

209.
5



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

ANALIZADOR DE POSICION DE EVENTOS
PARA UN DETECTOR BIDIMENSIONAL
TIPO MEPSICRON

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
F I S I C O
P R E S E N T A :
FERNANDO ANGELES URIBE

MEXICO, D. F.

1986



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.

INDICE

	PAG .
INTRODUCCION	1
INTENSIFICADORES DE IMAGEN	3
FOTOCATODOS	8
MICROCANALES	18
ANODOS RESISTIVOS	30
MEPSICRON	36
PREAMPLIFICADOR	40
APE	45
APE III	54
CONTROL	63
MEMORIA	67
CONCLUSIONES	72
BIBLIOGRAFIA	73

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer al Fis. Elfego Ruiz por la asesoría y orientación proporcionadas durante el desarrollo de esta tesis, así como al Fis. Rogerio Enriquez por la colaboración prestada.

Agradezco también a todo el personal del Laboratorio de Electrónica del Instituto de Astronomía por sus atinados comentarios y el apoyo ofrecido.

Finalmente, quiero agradecer muy especialmente a mis padres por la confianza depositada durante los años de mi formación académica.

INTRODUCCION

En la Astronomía moderna, la observación de objetos muy lejanos y por tanto muy débiles es trabajo de cada día. Por esta razón, gran parte de la investigación en instrumentación astronómica se ha encaminado a desarrollar nuevos y mejores detectores de bajos niveles de radiación.

Los primeros intentos por registrar una imagen astronómica se basaron en las placas fotográficas. Sin embargo, tales registros presentan inconvenientes como son la presencia de velo, el ruido asociado a las placas y la deformación correspondiente [14]; además, una vez obtenida la imagen, los análisis necesarios representan un trabajo laborioso y tardado.

En el proceso evolutivo de la instrumentación, se han desarrollado dispositivos de estado sólido cada vez más sofisticados [14], capaces de detectar señales muy débiles y con características muy superiores a las de las placas fotográficas: mejor relación señal a ruido (S/R), mayor control sobre la distorsión de la imagen, tiempos de integración más cortos, mayor flexibilidad en el manejo de datos, etc.

Hacer un recuento de todos estos detectores y de su evolución está fuera del campo de acción de esta tesis. Para el lector interesado, al final se da una extensa bibliografía.

En este trabajo de tesis se analiza un aspecto del desarrollo del detector de bajos niveles de luz denominado MEPSICRON. Este es un detector producto de investigaciones encaminadas a tratar de satisfacer las necesidades mencionadas y está basado en un arreglo formado por fotocátodo, placas

microcanales y ánodo resistivo que ha sido desarrollado en el Instituto de Astronomía. Debido al tipo de señales que entrega el Mepsicrón, es necesario todo un sistema electrónico asociado que amplifica, analiza y almacena la posición de cada fotón incidente para reconstruir la imagen original.

En la siguiente sección se hace una descripción bastante breve de los detectores basados en placas microcanales. El análisis detallado de cada componente se encuentra en las secciones de Fotocátodos, Placas Microcanales y Anodos Resistivos, y en la sección de Mepsicrón se dan las especificaciones técnicas del mismo. En la siguiente sección se hace una descripción rápida del sistema de preamplificación de señales. Posteriormente se muestran diversos métodos de análisis de posición de eventos así como algunas de sus ventajas y desventajas, y se propone un tipo específico de analizador de posición de eventos; además, se proporcionan datos técnicos y resultados de diversas pruebas.

Finalmente, se describe brevemente el sistema de adquisición, almacenamiento y despliegue de imágenes.

INTENSIFICADORES DE IMAGEN

La técnica de amplificación de luz débil basada en placas microcanales no es reciente; de hecho, los microcanales han sido usados como sustituto y/o complemento de los tubos fotomultiplicadores en fotómetros, medidores de corrientes espaciales muy bajas (channeltron) y en dispositivos intensificadores de imagen para visión nocturna que fueron desarrollados con fines militares en los EUA.[8]

El principio básico de funcionamiento de un intensificador está dividido en tres pasos: conversión fotón-electrón llevado a cabo por un fotocátodo, amplificación con placas microcanales y conversión electrón-fotón con pantallas de fósforo. Con este método se pueden lograr amplificaciones del orden de 10^4 en la intensidad de la luz.

Tales sistemas de intensificación no están limitados a la detección de luz: debido a su versatilidad pueden usarse, con la elección de un fotocátodo apropiado o en algunos casos, sin él, para detección de luz infrarroja, ultravioleta, rayos X y partículas elementales. También tienen aplicaciones en osciloscopios de alta velocidad, donde el barrido es tan rápido que los electrones no excitan detectablemente el fósforo de la pantalla y es necesario amplificar el haz.

El tipo de radiación a amplificar y los requerimientos de amplificación son los que determinan la estructura, disposición y características de un intensificador.

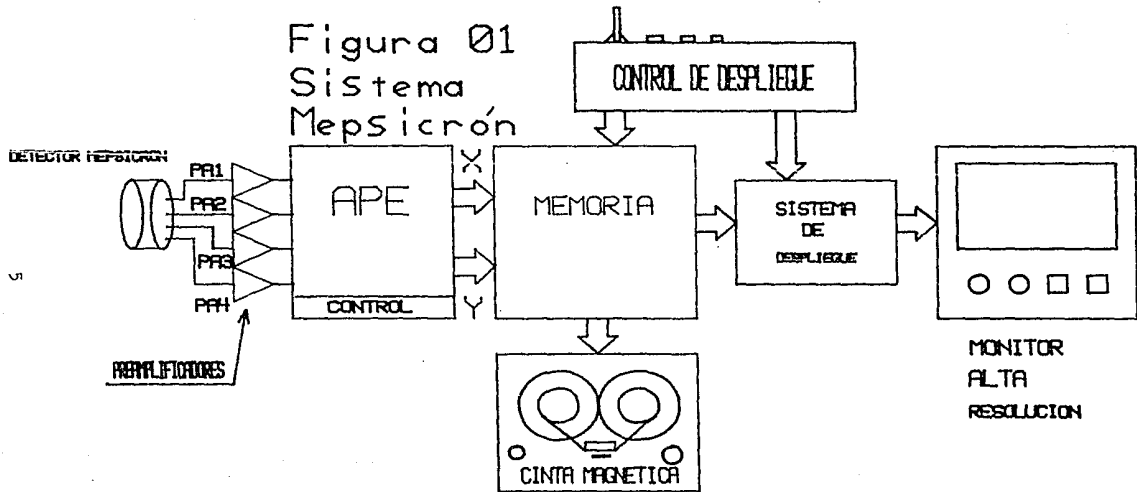
En la investigación astronómica, un intensificador de esta naturaleza tiene ventajas sobre las placas fotográficas, dados

los tiempos de exposición prohibitivos que requieren éstas para registrar una imagen: varias horas de exposición se reducen a minutos. Pero existen otros factores determinantes que establecen la superioridad sobre métodos fotográficos[17].

Un inconveniente relacionado con el uso de intensificadores de imagen es la pérdida de resolución en la reconstrucción debido a la baja razón señal a ruido a temperatura ambiente y a problemas en el enfoque y en la transferencia final de la pantalla de fósforo a un sistema de almacenamiento permanente[18], por lo que la técnica imagen / amplificación / imagen se ha traducido recientemente a imagen / amplificación / análisis / almacenamiento / imagen, utilizando medios electrónicos de análisis, almacenamiento y despliegue manejando la imagen en forma digital, lo que acarrea un aumento en la resolución y facilita el manejo y el procesamiento de la misma. El detector Mepsición se basa en este principio de operación; en la figura 01 se muestra un diagrama de bloques del sistema completo.

El detector en sí, registra la posición de calda de un fotón sobre su superficie (evento) y la entrega como paquetes de carga que son recibidos, integrados y amplificados por los preamplificadores PA1 a PA4 (ver figura 01) cuya salida se entrega al bloque del Analizador de Posición de Eventos (APE); éste se encarga de analizar los pulsos y generar un código binario correspondiente a las coordenadas asociadas al evento, el cual es recibido y mapeado por el banco de memoria, donde se incrementa la posición correspondiente a la posición del evento y los datos finales pueden ser trasladados a un medio de

Figura 01
Sistema
Mepsicrón



almacenamiento semi/permanente como disco o cinta magnética. El despliegue se obtiene del banco de memoria usando color falso sobre un monitor de alta resolución donde se puede observar la evolución de la imagen. Generalmente, el análisis y procesamiento de la imagen con fines astronómicos se hacen en minicomputadora.

Como se vislumbra, el sistema completo, en el aspecto temporal, es un contador de fotones, debido a el procesamiento en línea de cada evento, el número de cuentas por segundo que es posible analizar está limitado por la velocidad de la electrónica asociada y el tiempo de recuperación de las placas microcanales (esto se explicará con más detalle posteriormente). En la versión actual del sistema, se pueden analizar 300 000 eventos por segundo con una resolución de 10 bits por coordenada, lo que representa una imagen compuesta por 2^{20} o aproximadamente 10^6 elementos o pixeles con una profundidad de 16 bits (~ 64000 niveles o cuentas).

FOTOCATODOS

La conversi3n fot3n-electr3n en un detector es fundamental, pues es la que determina las propiedades m3s importantes de este.

El dispositivo que se encarga de este proceso es llamado c3todo fotoemisor o fotoc3todo debido a que emite uno o m3s electrones de su superficie por cada fot3n que recibe.

En la figura 02 se muestra el diagrama esquem3tico de un fotoc3todo, el cual consta de una base generalmente transparente y una pellicula delgada de material fotoemisor.

Su funcionamiento es el siguiente:

Cuando un fot3n incide sobre la superficie del fotoc3todo (FC de aqu3 en adelante), atraviesa la base y choca con los 3tomos del material fotoemisor. Este material es generalmente una mezcla de compuestos alcalinos que presentan en conjunto una funci3n de trabajo muy baja, por lo que resulta relativamente f3cil para un fot3n arrancar un electr3n de alguno de sus mol3culas. El electr3n resultante es acelerado por medio de un campo el3ctrico uniforme ortogonal a la superficie del FC hacia el 3nodo o a las etapas de amplificaci3n posteriores. De esta manera se realiza la conversi3n y adem3s se mantiene la informaci3n espacial del evento. De lo anterior, se puede concluir que el limite inferior en longitud de onda al que puede ser sensible el FC es una funci3n exclusiva del material que se use en la base; esto es, la ventana act3a como una barrera a las frecuencias mas altas del espectro electromagn3tico dependiendo del material con el que se construye y de su espesor. Este efecto limita el intervalo de frecuencias que observa el

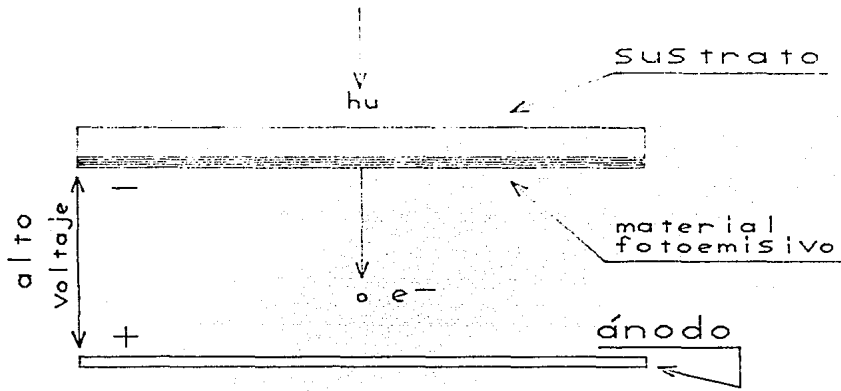


figura 02

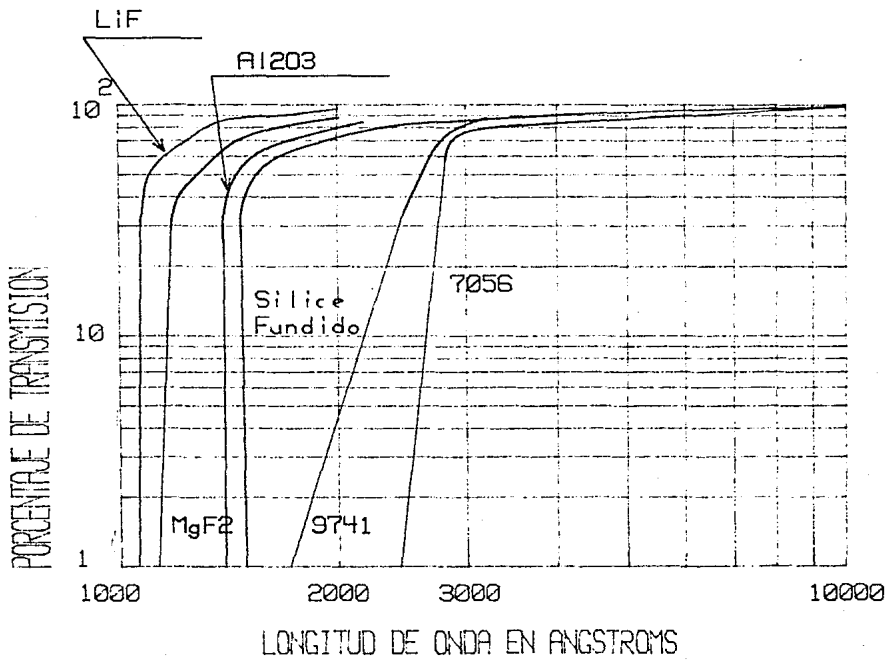


figura 03

detector. En la figura 03 se muestran las curvas de transmisión (en %) en función de la longitud de onda incidente para diversos materiales.

Para este grupo, el LiF es el que presenta la mejor transmisión a longitudes de onda más cortas, sin embargo, su transmisión disminuye si es expuesto a la atmósfera y además presenta cierta degradación bajo irradiación con partículas de alta energía, lo que lo hace inapropiado para la detección en el UV lejano. Otros materiales intermedios como MgF y CaF requieren de técnicas especiales de manejo y sellado. En cambio el Al₂O₃ (Zafiro) tiene alta resistencia a cambios en sus propiedades y es, por lo tanto, más fácil de manejar, aunque su transmisión decae a los 1400 Angstroms.

El Cuarzo (SiO₂ cristalino) presenta una frecuencia de corte un poco más baja que el Al₂O₃, pero su curva de transmisión decae menos rápido que la de éste y no precisa de cuidados especiales, por lo que es un buen candidato para usarse como base para el fotocátodo en los detectores de luz para un amplio intervalo de frecuencias.

Como el espesor de la ventana es también un factor determinante sobre la frecuencia superior de corte del detector (para mayor grosor hay más absorción y por lo tanto la transmisión decae) debe elegirse el espesor óptimo para tener una buena transmisión sin perder resistencia.

