el acceso de la minicomputadora, HA lo hace para el APP y HR para el refresco. Las señales E y $\bar{E}$ indican a los circuitos correspondientes que debe borrarse la sección de la memoria que esté desplegándose y únicamente se da durante el tiempo correspondiente a 2 campos, después de darse el comando. Es posible permitir a la computadora usar el tiempo destinado al despliegue mediante la señal DISP. El acceso directo del APP puede inhibirse mediante alguna de las señales $\overline{INT\ 1}$ e $\overline{INT\ 2}$; la primera es proporcionada por el panel y la segunda por la computadora.

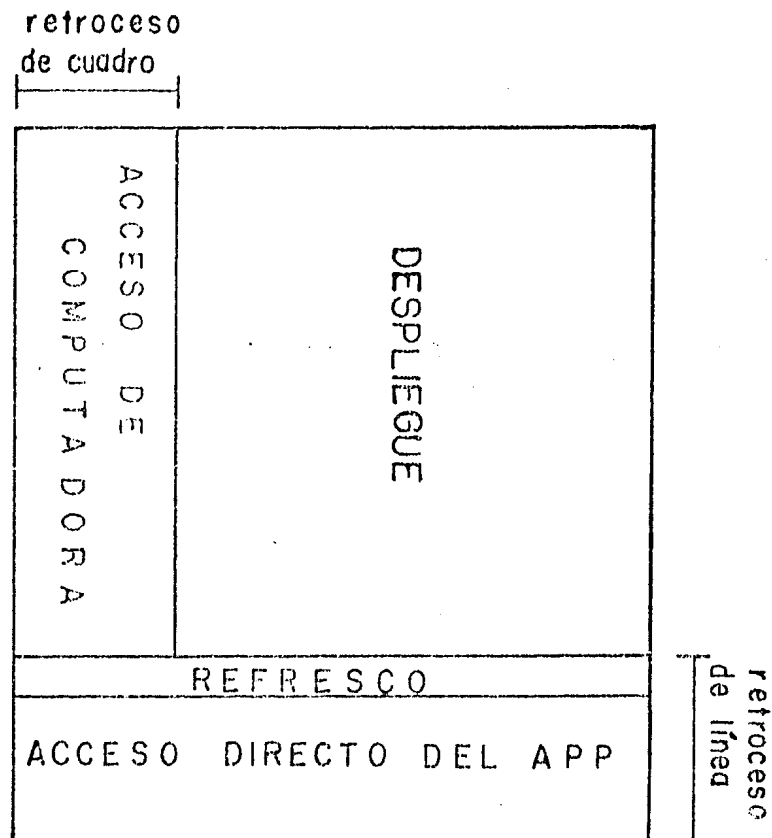


Fig. 5.44

Esquema que ilustra la distribución del tiempo para acceder la memoria.

Generación de señales que otorgan prioridades a los distintos dispositivos. Módulo de control

