

00362  
2 ej.  
1

**"SISTEMA DE ADQUISICION DE INFORMACION**

**ESPECTROFOTOMETRICA BASADO EN UN DETECTOR DE ESTADO**

**SOLIDO INTENSIFICADO"**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRA EN CIENCIAS (FISICA)

PRESENTA:

BERTHA ESPERANZA CARRASCO LICEA

FACULTAD DE CIENCIAS

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

MEXICO D.F., FEBRERO DE

1977

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



## **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.

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

## INDICE

### INTRODUCCION

I. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA	1
II. DESCRIPCION Y CARACTERISTICAS DEL CCD	
Principios de operación de un CCD	6
Descripción del CCD P8603	14
Amplificador de detección de carga	
Operación básica	17
Características estáticas	19
Ruido	27
Intervalo dinámico	29
Reducción del ruido	31
Características Generales	
Eficiencia cuántica	32
Respuesta espectral	35
Intervalo dinámico	37
Corriente oscura	38
Eficiencia en la colección de carga	42
Eficiencia en la transferencia de carga	44

<b>VII. DESCRIPCION DEL CABEZAL DETECTOR</b>	<b>141</b>
<b>VIII. DESCRIPCION DEL ESPECTROGRAFO Y APLICACIONES CON EL DETECTOR COMPUESTO</b>	
<b>Espectrógrafo</b>	<b>146</b>
<b>Aplicaciones</b>	<b>160</b>
<b>CONCLUSIONES</b>	<b>163</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>166</b>

## INTRODUCCION

Los dispositivos acoplados por carga (CCD) fueron introducidos por los Laboratorios de Teléfonos Bell hace mas de 15 años. Su forma original era un simple registro de corrimiento lineal de 8 bits. El potencial de estos dispositivos fue rápidamente reconocido por los especialistas quienes propusieron que se expandiera a casi todos los campos de la electrónica. La habilidad para almacenar carga permitió que se hicieran memorias CCDs y circuitos lógicos; esta capacidad de trabajo en el dominio de la carga tiene su ventaja en el área de procesamiento de señales. Además, la habilidad del silicio para detectar radiación visible hizo que los CCDs fueran reconocidos como sensores de imagenes potenciales y es precisamente en este campo que los CCDs han hecho claramente su mayor contribución, colocándose como unos de los primeros detectores de radiación visible.

Los CCDs han encontrado un uso tan generalizado porque son el transductor óptico natural a una computadora. La computadora requiere información cuantizada y el CCD genera datos cuantizados espacialmente.

Durante la década pasada los CCDs se desarrollaron para reemplazar los tubos vidicones en las cámaras comerciales de video, en vista de las ventajas que ofrecen en tamaño, peso, consumo de potencia, sensibilidad, linealidad, intervalo dinámico y duración. Al mismo tiempo se trataba de conservar las características del vidicón en cuanto a formato, intervalo espectral y costo. Como una consecuencia muchos fabricantes hacen hoy cámaras CCD para video comercial. Existen arreglos CCDs lineales desde 128 hasta 5000 elementos usados como barredores y lectores de documentos.

Los avances recientes en la tecnología CCD han generado CCDs de silicio comerciales para un gran espectro de aplicaciones de imagen. Debido a sus múltiples aplicaciones en el mundo comercial, la mayoría de estos dispositivos han sido desarrollados específicamente para operar en condiciones industriales a temperatura ambiente y a las velocidades estandar de la televisión, (7.7 Mhz).

En cuanto a la instrumentación científica, en particular la astronómica, los CCDs se encuentran entre los detectores mas comunmente usados en Astronomía en Tierra. Hace aproximadamente 12 años se fabricó por primera vez un CCD de imagen bidimensional y actualmente en todos los grandes telescopios del mundo se tienen cámaras CCDs como parte de su arsenal de observación. Los CCDs se usan ampliamente en astronomía porque para muchas aplicaciones representan una sustancial mejora sobre los sistemas de detección previos. Además son capaces de dar al astrónomo datos de muy alta calidad cuando se tiene un entendimiento de las realidades de los CCDs en

general y del sistema CCD en particular a usar.

Estos detectores han encontrado tantas aplicaciones porque satisfacen las principales demandas de un dispositivo de imagen científico, entre las que se encuentran, una baja corriente oscura y ruido de lectura, altos niveles en cuanto a intervalo dinámico, resolución espacial, eficiencia cuántica y formato de alta resolución.

Los parámetros de mayor importancia para muchas aplicaciones astronómicas son una baja corriente oscura y un bajo ruido de lectura, ya que el nivel de señal básico llega a ser tan pequeño como de  $\approx 200$  electrones o menos, o se tienen escenas de bajo nivel de luz y bajo contraste pero que requieren alta resolución. La corriente oscura y sus efectos se pueden eliminar enfriando el dispositivo, la magnitud de la corriente oscura determina la temperatura de operación final del dispositivo. La fuente de ruido limitante en casi todos los CCDs es el ruido  $1/f$  del amplificador interno del chip y varía  $\approx 30$  a  $150$  electrones en los dispositivos diseñados para aplicaciones de televisión estándar.

Un intervalo dinámico grande es un atributo deseable porque en general se encuentran objetos relativamente brillantes en el mismo campo que el sujeto de interés. Se requiere obtener una alta precisión fotométrica de objetos astronómicos brillantes y fuentes de calibración, en particular cuando se observan simultáneamente con fuentes débiles en una sola exposición.

La resolución espacial es un parámetro que depende de

la eficiencia en la colección de carga y constituye una medida de la habilidad del dispositivo para coleccionar un paquete de carga generado en un solo pixel. Para que haya una colección eficiente de electrones es necesario evitar que se difundan lateralmente y sean colectados por los pixeles vecinos o se recombinen en la superficie del sustrato.

Las señales mas interesantes son en general de baja magnitud y lo ideal es tener una alta eficiencia cuántica del detector desde  $3100 \text{ \AA}$  (longitud de onda de corte impuesta por el Ozono) hasta el rojo o lejano infrarrojo para maximizar el número de fotones detectado, ya que de esto dependerá la precisión de la información astronómica obtenida.

El formato del detector de imagen, es decir, el tamaño y la distribución de los pixeles debe acoplarse razonablemente a la geometría del instrumento con el cual será usado.

Ciertas aplicaciones científicas requieren que el dispositivo tenga un excelente funcionamiento a bajos niveles de luz. Su funcionamiento en cuanto a ruido varía significativamente de dispositivo a dispositivo pero existen CCDs criogénicos ( $T \approx 100 \text{ }^\circ\text{K}$ ) para aplicaciones astronómicas con  $3 \text{ e}^-_{\text{rms}}/\text{pixel}$ . Tales niveles permiten la detección y medida de radiación incidente muy débil, ya que es posible tener períodos de integración largos.

Existen diferentes arquitecturas para los CCDs, que son función de la aplicación particular, llevadas a la práctica en una gran variedad de formas con distintas calidades.

Las aplicaciones astronómicas requieren detectores con una sensibilidad alta porque generalmente se observan objetos muy débiles. Es por esto que los astrónomos construyen grandes telescopios para coleccionar todos los fotones posibles y obtener una información precisa de la variedad de objetos celestes bajo estudio.

Una característica significativa de los CCDs es la gran cantidad de circuitos electrónicos necesarios para hacerlos trabajar, además de que entre los accesorios se requiere una computadora. Las cámaras CCDs generan una gran cantidad de datos que es necesario procesar.

El objetivo general de este trabajo es el desarrollo de un sistema de detección basado en un CCD para aplicaciones de espectroscopía astronómica y de esta forma realizar una serie de investigaciones observacionales extensas con el telescopio de 1m del Observatorio Astronómico Nacional en Tonanzintla, Puebla. Para tal fin se construyó un sistema de detección basado en un CCD con una etapa intensificadora de alta eficiencia cuántica, de respuesta lineal, con proceso digitalizador y en un futuro cercano será controlado por una microcomputadora. El detector tiene adaptado un mecanismo de refrigeración termoelectrico. Este sistema será acoplado a través de una cámara de cuarzo con el espectrógrafo f/15 Boller & Chivens.

El uso de un sistema como el descrito permite registrar la luz de objetos celestes mucho más débiles de lo que actualmente se logra con el mismo instrumento usando placa

fotográfica. El límite de detección de los objetos observados estará dado en el caso del Observatorio de Tonantzintla por el brillo del cielo nocturno y no por el instrumento.

Es necesario señalar que el CCD utilizado en este sistema es un detector comercial, diseñado para trabajar a las velocidades de televisión estandar. No obstante, el hecho de trabajar a temperaturas del orden de  $-30^{\circ}\text{C}$ , disminuye considerablemente la corriente oscura, permitiendo de esta manera que el detector opere a velocidades mucho menores. Por otra parte, el desarrollo de toda la electrónica de control y de tratamiento de la señal de video hacen que aumente notablemente la sensibilidad del sistema.

En este trabajo se hace en primer término una descripción general de todo el sistema de detección. Enseguida se describe el funcionamiento del CCD así como sus principales características. En el capítulo siguiente se explican detalladamente los requerimientos de la electrónica de generación de fases y el desarrollo de la misma. Posteriormente se ven las características del amplificador de detección de carga y el desarrollo de toda la cadena analógica que minimiza el ruido de lectura. Después se describen las características del intensificador así como los resultados obtenidos al acoplar ópticamente todo el sistema de detección. A continuación se explica el funcionamiento del sistema de refrigeración y del cabezal detector. Por último se describe el funcionamiento del espectrógrafo Boller & Chivens con el sistema de detección compuesto.

Finalmente, es importante mencionar que la realización de este proyecto contó con financiamiento del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología y del Instituto de Astronomía de la Universidad Nacional Autónoma de México.

## I. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

Se trata de un sistema de detección fotométrica para aplicaciones de espectroscopía en astronomía, basado en un detector de estado sólido CCD, (figura 1.1).

El sistema está constituido por un intensificador de imagen de alta ganancia y muy bajo ruido, un tacón de fibras ópticas para adaptar el tamaño de la imagen de salida del intensificador al área sensible del detector; un detector CCD de alta sensibilidad y resolución y un sistema de refrigeración termoeléctrico miniatura, basado en el efecto Peltier para enfriar el detector y disminuir el ruido térmico.

La electrónica asociada al detector se divide en dos secciones: una digital y una analógica. La primera comprende la lógica de generación de fases para mover la carga en el CCD. La segunda amplifica la señal analógica de salida del detector y mediante la técnica de Doble Muestreo Correlacionado elimina el ruido introducido por el amplificador de salida del detector. Después esta señal es convertida a su equivalente digital para su posterior tratamiento en una microcomputadora. Mediante

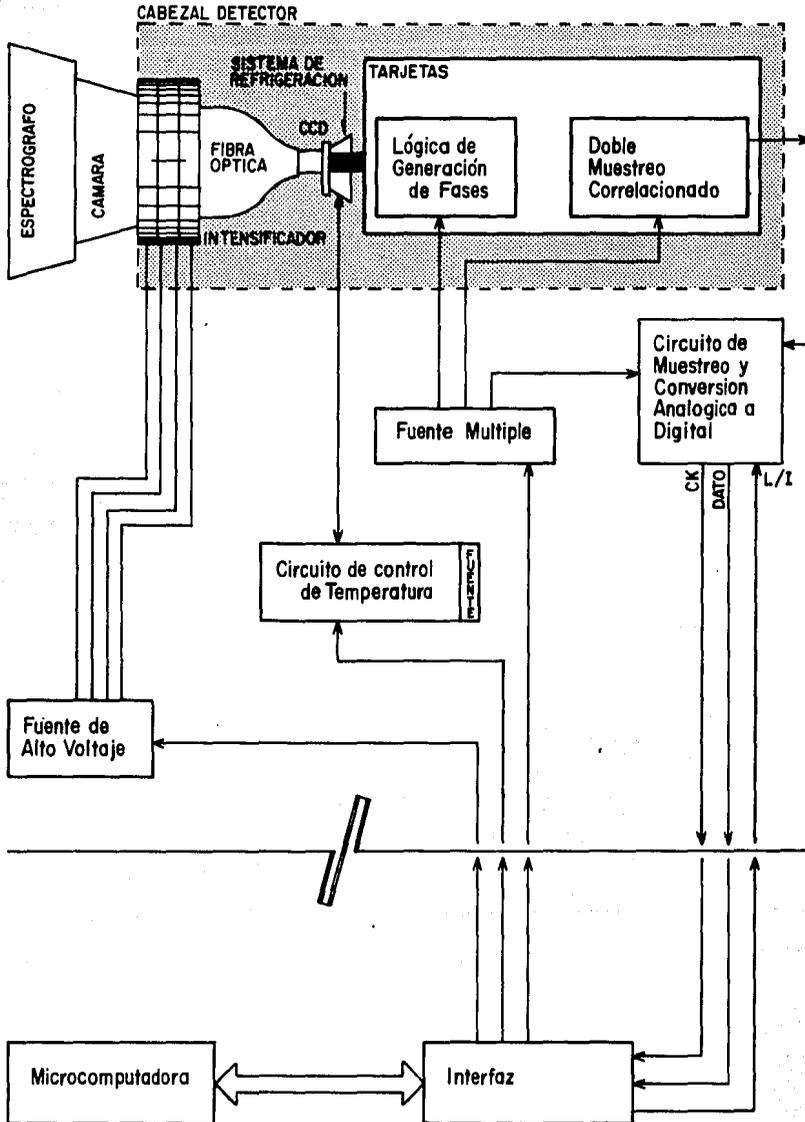


Figura 1.1

la última el usuario podrá controlar los parámetros del sistema. Existe además un sistema para controlar la temperatura del detector y garantizar estabilidad en la temperatura de operación.

Lo anterior va dentro de un cabezal detector hermético diseñado especialmente para garantizar la alineación de todo el sistema de detección, el sistema de refrigeración junto con su disipador y los circuitos impresos que contienen parte de la electrónica de control del CCD.

El sistema de detección será acoplado al espectrógrafo Boller & Chivens que opera en el telescopio de 1m. El campo que da la cámara del espectrógrafo es aproximadamente 35 mm. El área fotosensible del CCD es de 8.5 x 6.4 mm. Se decidió tener una etapa intensificadora previa al detector para aprovechar todo el campo del espectrógrafo.

El intensificador fabricado por ITT es de placa microcanal y su enfoque es por proximidad. Tiene una ganancia luminosa  $G \approx 10000$  y una corriente oscura aproximada de 30000 conteos/seg en toda el área fotosensible. Como se trata de un dispositivo con muy poca corriente oscura no es necesario enfriarlo.

Por otra parte, para obtener tiempos de integración largos se requiere forzosamente enfriar el CCD. Trabajando a temperaturas de  $\approx -30^\circ\text{C}$ , la corriente oscura disminuye un factor de 100.

El CCD, fabricado por EEV tiene 300 x 400 elementos

fotosensibles (píxeles). Es un detector comercial con la arquitectura de transferencia de cuadro. La velocidad de lectura generada por la electrónica de control es mucho menor que la de los estándares televisivos. Es posible trabajar a estas velocidades porque el detector opera a bajas temperaturas. El tiempo de lectura por píxel permite hacer un procesamiento de la señal de video que disminuye el ruido del amplificador de salida. Esto se traduce en un aumento de la sensibilidad del detector ya que mientras mayor sea la calidad de la electrónica externa más alta será la sensibilidad del sistema.

Para astronomía de objetos débiles el bajo ruido de los sistemas CCDs es muy importante ya que el nivel de ruido del sistema determina la cantidad de luz que puede ser detectada.

El CCD y la electrónica asociada requieren seis voltajes distintos de alimentación. El circuito controlador de temperatura, por su parte, necesita una fuente propia de voltaje. Estos voltajes son generados por una fuente múltiple. El intensificador requiere una fuente regulada de alto voltaje, que junto con la fuente múltiple, serán adaptadas, externamente al cabezal detector.

Los datos de salida del CCD ya digitalizados, serán transmitidos en serie junto con una señal de reloj a una interfaz a una microcomputadora. Esta interfaz está compuesta por una memoria en la que se almacenará la información de imagen del CCD, un arreglo de contadores que generarán las direcciones de memoria, un circuito que reconstruye las señales de sincronía del CCD y por medio de líneas de control se transmitirán diferentes

mandos, entre los que se encuentran control de integración, control de encendido y apagado de: alto voltaje, control de temperatura y fuentes de alimentación.

Para diseñar la electrónica que elimine el ruido de lectura es necesario tener un conocimiento muy amplio del funcionamiento del CCD, así como del amplificador de detección de carga. A partir de él se determina el tiempo de lectura/pixel óptimo que minimice la contribución del ruido  $1/f$  del transistor de salida así como la electrónica que elimine el ruido introducido por el transistor de reestablecimiento.

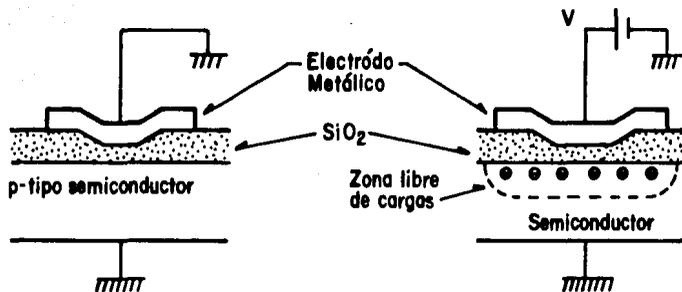
Por lo antes mencionado es necesario dar una descripción detallada de todos los parámetros que intervienen en el funcionamiento del detector CCD, ya que la sensibilidad de todo el sistema de detección descansará en la alcanzada con el CCD.

## **II. DESCRIPCION Y CARACTERISTICAS DEL CCD**

### **Principios de Operación de un CCD**

La estructura básica de un Dispositivo Acoplado por Carga es un capacitor similar a los encontrados en los transistores MOS, formado por una capa aislante de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ), que se coloca sobre un sustrato de silicio tipo P. La capa se fija a una profundidad de  $0.1 \mu\text{m}$  y sobre ella se deposita un electródo metálico, (figura 2.1).

Si el electródo se polariza positivamente respecto al sustrato, los portadores mayoritarios, en este caso hoyos, son repelidos de la juntura  $\text{Si-SiO}_2$  formando una zona libre de cargas. Conforme el voltaje del electródo aumenta esta zona se hace mas profunda. Una vez que  $V$  excede un cierto número de volts la juntura  $\text{Si-SiO}_2$  se vuelve lo suficientemente positiva con respecto al resto del sustrato para que cualquier electrón libre presente sea atraído a la juntura formando una capa de inversión.