Los materiales fotoemisivos deben presentar una función trabajo lo suficientemente baja como para permitir que aún los fotones de muy baja energía (rojo-infrarrojo) puedan liberar

electrones de su superficie. Claramente, el límite inferior en frecuencia que puede detectar un FC es función exclusiva del material fotoemisor. Generalmente se usan semiconductores como fotoemisores dependiendo la elección del que se ha de usar de la frecuencia central y el intervalo dinámico que se desee. Aún teniendo un FC con un intervalo de frecuencias muy amplio, este debe restringirse, ya que, de ser un fotocátodo muy sensible, a frecuencias muy altas puede alterarse su respuesta y/o eventualmente quedar ciego.

Los materiales usados como fotoemisores en los FC tienen propiedades de semiconductores, cuyo diagrama de energías se muestra en la figura 04. E_v es la energía de la banda de valencia, E_c la de la banda de conducción, E_g la energía necesaria para pasar de una banda a otra, E_a la afinidad electrónica (Energía requerida para pasar un electrón de la banda de conducción al vacío) y E_{vac} es la energía de un electrón en el vacío. Con la ayuda de este diagrama se puede entender por qué un metal puro no puede ser usado como FC. En un metal la banda de conducción y la banda de valencia están traslapadas por lo que $E_g=0$, basta entonces un poco de energía para hacer pasar a un electrón de la banda de valencia al vacío, y esto puede suceder aún con la energía térmica del metal. Esto provoca una emisión de electrones cuando no hay incidencia de fotones, por lo que los eventos verdaderos (aquellos electrones generados por la incidencia de un fotón) son enmascarados por el ruido generado. (Como ejemplo, recuérdese la nube electrónica asociada a los cátodos de válvulas electrónicas aún en ausencia de polarización.)

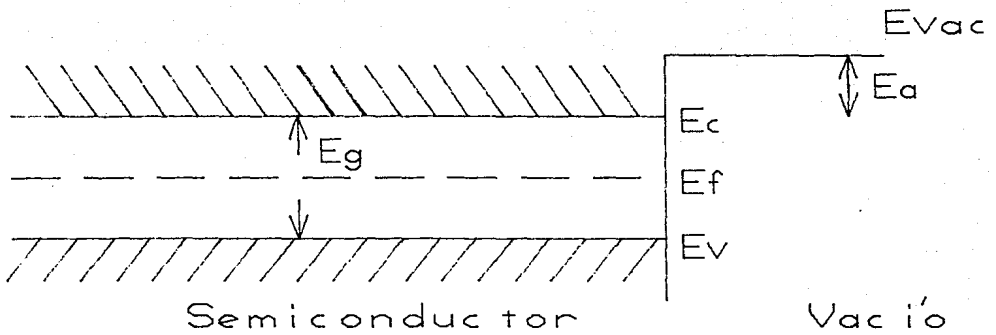


Diagrama de energias
 Para materiales semiconductores

FIGURA 04

Los semiconductores en cambio presentan una E_g mayor que cero; esto provoca que el número de electrones que se encuentran en la banda de conducción debido a efectos térmicos sea menor, pudiendo disminuirse si se desea enfriando el semiconductor. Este efecto en los semiconductores requiere que los fotones incidentes contengan un mínimo de energía (ajustable por envenenamiento) para que ocurra la fotoemisión.

Si la superficie del FC se cubre con óxido de algún metal electropositivo (como Cs) E_a disminuye de tal manera que prácticamente sólo se necesita la energía para pasar de E_v a E_c . Este efecto extiende la respuesta del FC a longitudes de onda más largas (rojo-infrarrojo).

Para cuantificar de alguna manera la respuesta del FC se utiliza la eficiencia cuántica (EC de aquí en adelante) que no es más que la razón entre el número de eventos de entrada a los de salida (fotoelectrones), esto es

$$EC(\%) = 100 * (\#e^-) / (\#h\nu)$$

por ejemplo, una eficiencia cuántica del 10% indica estadísticamente que se necesitan 10 fotones para arrancar un fotoelectrón, una EC del 20% exige 5 fotones/fotoelectrón, etc.

Dado que la energía de un fotón cumple con la ecuación

$$E = h\nu$$

es de esperarse que la EC sea mayor al aumentar la frecuencia y disminuya con ésta. Los materiales fotoemisivos no pueden ser manejados de manera independiente, por lo que al caracterizar un FC se toman en cuenta las propiedades de la ventana y se especifica el conjunto como tal, esto determina un ancho de banda

y una EC para cada FC. En la figura 06 se muestra la respuesta espectral para diversos tipos de FC y la eficiencia cuántica asociada.

En general el intervalo de frecuencias que puede detectar un FC cambia con las propiedades físicas de los materiales de construcción. Por ejemplo, una ventana muy gruesa presenta más opacidad al UV, y una capa fotoemisiva muy gruesa impediría escapar a los electrones con baja energía de la superficie.

Los FC, como todo transductor, no están exentos de ruido y en general existen varias fuentes asociadas a ellos: rayos cósmicos, emisión termoiónica del cátodo, ionización de gas, fuga entre electrodos, radioactividad residual y otras causas. Casi todas las fuentes de ruido anteriores pueden ser eliminadas o reducidas con un diseño apropiado del FC y una selección adecuada de los materiales que se usen en su fabricación, excepto la emisión termoiónica que es característica de cada fotosuperficie.

Los rayos cósmicos son una fuente de ruido externa al FC y no es posible controlar su flujo. Dada la alta energía de un rayo cósmico, al interaccionar con el FC liberan un gran número de fotoelectrones que son registrados como eventos. Un blindaje adecuado disminuye el flujo de rayos cósmicos a través del FC a un nivel aceptable.

La radioactividad residual se refiere a los eventos ocasionados por decaimiento de partículas radioactivas que puedan encontrarse en la composición del FC. Actualmente se cuenta con medios muy eficaces para la separación de isótopos, por lo que este problema puede minimizarse.

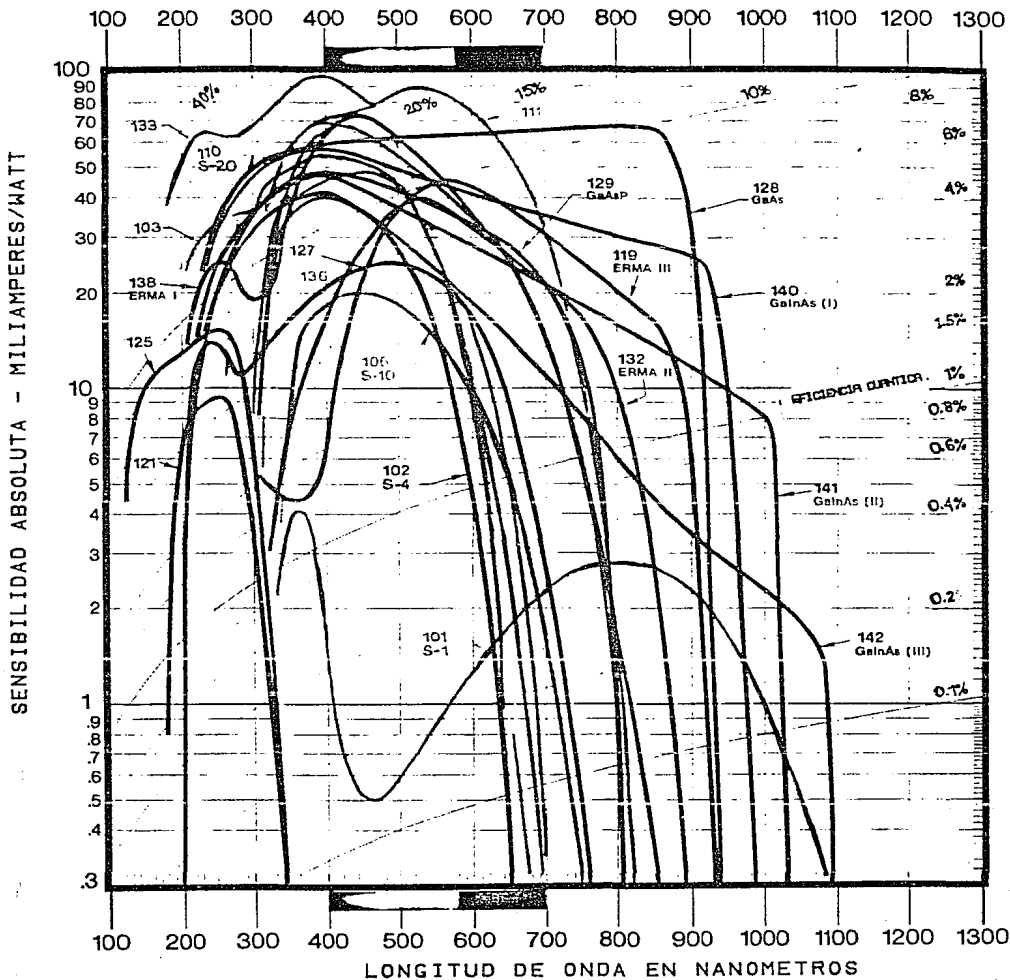


Fig 6

La fuga entre electrodos es causada por el alto voltaje al que operan los FC's (del orden de 5000 V), si el material de soporte presenta un voltaje de ruptura menor a este valor, se producirán arcos voltaicos, lo que acarrea una fuga de corriente, y en consecuencia la generación de ruido electromagnético (EMI) y decaimiento y/o perforación de la superficie sensible del FC.

Al acelerarse los fotoelectrones hacia el ánodo, éstos pueden chocar con las partículas de gas que queden en el tubo después de hacer vacío. La energía de estos fotoelectrones puede ser lo suficientemente grande como para ionizar algunos de los átomos de gas, los cuales adquieren una carga positiva y, como consecuencia, son acelerados por el campo eléctrico entre electrodos hacia el FC, liberando nuevos electrones que son registrados como eventos. Si el vacío es muy pobre este ciclo puede ser repetitivo en cascada y provocar la saturación del detector.

Dado que aún no se han logrado vacíos perfectos, el problema se soluciona interponiendo una pantalla anti-iónica (por ejemplo Al₂O₃) permeable a los electrones pero no a partículas más grandes, evitando la incidencia de iones en la superficie fotoemisiva.

La emisión termiónica es la principal fuente de ruido en los FC's modernos. Esta se debe a que la agitación térmica de las moléculas del material fotoemisivo es lo suficientemente grande como para lanzar un electrón de su superficie al vacío.

Existe un compromiso entre la corriente del FC generada en completa oscuridad (corriente oscura) y la longitud de onda

maxima que puede detectarse. Una E_g baja en el semiconductor extiende la respuesta del FC hacia el rojo, pero permite que más electrones se encuentren en la zona de conducción a una temperatura dada y, por lo, tanto aumenta la probabilidad de que uno de estos electrones sea disparado al vacío. Como contraparte, una E_g grande disminuye el número de electrones en la banda de conducción, pero requiere fotones de mayor energía disminuyendo la respuesta en el rojo. La conductividad en los semiconductores está dada por:

$$O_i = \exp(-e E_g / 2 K T)$$

y representa de forma indirecta el número de electrones en la banda de conducción, una disminución de la temperatura acarrea una disminución en la conductividad.

Así, un método muy eficaz para disminuir la corriente oscura en el FC consiste en disminuir la temperatura utilizando botellas criogénicas durante la detección.

MICROCANALES

Es necesario que el elemento amplificador de un detector cumpla con las siguientes características:

a) alta ganancia

La corriente generada por el FC es demasiado pequeña para poder ser analizada directamente por medios electrónicos, por lo que es necesario amplificar la señal por un factor alto (10^8) para poder procesarlo.

b) bajo ruido

Debido a la alta ganancia necesaria, la relación señal a ruido de tal amplificador debe grande, de lo contrario, cualquier evento extraño (no provocado por un fotón) tendría una amplitud comparable al de la señal real, alterando la imagen original.

c) alta resolución temporal

El amplificador debe tener una respuesta lo suficientemente rápida para poder detectar eventos poco separados en el tiempo y de esta manera ampliar el intervalo dinámico del detector.

d) alta resolución espacial

El amplificador también debe permitir la localización en un plano de los eventos individuales con una precisión dada. Las

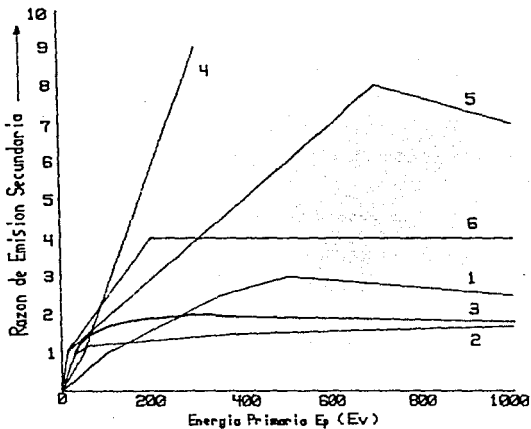
placas microcanales cumplen con estos requerimientos y no son más que arreglos de capilares de vidrio muy delgados (microcanal) unidos de manera regular. Cada uno de estos microcanales es en realidad un multiplicador de electrones cuyo factor de multiplicación depende de varios parámetros asociados a su disposición como se explica más adelante.

El principio de funcionamiento de un microcanal es el siguiente:

El microcanal es un tubo capilar de vidrio muy delgado (aproximadamente 12 micras) que está compuesto, en la mayoría de los casos, de 50% de PbO, 40% de SiO₂ y 10% de varios óxidos alcalinos. Este vidrio (y muchos otros, aunque no con la misma eficiencia) tienen la propiedad de presentar una alta emisión electrónica secundaria por electrón incidente sobre su superficie.

El electrón incidente debe tener un mínimo de energía cinética que, generalmente, le es suministrada por un campo eléctrico. Los electrones resultantes de la emisión secundaria son acelerados nuevamente por el campo y el ciclo se repite con la diferencia de tener ahora más de un electrón incidente. La forma cilíndrica de los microcanales asegura el choque de los electrones secundarios con componentes de movimiento radial contra la pared del microcanal por ser una superficie cerrada, y la tapa y fondo de este son la entrada y salida respectivamente. En la figura 08 se muestran gráficas de la razón de emisión secundaria contra la energía incidente de los electrones para

varios materiales [2].



1. PbO - SiO₂
2. Hipotetico
3. SiO₂
4. MgO Amorfo
5. KCl Amorfo
6. Hipotetico

Curvas de emision secundaria
para distintos materiales.

figura 08

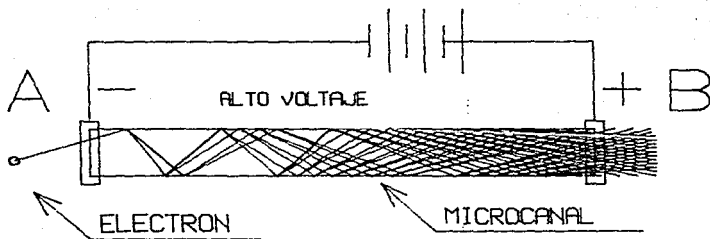


figura 09

Este proceso se repite en etapas sucesivas donde el número de electrones secundarios crece en proporción geométrica con el número de choques de electrones con las paredes.