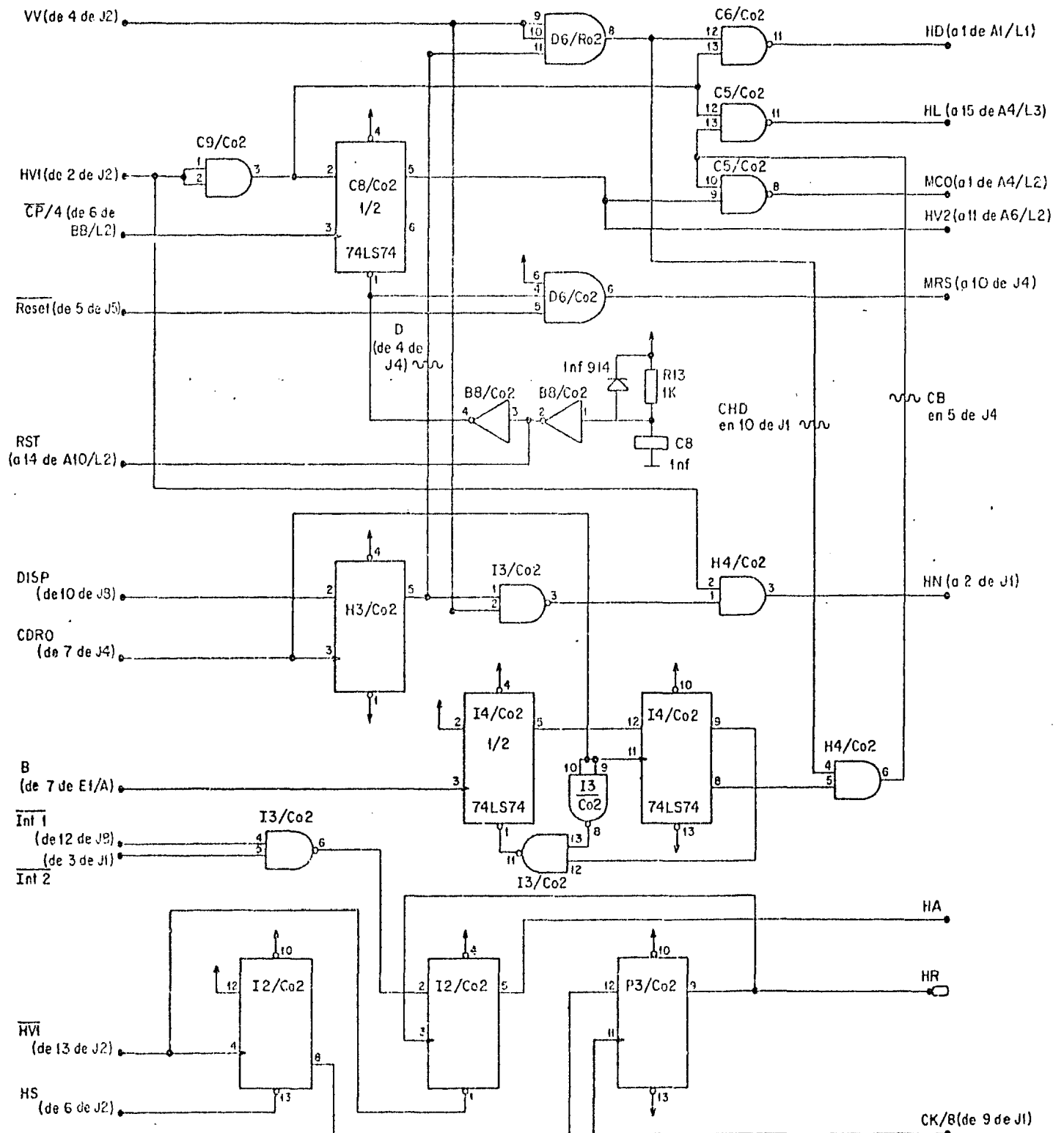


Fig. 5.45

6. PRUEBAS Y RESULTADOS.

Durante el período comprendido entre el 4 y el 9 de junio de 1982 se realizaron pruebas del funcionamiento del detector. Posteriormente se realizaron algunas pruebas parciales del sistema electrónico, haciéndose una prueba con todo el sistema ensamblado durante el período del 28 de julio al 8 de agosto de 1983. Tales pruebas se realizaron con el detector acoplado a un espectrógrafo Echelle, instalado en el telescopio de 2.12 metros de San Pedro Mártir, Baja California, propiedad del Observatorio Astronómico Nacional de la UNAM.

Para las pruebas se construyó, previamente, un sistema de enfriamiento y una montura especial, lo que se describe a continuación.