### ESTRUCTURA BASICA DEL CCD

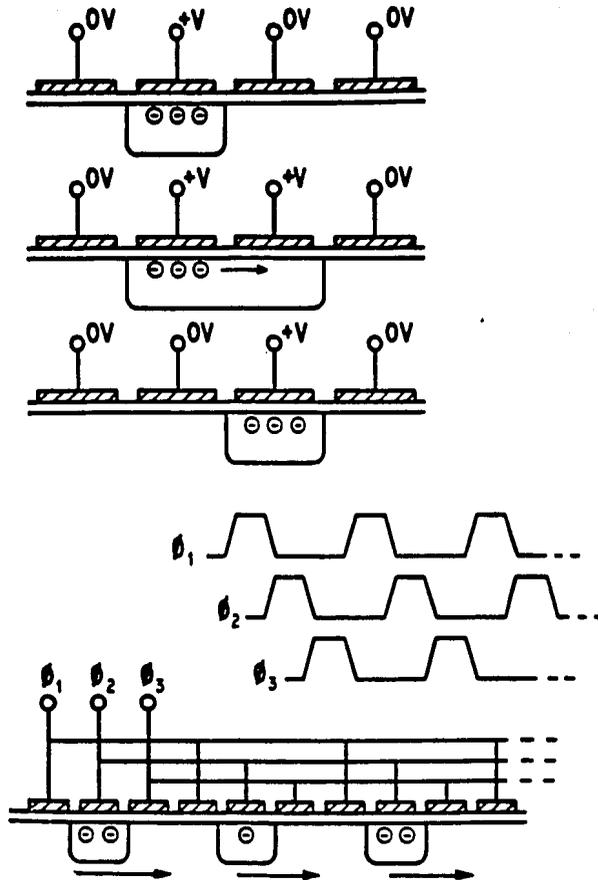
*Figura 2.1*

La zona libre de cargas puede concebirse como un pozo de potencial en el cual se deposita carga. Cuando un fotón es absorbido por el silicio, se crea un par electrón-hoyo, el electrón es atraído hacia el pozo de potencial mientras que el hoyo se pierde en el sustrato.

Un CCD está formado por un arreglo de celdas como las antes descritas conectadas de tal manera que la carga se puede transferir de una celda a la adyacente a lo largo de los canales de transferencia.

La carga acumulada bajo un electródo se puede transferir al área bajo el electródo adyacente aplicando la técnica de Acoplamiento de Carga que consiste en lo siguiente: Se polariza también el electródo inmediato, la carga entonces se distribuye bajo el pozo de potencial creado por ambos electródos. Después, se reduce el voltaje del primer electródo a cero y la carga se queda acumulada bajo el segundo electródo. Se polariza entonces el tercer electródo y la carga se vuelve a distribuir bajo el pozo de potencial creado ahora por los electródos 2 y 3. Cambiando el voltaje del electródo 2 a cero la carga se acumula bajo el electródo 3. Entonces aplicando una secuencia apropiada de pulsos a los electródos la carga se puede mover a través del sustrato, (figura 2.2). Este proceso puede repetirse para transferir una distribución bidimensional de carga acumulada por muchos pixeles.

En la estructura de un CCD trifásico el silicio está cubierto por un conjunto de electródos, agrupados de tres en tres, cada uno aislado del sustrato de silicio y de los demás.



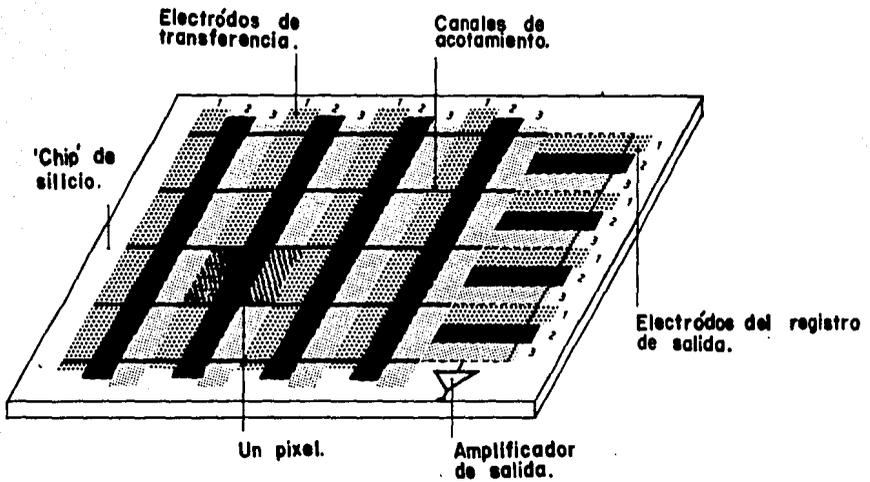
### MECANISMO DE TRANSFERENCIA DE CARGA

Figura 2.2

Cuando uno de estos electrodos se polariza mas positivamente que los otros dos, los electrones se acumulan bajo este electrodo. Los portadores están restringidos a moverse por los canales de transferencia que son perpendiculares a la disposición de los electrodos. Los canales de transferencia están separados entre sí por las canales de acotamiento. Estos son regiones delgadas de material tipo P altamente envenenado que impiden que los electrones los crucen y definen la extensión del pixel en esa dirección, (figura 2.3).

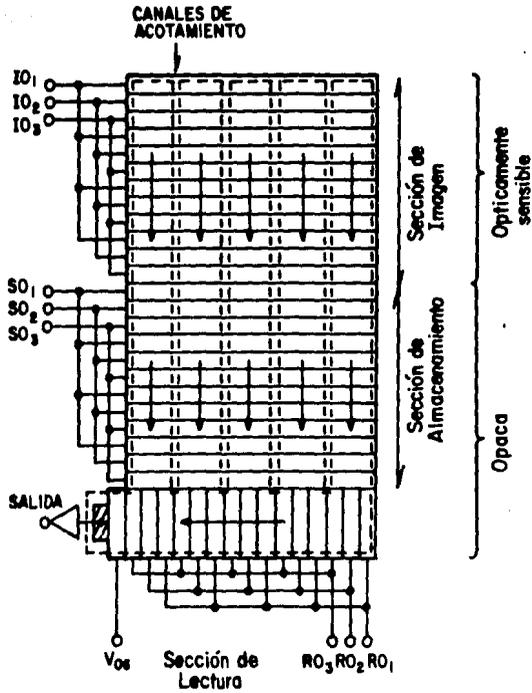
La mayoría de los CCDs están fabricados para usarse a las velocidades de la televisión comercial (7.7 Mhz) y su organización interna lo refleja. Las aplicaciones de televisión requieren que la luz caiga continuamente en la superficie sensible del detector y la organización del dispositivo debe permitir que la imagen de carga acumulada se pueda mover rapidamente y después leerla lentamente para desplegar los datos continuamente y constituir la imagen de televisión.

Para aplicaciones comerciales la arquitectura de los CCDs es la de Transferencia de Cuadro, en este caso el detector tiene tres secciones: de imagen, de almacenamiento y de lectura (figura 2.4). El silicio se divide en dos áreas de tamaño comparable que pueden ser sincronizadas para transferir la imagen de carga como un solo bloque. Durante el intervalo de retroceso de cuadro la carga acumulada en la sección de imagen se mueve rapidamente a la de almacenamiento. Esto se lleva a cabo aplicando pulsos simultáneamente a los electrodos de la sección de imagen y de almacenamiento. Esta última es similar a la sección de imagen pero está cubierta con una pantalla opaca. Cada



### ESTRUCTURA DE UN CCD TRIFASICO

Figura 2.3



### ESTRUCTURA DE TRANSFERENCIA DE CUADRO

Figura 2.4

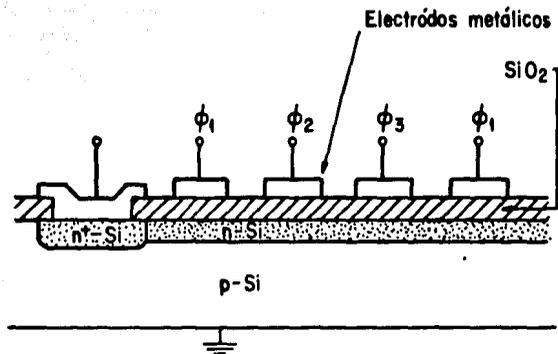
renglón de pixeles del área de almacenamiento se transfiere a la sección de lectura llamada también registro de salida. Este último es una estructura unidimensional en la cual cada elemento está conectado al final de una de las columnas de la sección de almacenamiento. Uno de los extremos del registro de lectura está conectado a un amplificador de salida. La carga se transfiere al amplificador de la misma manera que en las otras dos secciones.

Un segundo patrón de cargas se colecta en la sección de imagen mientras el primero se está leyendo. Una vez que en la sección de lectura se ha leído un cuadro completo, el segundo cuadro se transfiere a la sección de almacenamiento para su lectura posterior y así sucesivamente.

El amplificador de detección convierte la señal de carga en un voltaje de salida, de tal manera que la salida  $V_o$ , correspondiente a cada pixel es proporcional a la carga colectada  $Q$ . Esto se realiza vía cambios de potencial en la capacitancia  $C_o$ , del nodo de detección de carga i.e.  $V_o = Q/C_o$ .

En resumen, el arreglo de transferencia de cuadro convierte una imagen óptica en un barredor secuencial línea por línea requerido para el despliegue de la televisión convencional.

Existen dispositivos seleccionados especialmente de grado científico para operar en el modo de cuadro completo y barrido lento. En ellos la sección de almacenamiento carece de la pantalla opaca y de esta manera se duplica el número de pixeles fotosensibles. Para hacer la lectura de toda el área de imagen se requiere, en este caso, de un obturador.



### ESTRUCTURA DE UN CCD DE CANAL PROFUNDO

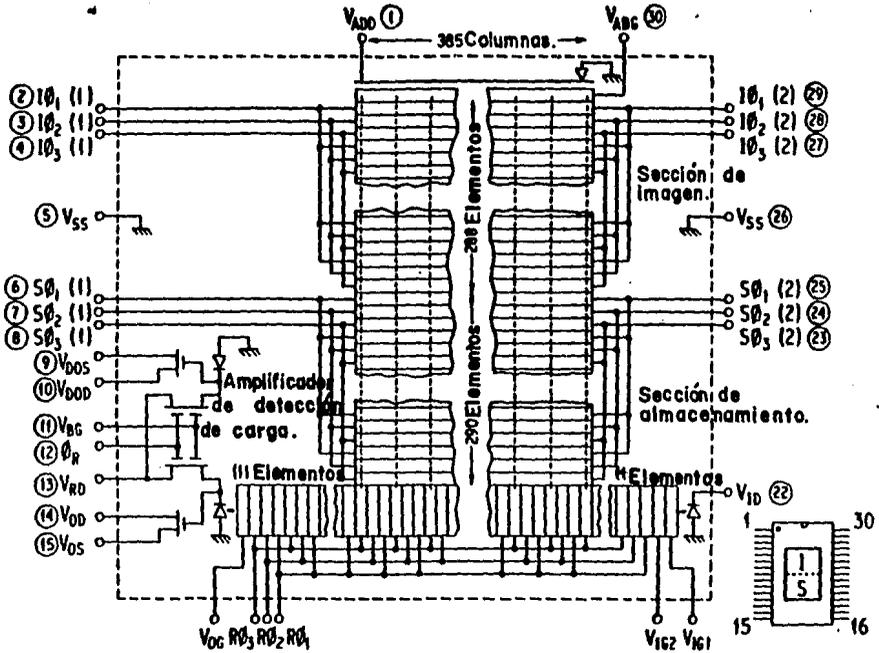
Figura 2.5

La construcción de los CCDs varía en función de su aplicación. En los CCDs de canal superficial los electrodos se depositan directamente sobre una capa aislante, que se encuentra a su vez sobre silicio uniformemente envenenado. La carga es almacenada y transferida en contacto con la superficie. Sin embargo, esta estructura provoca que se degrade la eficiencia en la transferencia de carga ya que es muy fácil para los portadores ser atrapados en las "trampas" superficiales asociadas a los defectos del cristal.

Para evitar que los portadores sean atrapados en los estados superficiales se crece una capa delgada de material tipo n envenenado sobre el sustrato de silicio y abajo de la capa aislante, (figura 2.5). Los pozos de potencial se forman lejos de la superficie y es a este nivel que la carga es almacenada y transferida. Esta es la estructura de canal profundo. Las mismas consideraciones afectan el diseño del amplificador de salida. Operando en el modo de canal profundo, el funcionamiento del amplificador se mejora ampliamente, en particular en lo que se refiere al ruido.

#### DESCRIPCION DEL CCD P8603

El detector es un CCD de canal profundo, fabricado por EEV de la serie P8600. Se trata de un CCD trifásico y su arquitectura es la de transferencia de cuadro, (figura 2.6).



ESQUEMA DEL CCD P8603 FABRICADO POR E.E.V.

Figura 2.6

La sección de imagen tiene 385 columnas y 288 renglones. La sección de almacenamiento tiene el mismo número de columnas y 290 renglones. El registro de lectura tiene 15 elementos mas que las otras dos secciones, 11 al final y 4 al principio. El área de los pixeles es de  $22 \mu\text{m}^2$ , de tal manera que la sección fotosensible mide 8.5 mm horizontalmente por 6.4 mm verticalmente, el área es igual a  $0.54 \text{ cm}^2$ .

Las tres secciones tienen estructuras de entrada que normalmente se polarizan para evitar la entrada de cargas espurias.

Los electrodos de la sección de imagen, a los que llamaremos  $I\psi_1$ ,  $I\psi_2$  e  $I\psi_3$  y los electrodos de la sección de almacenamiento,  $S\psi_1$ ,  $S\psi_2$  y  $S\psi_3$ , tienen dos conexiones externas que deben unirse para minimizar la constante RC de los electrodos. Los pines para la primera sección son: 2, 3, 4 y 27, 28, 29 y para la segunda son: 6, 7, 8 y 23, 24, 25.

Polarizando de manera adecuada los electrodos de la sección de imagen el CCD almacena una distribución de carga bidimensional proporcional al número de fotones que caen en cada pixel. Terminado el tiempo de integración, el cuadro completo se transfiere a la sección de almacenamiento, polarizando los electrodos de esta sección en fase con los de la sección de imagen. Aplicando los pulsos apropiados a la sección de almacenamiento y de lectura se transfiere renglón por renglón al registro de salida. Posteriormente, polarizando los electrodos del último registro la carga de cada pixel llega al nodo de salida.

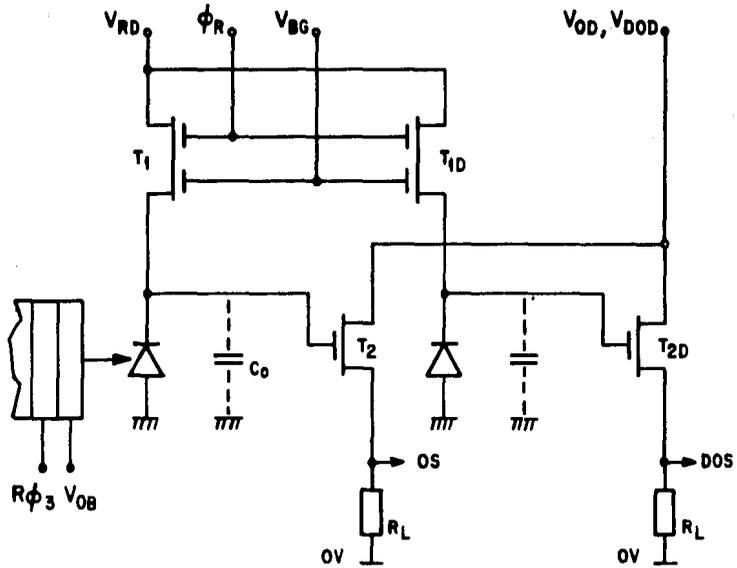
### **Amplificador de Detección de Carga:**

El amplificador de detección de carga juega un papel fundamental en la operación del detector al convertir la carga de salida del CCD en una señal de voltaje.

#### **Operación básica**

El circuito de detección de carga consiste de un diodo de salida para extraer la carga del CCD conectado a un transistor MOS de doble compuerta ( $T_1$ ), que funciona como interruptor y a un segundo transistor ( $T_2$ ) con la configuración de seguidor de fuente, (figura 2.7).

Antes de que la carga del CCD llegue al nodo de salida se aplica un pulso de reestablecimiento  $\psi_R$ , a una de las compuertas del transistor  $T_1$ . El nivel alto de este pulso enciende  $T_1$ , permitiendo que la capacitancia del nodo de salida  $C_0$  se cargue al potencial de drenaje  $V_{RD}$ . Cuando el pulso  $\psi_R$  cambia de estado,  $T_1$  se apaga dejando la capacitancia cargada a ese potencial, entonces cuando  $R\psi_3$  está en bajo la carga se transfiere al nodo de salida. Esta carga parcialmente descarga la capacitancia del nodo de salida, ya que disminuye el voltaje y  $e_0 = Q/C_0$ .



CIRCUITO DE SALIDA DEL CCD

Figura 2.7

El cambio en el potencial  $e_0$  es proporcional a la carga del píxel  $Q$ , transferida al nodo y constituye la señal de salida del CCD. El transistor  $T_2$  cambia la alta impedancia de la señal de salida a una impedancia mucho menor.

En el siguiente pulso de  $\psi_R$  el nodo de salida se polariza otra vez a  $V_{RD}$  y el proceso se repite continuamente. La etapa de salida tiene también una compuerta que se mantiene a un potencial fijo d.c.  $V_{OG}$  y sirve para evitar picos espurios de  $R\psi_3$  en la salida.

La señal de salida contiene sin embargo cierto ruido del pulso de reestablecimiento  $\psi_R$ . Este ruido se debe a la capacitancia que aparece en la unión de la compuerta y el canal; la polarización de la compuerta  $V_{BG}$  disminuye este efecto.

Esta etapa contiene un circuito adicional, al que llamaremos "circuito mudo", porque no recibe señal, (transistores  $T_{1D}$  y  $T_{2D}$ ) que es idéntico al circuito real. Su función es generar una salida en DOS similar al ruido intrínseco presente en OS, (figura 2.8). La señal en DOS se puede usar para suprimir del circuito real el ruido del transistor, usando un amplificador diferencial en el tratamiento externo de la señal.