La emisión secundaria provoca una pérdida neta de electrones en la superficie que es necesario restablecer para evitar efectos capacitivos y permitir la reemisión. Para lograrlo se reduce el PbO del vidrio calentándolo a 673 K en una atmósfera de H durante varias horas. De esta manera se obtiene Pb puro, parte del cual se evapora de la superficie, aglomerándose el remanente en cúmulos metálicos que activan la conducción por electrones libres. Por este método se logran resistividades del orden de 5×10^7 ohms entre las dos caras de la placa microcanal, suficiente para garantizar el restablecimiento de cargas y reactivar la emisión secundaria. En la figura 09 se muestra esquemáticamente el funcionamiento del microcanal. En cada extremo de éste se coloca un electrodo metálico conectado a una fuente de alto voltaje como se muestra, la cual acelera los electrones dentro del tubo y provee de la carga de restablecimiento.

A la entrada del microcanal (extremo A) se lanza un electrón que choca contra la superficie interna del microcanal y arranca 2 ó más electrones que son acelerados por el campo eléctrico aplicado; el ciclo se repite aumentando su número.

La cantidad de electrones a la salida del microcanal es una función directa de la longitud de éste; esto es, mientras más largo sea el microcanal, más veces aumentará el número de electrones y por lo tanto mayor será el factor de multiplicación final (ganancia). Pero un microcanal muy largo se saturaría muy

rápido. esto es, no habría un restablecimiento de carga suficiente en su superficie y se tornaría en inoperante por un breve tiempo.

Además de la longitud, también el voltaje aplicado y el diámetro del microcanal son factores determinantes sobre su ganancia.

En la figura 10 se puede ver una gráfica del comportamiento de la ganancia (G de aquí en adelante) en función del voltaje aplicado (V) y de la razón longitud/diámetro (L/ϕ) [5]. Como se puede observar, hay un valor de L/ϕ para el cual G es máxima. En la figura 11 se muestra la variación de G en función de V para L/ϕ fijo.

La disminución de G cuando V es muy alto se debe a que la trayectoria de los electrones dentro del microcanal es una parábola cuyo factor depende de V , si V es grande, la parábola se alarga rápidamente y los electrones recorren una distancia muy grande antes de alcanzar la superficie, disminuyendo el número de choques y por lo tanto G .

La señal amplificada al final del tubo no es una función lineal de la energía del electrón incidente, ya que el proceso de multiplicación no está completamente controlado debido a que en la construcción de los capilares no se obtiene un diámetro uniforme y a que la emisión secundaria tampoco es uniforme, por esta razón no son posibles los registros cromáticos (al menos por el momento) usando placas microcanales.

La emisión electrónica secundaria en una placa microcanal sigue una distribución de Poisson (ver figura 12) y a esto se debe la falta de linealidad en la amplificación. Esta

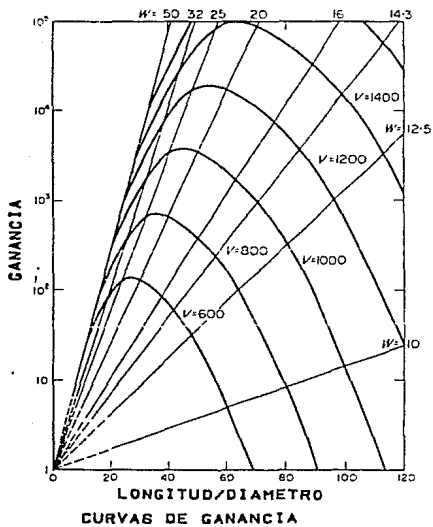


Fig 10

ENERGIA DEL e- PRIMARIO = 5000 eV

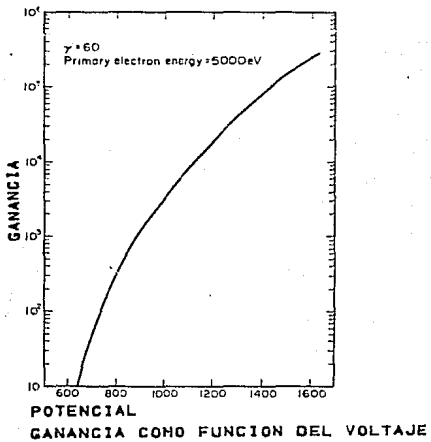


Fig 11

distribución es la causante de que, al usar una sola placa microcanal como amplificador, gran parte de los pulsos sean discriminados por quedar comprendidos en la zona de ruido del detector.

Aprovechando las características de un microcanal en un arreglo de miles de ellos se obtiene un dispositivo amplificador que retiene la información espacial del evento que se amplifica. A este arreglo se le conoce como placa microcanal (PMC) y en la figura 13 se muestra esquemáticamente su producción.

El proceso se inicia formando tubos de vidrio delgados calentándolos uniformemente para evitar la estrangulación y estirándolos por tracción, uniéndolos posteriormente en un arreglo hexagonal. Estos arreglos se adelgazan aún más estirándolos en un horno hasta que cada microcanal alcanza un diámetro de 12 micras y posteriormente se reúnen varios de estos arreglos para formar un conjunto final más grueso (aproximadamente 30 mm) que contiene del orden de un millón de microcanales.

Al final se cortan placas delgadas y se pulen las caras; se reduce, además, el PbO_2 con el método explicado anteriormente y se deposita una capa delgada de metal sobre cada cara de la placa para usarse posteriormente como electrodos.

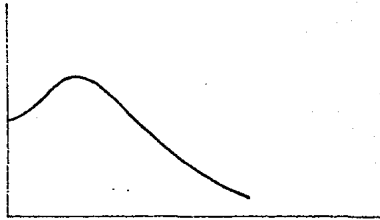
En una placa microcanal la capacitancia asociada entre las dos caras es mayor que la de un solo microcanal, por lo tanto el tiempo que tarda en restablecerse la carga aumenta proporcionalmente al área.

En la figura 14 se muestra un posible arreglo de fotocátodo y placa microcanal.

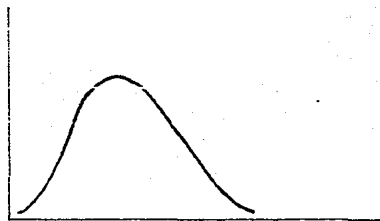
SENCILLA

FIGURA 12

PROBABILIDAD RELATIVA



V



Z

ELECTRONES DE SALIDA

DISTRIBUCION DE ALTURA DE PULSOS
PARA TRES CONFIGURACIONES DE
PLACAS MICROCANALES .
(UNIDADES ARBITRARIAS)

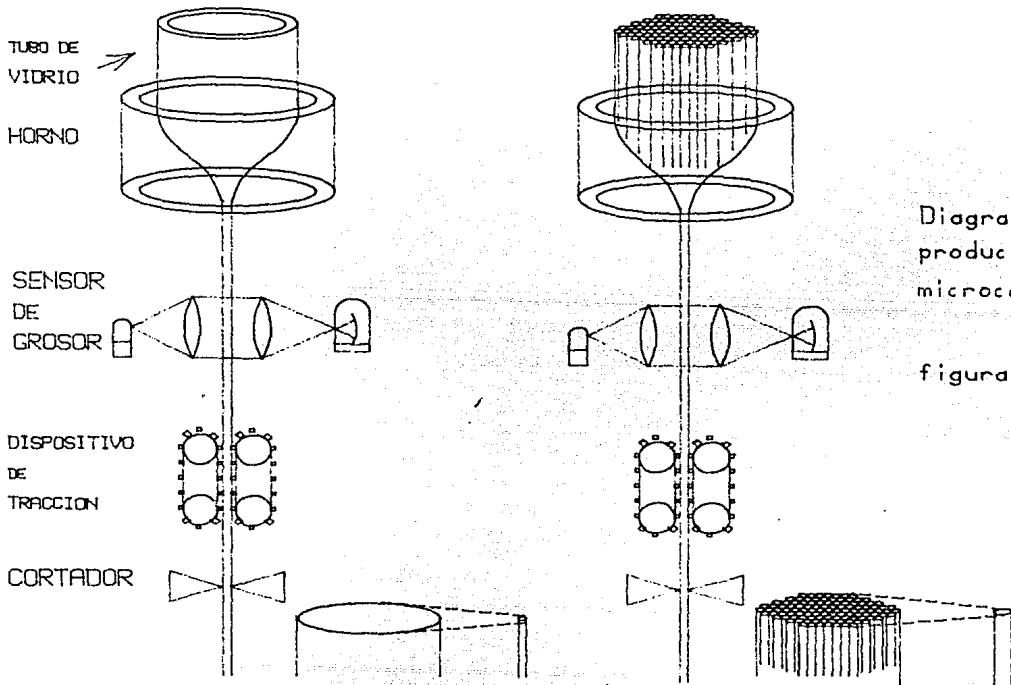
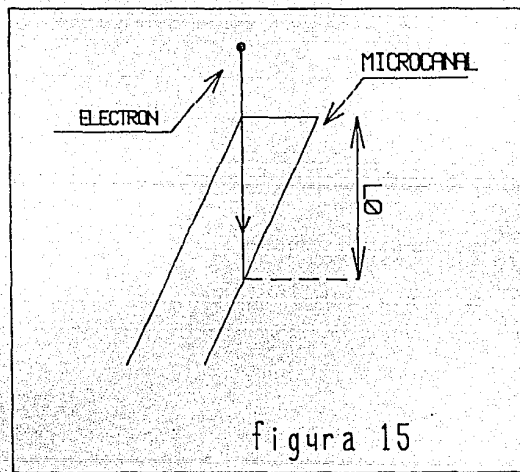
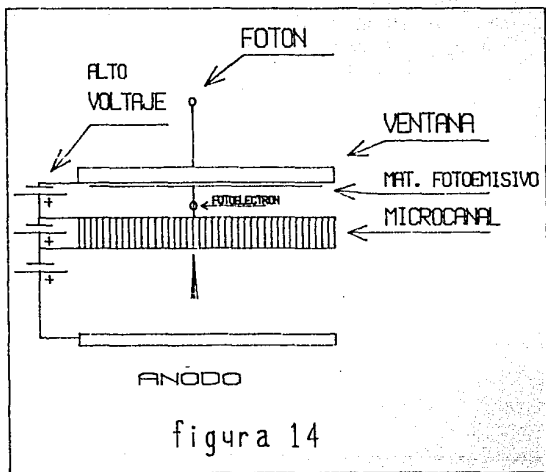


Diagrama de la producción de placas microcanales.

figura 13



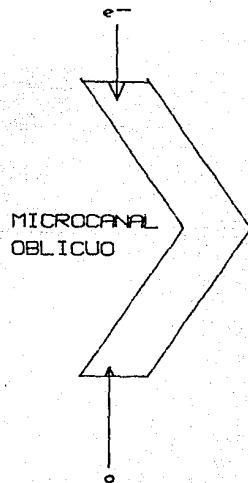
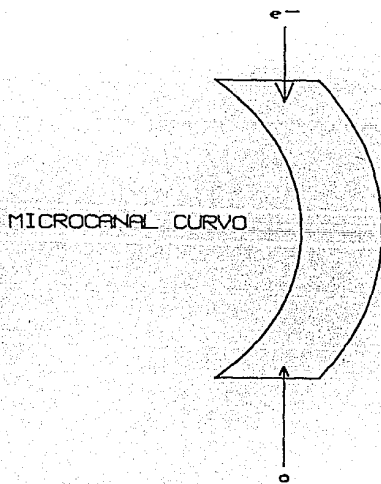
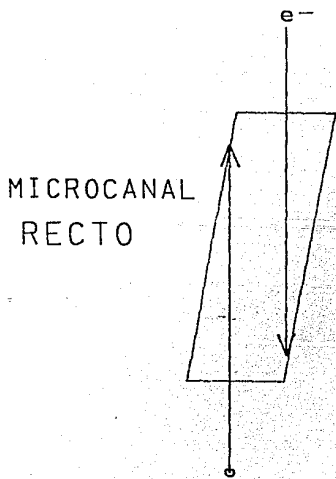
Existe la posibilidad de que un electrón proveniente del FC recorra el interior de un microcanal sin chocar con éste. Para evitar esta situación, las placas microcanales se cortan con cierta inclinación respecto al eje de simetría.

En la figura 15 se muestra cómo un electrón es forzado a chocar con la superficie interna del FC antes de viajar una longitud L_0 asegurando así una mejor amplificación.

La principal fuente de ruido en una PMC es la retroalimentación iónica producida por trazas de gas que permanecen en el envase del detector después de hacer vacío.

A la salida de la PMC hay un gran número de electrones con energía suficiente para ionizar los átomos que puedan estar en su camino; estos átomos adquieren una carga positiva y son acelerados por el campo eléctrico de las PMC's, algunas veces hasta la entrada del microcanal provocando emisión electrónica secundaria. Esto se puede lograr si se evita que los iones alcancen las entradas de los microcanales haciéndolos chocar muy cerca de la salida con lo cual la distribución asociada a los iones quedaría en la parte baja de la curva de la figura 12 y serían despreciados en el proceso de análisis. Los microcanales curvos presentan una solución a este problema. En la figura 17 se representa el retroceso de un ión al microcanal y cómo la curvatura de éste disminuye la trayectoria de los iones dentro del microcanal.

Fabricar un microcanal curvo no es problema, pero fabricar una placa microcanal curva es un proceso muy complicado y por ende caro. Una solución alternativa consiste en unir dos placas microcanales oblicuas como se muestra en la figura 18, que simula



IONM RETROALIMENTADO

figura 17

figura 18

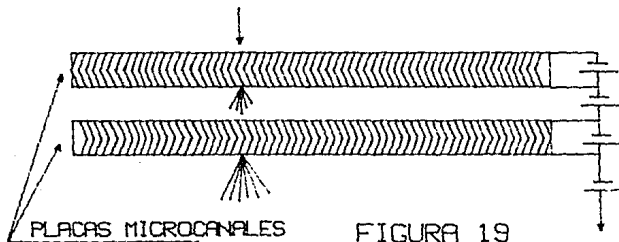
aproximadamente el mismo efecto que un microcanal curvo.

Al unir las PMC's, los orificios de una en general no coinciden con los de la otra y si el sistema final es puramente óptico (fotocátodo-microcanal-fósforo) esto representa una desventaja ya que hay mayor dispersión de los electrones al chocar con el fósforo del ánodo y la resolución se pierde. Sin embargo, lo que interesa en un sistema electrónico es localizar el centroide de la distribución de cargas que sale de la PMC y, si la distribución es simétrica en un plano, no importa el diámetro de ésta (por lo menos en un intervalo bastante amplio de valores).

Además, al vaciar el contenido de un microcanal en dos o más posteriores, la probabilidad de saturar alguno de ellos disminuye, por lo que se pueden obtener ganancias bastante altas.

Las placas microcanales pueden ser colocadas en cascada (figura 19) para aumentar G y mejorar la distribución de altura de pulsos a la salida como se usa en el MEMSICRON.

En la referencia [19] se hace un análisis de simulación por computadora de las PMC's y se toman diversos parámetros de control como el diámetro y la longitud de los microcanales, el voltaje aplicado, la inclinación de corte, etc.