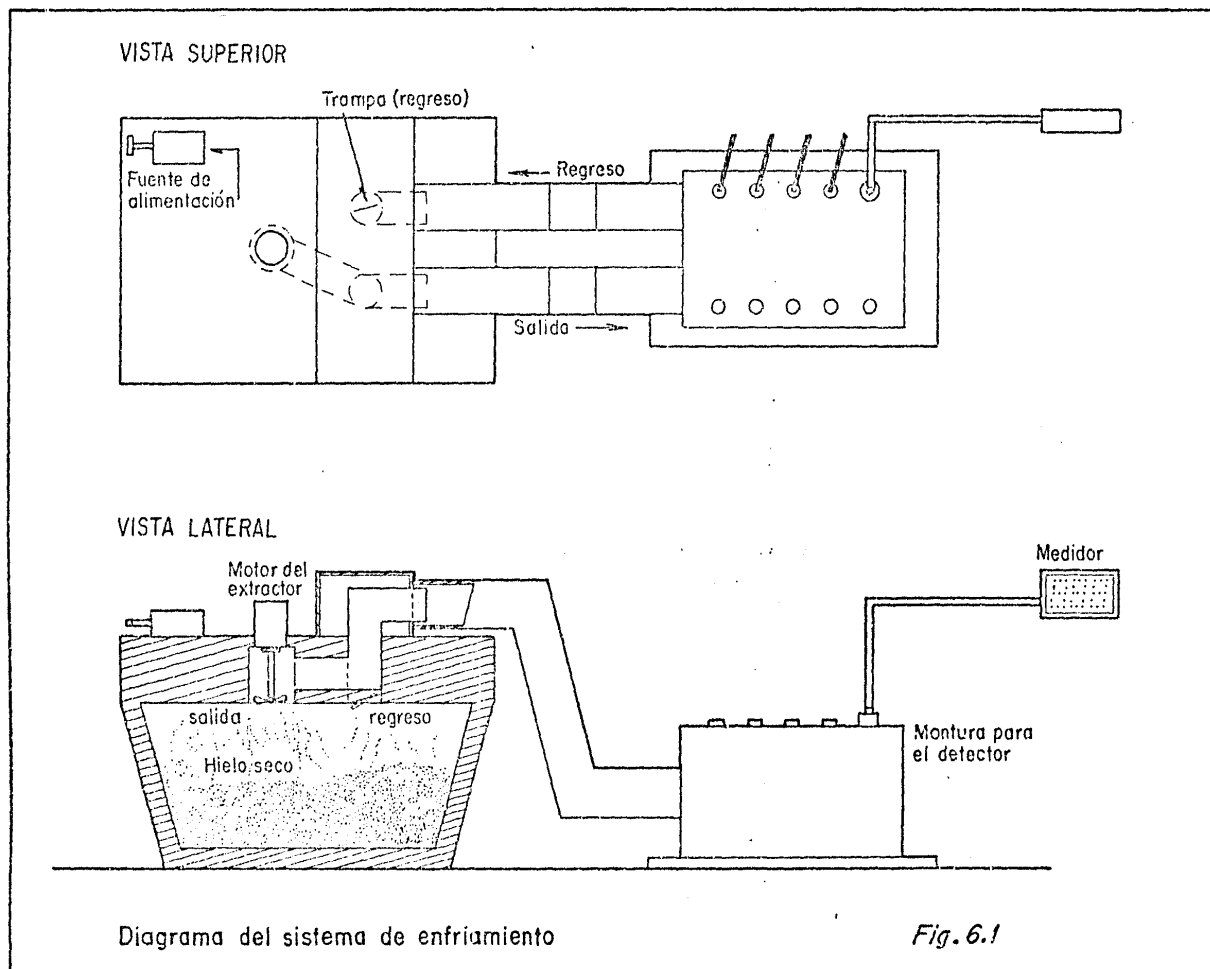
6.1. Sistema de Enfriamiento y Montura para el Mepsicrón.

El sistema de enfriamiento es muy simple y consiste en una caja de poliestireno a la que se le construyó una tapa especial donde se montó una hélice movida por un motor que funciona con corriente directa. En la tapa existen un par de canales por donde se hacen circular los vapores del hielo seco contenido en la caja. Los vapores viajan al exterior de la caja por tubos de poliuretano de paredes gruesas, penetran al contenedor del detector y regresan a la ca

ja. En el detector se encuentra instalado un termistor que puede ser vigilado para conocer la temperatura a la que se encuentra el detector. Variando la velocidad angular del motor, mediante cambios en el voltaje de alimentación, es posible aumentar o disminuir el flujo de vapores de hielo seco, modificándose así la temperatura del detector. Esta regulación de temperatura se hace en la actualidad de manera manual, pero puede hacerse automáticamente si se decide trabajar con él en el futuro.

Mediante este procedimiento es posible variar la temperatura del detector desde temperatura ambiente hasta -60°C aproximadamente. Si se desea bajar la temperatura aún más, es posible hacerlo hasta -110°C usando N_2 líquido en lugar de hielo seco, lo cual no se hizo debido a que no era necesario llegar a temperatura tan bajas; además, como el contenedor del hielo seco va sujeto a la platina del telescopio, el uso de N_2 no permite movimientos del telescopio que lo alejen demasiado del cenit, pues el nitrógeno se derramaría. En la figura 6.1 se observa un diagrama del sistema de enfriamiento.