### Características estáticas

El transistor de salida  $T_2$  es de tipo MOS, de canal n y opera en el modo de depleción con la configuración de seguidor de fuente, (figura 2.9). En este modo la conducción del canal

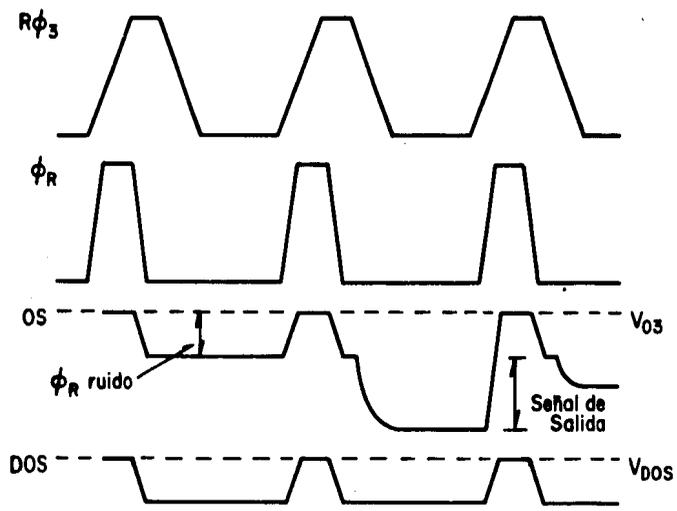
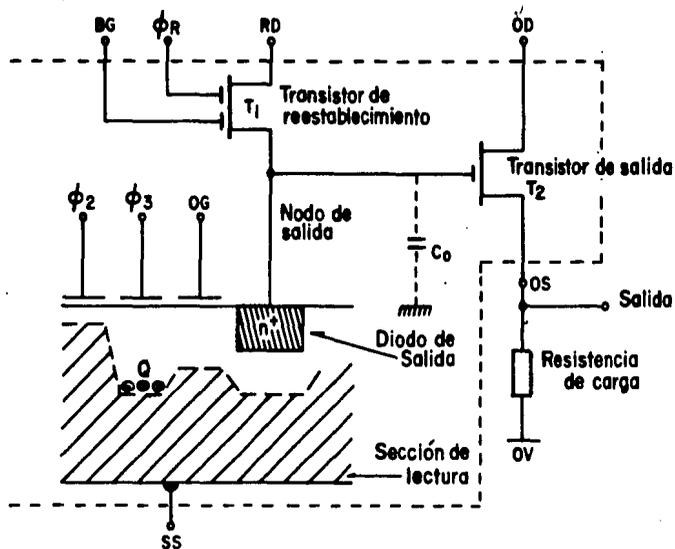


DIAGRAMA DE TIEMPOS ASOCIADO AL CIRCUITO DE SALIDA

Figura 2.8



CIRCUITO DE DETECCION DE CARGA DEL CCD

Figura 2.9

existe para  $V_{GS} = 0$  y el dispositivo puede operar para voltajes  $V_{GS}$  de ambas polaridades, como lo indican sus características de transferencia, (figura 2.10). El dispositivo debe operar en la región de saturación para obtener mayor ganancia y menor ruido.

La característica mas relevante de la configuración de seguidor de fuente es que es un eficiente transformador de impedancias. La capacitancia del nodo es del orden de pF, entonces la impedancia asociada es muy alta, el transistor  $T_2$  cambia la impedancia de la señal de salida a una señal de impedancia mucho menor. En este caso, lo que se obtiene es una alta ganancia en corriente.

El parámetro de ganancia de los MOSFETs es la transconductancia  $g_m$  y se define como la razón entre la variación de la corriente de drenado y la variación en el voltaje de compuerta que produce esa corriente, es decir:

$$g_m = (\partial I_D / \partial V_G)_{V_D} \quad 2.1$$

La ganancia en voltaje está dada por:

$$G = (g_m (r_{ds} \parallel R_L)) / (1 + g_m (r_{ds} \parallel R_L)). \quad 2.2$$

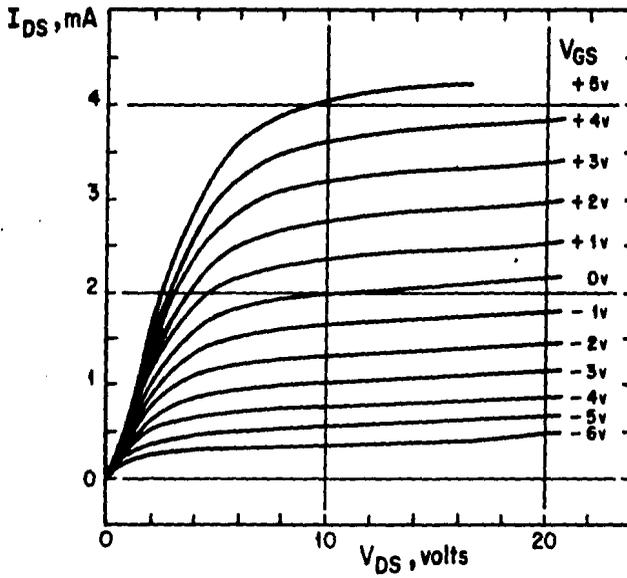
donde:

$g_m$ : transconductancia.

$r_{ds}$ : resistencia de drenaje a fuente, (resistencia del canal).

$R_L$ : resistencia de carga.

Cuando  $r_{ds} \gg R_L$ , la combinación en paralelo se



### CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR DE SALIDA

Figura 2.10

aproxima a  $R_L$ , entonces la expresión para la ganancia se modifica de la siguiente manera:

$$G = (g_m R_L) / (1 + g_m R_L).$$

2.3

De esta manera cuando  $g_m R_L$  se hace muy grande, la ganancia se aproxima a la unidad.

Las características de transferencia del transistor de salida determinan, en gran medida, los voltajes de operación del circuito de detección, ya que para optimizar las condiciones de operación se requiere trabajar en la región de saturación. Por otra parte el voltaje  $V_{RD}$ , está dado por:

$$V_{RD} = I_D R_L + V_{GS}(T_2). \quad 2.4$$

El nivel de  $V_{RD}$  debe ser suficientemente alto para poder extraer la carga del CCD. El valor mínimo es 10 volts mas positivo que el voltaje de la compuerta de salida, es decir, si  $V_{OG}=+2$  volts, entonces  $V_{RD}=12$  volts, siempre que el nivel bajo de  $R\phi_3$  sea 0+-1 volt. En la práctica es recomendable usar un valor mas alto, primero para dar un margen de operación razonable y segundo para polarizar mejor  $T_2$ .

Las características de transferencia de  $T_2$  indican que para una corriente de drenado de 4 mamp,  $V_{DS}=9$  volts a  $V_{GS}=5$  volts. Por otro lado, si se trabaja a las velocidades de la televisión, se recomienda usar una resistencia de carga  $R_L=3.3$  K $\Omega$ , entonces:

$$V_{RD} = 18 \text{ volts.}$$

2.5

Si  $V_{RD}=18$  volts, entonces  $V_{OD}=18+5 = 23$  volts. Usando estos valores, se obtiene que la transconductancia  $g_m=0.4$  mamps/volts y la ganancia  $G=0.5$ ; trabajando a otras velocidades se obtienen diferentes ganancias.

En general, todas las medidas están referidas al nodo de salida, ya sea como cambio de voltaje o de carga en el nodo. Un parámetro muy importante es la capacitancia total  $C_0$  asociada al nodo ya que el voltaje en el nodo de salida,  $e_0$ , está dado por:

$$e_0 = Q/C_0.$$

2.6

El voltaje en el punto OS,  $e_{0s}$ , está dado por:

$$e_{0s} = G e_0.$$

2.7

y la señal de carga en electrones por:

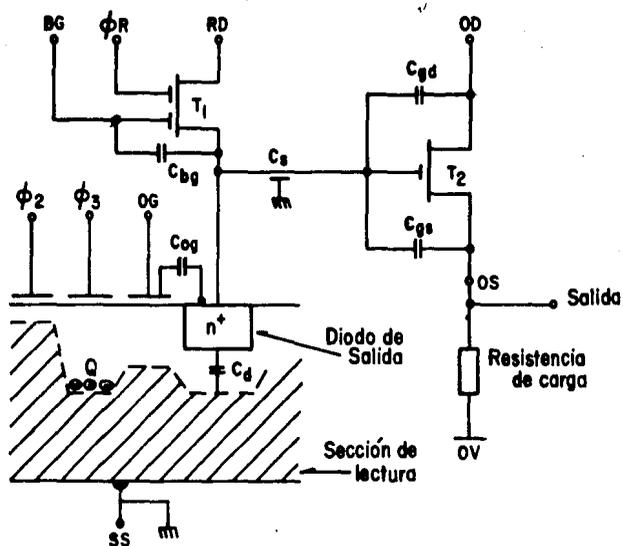
$$n_0 = Q/q.$$

2.8

donde:

$q$ : la carga del electrón ( $q=1.6 \times 10^{-19}$  C).

La capacitancia  $C_0$  tiene diferentes componentes, (figura 2.11); a continuación se dan valores aproximados para ellas:



### PRINCIPALES COMPONENTES DE LA CAPACITANCIA $C_0$

Figura 2.11

$$C_d \approx 0.012 \text{ pF.}$$

$$C_{bg} \approx 0.024 \text{ pF.}$$

$$C_{og} \approx 0.006 \text{ pF.}$$

$$C_{gd} \approx 0.014 \text{ pF.}$$

$$C_s \approx 0.054 \text{ pF.}$$

$$C_{gs} \approx 0.080 \text{ pF.}$$

En el modo de operación estándar se tiene que:

$$C_o = C_d + C_{og} + C_s + C_{bg} + C_{gd} + (1-G)C_{gs}.$$

2.9

de donde se obtiene:

$$C_o \approx 0.15 \text{ pF.}$$

cuando  $G=0.5.$

2.10

Por otra parte, la corriente de salida  $I_o$ , se puede expresar como:

$$I_o = N M Fr Q \text{ amps.}$$

2.11

donde  $N \times M$  es el número de elementos por campo y  $Fr$  es la frecuencia de campo (60 hz).

## Ruido

El ruido aparece de la operación de reestablecimiento y de las componentes del amplificador de salida. El ruido originado de la operación de reestablecimiento es generalmente llamado ruido KTC, porque el reestablecimiento se realiza cargando la capacitancia efectiva del nodo de detección a través de la resistencia de la compuerta del transistor  $T_1$ . El ruido del

amplificador aparece del ruido de Johnson usual y de las contribuciones  $1/f$  de los transistores MOSFETs. En casi todos los casos el ruido KTC es mucho mayor (de 3 a 5 veces) que el ruido del amplificador y en general es este ruido la fuente limitante en los CCDs.

El ruido KTC en el nodo de detección exhibe diferentes características espectrales. Cuando se da el pulso  $\phi_R$ , el nodo de detección se conecta a un voltaje de referencia vía la baja impedancia del transistor de reestablecimiento. Como la resistencia efectiva que carga el nodo de detección es pequeña, el ruido observado en la capacitancia equivalente del nodo de detección es relativamente bajo en amplitud y se extiende en un ancho de banda muy amplio. Cuando el pulso  $\phi_R$  cambia de estado, el transistor regresa a su estado de alta impedancia y la resistencia efectiva del transistor se vuelve muy grande, lo cual provoca que el ruido del nodo de detección tenga componentes de amplitud grande a altas frecuencias pero que disminuya rápidamente a valores insignificantes a frecuencias menores.

En el modo de operación normal, la señal de video es muestreada cuando el pulso  $\phi_R$  está en alto, para obtener un nivel de referencia y otra vez cuando  $\phi_R$  está en bajo para obtener un nivel de señal; la diferencia entre estas dos medidas se toma como la verdadera señal, (figura 2.8). En este modo de operación el voltaje de ruido en los dos estados está no-correlacionado y el ruido obtenido en cada muestra es el ruido KTC completo en el capacitor de detección. La magnitud de este ruido a temperatura ambiente, en electrones está dada por la ecuación:

$$N_e = ((KTC)/q)^{1/2} = 400 C^{1/2}$$

2.12

$N_e$ : número de electrones de ruido.

$C$ : capacitancia del nodo equivalente (pf).

El ruido asociado con el transistor  $T_2$  es esencialmente  $1/f$  a bajas frecuencias y disminuye a ruido blanco a frecuencias de Mhz. Las fuentes de ruido dominantes son entonces el ruido del transistor  $1/f$  a bajas frecuencias y el ruido de reestablecimiento a altas frecuencias, (figura 2.12).

#### Intervalo dinámico

El intervalo en los niveles de señal sobre los cuales el dispositivo da una respuesta útil está limitado por arriba por la capacidad de manejo de carga pico del CCD y por abajo por el ruido. Entonces el intervalo dinámico se puede expresar como:

$$D = (Q_p/q) n_{n_t} \quad 2.13$$

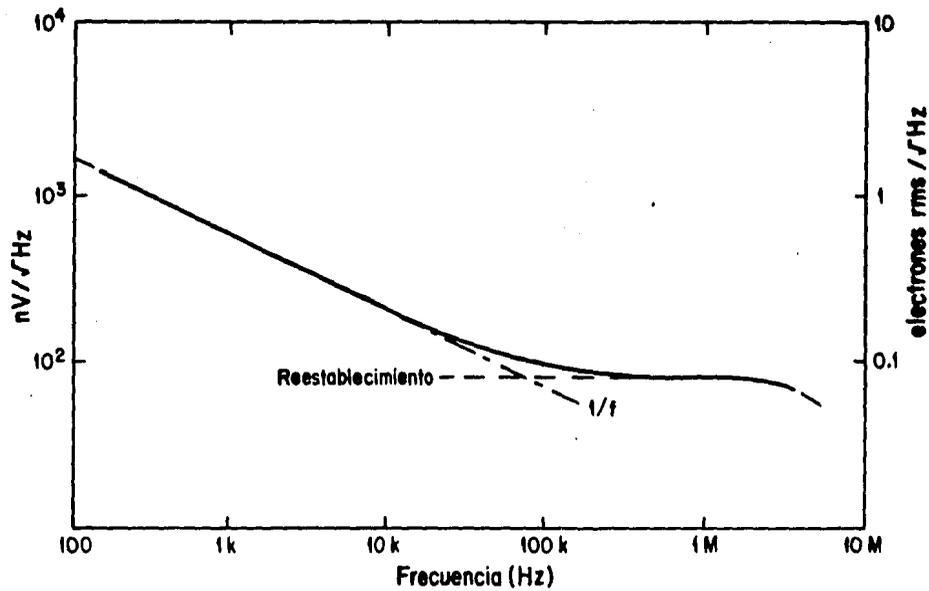
donde:

$Q_p$ : es la señal pico de carga por elemento.

$n_{n_t}$ : ruido total en electrones.

Trabajando a las velocidades de televisión comercial, usando las salidas real y muda se tiene:

$$Q_p \approx 0.05 \text{ pC } (\approx 3 \times 10^5 \text{ electrones}).$$



MODO DE OPERACION ESTANDAR  $f_r = 7.7$  MHz

Figura 2.12

$n_{nt} \approx 200$  electrones rms.  
entonces  $D \approx 10^3$ . 2.14

En realidad, la operación del detector no es tan buena como se desprendería de estos resultados. A bajas frecuencias el ruido  $1/f$  es significativo. Si se trabaja a temperatura ambiente el límite para señales pequeñas lo determinará el patrón fijo de ruido asociado a la no uniformidad de la corriente oscura, más que el ruido térmico del estado de salida. Esto naturalmente provoca que disminuya el intervalo dinámico, para aumentarlo es necesario enfriar el detector.

### Reducción del Ruido

La componente de ruido KTC es la mayor contribución a la incertidumbre en la señal de salida para la detección de señales de bajo nivel. La eliminación de este ruido generalmente se hace modificando el tiempo de muestreo, de tal manera que el nivel de referencia y el nivel de la señal sean muestreados secuencialmente después de que el transistor de reestablecimiento se pone en el estado de alta impedancia y no hay una diferencia esencial entre el nivel de referencia muestreado y la señal muestreada, a excepción de la introducida por la señal misma. Esta técnica se conoce con el nombre de "Doble Muestreo Correlacionado" (DMC). Para aplicarla se requiere que la frecuencia del pulso de reestablecimiento  $\phi_R$  sea mucho menor que en el caso de la televisión comercial.

## **Características Generales:**

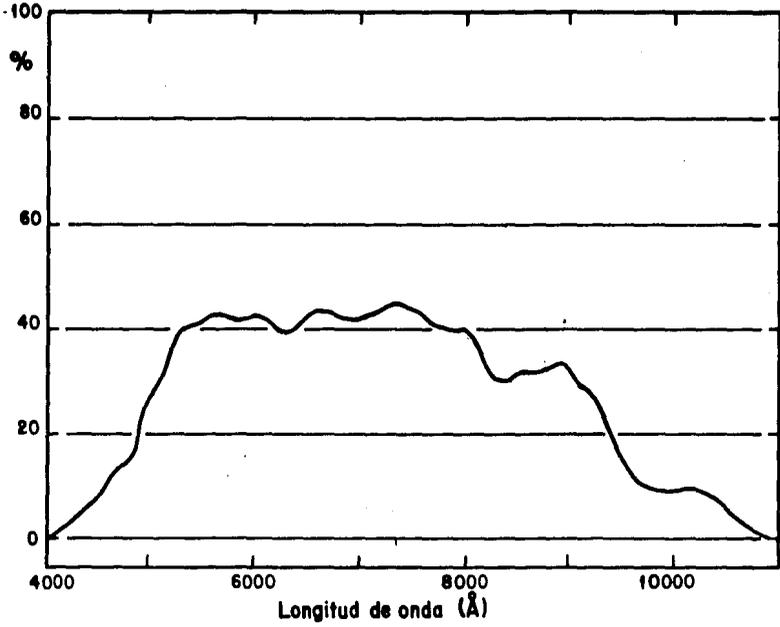
El intervalo de niveles de luz en los cuales el CCD da una respuesta útil depende de su eficiencia cuántica y respuesta espectral, las cuales son medidas del proceso de conversión de luz a carga y una vez que esta carga ha sido generada, depende también de la capacidad para manejar la señal y del ruido del dispositivo.

### **Eficiencia Cuántica**

El parámetro que cuantifica el proceso de conversión de luz a carga es la eficiencia cuántica (EC). Una eficiencia cuántica del 100% implica que cada fotón incidente genera un par electrón-hoyo. En el caso del CCD solo aquellos fotones que penetran la capa de electrodos y generan un electrón (mas hoyo) que es capturado por el pozo de potencial contribuyen a la señal, (figura 2.13).