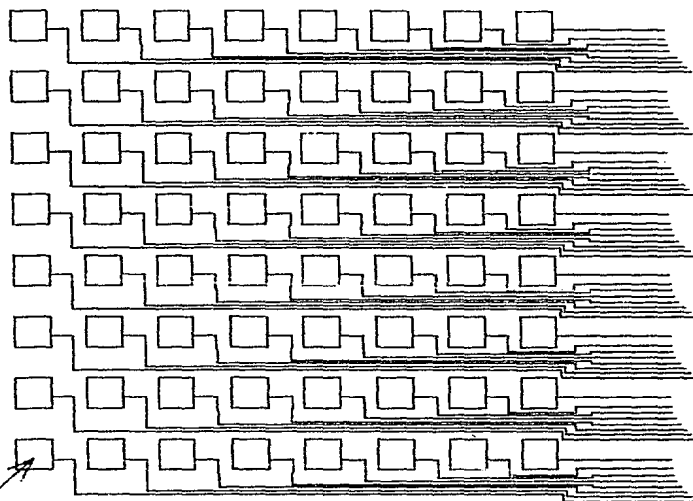
ANODOS RESISTIVOS

Una vez que un fotón incide en el FC y produce un fotoelectrón que se amplifica en las placas microcanales, es necesario extraer la información de este pulso final de electrones: la posición y la amplitud. La exactitud y precisión con que se determine la posición y amplitud de un evento son factores primordiales al cuantificar la resolución de un sistema optoelectrónico. Por otra parte la amplitud de un evento puede dar una idea de si se trata de un evento válido, si es debido a ruido o si es un evento múltiple.

Existen diversos métodos para localizar el lugar de incidencia de una nube electrónica, por ejemplo, si la resolución no es un factor apremiante, se puede usar un arreglo multianódico (ver figura 20) donde cada ánodo actúa como un elemento de imagen (pixel). Un sistema de este tipo está limitado en resolución, ya que el número de conectores de salida es igual al número de pixeles y, por lo tanto, la electrónica asociada al ánodo (amplificadores, registros, etc.) se complica en progresión geométrica con el número de pixeles por lado.

Se ha hecho un buen número de intentos para registrar la posición de un pulso de electrones, pero los principales actúan bajo dos principios básicos de operación. El primero usa un arreglo matricial de registros de carga (ánodos, capacitores, cables, etc.) que presenta la ventaja de poder localizar de manera rápida y discreta la posición de la nube. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, la resolución está seriamente limitada por el número de elementos que se pueden manejar y .pa

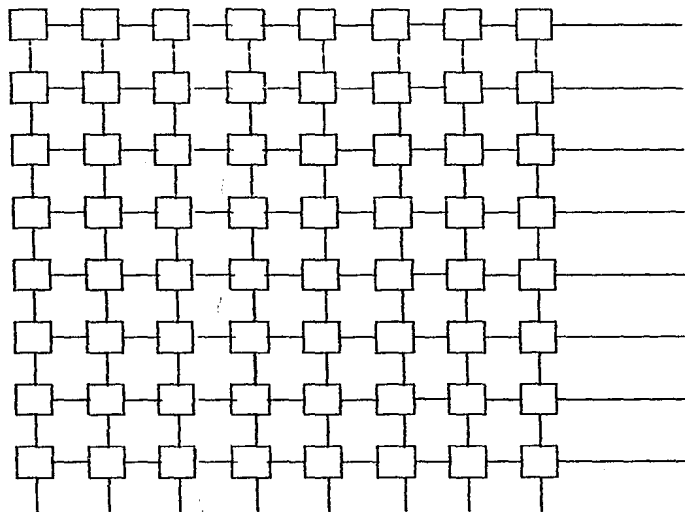
ARREGLO MULTIANODO



ELEMENTO INDIV.

ARREGLO LINEAL

TERMINALES DE SAL. ↗



ARREGLO MATRICIAL

fabricar en un pequeño espacio. El segundo principio está basado en en análisis de la dispersión de cargas en materiales resistivos. A los dispositivos usados con este fin se les llama anodos resistivos (AR) y son los que han demostrado mejor rendimiento debido a la gran simplicidad en su operación y fácil manejo.

Existen diversos tipos de anodos resistivos: cuadrados, circulares, de bordes circulares, triangulares, metálico no resistivo (wedge & strip), etc. Los primeros intentos de registro de imágenes fueron hechos usando AR's cuadrados y circulares, sin embargo estos mostraron una distorsión muy grande en la localización de posición. El AR de bordes circulares está libre de este problema y es el que se usa en el detector MEPSICRON, por lo que su teoría y funcionamiento se detallan a continuación.

Considérese una placa infinita con resistividad superficial uniforme, esto es, la resistencia por unidad de área es la misma sobre toda la placa, en la cual se tiene un flujo de corriente uniforme.

Si se practica un orificio circular de radio R cuya resistividad es r , la corriente se ve obligada a recorrer otro camino, distorsionando el flujo inicial. Sin embargo, si se cubre el borde del orificio con un resistor lineal cuya resistencia (R_1) sea igual a la resistencia del orificio, i. e.

$$R_1 = r/A$$

donde 'A' es el área de éste, entonces el flujo alrededor del orificio no se ve alterado.

Este teorema es debido a C. W. Gear quien además notó que

practicando cuatro orificios circulares tangentes (ver figura 21)

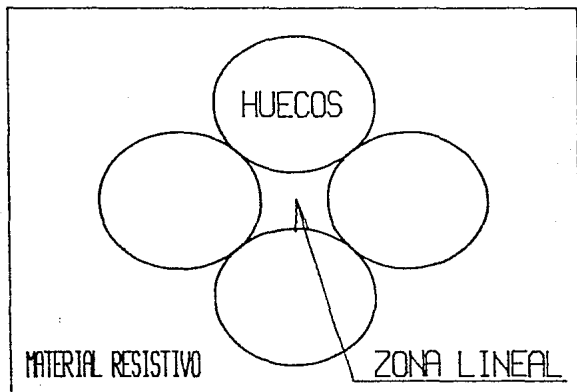


fig. 21

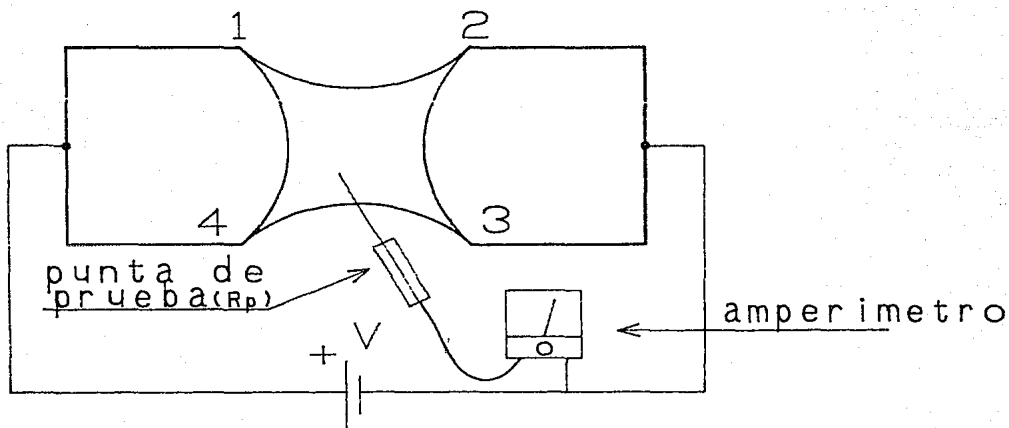


figura 22

obtiene una región finita en la que no existe distorsión en flujos de carga.

La localización de un pulso de corriente se logra con la ayuda del teorema de reciprocidad:

Usando las 4 esquinas del AR como electrodos se mantiene el 1 y el 4 (ver figura 22) a un potencial V y el 2 y 3 a tierra. De esta manera el campo en la hoja será uniforme en el eje X y el voltaje en cualquier punto (X,Y) estará dado por:

$$V(x,y) = V X / d$$

Colocando en el punto (X,Y) una punta de prueba con alta impedancia de entrada (R_p), un amperímetro en serie con la punta leerá la corriente:

$$V X / R_p d$$

De acuerdo con el teorema de reciprocidad, si se intercambian el amperímetro y la fuente, la corriente registrada que fluye hacia tierra desde las terminales 1 y 4 estaría dada por la misma expresión:

$$I_1 + I_4 = (X / d) V / R_p = I X / d$$

donde $I = V / R_p$ representa la corriente total que fluye desde la batería. De la última ecuación se tiene:

$$X / d = (I_1 + I_4) / I$$

lográndose recuperar la posición X del evento realizando las operaciones indicadas con las señales de salida.

Aplicando argumento similar al eje Y , se obtiene:

$$Y / d = (I_1 + I_2) / I$$

Integrando el numerador y el denominador con respecto al tiempo se obtiene:

$$X / d = (q_1 + q_4) / Q$$

Conociendo ahora la carga que sale de los electrodos se puede determinar la posición de la nube electrónica incidente.

Se debe tomar en cuenta que la geometría del AR es un factor decisivo para evitar distorsión.

La principal fuente de ruido asociada a un AR es del tipo térmico. De acuerdo con el teorema de Nyquist, el ruido térmico de una resistencia R a una temperatura T es representada por una tensión de ruido

$$(S_v (f) \Delta f)^{1/2}$$

en serie con R o por un generador de corriente de ruido

$$(S_i (f) \Delta f)^{1/2}$$

en paralelo con R donde

$$S_v(f) = 4 k T R$$

y

$$S_i(f) = 4 k T g$$

(k = cte. de Boltzman). Esto es ruido blanco.

Claramente, para R muy grande, el ruido es mayor. Existe un compromiso entre la resistencia del AR, el tiempo de recuperación de éste y la electrónica asociada al sistema.

Un AR con resistencia muy grande tendría un ruido muy grande, pero su velocidad de respuesta (que es proporcional a $1 / RC$ - C es la capacitancia asociada al AR) sería baja, por lo que los preamplificadores destinados a integrar la carga tendrían un ancho de banda angosto; de esta manera se puede evitar el ruido de frecuencias muy altas.

Por otra parte, si R es muy baja, el tiempo de respuesta es

pequeño, pero esto exige aumentar el ancho de banda de los preamplificadores; por lo tanto Δf aumenta y el ruido crece.

Más aún, debido a que la forma del AR no permite disponer de toda el área para el registro de cargas en un detector práctico, sólo un porcentaje de ella se emplea como área útil de la cual depende entonces la relación señal a ruido por ser el ruido proporcional a la resistencia total del AR. Esto ha llevado a construir AR's cuyos bordes circulares no son tangentes sino traslapados, pero esto provoca distorsión en el análisis de la posición.

MEPSICRON

El detector Mepsicrón consta de un fotocátodo multialcalino tipo S-25 sobre una ventana de cuarzo, dos arreglos de placas microcanales (una en configuración V y otra en configuración Z) y un ánodo resistivo, envasado todo al alto vacío en un encapsulado de cerámica. Cada esquina del ánodo resistivo está conectada eléctricamente con el exterior por medio de conectores sellados en el fondo del conjunto. En la figura 23 se muestra un diagrama esquemático del Mepsicrón. (La construcción del detector se realizó en los laboratorios de la ITT en Estados Unidos.)

El nombre se deriva de Microcanal Electron Posición Sensor y Cronos, haciendo referencia a la capacidad resolutive del detector tanto en el aspecto espacial como en el temporal, a diferencia de, por ejemplo, los detectores tipo televisivos, cuya resolución temporal está limitada a la velocidad de rastreo.

En el diseño del Mepsicrón y la electrónica asociada se han querido resolver los problemas asociados a otros sistemas similares. Por ejemplo, se ha procurado obtener una alta ganancia para mejorar la razón señal a ruido y aumentar la resolución, limitada, en otros sistemas, por el uso de divisores analógicos en el analizador de posición.

Una característica importante de este detector es el uso de placas microcanales con una resistividad baja entre las caras, que es de 20-100 M comparada con 500 M de la placas microcanales típicas, lo cual reduce el tiempo de restablecimiento y por lo tanto aumenta el intervalo dinámico del detector, llegandose a obtener tasas de conteo para fuentes

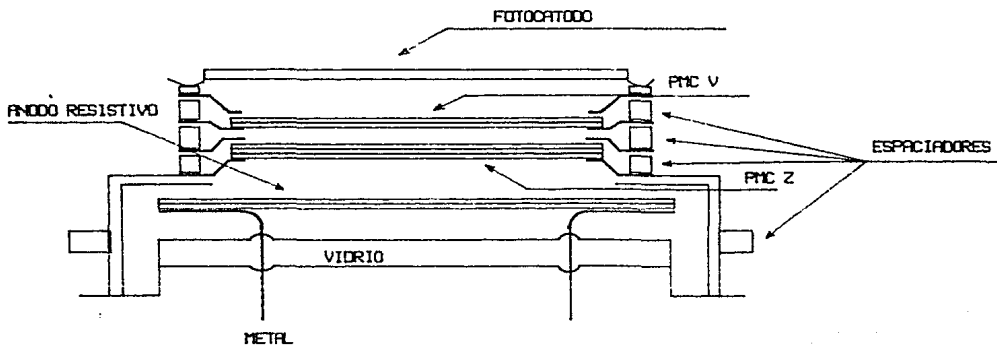
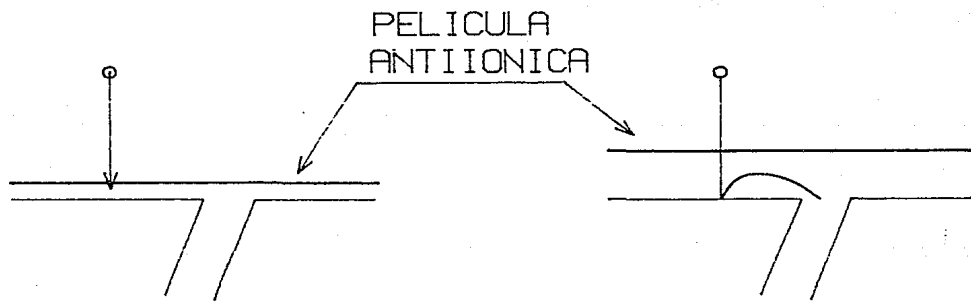


figura 23



EFFECTO DE LA SEPARACION
DE LA CAPA ANTIIONICA

figura 24

puntuales del orden de 5×10^4 cm s a una alta ganancia. El tiempo de recuperación de un microcanal es de 16 mS, sin embargo, con fuentes extensas, un mismo microcanal rara vez registra dos eventos consecutivos.

En el Mepsicrón es de suma importancia que un evento quede disperso en aproximadamente 10^3 microcanales al final del arreglo en Z de las placas microcanales, a fin de lograr ganancias de hasta 10^8 , con esto la razón S/R se mantiene lo suficientemente alta para liberar a la electrónica asociada de fuertes restricciones sobre su propia razón S/R y permite usar la resolución máxima permitida por el ruido de Johnson del ánodo resistivo. La dispersión causada en la nube electrónica se compensa por las propiedades lineales del ánodo resistivo de bordes circulares, una nube incidente con simetría circular es detectada como una distribución puntual por el analizador de posición de eventos al calcular el centroide de ésta.