Para montar el detector se construyó el sistema que se ilustra en la figura 6.2 y que consiste, simplemente, en una caja desarmable de lámina, forrada interiormente con una cubierta de poliuretano, montada en una placa de duraluminio con un hueco circular en el centro. Interiormente,



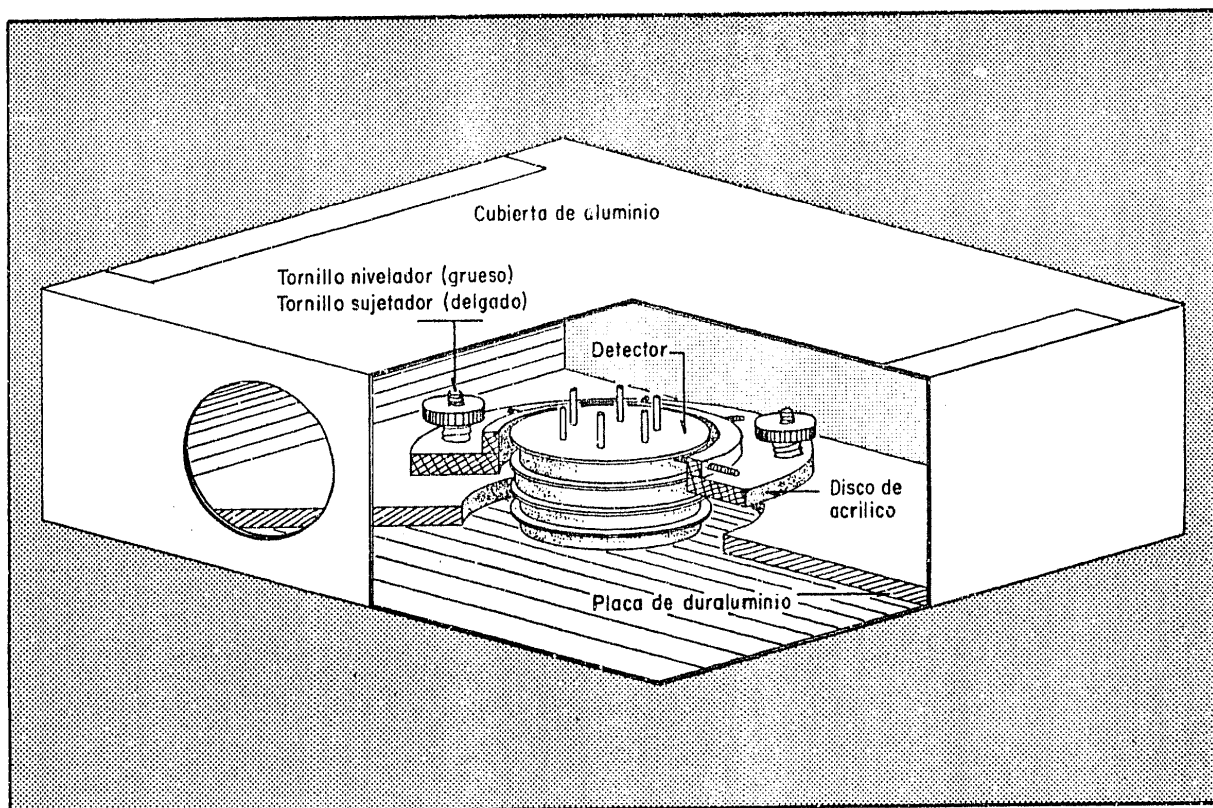


Fig. 6.2 Esquema de la montura del detector

también montado sobre la placa de duraluminio, existe un disco de acrílico en el que está soportado el detector mediante tornillos de nylon. El disco puede moverse, para variar su altura sobre la placa, en tres puntos de manera independiente, girando los tornillos gruesos que la soportan. Los tornillos gruesos están sujetos a la placa mediante tornillos delgados interiores. Con este movimiento es posible enfocar la imagen proyectada sobre el detector.

En la parte superior de la caja, por un lado, penetran 5 cables que alimentan al detector y, por el otro, se tienen 5 conectores tipo BNC (4 para conectar las salidas del detector a los preamplificadores y uno para conectar un multímetro y leer la resistencia del termistor).

6.2. Resultados.

6.2.1. Resolución.

En una primera prueba de resolución espacial se usaron las líneas del espectro de comparación de He-A; en términos de ancho a media altura (FWHM) correspondió al tamaño de 2 pixeles (más precisamente $42\mu\text{m}$ en promedio, alrededor del centro del detector, siendo de $25\mu\text{m}$ el tamaño de cada pixel) lo que aproximadamente equivale a 10 pares de líneas por mm. Esto, si se compara con la resolución de 4 pares de línea por mm para los mejores detectores comerciales⁽²²⁾,

da al Mepsicrón una ventaja considerable.