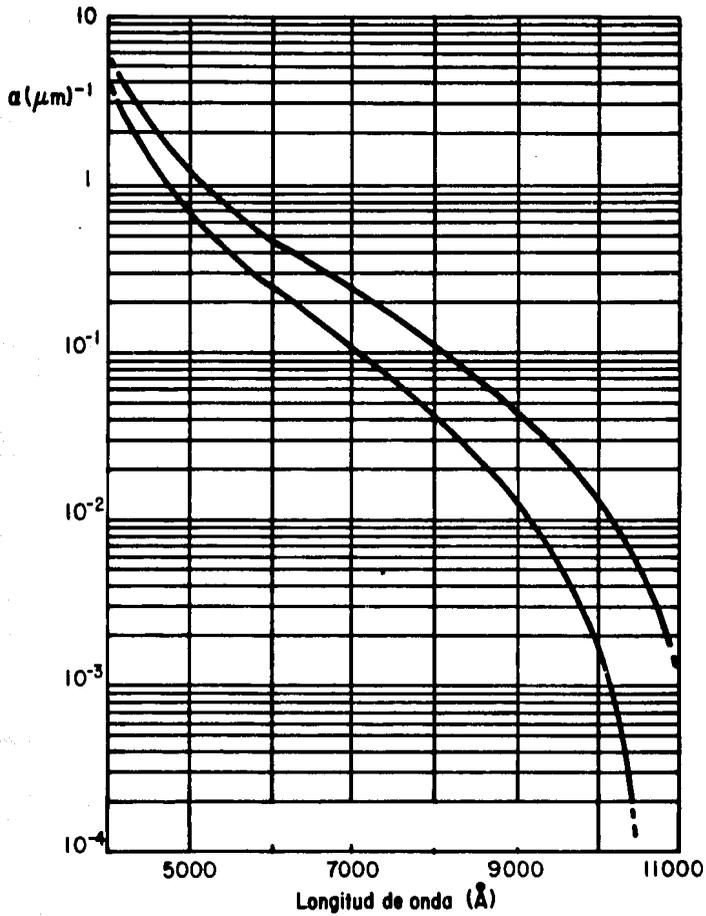
Sólo una fracción de la luz que incide en el CCD penetra el sustrato, debido a que en la capa de electrodos se produce interferencia óptica, reflexión y absorción. Esto se debe a la variación del coeficiente de absorción del silicio con la longitud de onda, (figura 2.14).

Las pérdidas de respuesta se presentan en los dos extremos del espectro: a longitudes de onda cortas se deben a la



### EFICIENCIA CUANTICA DEL CCD

*Figura 2.13*



### COEFICIENTE DE ABSORCION DEL SILICIO

Figura 2.14

absorción en los electrodos y a longitudes de onda largas porque los electrones son generados muy profundamente en el silicio como para ser colectados.

### Respuesta Espectral

La respuesta espectral (R) o sensibilidad se define como el cociente entre la potencia de luz incidente (energía/tiempo) y la corriente eléctrica de salida del CCD, (figura 2.15). Si la energía del fotón es  $hc/\lambda$  joules y la carga de electrón es  $q$  coulombs, R se expresa como:

$$R = (q\lambda/hc) n \quad \text{amps/watt.} \quad 2.15$$

donde:

joule/seg = watts.

coulomb/seg = amps.

n: eficiencia cuántica.

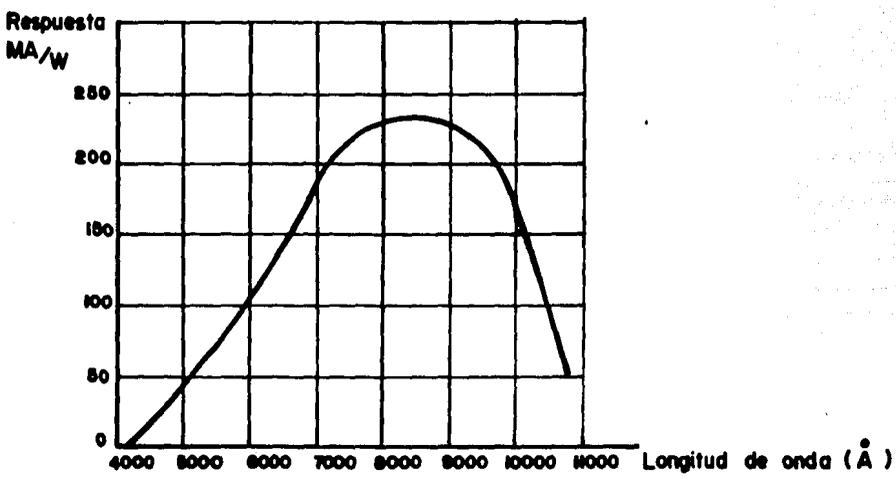
q: carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  C).

h: constante de Planck ( $6.63 \times 10^{-34}$  J seg).

c: velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/seg).

Se debe hacer notar que al definir este parámetro el área de iluminación es completamente arbitraria ya que la corriente fotogenerada será la suma promedio de todos los elementos individuales, por lo tanto en esta medida no hay información de imagen. Se trata de tener un valor para el proceso de conversión de luz a carga.

Si se iluminan N elementos y se leen con una frecuencia



**RESPUESTA ESPECTRAL DEL CCD.**

*Figura 2.15*

Fr (de campo), la relación entre la corriente de salida y la carga promedio por elemento Q será:

$$I_o = NQFr \quad \text{amps.}$$

$$I_o = R_\lambda P_\lambda \quad \text{amps.} \quad 2.16$$

donde:

P: potencia total en la iluminación (watts).

La corriente  $I_o$  tendrá un valor máximo que corresponderá a la saturación, ya que existe una cantidad máxima de carga que se puede almacenar en cualquier elemento del CCD. El valor pico  $I_p$  se obtiene cuando el nivel de iluminación es tal que se saturan todos los elementos del CCD.

La carga generada por elemento estaría dada por:

$$Q = R_\lambda W a / Fr \quad \text{coulombs.} \quad 2.17$$

donde:

a: área del elemento.

W: potencia incidente en ese elemento (watts/m<sup>2</sup>).

Es importante hacer notar que existirá una variación en la respuesta pixel a pixel debido a inhomogeneidades en el material y a pequeñas variaciones en el tamaño de cada elemento sensor.

### Intervalo Dinámico

Se define como el cociente entre la señal máxima y

mínima que puede recibir el detector. En el caso del CCD el intervalo dinámico está determinado en el límite inferior por el patrón de ruido debido a la no uniformidad de la corriente oscura, mas que por las fuentes de ruido en el proceso de transferencia y del amplificador de salida. En el límite superior, por la capacidad para manejar la carga máxima.

El nivel mínimo de luz al cual el detector da una señal de salida útil depende de la respuesta espectral, del período de colección de carga y de las fuentes dominantes de ruido. Está relacionado con el valor pico (o saturado)  $L_{sat}$  de la siguiente manera:

$$D = L_{sat}/L_{min}. \quad 2.18$$

donde:

D: intervalo dinámico.

A  $L_{min}$  también se le llama la iluminación equivalente de ruido. En términos de la corriente pico, el nivel de iluminación para la saturación está dado por:

$$L_{sat} = I_p/(R_\lambda A) \quad \text{watts/m}^2. \quad 2.19$$

A: área de la sección de imagen ( $m^2$ ).

### Corriente Oscura

La corriente oscura aparece debido a la generación térmica de electrones que se acumulan en elementos del CCD y que se añaden directamente a la señal fotogenerada. Un valor típico

es el 1% del nivel de señal pico ( $I_p$ ) a 25 °C cuando el dispositivo se opera a 60 Hz.

Si la corriente oscura fuera uniforme no representaría una limitación, ya que se añadiría en la misma cantidad en todos los pixeles y se podría sustraer fácilmente. En la práctica existen variaciones espaciales de la corriente oscura en toda el área del sensor debido a inhomogeneidades en la fabricación. Esta variación es equivalente a un patrón de carga fotogenerada, conocido como "el patrón fijo de ruido". En general, el patrón fijo de ruido tiende a ser mayor que el ruido térmico y entonces impone el límite inferior del intervalo dinámico del sensor.

La corriente oscura así como su no-uniformidad dependen fuertemente de la temperatura. A partir de la ley del diodo se pueden obtener valores prácticos, (figura 2.16):

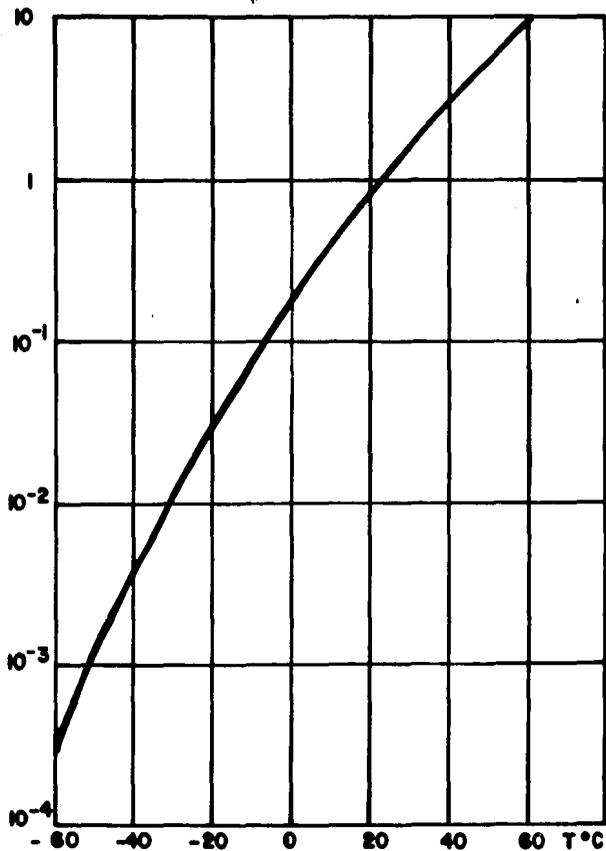
$$I_{osc} = A \exp(-V_{SG}/(2KT/q)). \quad 2.20$$

aplicable entre 75 °C y -60 °C.

A: constante.

$V_{SG}$ : bandgap del silicio (1.1 volts).

La temperatura máxima de operación la determinará el nivel de corriente oscura al que se quiera trabajar. Naturalmente, esto es función de la aplicación particular, enfriando el dispositivo se reduce considerablemente la corriente oscura y el patrón fijo de ruido asociado a ella, hasta el punto que el ruido térmico domina, y se aumenta así la sensibilidad del dispositivo.



GRAFICA DE LA CORRIENTE OSCURA  
EN FUNCION DE LA TEMPERATURA.

*Figura 2.16*

La corriente oscura se genera a una tasa constante, si se disminuye la frecuencia de lectura la carga oscura que se acumula varía en proporción inversa. Entonces no es posible aumentar los períodos de colección de carga sin enfriar el dispositivo, ya que de otra manera la corriente oscura saturaría el dispositivo.

Trabajando a los estandares televisivos (condiciones de operación a 625 líneas de T.V.), se obtienen las siguientes características:

Tabla 2.1

Parámetro	Min	Típico	Max	Unidades.
$I_{osc}$ total x 25°C		3	10	namps.
$I_p$ x, xx	100	300		namps.
V de salida max (en OS)		50		mvolts.
Ruido del amp de sal		0.1		mvolts rms.

X: Medidas usando un microamperímetro en la fuente de  $V_{RD}$ .

XX: Bajo iluminación uniforme.

Una corriente pico de 300 namps corresponde aproximadamente a  $3 \times 10^5$  electrones/pixel.

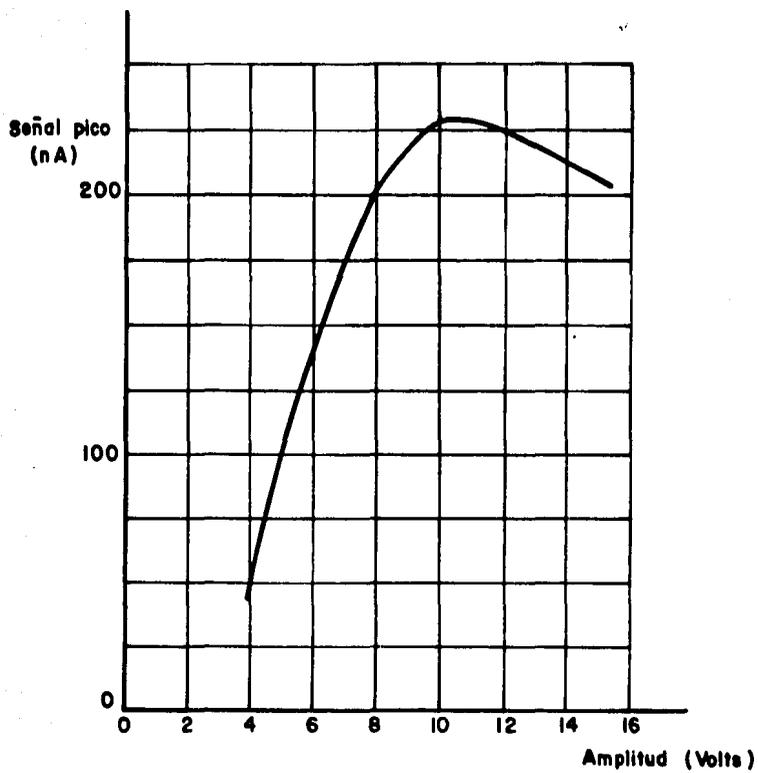
## Eficiencia en la Colección de Carga

La eficiencia en la colección de carga (ECC) es una medida de la habilidad del dispositivo para registrar de manera precisa la información espacial en una imagen y depende, entre otros factores, de la capacidad de almacenamiento de carga del CCD. Como el dispositivo opera en el modo de canal profundo la colección y transferencia de carga tienen lugar dentro de una capa de material tipo n, de aproximadamente  $1 \mu\text{m}$ , que se forma en la superficie del sustrato de silicio tipo p.

La capacidad de almacenamiento de carga depende del voltaje aplicado a los electrodos. Para encontrar la variación de la señal pico como función del voltaje se usa una tarjeta convencional de televisión y se mide la señal de salida justo en el punto de saturación de la imagen, (figura 2.17). Se pueden obtener resultados similares variando la amplitud de  $S\phi$ , manteniendo la amplitud de  $I\phi$  con la máxima capacidad de carga.

En la gráfica se ve que la amplitud de la señal  $I\phi$  con la que se obtiene una mayor capacidad de carga varía entre  $10+2$  volts, por lo tanto un valor típico será de 10 volts.

Una alta ECC significa que toda la carga generada por los fotones incidentes en un pixel dado, debe ser colectada dentro de ese pixel.



VARIACION DE LA SEÑAL PICO CON LA AMPLITUD DE  $I_0$

Figura 2.17

## Eficiencia en la Transferencia de Carga

Una vez que la señal de carga ha sido colectada dentro de un pixel, la siguiente tarea del CCD es transferir este paquete al amplificador de salida. La eficiencia en la transferencia de carga (ETC) es una medida de la habilidad del dispositivo para transferir la carga de un pozo de potencial al siguiente.

No toda la carga generada en un sitio dado es detectada en el amplificador de salida cuando se lee ese pixel, debido a que aunque la carga no se pierde, una pequeña fracción se queda diferida en cada transferencia. Sin embargo, como se trata de un dispositivo de canal profundo, se tiene una  $ETC > 99.995\%$ , siempre que los pulsos  $I\phi$ ,  $S\phi$  y  $R\phi$  cumplan las especificaciones previas y se den en la secuencia correcta.

## Resolución Espacial

La resolución espacial se puede expresar en términos de la función de transferencia de modulación (FTM) que describe la habilidad del dispositivo para responder a modulaciones espaciales senusoidales de la intensidad de la señal como una función de la frecuencia espacial.

Se proyecta un patrón de barras blancas y negras en el dispositivo, supongamos que la imagen de entrada es de la forma  $E(x) = a + b \sin(2\pi w)$ , (figura 2.18a). La modulación de esta imagen se define como:

$$M = (E_{\max} - E_{\min}) / (E_{\max} + E_{\min}). \quad 2.21$$

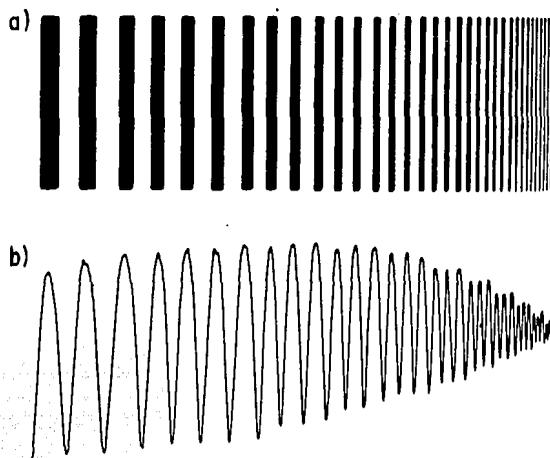
que en este caso es  $M = b/a$ . La imagen de salida tendrá una forma similar pero será degradada por el detector a una modulación menor. La función de transferencia de modulación se define como  $M_{sal}/M_{ent}$ , donde  $M_{sal}$  se evalúa en unidades de señal de entrada. Esta será una función de la frecuencia espacial  $w$ , que alcanza el 100% a bajas frecuencia y llega a cero a altas frecuencias, (figura 2.18b).

Como el CCD es un dispositivo de muestreo discreto la mejor FTM obtenible está dada por la función  $\text{senc}(\pi f/2f_n)$ , donde  $f$  es la frecuencia espacial de la escena en unidades de ciclos/mm y  $f_n$  es la frecuencia de Nyquist del CCD dada por la expresión  $f_n = 1/2d$ , donde  $d$  es el espaciamiento entre pixeles en mm. Si los pixeles miden  $22 \mu\text{m}$ , la frecuencia de Nyquist es 22.7 ciclos/mm.

En el caso ideal la máxima FTM que se puede obtener es cuando  $f = f_n$ , entonces:

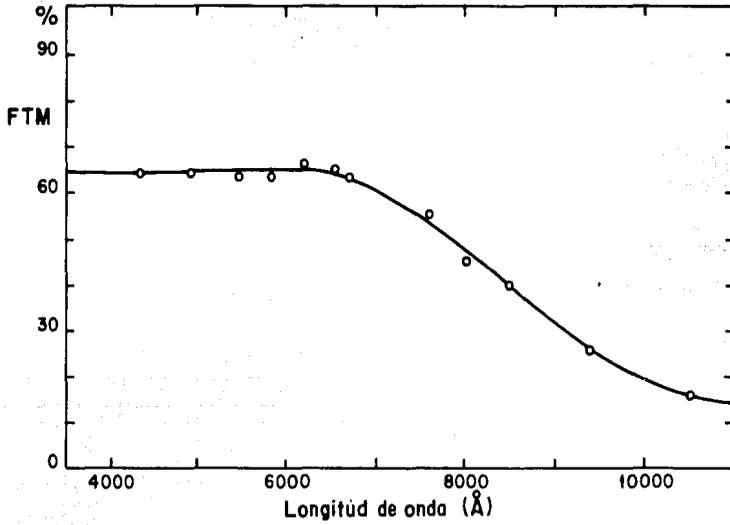
$$FTM = \text{senc}(\pi/2) = 0.63. \quad 2.22$$

La contribución mas seria a la degradación de la resolución espacial es la difusión de carga. Si la carga se genera dentro de la zona libre de cargas asociada a un potencial dado, existe una probabilidad alta de que la señal de carga sea colectada en ese pixel. Si por otra parte la carga se genera dentro del sustrato neutro hay una alta probabilidad de que la carga se difunda a los pixeles de los alrededores.