Una de las principales características de este detector es el control sobre la distribución de altura de pulsos. La distribución poissoniana original se modifica mediante la inversión del campo eléctrico entre los arreglos de placas microcanales, haciendo que los electrones poco energéticos sean regresados a la primera placa microcanal y sólo una porción de la nube inicial sea amplificada por la placa microcanal Z. El resultado es una distribución tipo Gaussiana [4]. La principal fuente de ruido en el Mepsicrón, es la corriente oscura causada por efectos termiónicos en el fotocátodo. A una temperatura de 23 C la corriente oscura es del orden de 1.3×10^{-15} A/cm y a -15 C decae en un factor de 200, bajando aún más a temperaturas

inferiores.

Otro tipo de ruido, asociado esta vez a las placas microcanales, es la retroalimentación iónica la cual se ha disminuido mediante el uso de una película delgada de aluminio sobre la cara de entrada de la primera placa microcanal como pantalla. Un inconveniente de usar tal capa es la disminución del área de entrada a un 30% del total, ya que un fotoelectrón que incida sobre la parte plana no escapa del pozo de potencial creado por la pantalla; en cambio, en ausencia de pantalla, el mismo electrón crea electrones secundarios que pueden ser acelerados hacia la entrada del microcanal más cercano (ver figura 24).

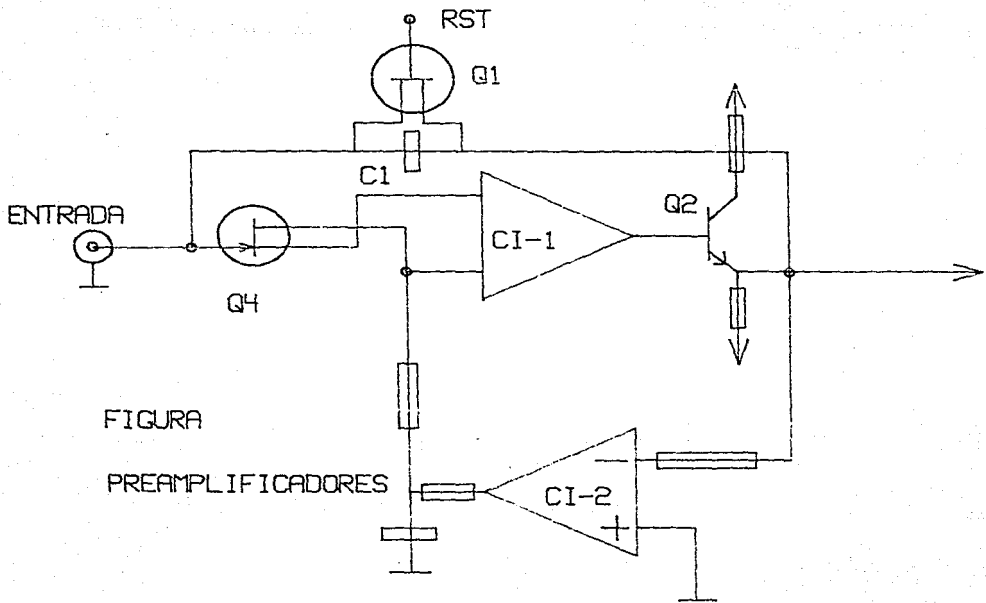
En futuros desarrollos del Mepsicrón se contempla la posibilidad de separar la capa antiiónica de la placa microcanal para evitar que el pozo de potencial se forme inmediatamente sobre la superficie de la placa.

El ánodo resistivo usado en el Mepsicrón fue manufacturado en el Surface Science Laboratories de Palo Alto California y es similar al descrito por Lampton y Carlson [16]. Como ya se mencionó, este elemento es el limitante actual en la resolución del sistema debido al ruido de Johnson asociado a su superficie. La disminución de temperatura o el uso de ánodos con resistividad superficial menores son dos alternativas para aliviar este problema.

En las referencias [3],[4],[11],[13] se puede hacer un seguimiento del desarrollo operacional del Mepsicrón.

PREAMPLIFICADOR

La carga proveniente de cada esquina del MEPSICRON es integrada y preamplificada en los circuitos PA-1 a PA-4 de la figura 01. La figura 25 muestra el diagrama electrónico de cada preamplificador. Estos son los mismos que se usaron en la versión II del Analizador de Posición de Eventos (APE) y fueron desarrollados en el Laboratorio de Electrónica del Instituto de Astronomía. El CI-1 es un amplificador TRA 1000 Le Croy de carga-corriente de alta ganancia y alta velocidad que integra la carga proveniente del MEPSICRON y el CI-2 se encarga de mantener el nivel de línea base óptimo en este circuito. Esto es necesario debido a que por efectos de deriva térmica y funcionamiento de los componentes la línea base de la señal se desplaza constantemente. Los requerimientos de resolución obligan a contrarrestar este efecto tanto en el preamplificador como en el amplificador como se verá adelante. Q1 es un TEC de baja capacitancia y baja resistencia de saturación usado como restablecedor del capacitor de integración C1 y es accionado por la señal de restablecimiento (reset) que genera el circuito de control, mientras que Q2 es un seguidor de emisor que actúa como seguidor de voltaje de salida del preamplificador y como acoplador de impedancias para manejar la línea de transmisión, ya que, generalmente, el preamplificador y el amplificador se encuentran separados una distancia considerable (sobre todo en el caso de aplicaciones astronómicas). Q4 es un TEC de bajo ruido que polariza el TRA 1000 y aumenta la impedancia de entrada. El preamplificador tarda 50 nS en integrar la carga de un evento



FIGURA

PREAMPLIFICADORES

(tiempo que depende de la impedancia de salida del nodo resistivo y su capacidad distribuida, el capacitor de integración y la velocidad y amplificación del CI) y es restablecido en aproximadamente 150 nS. El CI-3 es un amplificador operacional LM 741 que mantiene constante el nivel de línea base del preamplificador muestreando el nivel de salida y corrigiendo en el circuito. Al restablecer los integradores, el levantamiento y caída del pulso de RESET genera transitorios que pueden quedar almacenados en el capacitor, por lo que se aplica un pulso retardado a la entrada del integrador que es la versión invertida y retardada de RESET (ver sección de CONTROL).

La señal del preamplificador se envía mediante líneas de transmisión hacia el analizador de posición de eventos cuyo diagrama esquemático se muestra en la figura 26. Los circuitos integrados OP-1 a OP-3 son amplificadores operacionales de alta velocidad y alta impedancia de entrada LH0032 en los que se realizan las sumas $V1+V4$ para la coordenada X, $V2+V3$ para la coordenada Y y $V1+V2+V3+V4$ para el denominador de la división; además se realiza la amplificación necesaria para acondicionar los niveles de voltaje para el muestreador. En este circuito también existe un corrector de línea base que está formado por el amplificador de transconductancia variable (OTA) CA3080 y el divisor de voltaje en la salida del LH0032. La corrección en esta etapa se efectúa de dos maneras: una corrección rápida generada por el frente del pulso de CLB proveniente del circuito de control y otra corrección lenta que corresponde a la duración del mismo. La señal de los amplificadores es muestreada por el CI-5

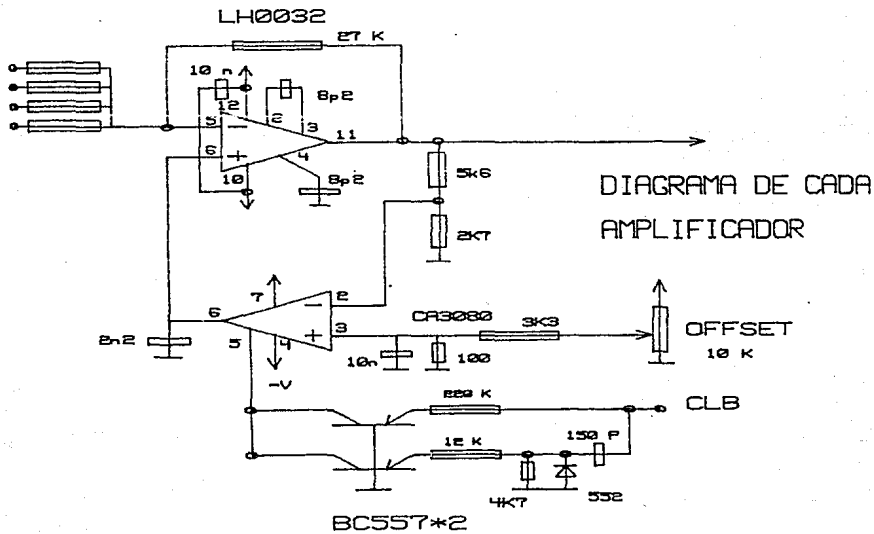
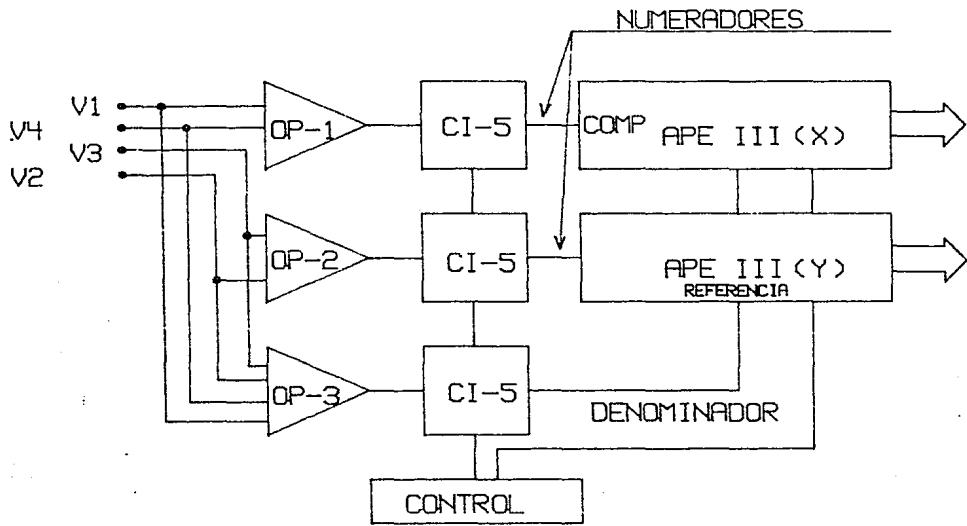


FIGURA 26

que es un muestreador (Sample & Hold o S/H) inversor de alta velocidad (2 μ S de tiempo de adquisición) AD346, el cual es dirigido por el circuito de control para sostener el nivel de la señal mientras se efectúa la conversión A/D. Una vez hecho esto, el circuito de control es avisado y libera el S/H desencadenando el proceso de restablecimiento del preamplificador y amplificador. La salida del convertidor es la versión digital de la coordenada correspondiente del evento, como ya se explicó. Estos datos son enviados a la memoria donde se mapean y pueden desplegarse en un monitor televisivo y transferirse a sistemas de almacenamiento permanente (cinta magnética o disco rígido, por ejemplo).

A P E

Como ya se vió en la sección anterior, la información acerca de la posición de un evento sobre el detector MEPSICRON, está 'codificada' a la salida del ánodo resistivo de acuerdo a las fórmulas:

$$X / d = (I_1 + I_4) / (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

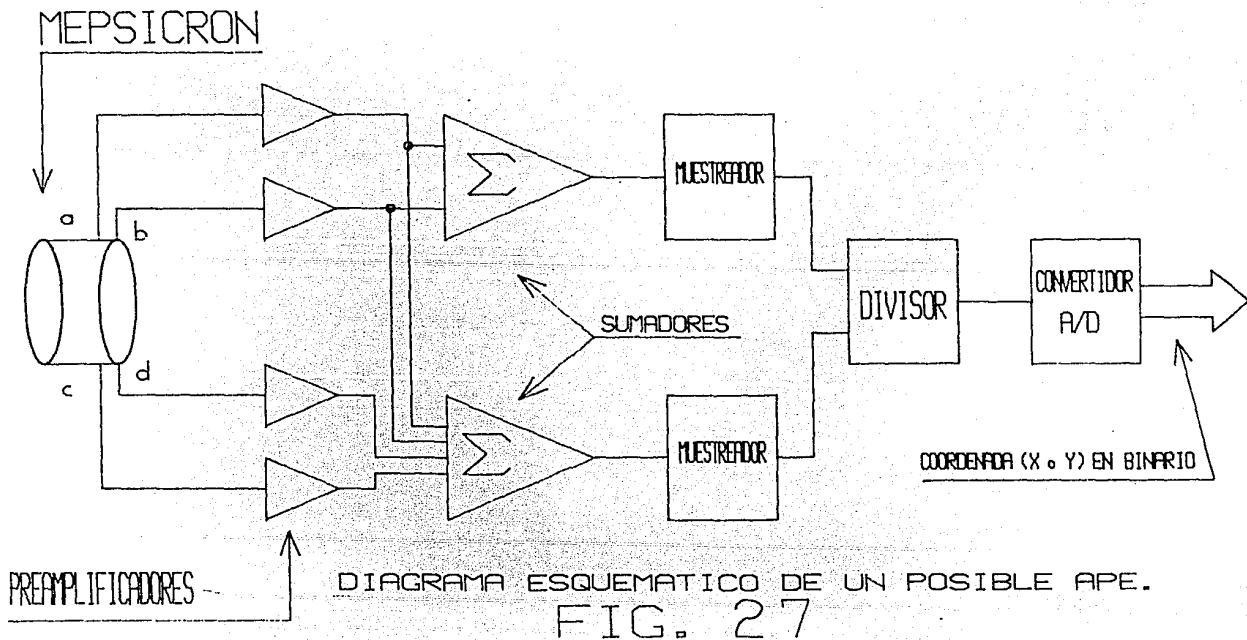
y

$$Y / d = (I_1 + I_2) / (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

lo que significa que para conocer la posición X,Y de un evento es necesario efectuar dos sumas y una división. Los dispositivos encargados de este proceso son llamados Analizadores de Posición de Eventos (APE) y se han desarrollado diversos métodos en los que basan su funcionamiento.

La idea general se muestra en la figura 27. La señal proveniente del tubo es acondicionada (preamplificada), analizada y muestreada; posteriormente, se efectúan las operaciones pertinentes y a la salida del dispositivo se tiene el código binario correspondiente a la coordenada analizada, la cual se mapea en una memoria que almacena el número de eventos recibidos. Esta memoria puede vaciarse en algún medio de almacenamiento permanente o semipermanente, como cinta o disco, y analizada posteriormente en una computadora.

Debe tomarse en cuenta que, dado que el Mepsicrón sólo puede resolver un evento a la vez, la velocidad del APE debe ser lo suficientemente alta para evitar perder mucha información. Por otra parte, debe ser capaz de resolver un punto con una precisión



y exactitud al menos similar (depende más bien de la aplicación) a la que pueda obtenerse de la densidad de las placas microcanales.