Cabe señalar que esta resolución es la mejor que se ha medido, pues empeora muy ligeramente hacia uno de los extremos, dado que la precisión del APP disminuye cuando la coordenada es grande.

6.2.2 Corriente Oscura.

Es sumamente notable el hecho de que la corriente oscura sea menor a 50 cuentas/segundo sobre todo el cuadro, a poco menos de 0°C; ello implica tener un evento debido a corriente oscura, por pixel, cada cuatro horas.

Por lo tanto, el intervalo dinámico está prácticamente limitado por la capacidad de almacenamiento de la memoria que, solamente, la cual, como se ha mencionado, es de 16 bits por pixel.

6.2.3 Estabilidad del Sistema Electrónico y Tiempo de Vulnerabilidad.

Hasta el momento se ha observado una gran estabilidad en el sistema completo, lo cual es muy importante para trabajos en los que requieran largos tiempos de integración.

Además, el sistema tiene, naturalmente, un tiempo de vulnerabilidad, que es el intervalo de tiempo durante el cual, en caso de producirse dos eventos en diferente posi-

ción, se registra un solo evento en la línea que une ambas posiciones. Este tiempo, en nuestro caso, es de 600 ns que, si se compara con los 2.6 μ s que reportan Mertz et al.⁽²⁵⁾ para el sistema usado por ellos, da una gran ventaja a nuestro sistema.

7. CONCLUSIONES

Al emprenderse el proyecto, se pensó en que el sistema detector-electrónica debía satisfacer al máximo los requisitos ideales de la futura generación de detectores⁽²⁴⁾, como son: (a) elevada eficiencia cuántica; (b) muy bajo nivel de ruido (al nivel del ruido de disparo cuántico); (c) gran número de elementos de resolución (al menos 1000×1000); (d) intervalo dinámico elevado (mayor que 10^4); (e) muy alta linealidad (desviación menor que 10%, hasta 10^5 eventos/segundo); (f) resolución temporal mejor que 1ms y (g) estabilidad del sistema que permita superposición de imágenes observadas en lapsos de horas o días sin pérdida de resolución.

Ahora, en el estado actual del sistema, se tiene que casi todos los objetivos se han alcanzado, pero se está trabajando todavía en mejorar las características que aún están lejos de lo ideal. Algunos defectos de los que adolece el sistema son: (a) ligera dispersión de la imagen en puntos lejanos al origen de coordenadas (la resolución decae alrededor de 10%); (b) la baja tasa de conteos que permite el sistema ($\sim 30\,000$ eventos/segundo) para no distorsionar la imagen (esto se debe a que los amplificadores no han recuperado su línea base antes de transcurridos $20\mu s$ después de producido un evento), pero ya se está trabajando en esto y se pretende llegar a $300\,000$ eventos/segundo; (c) la aparición de sombras en la imagen, debidas, quizá, a problemas de lineali-

dad en las etapas amplificadoras -también este problema es tá siendo atacado y pronto estará resuelto- y (d) la aparición de "fantasmas" (pequeñas líneas agudas en los elementos de imagen cuya coordenada horizontal fuese múltiplo de 4) en la pantalla del monitor*.

Es importante hacer notar que este proyecto se realizó a un costo aproximadamente diez veces menor que el de proyectos similares que emplean otro tipo de detectores, al mismo tiempo que las características del sistema han sido calificadas como excelentes y a la frontera en el ámbito internacional con respecto a los sistemas contadores de fotones.

En la conformación del sistema se optimizaron es fuerzos al construirse el equipo para un propósito definido; además, la manera como trabaja el detector permite que el sistema sea simple.

Por otro lado, el sistema construido, ya ha permi tido realizar trabajos de relevancia como lo es el trabajo de tesis presentado por E. Carrasco⁽²³⁾; sus alcances en astronomía ya han sido expuestos por Firmani, et. al, 1983⁽²⁴⁾.

Es importante mencionar que las aplicaciones del

* NOTA: En el momento de la impresión de este trabajo, este último problema había sido totalmente resuelto.

sistema rebasan la frontera de la Astronomía, pues el detec
tor, como se ha mencionado, es excelente para trabajos con
rayos X , iones y electrones. Actualmente, ya se ha desper
tado un interés enorme entre grupos que trabajan en áreas
relacionadas con la medicina nuclear, la bioquímica, la quí
mica y la física. La aplicación del sistema en estos cam
pos del conocimiento permitirá también en ellos nuevos avan
ces.