### ILUSTRACION DE LA TRANSFERENCIA DE MODULACION

*Figura 2.18*



### FUNCION DE TRANSFERENCIA DE MODULACION

*Figura 2.19*

La resolución que se obtiene es cercana a los valores teóricos para luz de longitud de onda visible, 6500 Å, (figura 2.19). A longitudes de onda mayores los fotones penetran más profundamente en el silicio y se pierden. La resolución también se degrada por la ineficiencia en la transferencia de carga.

### **III. ELECTRONICA ASOCIADA AL CCD**

La electrónica asociada al detector puede dividirse en dos etapas: una digital y una analógica, (figura 3.1). La primera comprende la lógica de generación de fases para hacer todos los movimientos de carga en el CCD e incluye todas las señales de sincronía. La segunda comprende una cadena de procesamiento de la señal de video, necesaria para disminuir el ruido, amplificar y convertir la señal de carga del CCD en un número digital. Este número y la señal de reloj del convertidor, se transmitirán a distancia a una interfaz a una microcomputadora. A partir de estas dos señales es posible reproducir todas las señales de sincronía generadas en la etapa digital.

#### **Lógica de Generación de Fases**

La electrónica de generación de fases debe garantizar que haya un transporte eficiente de carga, para esto es necesario

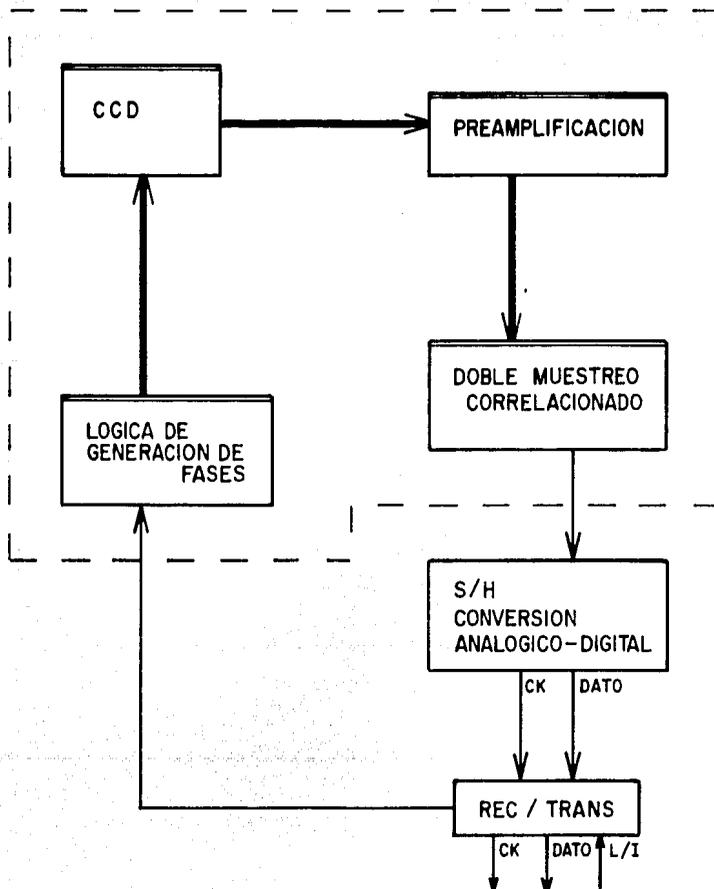
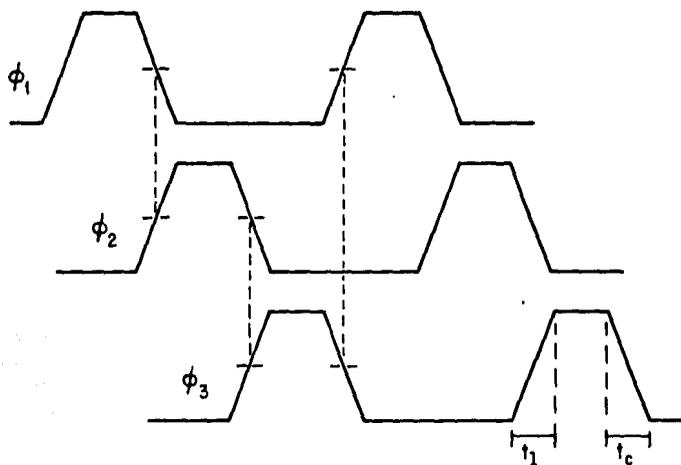


DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ELECTRONICA ASOCIADA AL DETECTOR

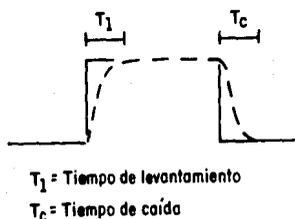
Figura 3.1



La forma de las fases debe ser simétricas *i.e.*  $t_1 \approx t_c$  y deben sobreponer al menos durante la mitad de su tiempo de transición

Figura 3.2

que los pulsos se superpongan al menos durante la mitad de su tiempo de transición, (figura 3.2). Para lograrlo debe tomarse en cuenta que el CCD es un dispositivo capacitivo, es decir a una señal de entrada cuadrada el CCD le añade una constante de tiempo RC que la hace más lenta, (figura 3.3).



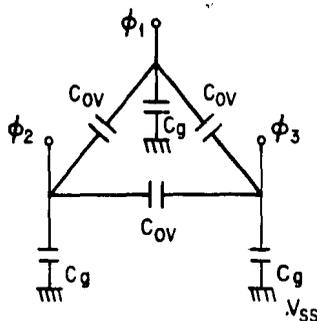
### RETRASO EN LA SEÑAL DEBIDO A LA CAPACITANCIA DEL CCD

*Figura 3.3*

La capacitancia asociada al CCD se debe a la capacitancia interelectrodos del arreglo, a la capacitancia en los mismos electrodos que aparece debido al uso de tecnología multicapa y a la capacitancia entre los electrodos y el sustrato, (figura 3.4).

Para medir experimentalmente el retraso en la señal que introduce el CCD se simuló su capacitancia mediante el puente mostrado en la figura 3.5 y con los amplificadores de ganancia unitaria 4050 se midió como se deformaba la señal de entrada. El criterio que determina, en este contexto, la frecuencia de los pulsos de las secciones de imagen y almacenamiento es que tanto el tiempo de levantamiento ( $t_1$ ) como el tiempo de caída ( $t_c$ ) sean, máximo, el 15% del ancho del pulso. De los resultados se

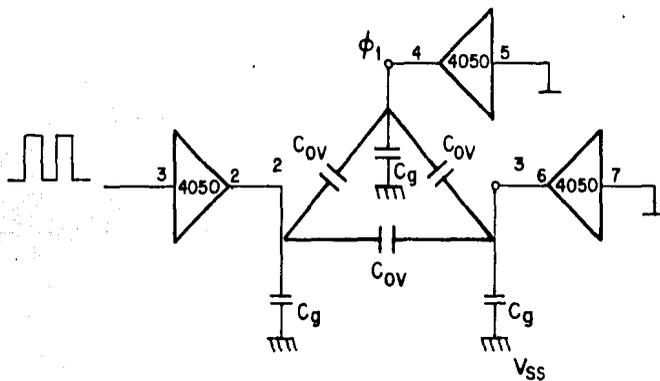
$C_g$  = Capacitancia de los electrodos  
 $C_{ov}$  = Capacitancia interelectros



	$C_g$	$C_{ov}$
Sección de imagen	3500 pf	2500 pf
Sección de almacenamiento	3500 pf	2500 pf
Sección de lectura	80 pf	60 pf

CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA CAPACITANCIA DEL CCD

Figura 3.4



CIRCUITO DE PRUEBA

Figura 3.5

determinó que la frecuencia máxima recomendable es de 60 KHz para las secciones de imagen y almacenamiento y de 300 KHz para la sección de lectura. De estos resultados se desprende que el tiempo de lectura mínimo es 3.3  $\mu$ seg/píxel y el de transferencia mínimo de 16  $\mu$ seg/píxel.

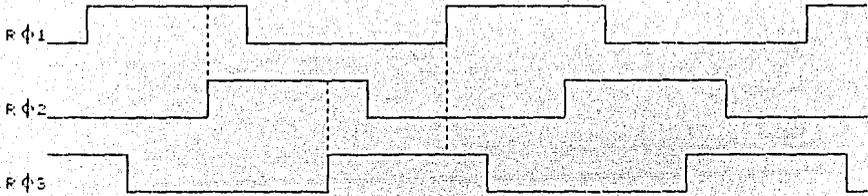
La sección de Imagen tiene 385 x 288 píxeles, la de Almacenamiento tiene dos líneas más i.e. 385 x 290 píxeles. El registro de Lectura consiste de 15 elementos más que el número de columnas de las otras dos secciones, i.e. tiene 400 píxeles, once de ellos están al principio y cuatro al final (figura 2.6). Estos elementos no están conectados al área de imagen y usados de manera adecuada pueden servir como un nivel de referencia a la corriente oscura. Por otro lado si se sobremuestran las secciones de Imagen y Almacenamiento los píxeles adicionales serán indicadores del nivel de la corriente oscura. Es por esta razón que la lógica de generación de fases está diseñada considerando que las secciones de Imagen y Almacenamiento tienen 300 x 400 píxeles y el registro de Lectura 400 píxeles.

Como se explicó anteriormente, el CCD requiere que la amplitud de las fases sea de  $\approx 10$  Volts. Para generarlas se eligió usar la familia lógica CMOS (+10 volts), en vista de que no se tienen requerimientos de alta velocidad, además de que son dispositivos poco sensibles al ruido en potencia y a las líneas de tierra permitiendo que los circuitos puedan ir dentro de la botella. Por otra parte los voltajes de operación no son tan críticos como en el caso de la familia TTL, de tal manera que las fuentes de alimentación pueden ir fuera del cabezal detector.

Por tratarse de un CCD trifásico se requieren tres fases consecutivas ( $\psi_1$ ,  $\psi_2$ , y  $\psi_3$ ) para realizar cualquier movimiento de carga. Las fases están diseñadas para que los pulsos se superpongan durante una cuarta parte de su período activo (figura 3.6). De esta manera se busca aumentar la eficiencia en el transporte de carga.

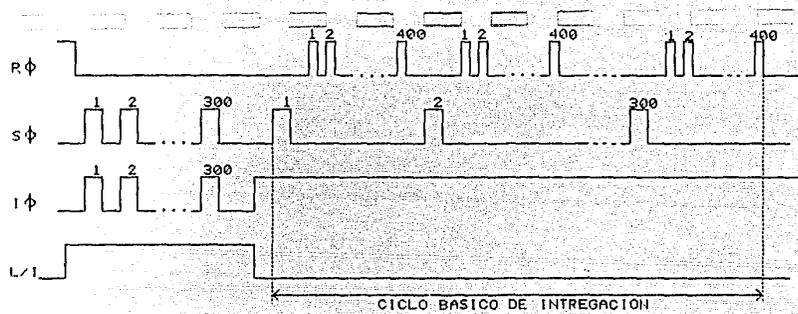
Para analizar el modo de operación supongamos que después de un cierto tiempo  $T_I$  (tiempo de integración) se ha almacenado información en la sección de Imagen y se desea pasar a la adquisición de la siguiente imagen. En ese momento se tiene que realizar una transferencia rápida de la sección de Imagen a la de Almacenamiento, para ello los pulsos  $I\psi$  y  $S\psi$  deben estar perfectamente sincronizados y en fase. Una vez concluida la transferencia, la sección de Imagen está en condiciones de recibir la nueva información. Mientras tanto, se tiene que hacer la transferencia de la sección de Almacenamiento a la de Lectura, de la siguiente forma: primero se transfiere una línea, con un pulso  $S\psi$ , y por cada línea transferida se tienen que dar 400 pulsos  $R\psi$ , es decir, se tienen que leer los 400 pixeles de esa línea. Así, después de que se han dado los 300 pulsos  $S\psi$ , cada uno con sus correspondientes 400 pulsos  $R\psi$ , se ha leído un cuadro completo. El tiempo requerido para leer un cuadro determina el tiempo mínimo de integración, denominado ciclo básico de integración, (figura 3.7).

El tiempo de integración consistirá por lo general en  $N$  ciclos básicos. Durante ese lapso las fases  $R\psi$ , y  $S\psi$ , se seguirán generando aún sin transferir información fotométrica, (figura 3.8) si bien no se almacenarán en memoria como



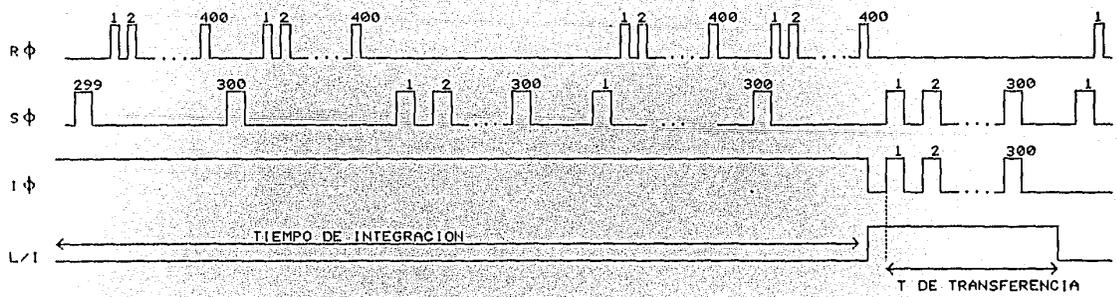
LAS FASES  $R\phi$  SE SOEREPONEN DURANTE UNA CUARTA  
PARTE DE SU PERIODO ACTIVO

Figura 3.6



PULSOS Iφ Y Sφ DURANTE LA TRANSFERENCIA DE LA SECCION DE IMAGEN A LA DE ALMACENAMIENTO Y PULSOS Sφ Y Rφ DURANTE LA LECTURA

Figura 3.7



DURANTE EL TIEMPO DE INTEGRACION LOS PULSOS Rφ Y Sφ SE DAN CONTINUAMENTE

Figura 3.8

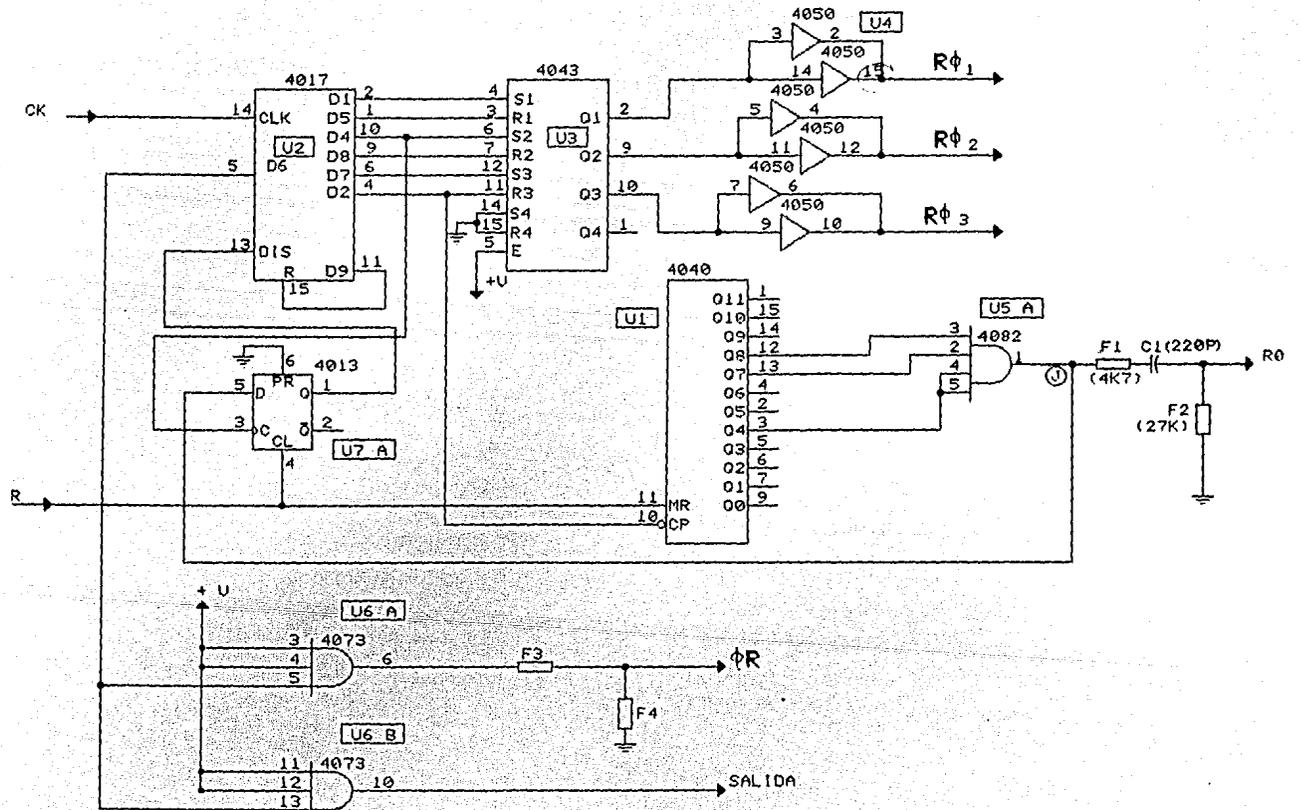
información útil.

La electrónica generadora de las fases que controlan el CCD se divide en tres secciones: de Lectura, de Almacenamiento y de Imagen, (figuras 3.9, 3.10 y 3.11).

Consideremos el diagrama de la sección de Lectura. La etapa inicial consiste en la generación de las fases  $R\phi_1$ ,  $R\phi_2$  y  $R\phi_3$ : El contador de décadas U2 genera un pulso de salida con las transiciones positivas de la señal CK, (figura 3.12). Si cualquier par de pulsos, por ejemplo D1 y D5, funcionan como entradas a un F/F set/reset, la salida del último será un pulso cuyo ancho corresponde al tiempo comprendido entre las transiciones positivas de D1 y D5, ya que con la primera se habilita y con la segunda se deshabilita, (figura 3.13). Una combinación adecuada de U2 y U3 permite obtener los pulsos  $R\phi$  de la forma deseada; el pulso de reestablecimiento  $\phi_R$  se genera a partir de la señal D6, del contador U2, (figura 3.14). Los amplificadores de ganancia unitaria U4 garantizan el nivel adecuado de las fases  $R\phi$ , generadas en la etapa anterior. La forma de los pulsos obtenida se muestra en la fotografía 1.