En general, lo que se busca en el diseño de un APE son velocidad, resolución y bajo costo del equipo en conjunto.

A continuación se describen los principios básicos de algunos APE's, analizando rápidamente ventajas y desventajas de estos.

La manera inmediata y lógica de efectuar las operaciones necesarias consiste en usar dispositivos monolíticos destinados para tal fin. Existen en el mercado divisores analógicos y convertidores A/D y los sumadores pueden construirse con amplificadores operacionales.

En la figura 28 se muestra una posible disposición de componentes usando este principio. La señal proveniente del tubo es acondicionada en los cuatro preamplificadores A1-A4. El circuito de control decide si la señal recibida cumple con las condiciones de altura de pulso requeridas y envía las señales de muestreo y conversión adecuadas. Los amplificadores operacionales OP1 y OP2 efectúan las sumas requeridas y el divisor analógico DA1 se encarga de la división, de tal manera que la salida de este circuito es $V_s = V_n / V_d$. El circuito AD1 efectúa la conversión A/D y entrega la versión digital de la coordenada en turno (en la figura se muestra una sola de las coordenadas).

Este circuito presenta la ventaja de ser extremadamente sencillo y, dependiendo del S/H y convertidor A/D, todas las componentes son baratas y fáciles de conseguir.

Sin embargo existen varios inconvenientes asociados a este

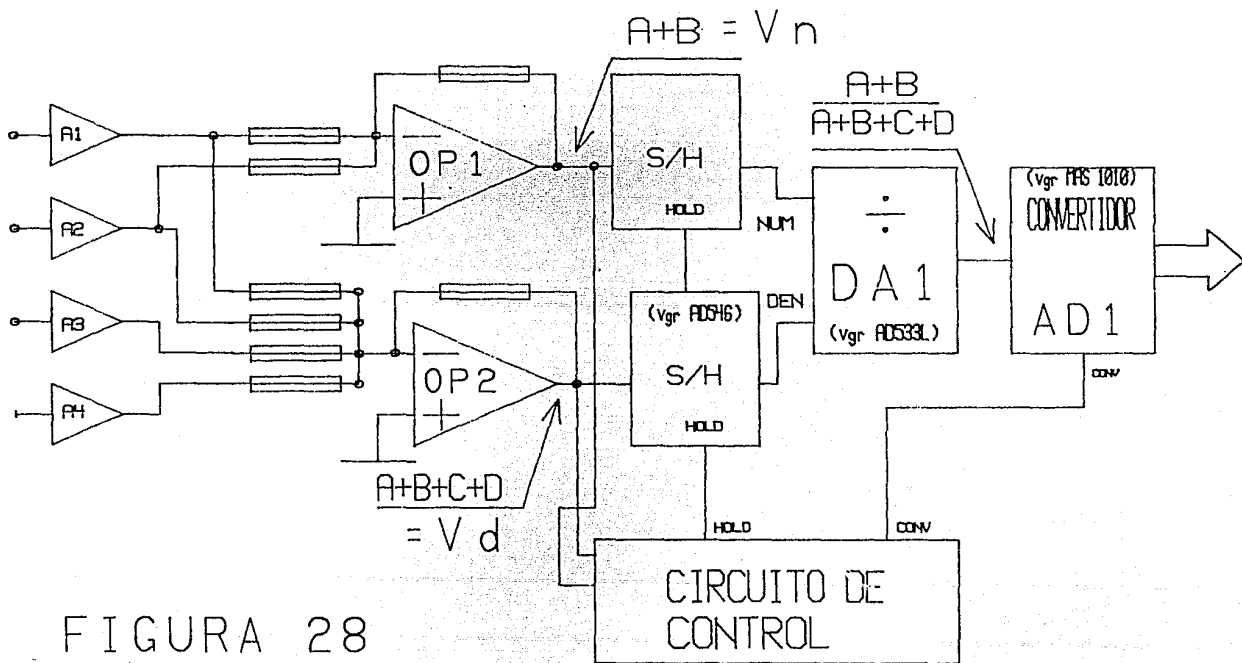


FIGURA 28

circuito: La máxima linealidad lograda en un divisor analógico limita la resolución deseada. Por ejemplo el modelo AD533L garantiza un error máximo del 1.5% en la división, esto significa que la conversión A/D no puede ser llevada a cabo con más de 6 bits significativos y por lo tanto la resolución está limitada a 64*64 pixeles. Por otra parte Burr-Brown garantiza un error en la división del 0.5% en el dispositivo 4204J, lo que significa 7 bits de conversión o sea 128*128 pixeles (bastante pobre aún comparada con los sistemas actuales). Otro problema asociado a los divisores analógicos es su limitado ancho de banda que es del orden de 15 KHz para un error del 0.5% en el mejor de los casos. Por lo que el número de eventos que se podrían analizar sería de ese orden, muy bajo comparado con el flujo de saturación del Mepsicrón.

En un intento por evitar la división se ha propuesto el circuito mostrado en la figura 29.

En este circuito, el numerador y el denominador son integrados con respecto al tiempo hasta que el denominador alcanza un voltaje de referencia preestablecido. Si se conocen A y B y se desea conocer la función de transferencia $C=A/B$, se puede integrar A y B (supuestas constantes) con respecto al tiempo sin alterar la igualdad, hasta alcanzar en el denominador el valor D;

$$C = \frac{\int A dt}{\int B dt} \longrightarrow D$$

y se tiene así que el voltaje AT es igual al cociente C alterado a lo más por una constante de multiplicación. Una vez alcanzado

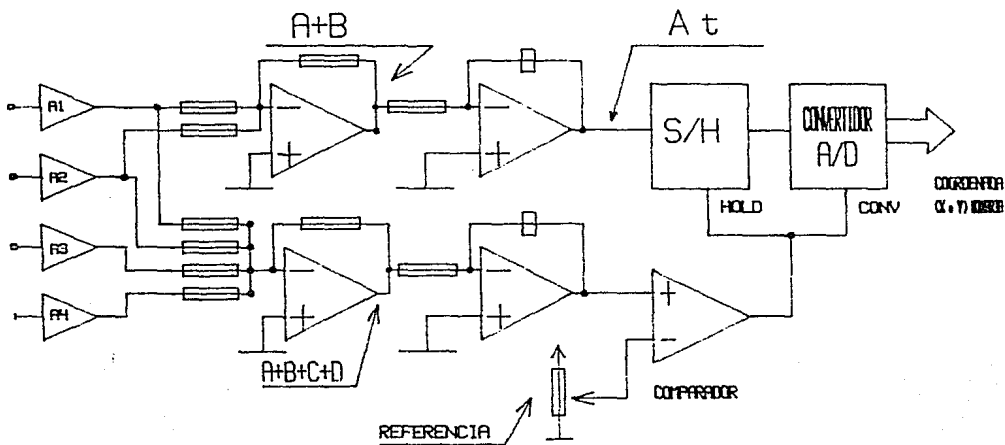


FIGURA 29

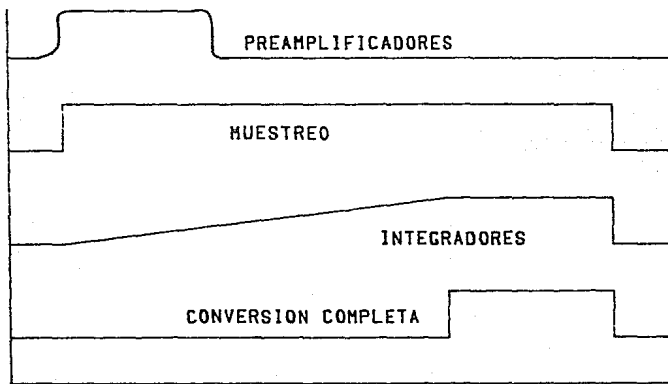


FIGURA 30

el nivel D, el comparador envía una señal al S/H y al convertidor para retener AT e iniciar la conversión. Hecha la conversión, se manda un pulso de restablecimiento a los integradores y el sistema está listo para otro dato.

Este circuito es relativamente sencillo, pero requiere al menos 3 S/H por coordenada para sostener el numerador, denominador y el cociente final (la configuración mostrada no es la óptima) y estos deben ser de alta velocidad y precisión, lo cual encarece al sistema. En la figura 30 se muestra un posible diagrama de tiempo asociado a este circuito.

Vn es el voltaje del numerador $V3+V4$ y Vd es el denominador $V1+V2+V3+V4$. El tiempo de integración T_i necesario para alcanzar el voltaje de referencia es función directa del voltaje Vd, por lo que el tiempo de proceso por pixel no es constante. Si se discriminan valores de Vd muy alejados de un valor central se tiene un T_i más o menos constante, pero es desperdiciada gran cantidad de información. El problema ocasionado por el tiempo de apertura del S/H y la rampa variable de entrada es un voltaje de offset variable en la salida.

Otro problema adjunto a este circuito es su velocidad de trabajo: si se usan integradores muy rápidos, el ruido crece y la linealidad en la integración es dudosa; por otra parte, un integrador lento disminuye el ruido pero la velocidad de análisis decrece y la electrónica se satura a tasas de conteo bajas. Tal vez la elección adecuada de amplificadores rápidos y de bajo ruido, aunada a una distribución estrecha de pulsos en el Mepsicrón, puedan ofrecer una alternativa a este circuito.

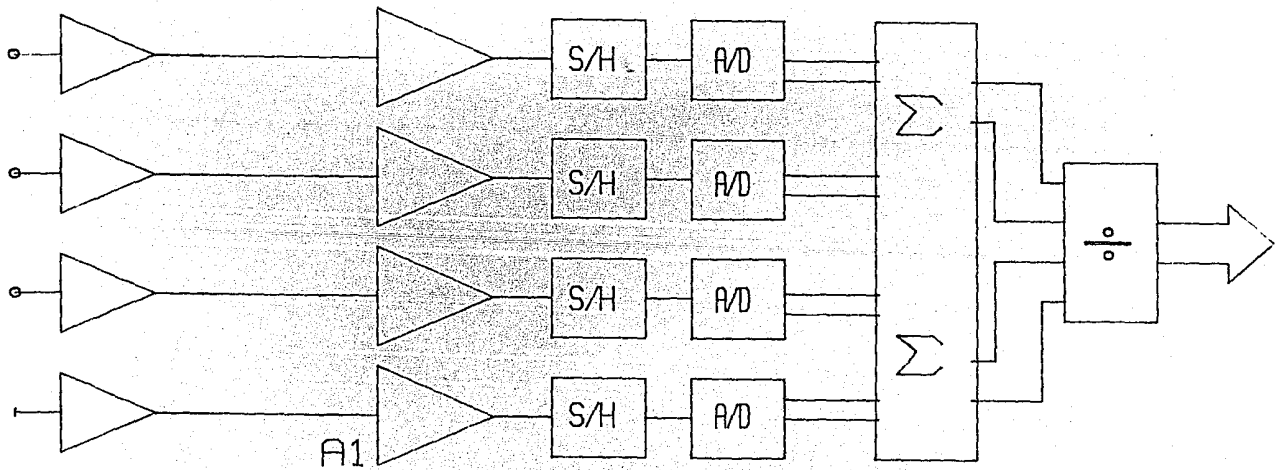
El APE con el cual trabaja actualmente el Mepsicrón basa su

funcionamiento en un sistema cuyo digrama de bloques es mostrado en la figura 31.

Como se observa, las señales provenientes del Mepsicrón son integradas en PA-1 y, posteriormente, acondicionadas en el circuito amplificador A-1. Estas señales son convertidas a su código digital correspondiente en los convertidores A/D y traspasadas a un sumador digital que entrega los numeradores y denominadores de las coordenadas; posteriormente, un divisor digital calcula la coordenada correspondiente.

En este circuito, la velocidad está limitada principalmente por el convertidor A/D y el divisor digital, el primero realiza una conversión de 12 bits en 1.2 uS mientras que el divisor digital entrega la coordenada en aproximadamente 1.3 uS. En conjunto el APE (versión II) puede efectuar 300 000 análisis por segundo. La resolución, que actualmente es de 10 bits por coordenada, está dada por el número de bits en la conversión (12) y en la división (11), lo que se traduce en una imagen de 1024*1024 pixeles.

La principal desventaja del APE II es el uso de componentes caros, que son el convertidor A/D de 12 bits a 1.2 uS y el S/H con un tiempo de muestreo de 300 nS ya que se necesitan uno de cada uno para cada diferencia de señales provenientes del MEPSICRON.



A1

PA1

FIGURA 31

APE III

El APE propuesto en este trabajo de tesis basa su funcionamiento en el diagrama mostrado en la figura 32.

El voltaje del numerador se aplica en la terminal no inversora del amplificador operacional (voltaje de comparación o V_c). La salida de éste se retroalimenta a la entrada inversora por medio del dispositivo multiplicativo marcado como M1 en el diagrama, y la segunda entrada de este dispositivo (V_i) es alimentada con el voltaje del denominador. Si se fija ahora V_i , se puede asegurar que el voltaje V_c en la entrada inversora del amplificador operacional es $V_i \cdot V_s$ dada la baja impedancia virtual entre sus entradas, donde V_s es el voltaje de salida del amplificador operacional; por lo tanto $V_i \cdot V_s$, es la función de transferencia del dispositivo multiplicador. Ahora, a partir de: $V_c = V_i \cdot V_s$,

se obtiene:

$$V_s = V_c / V_i,$$

y la división está hecha.