8. BIBLIOGRAFIA

1. E. Ruiz. "Aplicación de detectores optoelectrónicos en espectroscopía", Tesis profesional, Facultad de Ciencias, UNAM (1974).
2. A. Solar. "Espectroscopía digitalizada usando detectores optoelectrónicos", Tesis profesional, Facultad de Ciencias, UNAM (1977).
3. S. Cuevas y A. Gamboa. "Cámara de televisión controlada por minicomputadora para fines astronómicos", Tesis profesional, Facultad de Ciencias, UNAM (1977).
4. R. Enríquez. "Aplicación de detectores fotosensibles bi dimensionales de estado sólido a la observación astronómica", Tesis profesional, Facultad de Ciencias, UNAM (1982).
5. M. Lampton. "Microchannel plates and their applications to photon counting image systems", IAU Colloquium No. 40. París (1976).
6. "Ultraviolet Observations of Venus from Mariner 10: Preliminar Results", Science 183, 1315 (1974).
7. J.G. Timothy y L.B. Lapson. "Use of channel electron multipliers as secondary standard detector at EUV wavelengths", Appl. Opt. 13, 1417 (1974).
8. F. Paresce. "Quantum efficiency of a channel electron multiplier in the far ultraviolet", App. Opt. 14, 2823 (1975).
9. J.E. Mack, F. Paresce y S. Bowyer. "Channel electron Multiplier: its quantum efficiency at soft X-rays and vacuum ultraviolet wavelengths", Appl. Opt. 15, 861 (1976)

10. L.B. Lapson y J.G. Timothy. "Use of MgF_2 y LiF photocathodes in the Extreme Ultraviolet", Appl. Opt. 12, 388 (1973).
11. E.H. Eberhardt. "Parameters pertaining to microchannel plates and microchannel plate devices", Technical Note No. 127, ITT Electro-Optical Division (1980).
12. E.H. Eberhardt. "Gain model for microchannel plates", Appl. Opt. 18, 1418 (1979).
13. D. Washington. "Improving the resolution of high gain channel plate arrays for particle and photon counting", Nucl. Instr. and Meth. 111, 573 (1973).
14. J.G. Timothy y R.L. Bybee. "One-dimensional photon counting detector array for use at EUV and soft X-ray wavelengths", Appl. Opt. 14, 1632 (1975).
15. M. Lampton y C.W. Carlson. "Low-distortion resistive anodes for two-dimensional position sensitive MCP Systems", Rev. Sci. Instrum. 50 (9), 1093 (1979).
16. M. Lampton y F. Paresce. "The Ramicon: a resistive anode image converter", Rev. Sci. Instrum. 45 (9), 1098 (1974).
17. C. Firmani, E. Ruiz, C.W. Carlson, M. Lampton y F. Paresce. "High-resolution imaging with a two-dimensional resistive anode photon counting", Rev. Sci. Instrum. 53 (2), 570 (1982).
18. L. Salas. "Divisor Digital", Reporte técnico No. 6 Instituto de Astronomía, UNAM (1982).
19. Mitsubishi Electric Corporation. Technical Information, 19V" High-resolution color display monitor, model C-3910 (1980).
20. Electro-Optical products division, ITT. Test report, Mepsicron S/N 618201 (1982).

21. J.L. Wiza. "Microchannel plate detectors", Nucl. Instr. and Meth. 162, 587 (1979).
22. Anuncio Comercial, Physics today, p. 81, Julio 1980.
23. E. Carrasco. "Interferometría Fabry-Perot de orden variable. Una aplicación astronómica", Tesis profesional, Facultad de Ciencias, UNAM (1983):
24. C. Firmani, L. Gutiérrez, E. Ruiz, G. Bisiacchi, L. Salas and F. Paresce. "Astronomical Applications of the MEPSICRON photon detector", Proceedings of the Symposium "Instrumentation in Astronomy V" (Londres), en prensa.
25. L. Mertz, T.D. Tarbell y A. Title. "Low noise imaging photon counter for Astronomy", Appl. Opt. 21, 628 (1982).
26. M. Lampton. "The Microchannel Image Intensifier", Scientific American 245 No. 5, 62 (1981).
27. J. Wampler. Comunicación privada.