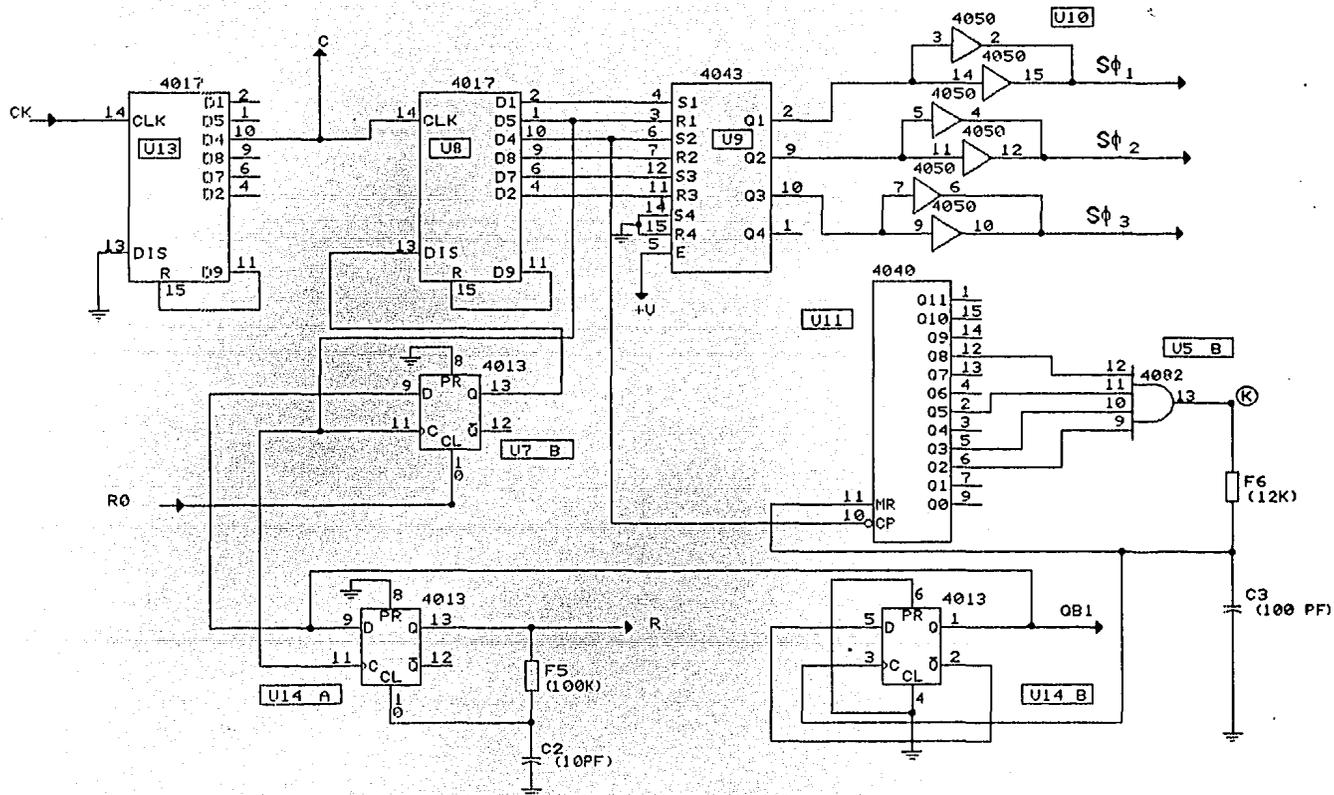
Es importante hacer notar que por ser U2 un contador de décadas y por estar usando D9 para rehabilitarlo, el período de los pulsos  $R\phi$  será 9 veces el período de la señal CK, el cual determinará el tiempo de lectura por pixel y en consecuencia el reloj de todo el sistema.

Si se compara ahora esta etapa con las correspondientes de las figuras 3.10 y 3.11, se observa que la lógica de



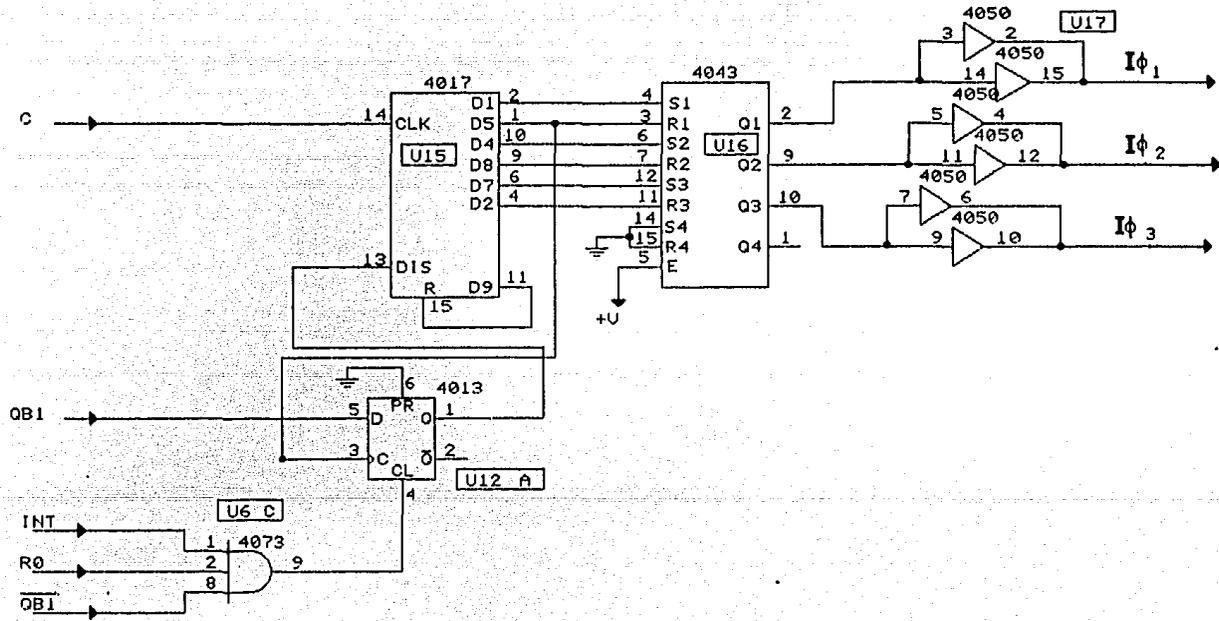
SECCION DE LECTURA

Figura 3.9



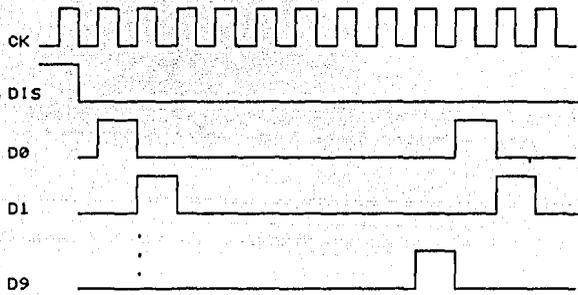
SECCION DE ALMACENAMIENTO

Figura 3.10



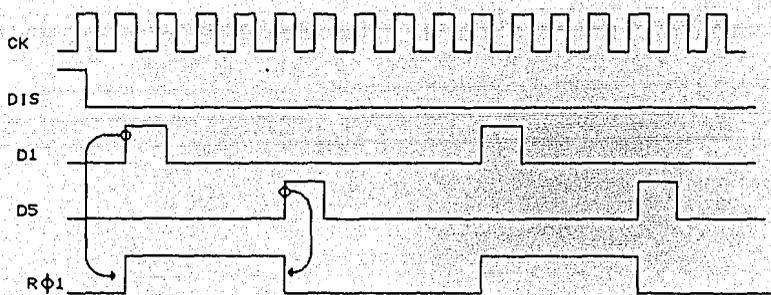
SECCION DE IMAGEN

Figura 3.11



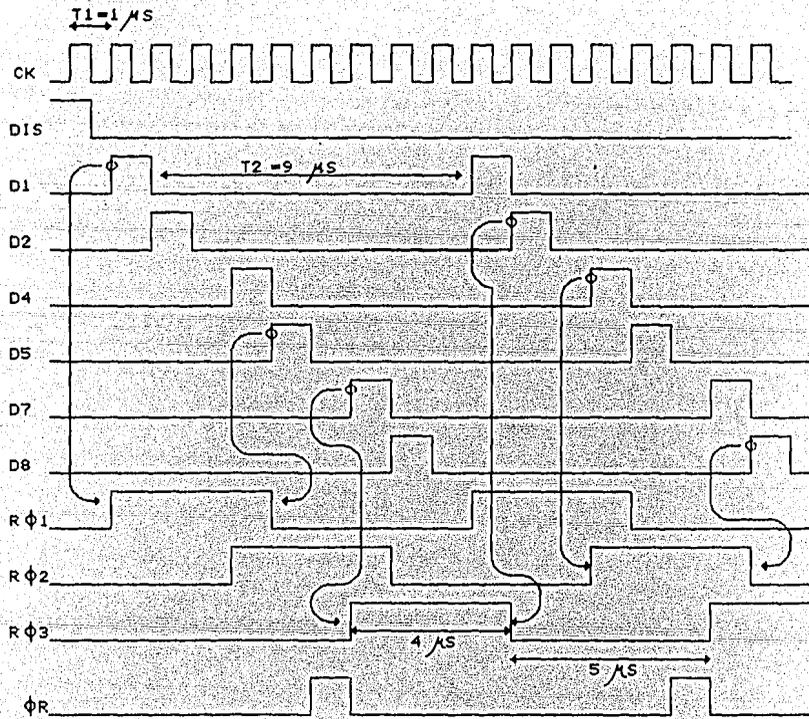
PULSOS DE SALIDA DEL CONTADOR 4017

Figura 3.12



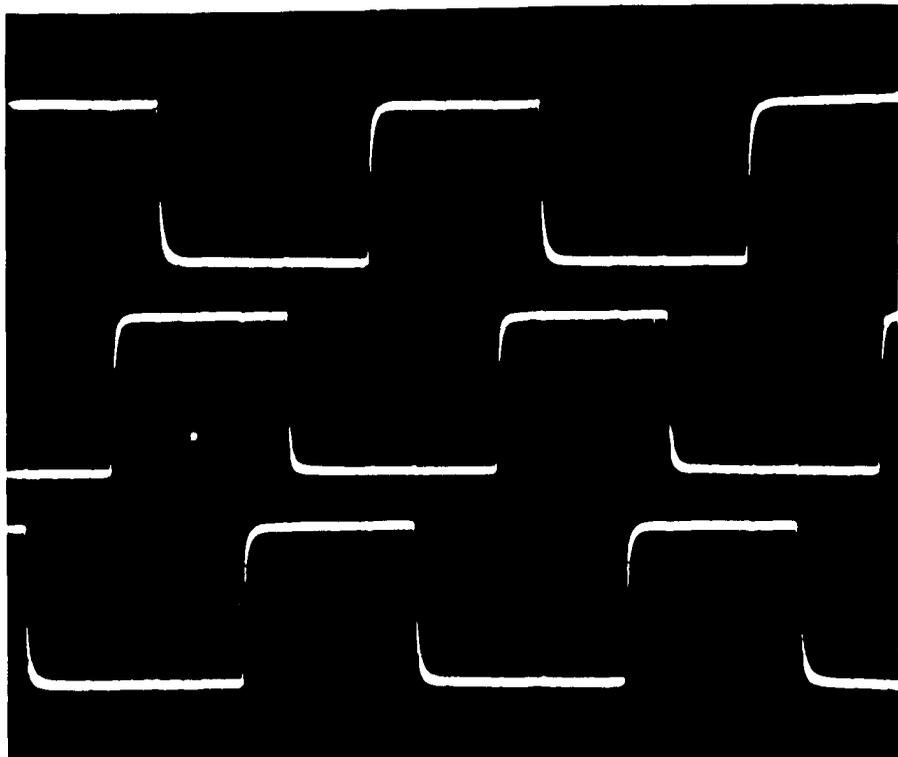
GENERACION DE UNA DE LAS FASIS A PARTIR  
DEL CONTADOR 4017 Y DEL F/F 4043

Figura 3.13



## GENERACION DE FASES

Figura 3.14



generación de fases es exactamente la misma en las tres secciones. Sin embargo, el período de la señal CK en las secciones de Almacenamiento e Imagen es 9 veces mayor que el de la señal CK correspondiente a la sección de Lectura.

Por otro lado, U1 y U11 cuentan el número de pulsos  $R\phi$  y  $S\phi$  respectivamente. La lógica restante (U6, U7, U12 y U14) es para sincronizar las tres secciones.

El diagrama de tiempos (figura 3.15), ilustra como se lleva a cabo la sincronización de las fases. Consideremos que la señal de reloj CK del contador U2 tiene una frecuencia igual a 1 Mhz y supongamos que se ha leído una línea completa, entonces U5 deshabilita a U2 y genera la señal  $R_0$  (CKLIN) indicando que ha concluido un ciclo de lectura.  $R_0$  a su vez habilita a U8 para que se de un pulso  $S\phi$  y se genere la señal R. Esta nuevamente habilita a U2 iniciando el siguiente ciclo de lectura y así sucesivamente. Una vez transferido un cuadro completo de la sección de Almacenamiento a la de Lectura, U11 genera las señales K y QB1 indicando que es posible hacer una transferencia de la sección de Imagen a la de Almacenamiento. La señal L/I, generada externamente, determinará si se realiza la transferencia o si continua el período de integración.

En el primer caso,  $R_0$  habilita simultáneamente U8 y U15 para que los pulsos  $S\phi$  e  $I\phi$  se den en fase; la siguiente transición de QB1 indica que ha concluido la transferencia, deshabilita U15 y habilita U2. El primer ciclo de lectura no contiene información porque aún no se da ningún pulso  $S\phi$ , pero al concluir genera nuevamente la señal  $R_0$  que reinicia el proceso de

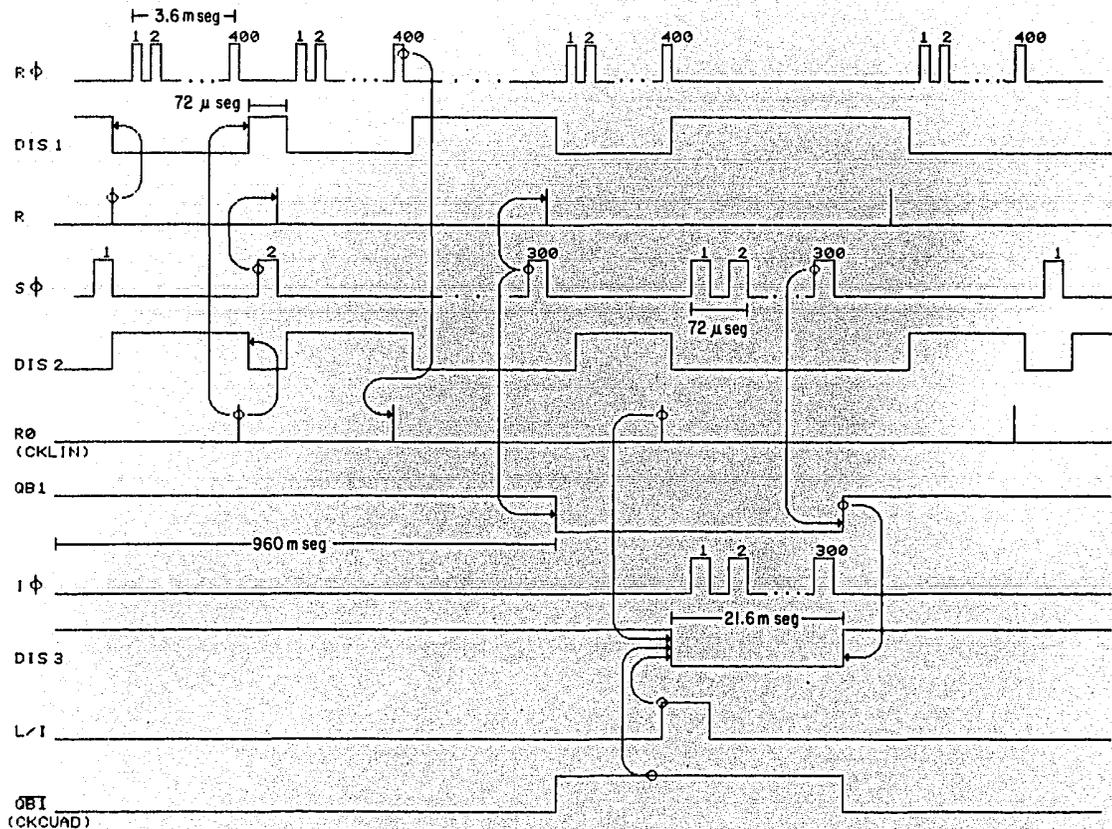


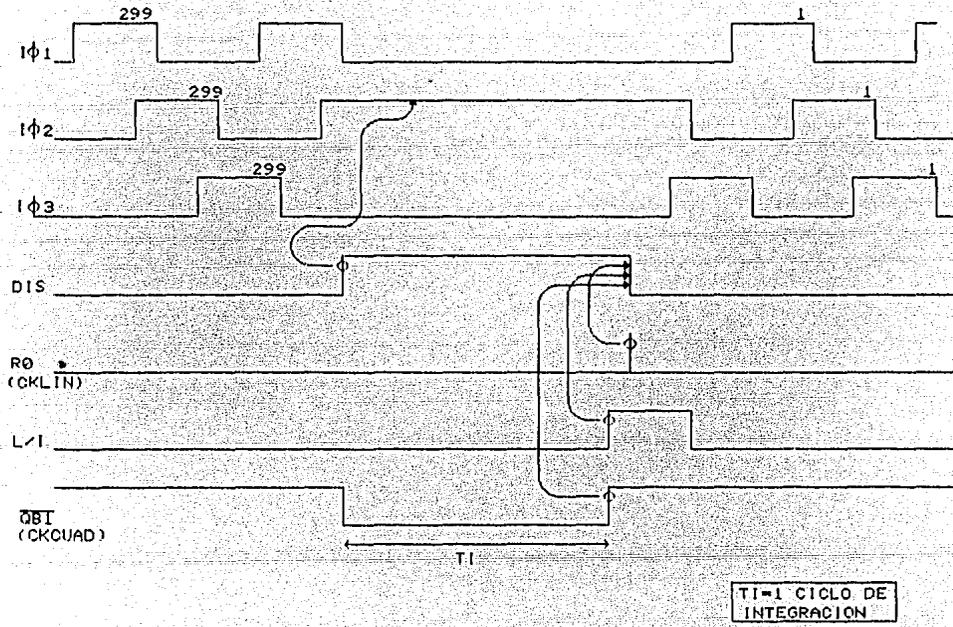
Diagrama de tiempos de las señales de sincronía

Figura 3.15

lectura.