Para asegurar una alta linealidad en la división, se necesitan los siguientes requerimientos:

- a) La impedancia de entrada del amplificador operacional debe ser muy alta.
 - b) La ganancia también debe ser alta.
 - c) El dispositivo multiplicador debe asegurar una alta linealidad en la multiplicación y gran repetibilidad.
- El diagrama anterior, en términos de componentes

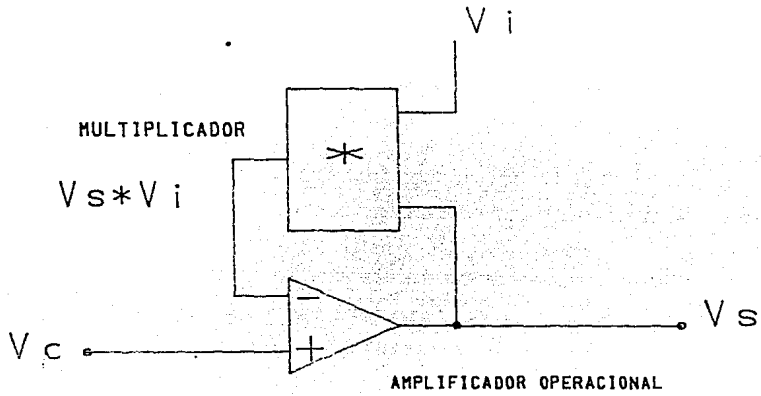


FIGURA 32

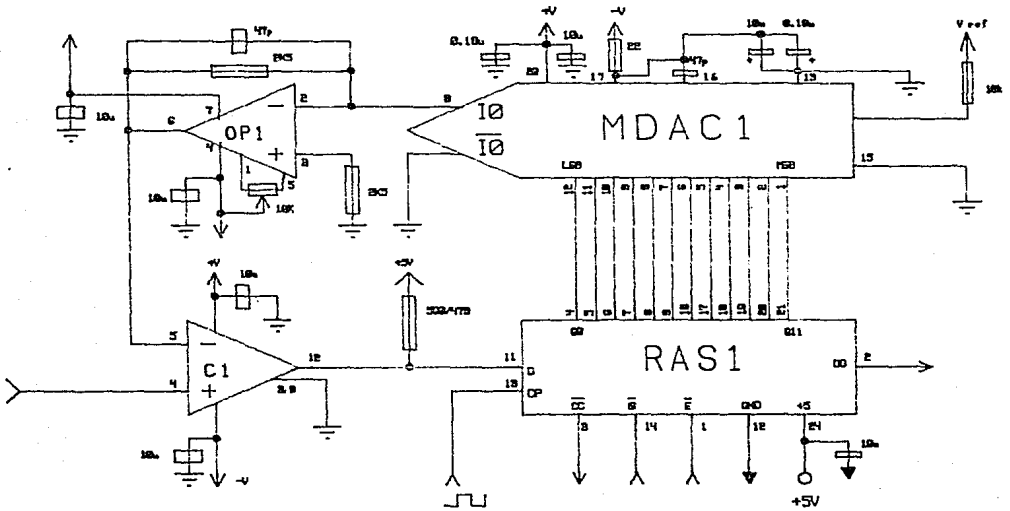


FIGURA 33

electrónicos, equivale al circuito que a continuación se muestra (figura 33). El comparador C1 realiza la función del amplificador operacional en conjunto con el registro de aproximaciones sucesivas de 12 bits RAS1, mientras que la retroalimentación multiplicativa es llevada a cabo por el convertidor D/A multiplicativo de 12 bits MDAC1 y por el amplificador operacional OP1.

La función de transferencia del MDAC1 está dada por:

$$I_{sal} = 4 * I_{ref} * C$$

donde I_{ref} es la corriente de referencia, C es el peso del código de entrada (b_0 a b_{11}) e I_{sal} es la corriente de salida. Esta corriente es transformada en voltaje por el OP1 para poder ser comparada con V_c por C1. Como se puede deducir, este circuito es un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas de 12 bits cuya referencia es variable y es, precisamente, el denominador de la división.

El equivalente a V_s de la figura 32 sería el código de salida del RAS1 al final de la conversión, ya que el voltaje diferencial en el comparador es del orden de 10/4096 Voltios (lo que implica que $V_c = V_i * V_s$ en una parte en 4096 para este circuito). En la figura 34 se muestra un diagrama de tiempos para un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas donde se observa que el voltaje que entrega el MDAC1 se aproxima en cada ciclo de reloj del RAS1.

El MDAC usado es el AM 6012 de Advanced Micro Devices quienes garantizan una linealidad diferencial de $\pm 1/2$ LSB en la conversión D/A, un tiempo de respuesta de 250 nS tip (500 nS máx) a 12 bits y una velocidad de cambio en la referencia de 8mA/ μ S.

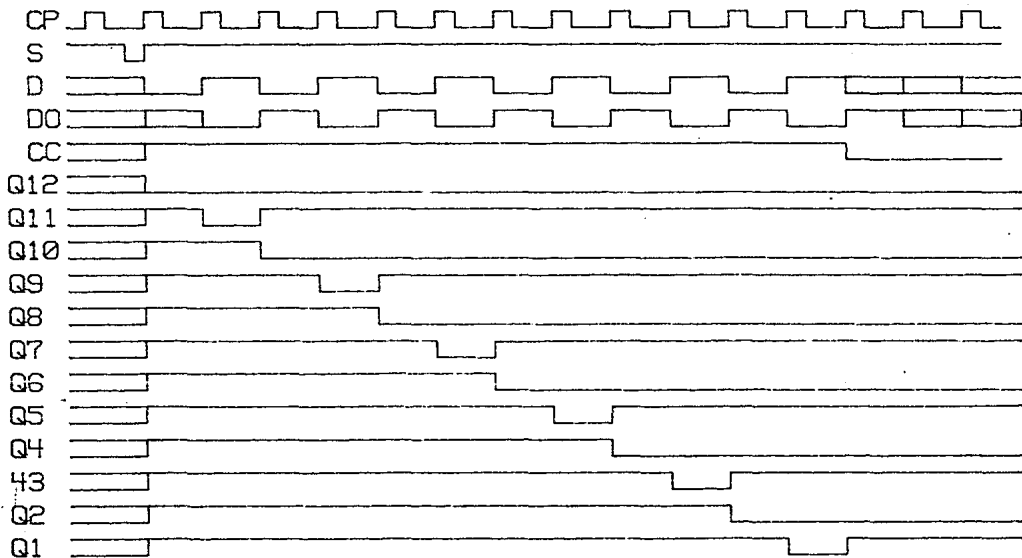
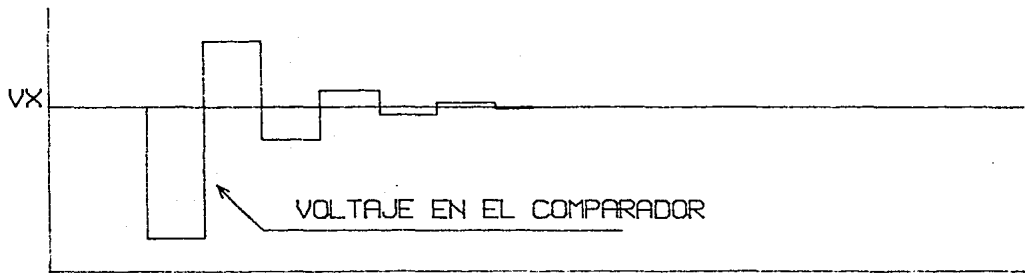


DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA UNA CONVERSION DEL APE III

FIGURA 34

Por otra parte el RAS1 emplea un mínimo de 66 nS por bit y el comparador usado, un LM319, tiene un tiempo de respuesta de 80 nS, un sistema como este emplearla:

$$T = 250 + 66 + 80$$

$$T = 400 \text{ nS}$$

por bit en la conversión.

Sin embargo, se tendría esta velocidad de conversión los tiempos están muy optimizados, además de que no se ha tomado en cuenta el tiempo de respuesta del amplificador operacional para alcanzar 12 bits de precisión.

El sistema trabaja actualmente con un reloj de 1.3 MHz por lo que efectúa una conversión en 10 uS con 12 bits de precisión.

Sin embargo, la compañía AM no menciona nada acerca de la linealidad en la multiplicación o en errores por no-repetibilidad en el AM 6012, lo que implica que la división de todo el conjunto no es caracterizable directamente, siendo necesario un dispositivo de prueba que simule las señales provenientes del MEPSICRON en un amplio intervalo dinámico y del cual se obtengan eventos repetibles y predecibles. Tal circuito se muestra en la figura 35.

Se usa un segundo AM 6012 como fuente de corriente para simular una señal proveniente del Mepsicrón. La corriente de salida del convertidor A/D se ramifica en dos corrientes por la resistencia variable R1 y, posteriormente, son convertidas a voltaje por los amplificadores operacionales OP1 y OP2, llevándose las salidas de éstos a las terminales Vi y Vc del APE III. Si se mantiene R1 fija, la razón I1/I2 se mantiene

constante para todo valor de I (con I diferente de 0).

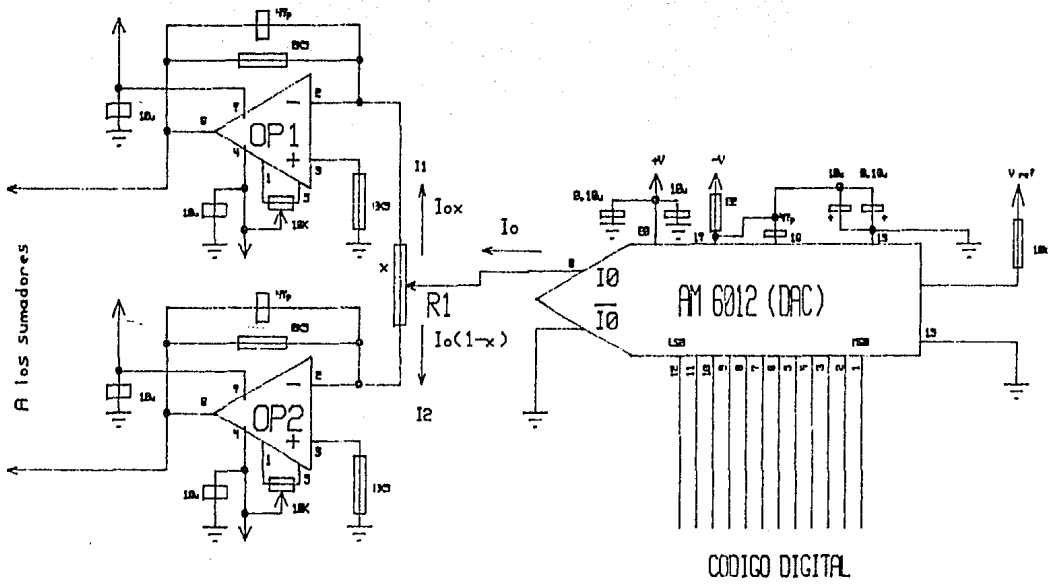


Fig 35

El circuito simulador fue usado en dos modos: transición y conteo. En la modalidad de transición la entrada del convertidor D/A es alimentada con 2 códigos digitales alternativos que representan los extremos del intervalo dinámico de la distribución de altura de pulsos del Mepsicrón, para determinar la repetibilidad de tales valores extremos a la salida del APE.

En la modalidad de contador, el convertidor DA recibe la salida de un contador de 12 bits con valores entre 010000000000 y 111111111111. Con esta prueba la linealidad de la división debida exclusivamente a cambios proporcionales en los voltajes de referencia y de entrada queda establecida, mientras que la linealidad en la división debida a cambios en el voltaje de entrada con la referencia fija puede determinarse tomando como base los datos del fabricante.

Con estos parámetros, se obtuvo una repetibilidad en la localización del evento de ± 1 LSB garantizando entonces 11 bits de resolución (2048 píxeles por coordenada) y el mismo valor para la división con referencia variable.

A continuación se presenta un análisis de error en la localización de un evento basándose en los datos experimentales de las pruebas anteriores.

Se puede expresar la salida del circuito como la coordenada deseada más una cierta incertidumbre Δ asociada al error inducido en la división y a la razón S/R de las señales analógicas correspondientes:

$$X \pm \Delta X = m \Delta x (E_{in} , \Delta ((V_1 + V_4)/(V_1 + V_2 + V_3 + V_4)))$$

donde E_{in} representa el error intrínseco del divisor, ya que la división no es ideal. Generalmente, un generador de funciones (en

este caso el divisor) presenta tres tipos importantes de errores: errores por falta de linealidad que solamente introducen una deformación geométrica en la salida (pero repetible), errores no repetibles debido a incertidumbre en la división que son azarosos o no predecibles y errores causados por ruido en las señales de entrada que tampoco son predecibles. En encierra los errores por falta de linealidad y repetibilidad del divisor; esto es, los errores asociados a la naturaleza del dispositivo. El segundo término considera los errores debidos a ruido en las señales originales introducidos por el cálculo de la división.

Para calcular este segundo término, partiendo de la ecuación siguiente:

$$X = (V1+V4)/(V1+V2+V3+V4) \Rightarrow$$

$$\Delta X = \left| \frac{\partial X}{\partial (V1+V4)} \right| \Delta(V1+V4) + \left| \frac{\partial X}{\partial (\sum V_i)} \right| \Delta(\sum V_i)$$

calculando las diferenciales:

donde $\Delta(V1+V4)$ puede reemplazarse por la razón señal a ruido de la suma, y $\Delta(V1+V2+V3+V4)$ por la razón S/R correspondiente, de donde se obtiene:

$$\Delta X = \left| \frac{1}{\sum V_i} \right| \Delta(V1+V4) + \left| (V1+V4) \frac{1}{\sum^2 V_i} \right| \Delta(\sum V_i)$$

por lo tanto,

$$\Delta X = \frac{R}{S} \left| \frac{1}{\sum V_i} \right| + \frac{R}{S} \left| \frac{V1+V4}{\sum^2 V_i} \right|$$

$$\Delta X_{min} = \frac{R}{S}(1+0) = \frac{1}{4096} = 1 \text{ BmS}$$

$$\Delta X_{max} = \frac{R}{S}(0.25^{-1} + 0.25^{-1}) = \frac{8}{4096} = 3 \text{ BmS}$$

$$\text{con } \frac{R}{S} = 1/4096 \dots [15].$$

CONTROL

El circuito de la figura 37 muestra el controlador del APE de la sección anterior. Este circuito maneja las señales de conversión, muestreo, restablecimiento de línea base y restablecimiento de los integradores del preamplificador. Su funcionamiento es el siguiente:

La señal proveniente del preamplificador es comparada por el comparador C1 con el fin de detectar la llegada de un evento al Mpsicrón y, la misma señal, se envía al detector de ventana formado por los comparadores C2 y C3 el cual se encarga de identificar la validez del evento. En caso de que el evento esté dentro del intervalo dinámico adecuado el flip-flop FF1 recibe un '1' lógico en su entrada D y C1 dispara el monostable M1, 300 nS después, se activa FF2 recibiendo el valor de D1, generándose la señal de inicio (S) del convertidor. Al cambiar de estado CC (conversión completa), se restablece el FF2 ya que el convertidor A/D del APE requiere que S permanezca bajo sólo durante una transición positiva de su reloj. Al mismo tiempo el flip-flop FF3 cambia de estado en Q y carga un '0' en el registro de corrimiento SR1, cuya salida A restablece el FF3, generando un pulso similar a S. La salida B de SR1 es invertida y usada como restablecedor de los integradores (RST). Por otra parte la salida Q de M1 acciona el FF4 para generar el pulso de corrección de línea base (CLB) y se restablece con la salida D de SR1, asegurando que el pulso CLB baje retardado con respecto a RST para evitar que el transitorio producido por éste recorra la