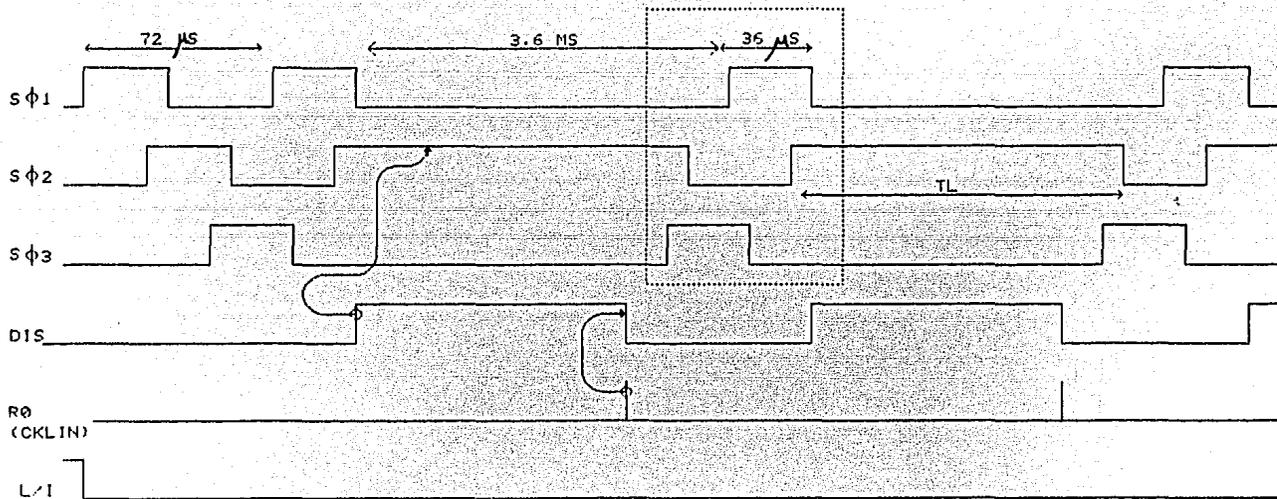
En el otro caso, cuando continua el período de integración,  $R_0$  habilita únicamente  $U_8$  y se dan los pulsos  $S_\phi$  a la velocidad de transferencia. Nuevamente la siguiente transición de  $QB_1$  indicará que ha concluido la transferencia y se reinicia el proceso de lectura, de la misma manera que en el caso anterior, si bien ahora no hay información fotométrica. De esta forma tanto la sección de almacenamiento como de lectura se están limpiando de cargas espurias constatemente.

Durante el tiempo de integración las fases  $I_\phi$  permanecen estáticas, (figura 3.16). La figura 3.17 presenta la configuración de las fases  $S_\phi$  una vez que ha concluido la transferencia de la sección de Imagen a la de Almacenamiento y principia el ciclo de lectura de una línea. En la figura 3.18 se muestra el detalle de la transferencia vertical. La figura 3.19 muestra las fases  $R_\phi$  cuando se lleva a cabo la transferencia de una línea de la sección de Almacenamiento a la de Lectura.



FASES DE LA SECCION DE IMAGEN  
DURANTE EL TIEMPO DE INTEGRACION

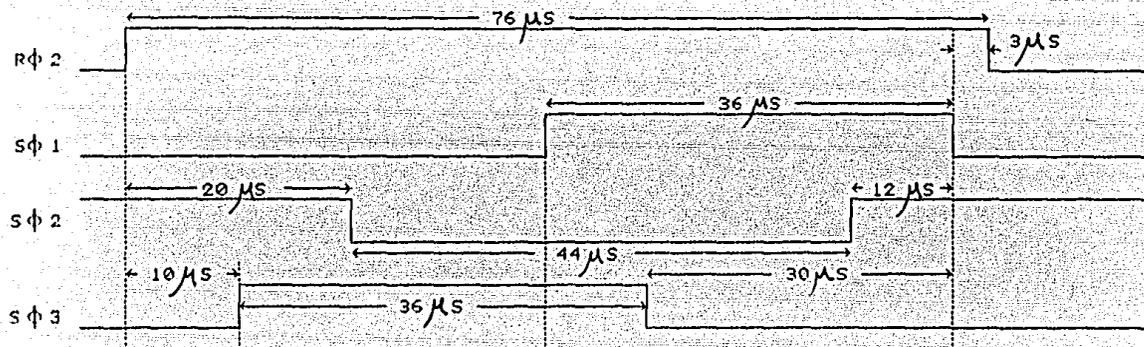
Figura 3.16



TL=TIEMPO DE LECTURA  
DE UNA LINEA

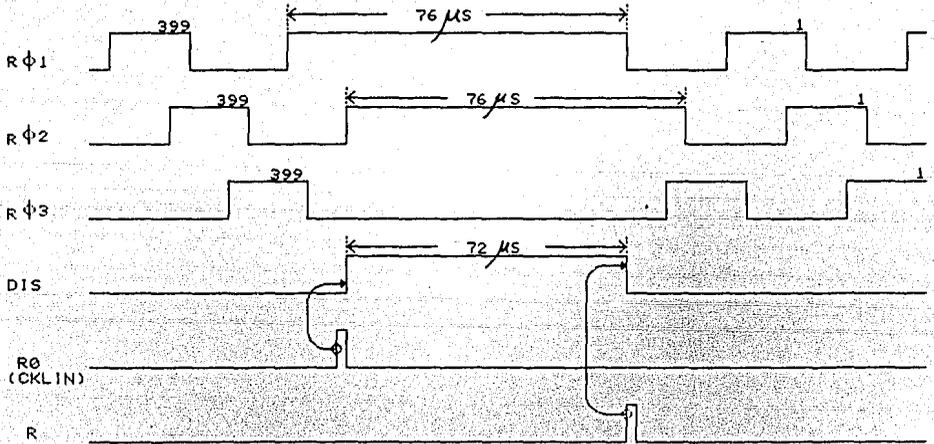
FASES DE LA SECCION DE ALMACENAMIENTO  
DURANTE EL TIEMPO DE LECTURA

Figura 3.17



FASES DE LA SECCION DE ALMACENAMIENTO  
 DURANTE LA TRANSFERENCIA DE UNA LINEA DE LA SECCION  
 DE ALMACENAMIENTO A LA DE LECTURA

Figura 3.18



FASES DE LA SECCION DE LECTURA DURANTE LA TRANSFERENCIA DE UNA LINEA DE LA SECCION DE ALMACENAMIENTO A LA DE LECTURA.

Figura 3.19

## Etapa analógica

La señal de salida del CCD requiere de una cadena de procesamiento que reduzca al mínimo el ruido (KTC)<sup>1/2</sup> y las contribuciones de ruido a bajas frecuencias. Con este propósito se desarrolló y construyó toda una cadena electrónica, a la que hemos llamado etapa analógica. Esta última se divide en tres subetapas: de preamplificación, de doble muestreo correlacionado y de conversión analógica a digital, (figura 3.1). Cada una de estas etapas se describe a continuación.

### Preamplificación

A los niveles de corriente de drenado del modo de operación estándar, el transistor de salida funciona en el modo de canal superficial y la conducción de corriente se realiza en la superficie del silicio. Para disminuir el ruido, el transistor puede trabajar en el modo de canal profundo, en este caso la conducción de corriente tiene lugar en la profundidad del silicio, lejos de las trampas que inducen ruido en la interfaz Si/SiO<sub>2</sub>.

La transición entre modos de operación ocurre para voltajes  $V_{G5} \approx -3$  volts. De las características de transferencia se desprende que para que el transistor opere en la región de saturación la corriente de drenado debe ser de  $I_D \approx 1$  mamp, (figura 2.10). Esto se puede lograr aumentando el valor de la resistencia de carga.

El transistor Q1 es de muy bajo ruido y en la configuración mostrada funciona de hecho como una fuente de corriente constante generando una alta impedancia dinámica para el transistor de salida, (figura 3.20). Esto se traduce en la obtención de una ganancia  $G \approx 1$  para el transistor de salida del CCD, que es prácticamente la máxima ganancia posible.

Considerando que el nodo de detección tiene una capacitancia  $C_0 = 0.1$  pF, un electrón, que llega al nodo corresponde a  $e_0 = 1.6$   $\mu$ volts, ya que:

$$e_0 = q/C_0 = (1.6 \times 10^{-19} \text{ C}) / (0.1 \text{ pF}).$$

$$e_0 = 1.6 \text{ } \mu\text{volts.} \quad 3.1$$

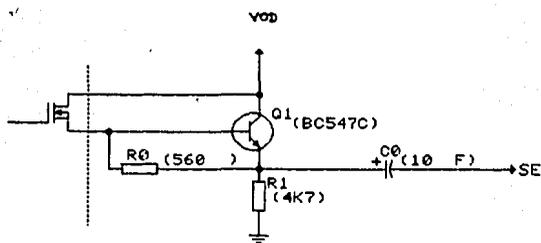
Trabajando a una ganancia  $G=1$ , se obtiene que la sensibilidad de salida, en el punto OS, es:

$$e_{os} = G e_0 = (1)(1.6 \mu\text{volts}).$$

$$e_{os} = 1.6 \text{ } \mu\text{volts/electrón.} \quad 3.2$$

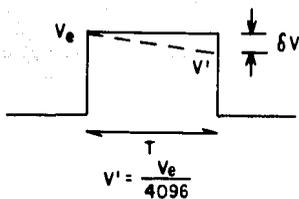
El preamplificador garantiza que la corriente de drenado  $I_D$ , del transistor de salida sea  $\approx 1$  mamp y de esta manera el transistor opera en el modo de canal profundo.

Por otro lado, para garantizar que la señal de entrada mantenga su nivel durante el tiempo de lectura de un pixel con una precisión de  $1/4096 = 1/2^{12}$ , se introduce el capacitor CQ. De esta manera se busca que la variación en el nivel de entrada  $\delta V \approx V_e/4096$ , (figura 3.21), ya que la resolución máxima del



PREAMPLIFICADOR

Figura 3.20



VARIACION DEL NIVEL DE VOLTAJE

Figura 3.21

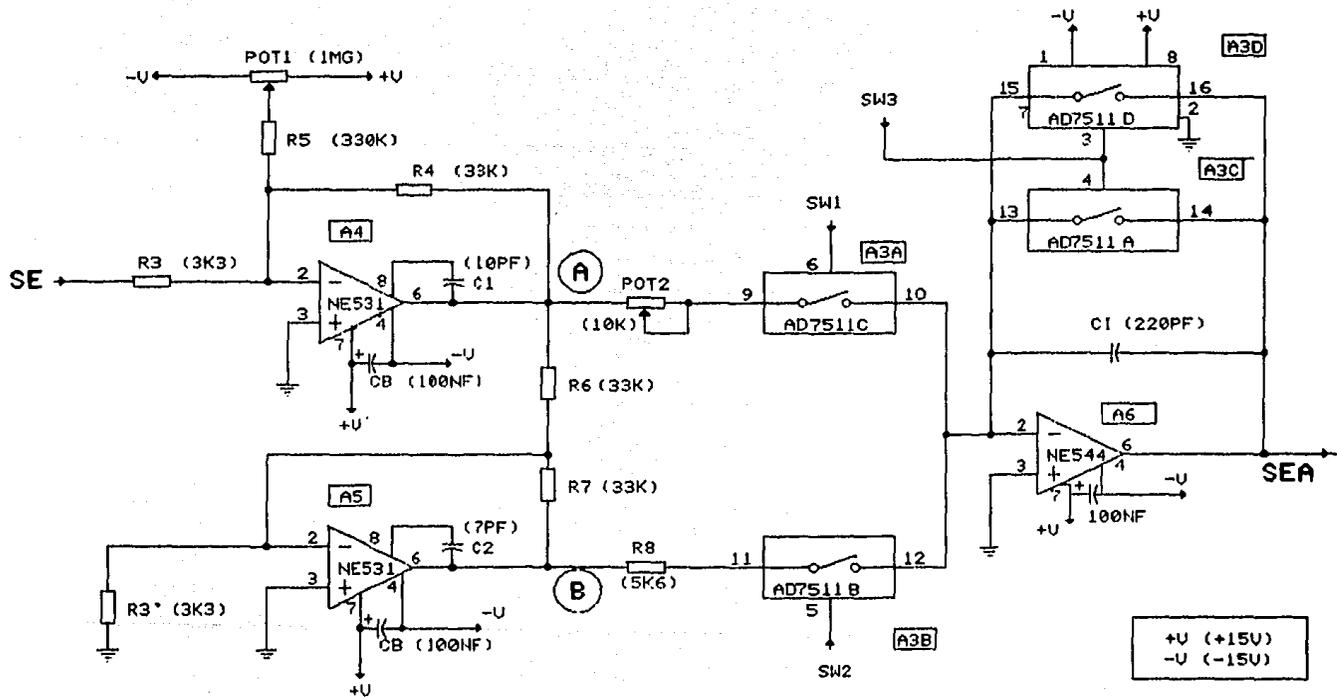
Convertidor Analógico a Digital (CAD) es precisamente  $2^{12}$ .

### Doble Muestreo Correlacionado

La función de esta etapa es aplicar la técnica de DMC para minimizar el ruido de reestablecimiento y las contribuciones de ruido de baja frecuencia. Esta técnica consiste en medir de manera precisa la diferencia en la señal presente en el nodo de salida inmediatamente antes e inmediatamente después de que la carga del pixel llega al nodo. La diferencia entre estas dos señales corresponde a la información real del CCD, es decir, es la señal del pixel sin el ruido de reestablecimiento.

Para llevar a la práctica esta técnica se diseñó un integrador de doble rampa. Consideremos el diagrama del circuito de amplificación e integración, (figura 3.22). La señal de salida del preamplificador SE, es amplificada por A4. El amplificador A6 funciona como un integrador y está conectado a A4 por un período de tiempo ( $t_1$ ), determinado con gran precisión, antes de que la carga se transfiera al nodo de salida. Entonces el integrador se conecta a A5 por un período de tiempo idéntico. Como A4 y A5 dan señales de salida idénticas pero con polaridad opuesta para tiempos iguales, el integrador mide de manera precisa la diferencia en la señal presente en el nodo de detección. La señal de salida del integrador SA, se conecta a un circuito muestreador para su posterior conversión a un número digital.

Los amplificadores A4 y A5 son amplificadores de bajo ruido, alta velocidad y ancho de banda. El primero está



ETAPA DE AMPLIFICACION E INTEGRACION.

Figura 3.22

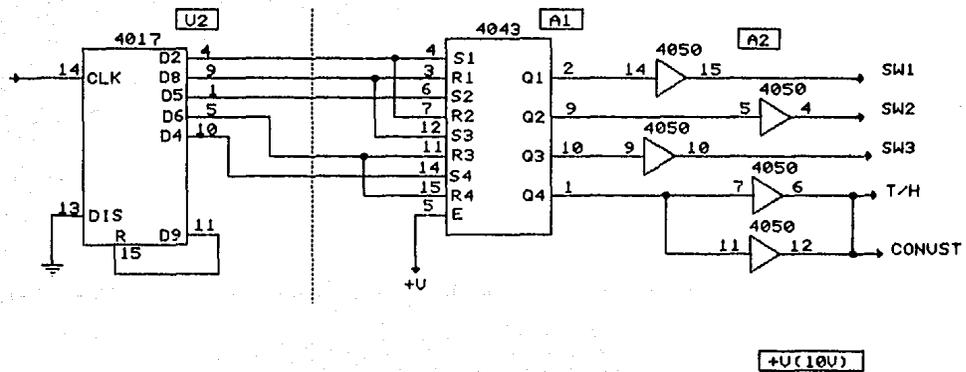
configurado con una ganancia  $G=-10$ . El segundo únicamente invierte la salida de A4 ya que su ganancia es  $G=-1$ , de tal manera que en términos de la señal de entrada SE, en el punto A se tiene una ganancia igual a 10 y en el punto B igual a -10.

Los interruptores A3 comparten un nodo que se encuentra a tierra virtual con el fin de reducir las capacitancias parásitas. Son relativamente rápidos, tienen un periodo de transición máximo de 300 nseg, su resistencia cuando conducen es  $R_{on}=75$  ohms y son TTL/CMOS compatibles.

La lógica que genera las señales de control de los interruptores, llamada Lógica de Control de Integración, (figura 3.23), está diseñada con la misma filosofía que las fases  $R\phi$ , de hecho es a partir del contador U2 de la sección de lectura, que se generan las señales SW1, SW2 y SW3.

El diagrama de tiempos correspondiente, (figura 3.24), indica que el pulso de reestablecimiento  $\psi_R$  se genera antes que la fase  $R\phi_3$  y con su transición positiva el nodo de salida se carga al potencial  $V_{RD}$ . La señal del nodo se muestrea después de que el pulso  $\psi_R$  cambia de estado. Cuando la señal SW1 está en cero, el interruptor A3A conduce y es cuando se integra la línea base.

La señal de carga del CCD llega al nodo de detección cuando la fase  $R\phi_3$  cambia a cero. La señal SW2 cambia a cero junto con  $R\phi_3$  y mientras está en ese estado A6 se conecta a A5 y se integra la señal de carga del pixel. El interruptor A3C conduce cuando la señal SW3 está en cero, reestableciendo el



LOGICA DE CONTROL DE INTEGRACION (CMOS).

Figura 3.23

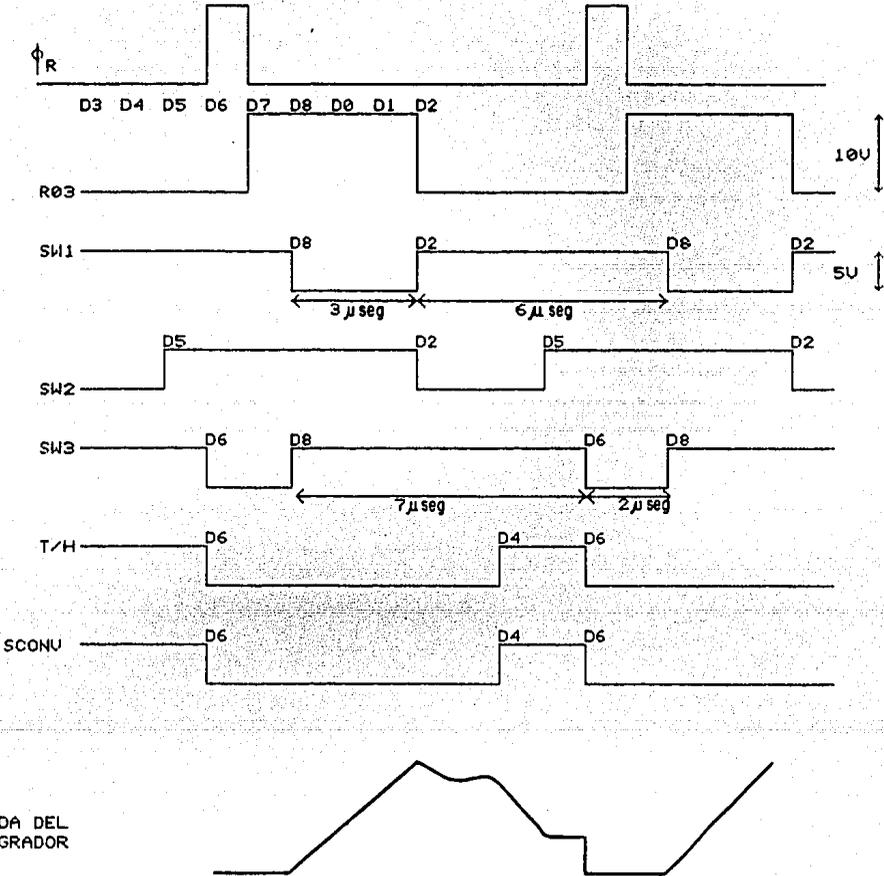


DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LA LOGICA DE CONTROL DE INTEGRACION.