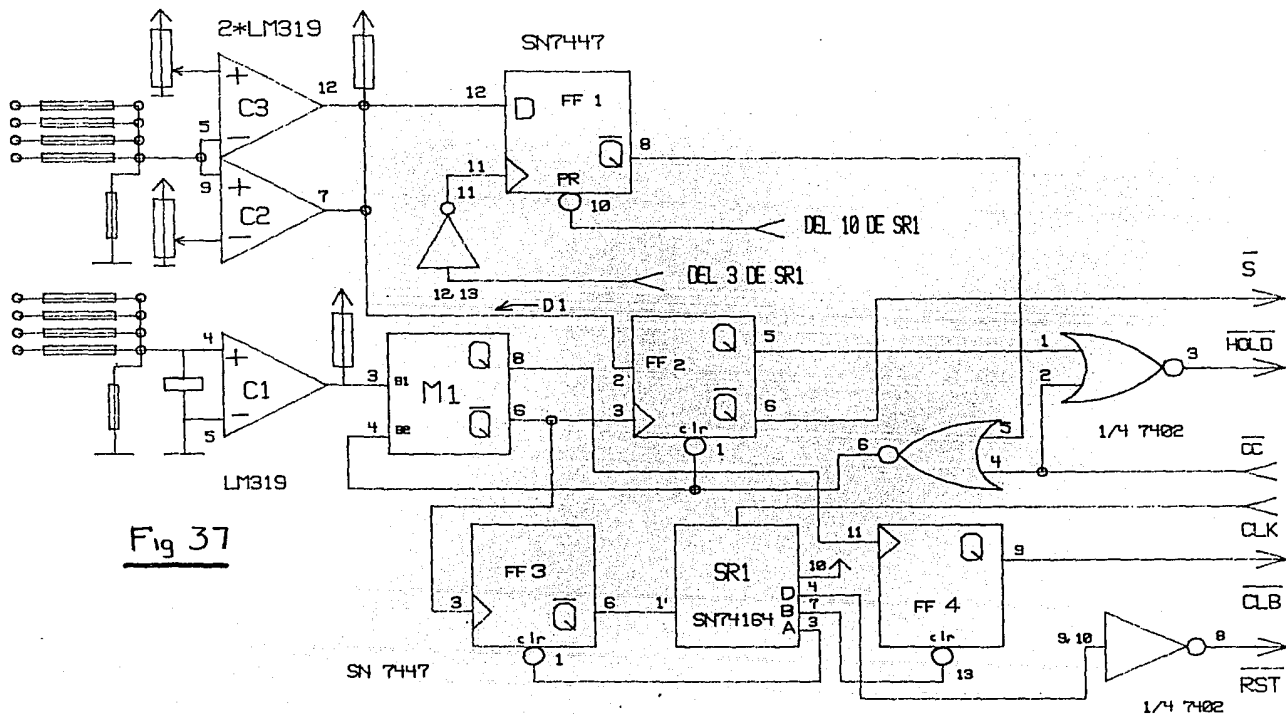


Fig 37

línea base. El proceso anterior es efectuado sólo en el caso de que el evento detectado sea válido. En caso contrario, el detector de ventana carga un '0' en la entrada D del FF2 y el pulso S no es generado; sin embargo es necesario restablecer los integradores y corregir la línea base de los amplificadores. Es ésta la razón de que se simule un pulso S en FF3 y genere las señales RST y CLB, independientemente de FF2. FF1 se encarga de simular un pulso de CC, aunque más corto que el generado por el convertidor. Esto es necesario para inhibir la detección de pulsos en el momento de convertir, en el caso de un evento válido, o de restablecer el sistema en caso contrario.

En la figura 38 se muestra el diagrama de tiempos en el caso de detectar un evento válido y en la figura 39 el diagrama de tiempos para eventos no válidos. Como se puede ver, el pulso de CC es más corto en el segundo caso, ya que no hay conversión real, ayudando a disminuir el tiempo dedicado a eventos irrelevantes.

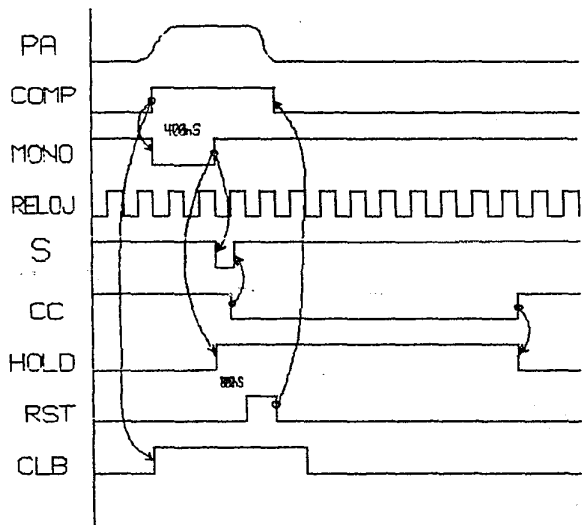


figura 38

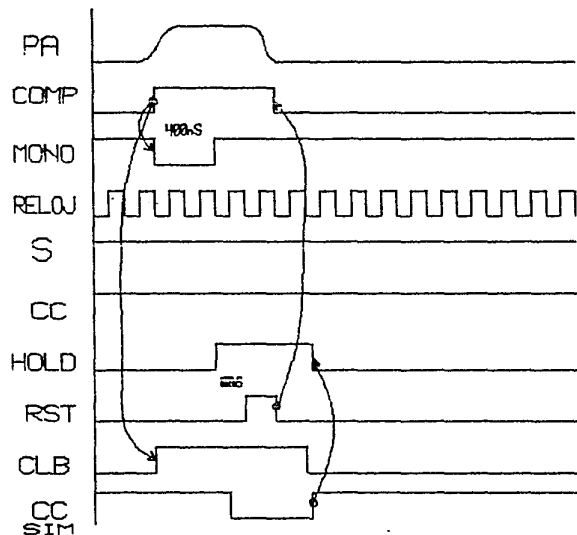


figura 39

CLB - Conexión de Línea Base
 RST - Reset
 HOLD - Muestreo
 CC - Conversión completa
 CC sim - Conversión completa simulado

S - Inicio de conversión
 PA - Salida de los preamplificadores
 COMP - Comparador
 MONO - Monoestable

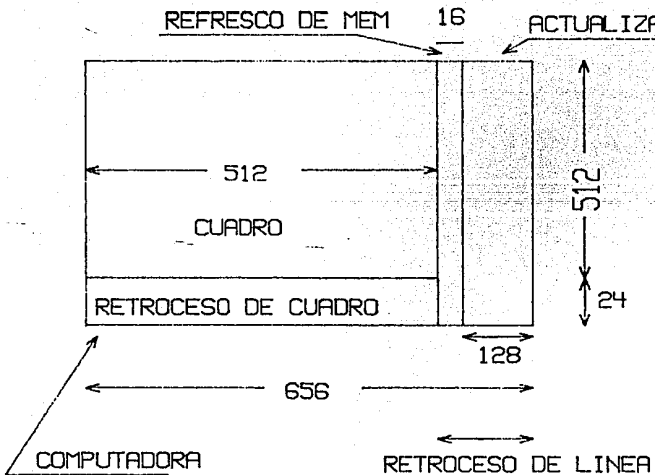
MEMORIA

Una vez que el analizador de posición calcula la posición de un evento, la envía en serie junto con la señal de reloj del analizador al banco de memoria. Este consta de 8 tarjetas de memoria dinámica EXPANDORAM de 256 KB c/u que representan en total 1 MP (1 Mega Palabra), sobre el que se construye la imagen original incrementando la localidad correspondiente a las coordenadas del evento (integración).

Esta memoria es la misma usada en la versión 2 del sistema Mepsicrón y corresponde al sistema de adquisición, almacenamiento y despliegue de imágenes bidimensionales TLACHIALONI, el cual está construido sobre una tarjeta maestra para bus S100 estándar, modificada para cubrir el entrelazado de memoria. Este sistema está dividido en módulos que realizan funciones tales como generar señales de reloj para el sistema, desplegar la información contenida en la memoria en un monitor RGB de alta resolución, generar cursor, asignar un lugar de memoria y modificar origen a las coordenadas recibidas, etc.

En la figura 40 se muestra la distribución de tiempos para el sistema.

El despliegue de imágenes se efectúa con 512 pixeles de resolución en cada coordenada, lo que implica que se deben presentar en un campo de video 0.25 Mpixeles teniendo 144 pixeles de retroceso de línea y 24 líneas de retroceso de cuadro. A una velocidad de 100 nS por pixel (frecuencia del reloj principal = 10MHz) y 17.58 mS por campo, el tiempo dedicado a desplegar los pixeles es de 13.107 mS, o sea, 262144 pulsos de reloj. El tiempo



DISTRIBUCION DE TIEMPOS PARA EL SISTEMA TLACHIALONI.

LAS UNIDADES REPRESENTAN PULSOS DE RELOJ (10 MHz)

FIGURA 40

restante se reparte de acuerdo con el esquema siguiente:

Las coordenadas de un evento proveniente del APE son recibidas y almacenadas temporalmente en un registro tipo FIFO (primero que entra, primero que sale) utilizando como sincronía 11 pulsos del reloj del convertidor correspondientes a cada bit de dato; allí permanece hasta que se da un retroceso de línea (pulso de sincronía horizontal) en el despliegue de video y se efectúa el refresco de la memoria. Como se ve en la figura 40 esto sucede después de 512 pulsos de reloj que toma el despliegue de línea y 16 pulsos de refresco de memoria. Durante los 128 pulsos restantes se actualiza la memoria incrementando mediante un ciclo 'Lee Modifica Escribe' (RMW), la localidad correspondiente al evento cuyas coordenadas se obtienen al leer el FIFO. Cada localidad soporta 64 K conteos.

En caso de que el FIFO se saturase antes de el retroceso de línea, la actualización de memoria recibe mayor prioridad y el despliegue se interrumpe para vaciar el FIFO, durante este proceso aparecen puntos negros en la pantalla debido a la ausencia de datos en la tabla de color. Esto solo sucede a tasas de conteo muy altas sobre el Mepsicrón.

El control del despliegue y la integración sobre memoria se lleva a cabo por un tablero de mando, conectado a la interfaz con el Mepsicrón, y también por computadora. En este mismo tablero se controlan los movimientos del cursor y los acercamientos (zoom) además de otras opciones de despliegue y el inicio de la integración.

Si existe una computadora enlazada a la memoria, se le asigna un completo control sobre ésta durante el tiempo de

retroceso de cuadro (24 líneas de video) excepto durante el tiempo de refresco y actualización de datos (ver cuadro de tiempos).

Dado el tiempo de despliegue (aprox. 100 nS por pixel) y la baja velocidad de acceso de la memoria (250-300 nS), ésta debe trabajar de manera entrelazada; esto es, se accesan 4 localidades correspondientes a los 4 bancos de 256 KB y se despliegan en secuencia con un retardo de 100 nS c/u al recibir cada grupo de datos, evitando el uso de registros de corrimiento para video. Debido a este entrelazado es necesario modificar las tarjetas de memoria así como la tarjeta maestra para evitar el despliegue simultáneo y para separar algunas señales de control.

Los datos de la memoria se asocian en forma biyectiva a los de una tabla de color falso antes de desplegarse. Esta tabla recibe 8 bits de dato y entrega 8 bits, los cuales se dividen en 3 partes correspondientes a los colores Rojo Verde y Azul que tienen asignados 3, 3 y 2 bits, respectivamente, los cuales son convertidos a niveles analógicos mediante 3 convertidores D/A con ponderancias corregidas, representando 256 colores. Es posible elegir 8 bits de la palabra a desplegar proveniente de la memoria, de esta manera se logra un escalamiento en el color de acuerdo con el nivel de integración en la memoria. La tabla se encuentra almacenada en una ROM bipolar debido a la alta velocidad de acceso requerida y se pueden trabajar hasta cuatro tablas diferentes mediante el tablero de control. Una expansión posterior requeriría cambiar los circuitos integrados correspondientes a la ROM.

Para una descripción más detallada de este sistema,
consultar la referencia [12].

CONCLUSIONES

Con los datos obtenidos en las pruebas finales del APE versión III es posible obtener una imagen de 10 bits de resolución por lado (1024 por 1024 píxeles) con una incertidumbre en la localización de la posición de una parte en 1024 (un bit menos significativo en 10 bits) para el peor de los casos (cuando el denominador en la división es cercano a 0). No es posible usar la totalidad de los bits en la conversión (12) ya que la incertidumbre en el análisis torna inservibles a los 2 bits menos significativos, aún utilizando un ánodo resistivo de baja resistencia y preamplificadores con una alta razón señal a ruido debido a la incertidumbre intrínseca del divisor.

Por otra parte, la velocidad de análisis (70 000 eventos por segundo) limita al APE III a la observación de objetos débiles. Esto no es una gran desventaja comparado con el APE versión II, ya que el detector Mepsicrón rara vez es expuesto a tasas de conteo altas (más allá de 100 000 eventos por segundo), en cambio, representa una simplificación en la electrónica asociada además de un importante ahorro de componentes especializadas y de alta velocidad.

BIBLIOGRAFIA

1. Rome, Martin. Photoemissive Cathodes: I. Photoemissive Surfaces in imaging Devices. Photoelectronic Imaging Devices Vol I. Plenum Press. pp 147.
2. Sackinger, William M. Noise Performance of the Channel Electron Multiplier. Photoelectronic Imaging Devices Vol I. Plenum Press. pp 177.
3. Firmani, C. et al. Use of two-dimensional single electron detector for electron diffraction studies in TEM. Ultramicroscopy 15(1984) pp
4. Firmani, C. et al. High-Resolution Imaging with a two-dimensional resistive anode photon counter. Rev. Sci. Instrum. 53(5), May 1982.
5. Manley, B. W. et al. Channel Multiplier Plates for Imaging Applications. Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. 1969 pp 471.
6. Sackinger, W. M. An Analysis of the Low-Level Performance of Channel Multiplier Arrays. Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. Vol 28A 1969. pp 487.
7. Decker, R. W. Decay of S-20 Photocathode Sensitivity Due to Ambient Gases. Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. 1969 pp 357.
8. Lampton, M. The Microchannel Image Intensifier. Scientific American, November, 1981 Vol. 245, No. 5. pp 63.
9. Washington, D. Improving the Resolution of High Gain Channel Plate Arrays for Particle and Photon Counting. Nuclear Instruments and Methods, Vol. III(1973) pp 573.
10. Soul, P. B. Operational Properties of Channel-Plate Electron Multipliers. Nuclear Instruments and Methods 97 (1971) pp 555.
11. Firmani, C. et al. Astronomical Applications of the MEPSICRON Photon Detector. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering. September 7-9, 1983. London, England Vol. 445. pp 192.

12. Enriquez, R. et al. Tlachialoni I, Sistema para la Adquisición Almacenamiento y Despliegue de Imágenes Bidimensionales.
Reporte Técnico # 20, Instituto de Astronomía. CU Marzo 1985.
13. Gutierrez, L. Sistema de adquisición de datos y manejo de imágenes para un detector bidimensional tipo Mepsicrón.
Tesis Profesional. Fac. de Ciencias UNAM. (1984)
14. Eccles, M. J. Low light level detectors in astronomy.
Cambridge University Press, USA 1983.
15. Ruiz, E. et al. Comunicación interna.
16. Lampton, M., Carlson, C. W., Rev. Sci. Instrum. 50, 1093 (1979).
17. Baum, W. A. A Critical Comparison of Image Intensifier for Astronomy.
Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. Vol 28B 1969. pp 753.
18. Iredale, P. et al. On the Quality of Photographic Images Recorded with the Use of Image Intensifiers.
Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. Vol 28B 1969. pp 589.
19. Sackinger, W. M. et al. An Analysis of the Low-level Performance of Channel Multiplier Arrays.
Fourth Symposium on Photo-electronic Image Devices. Vol 28B 1969. pp 487.