Figura 2.4

integrador.

La señal T/H activa el circuito muestreador antes de que termine el período de integración y la transición negativa de la señal SCONV le indica al convertidor que inicie la conversión.

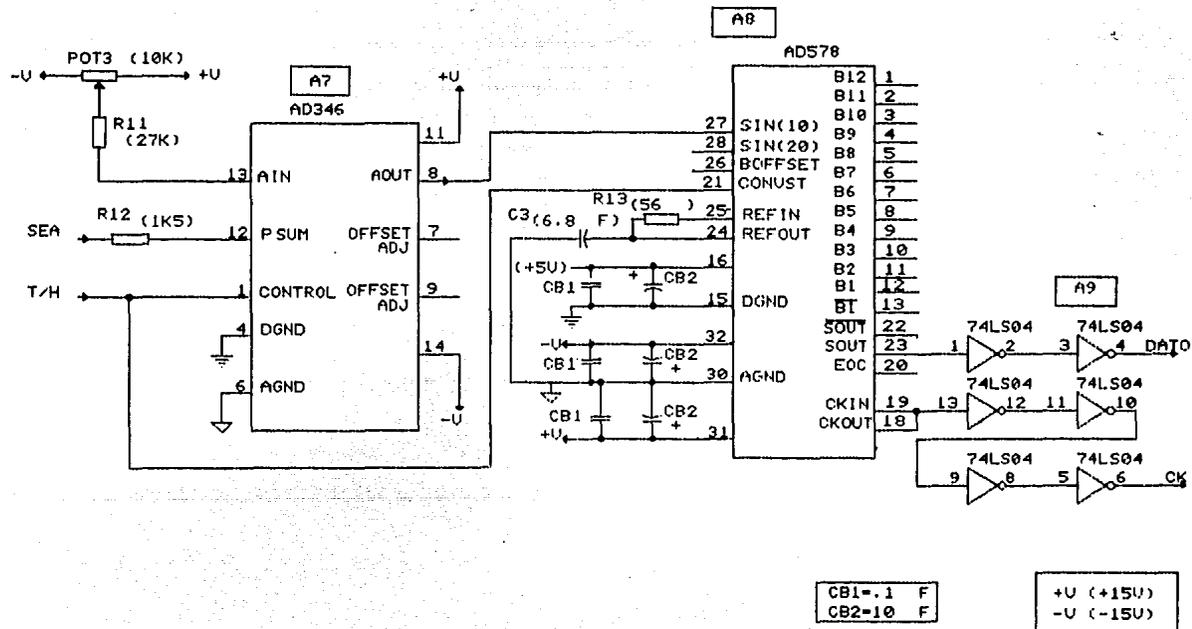
### Conversión Analógica a Digital

La capacidad de almacenamiento de un pixel es el número de valores distinguibles que puede tener. A estos diferentes valores, se les llama niveles. El número de niveles distintos  $L$ , que se pueden medir con  $N$  bits de información está dado por la relación  $N = \log_2(L)$ . En nuestro caso, con un convertidor de 12 bits, se pueden medir 4096 niveles distintos.

Para realizar la conversión es necesario mantener constante el nivel de la señal de salida de integrador SEA, durante el tiempo de conversión. Con este fin se utiliza el circuito Muestreador A7, (figura 3.25).

Este circuito se activa con la señal T/H, antes de que termine la integración, de tal manera que empieza a seguir la salida del integrador y cuando termina el período de integración A7 retiene el resultado de ambas integraciones, es decir, el resultado real, (figura 3.24). El circuito A7 está configurado con una ganancia igual a 2.

El convertidor A8, es un convertidor de 12 bits de alta velocidad (6  $\mu$ seg). Tiene un reloj interno así como un comparador



ETAPA DE MUESTREO Y CONVERSION ANALOGICA A DIGITAL.

Figura 3.25

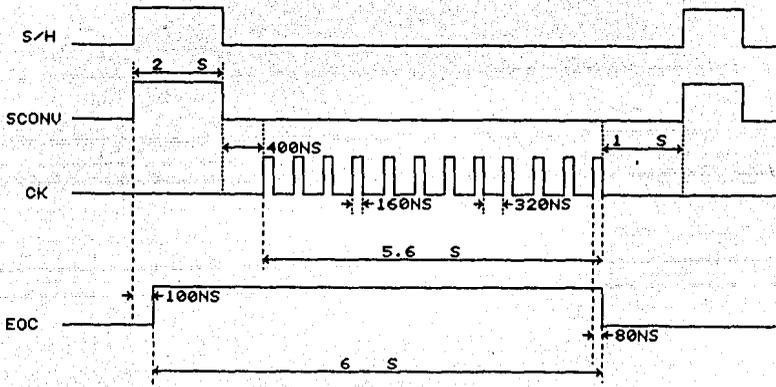
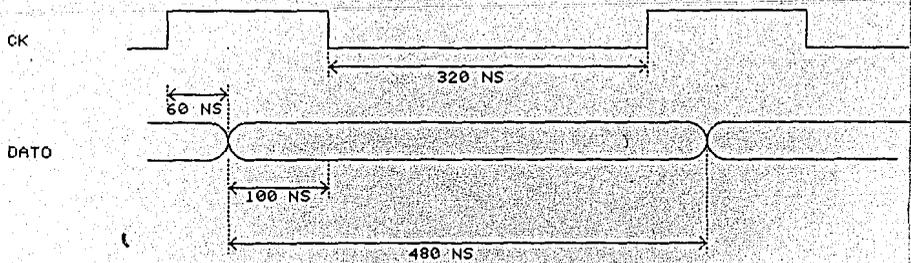


DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL CAD.



DATO DE SALIDA DEL CONVERTIDOR.

Figura 3.26

y una referencia. La sección de control es comandada para iniciar la conversión por medio de la señal SCONV, el convertidor indica que ha recibido la señal de inicio de conversión generando la señal EOC, (figura 3.26). El convertidor habilita su reloj y rehabilita el registro de aproximaciones sucesivas (RAS). Este último, sincronizado por la señal CK, realiza el ciclo de conversión y al concluirlo, la señal EOC cambia de estado. Los bits de datos paralelos se vuelven válidos con la transición positiva de la señal CK. En la salida de datos en serie los datos están disponibles durante el ciclo activo de la señal CK.

El nivel de los números digitales de salida del CAD, es TTL. Los amplificadores de salida A9 se utilizan para mantener el nivel de la señal de salida, es decir, del dato digital así como de la señal de reloj. A partir de estas dos señales es posible reproducir todas las señales de sincronía.

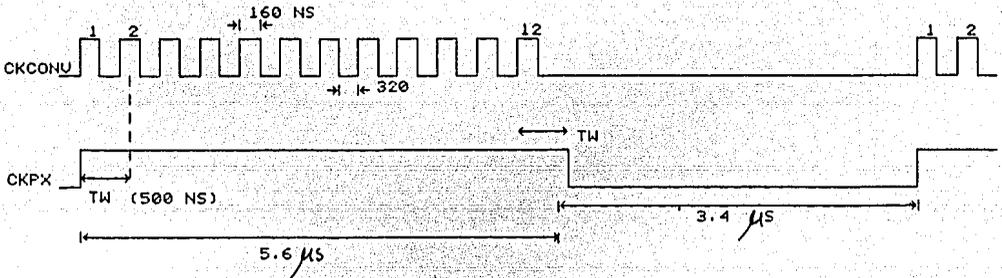
### Señales de Sincronía

Para almacenar en una memoria la información fotométrica registrada en el CCD se requiere de las señales de sincronía, es decir de las señales: CKPX, CKLIN y CKCUAD, generadas por la electrónica de generación de fases. Sin embargo, estas señales son muy pequeñas y se corre el riesgo de perderlas cuando se transmiten a distancia. No obstante, es posible reproducirlas in situ a partir del reloj del CAD, con la ayuda de un circuito monoestable.

El CAD genera un tren de pulsos de reloj, (12 pulsos) cada vez que realiza una conversión, es decir cada vez que convierte la información almacenada en un pixel. El período de la señal CKCONV es de 480 nseg, si se usa un monoestable que genere un pulso con un ancho  $t_w=500$  nseg, éste se redisparrará mientras se dé el tren de pulsos del CAD. El pulso de salida tendrá un ancho igual al tiempo de conversión de un pixel y su período será igual del de  $R\phi_3$ , (figura 3.27). De esta forma se recupera la señal CKPX; el tiempo  $t_w$  está determinado por la constante RC asociada al circuito monoestable.

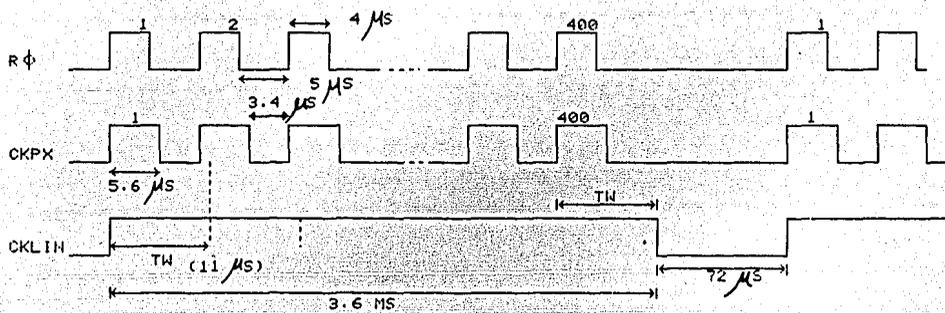
De manera análoga, a partir de la señal CKPX se puede reproducir la señal CKLIN mediante una elección adecuada de la constante RC correspondiente. Si el período de CKPX es igual a 9  $\mu$ seg bastará con elegir una  $t_w=11$   $\mu$ seg para recuperar la señal CKLIN, (figura 3.28). De la misma forma se reproduce CKCUAD a partir de CKLIN, (figura 3.29).

En la figura 3.30 se muestra el diagrama del circuito que genera estas señales de sincronía.



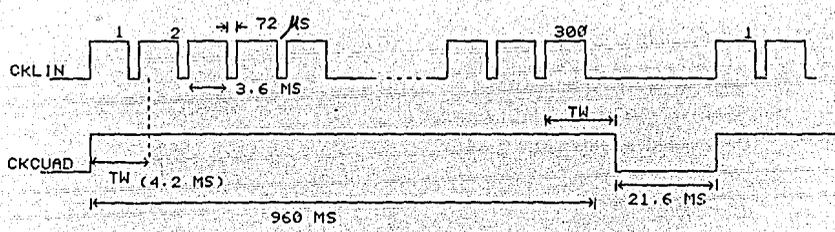
GENERACION DE CKPX A PARTIR DE CKCONU.

Figura 3.27



GENERACION DE CKLIN A PARTIR DE CKPX.

Figura 3.28



GENERACION DE CKCUAD A PARTIR DE CKLIN.

Figura 3.29

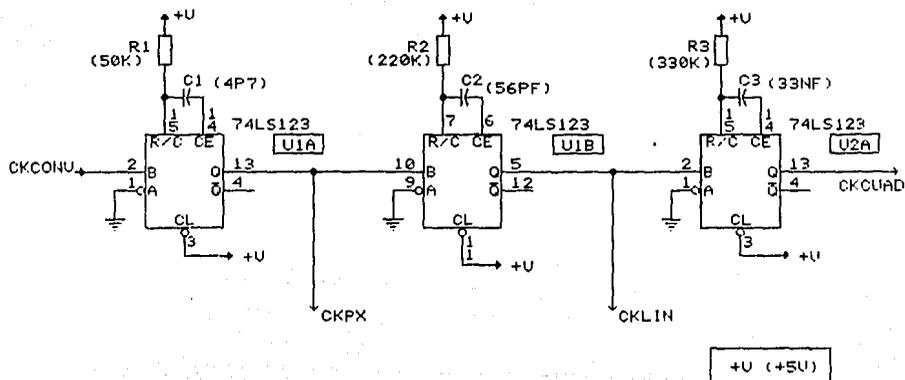


DIAGRAMA DEL CIRCUITO GENERADOR  
DE LAS SEÑALES DE SINCRONÍA  
A PARTIR DEL RELOJ DEL CONVERTIDOR A/D.

Figura 3.30

#### **IV. SISTEMA DE ENFRIAMIENTO**

La corriente oscura del CCD se puede reducir sustancialmente enfriando el detector a temperaturas de  $-30^{\circ}\text{C}$  a  $-60^{\circ}\text{C}$ , (figura 2.16). Este intervalo está dentro de las capacidades de los refrigeradores termoeléctricos, los cuales ofrecen muchas ventajas. Entre ellas se encuentran: su reducido tamaño y peso así como su rápida respuesta a la temperatura que permite un control preciso de la misma.

Los refrigeradores termoeléctricos usados para el sistema de enfriamiento funcionan a base del efecto Peltier, que se describe a continuación.

#### **Efecto Peltier**

Dentro de los materiales conductores y semiconductores o en las interfaces entre distintas componentes se presentan varios fenómenos, conocidos como efectos termoeléctricos. El más famoso de estos lo constituye sin duda el efecto Joule que se

refiere a la disipación de calor dentro de una resistencia eléctrica al ser atravesada por una corriente. Sin embargo, no es éste el único efecto termoeléctrico, también existe el efecto Peltier, que se utiliza para crear sistemas de refrigeración en miniatura. Para lograrlo se aprovechan las cualidades de los semiconductores para cerrar un circuito eléctrico y simultáneamente, transportar el calor siempre de un lado (fuente fría) a otro (fuente o depósito caliente).

Se denomina efecto Peltier al desprendimiento o absorción de calor (dependiendo del sentido de la corriente), que surge independiente del calentamiento por efecto Joule. Este calor se denomina calor de Peltier y fluye a través de la unión de dos conductores o semiconductores diferentes al fluir una corriente continua (unidireccional) entre ellos. A diferencia del calor Joule, proporcional a  $I^2$  y siempre desprendido, el calor Peltier es proporcional a  $I$  y su signo depende de la dirección de la corriente que atraviesa a la unión de semiconductores.

A escala microscópica el proceso es el siguiente: las energías promedio de los portadores de carga no son iguales en ambos semiconductores. Si denotamos a estas energías medias como  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ , y suponemos  $\epsilon_1 > \epsilon_2$  podemos imaginarnos mas claramente qué es lo que sucede. Si la corriente va de 1 a 2, entonces llegan a 2, partículas con mayor energía que la media en ese material, y que al repartir su exceso de energía provocan un calentamiento del material. Este proceso se localiza en la unión entre ambos semiconductores, zona en la cual se observa el calentamiento. Si por el contrario la corriente va de 2 a 1, los portadores de carga que llegan a 1 tienen poca energía y,

siguiendo el principio de equipartición, absorben energía de las partículas que ya se encontraban en el semiconductor 1, provocando su enfriamiento. Nuevamente, este proceso es local y por tanto la absorción de calor se observa en la unión entre ambos semiconductores.

## Refrigeradores

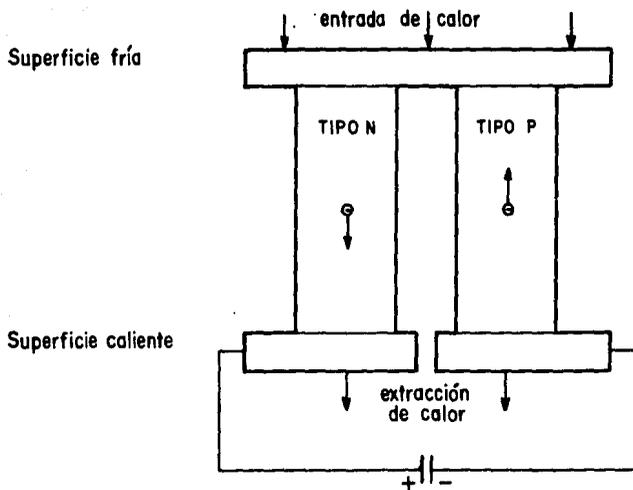
Un refrigerador convencional (un caso ideal corresponde a la Máquina de Carnot) opera en ciclos (lo cual no se puede decir de los Peltier) formados por una expansión isotérmica a  $T_f$ , durante la cual se absorbe calor de la fuente fría, una compresión adiabática para pasar de  $T_f$  a  $T_c$ , una compresión isotérmica a  $T_c$  durante la cual el gas cede calor a la fuente fría y, finalmente, una expansión adiabática para regresar a la temperatura  $T_f$  de la cual se partió. Este proceso se repite cíclicamente.

Un sistema que opera siguiendo estos pasos utiliza tres dispositivos fundamentales: un evaporador, un compresor y un condensador. El evaporador viene siendo la fuente fría donde el (gas) refrigerante se expande, hierve y se evapora. Durante su cambio de estado de líquido a gas el refrigerante absorbe calor. El compresor actúa como una bomba para el refrigerante y comprime al gas para que pase a ser líquido. El condensador expelle el calor que el refrigerante cede al ser comprimido. Este calor es igual al que se absorbió de la fuente fría mas el necesario para

mantener al sistema operando.

En el caso de los refrigeradores Peltier, tenemos una fuente fría, una fuente caliente y dos semiconductores altamente contaminados, uno tipo P y otro tipo N, que juegan el papel del compresor. Los semiconductores conectan ambas fuentes (fría con caliente) en serie, permitiendo el paso de una corriente eléctrica, (figura 4.1). Asimismo, aprovechando las características de los semiconductores, se dirige el flujo de calor de la fuente fría a la caliente, es decir, se conectan los semiconductores en paralelo, térmicamente hablando.

En el caso del semiconductor tipo N, en el cual los electrones son fácilmente liberados, el flujo de corriente corresponde a un flujo de electrones, los cuales llevan consigo parte de la energía térmica de la fuente fría. Por otro lado, el semiconductor tipo P no permite el flujo libre de electrones, flujo que restituiría a la fuente fría el calor perdido por el otro semiconductor. Los electrones son fácilmente recapturados y para ir de un lado al otro deben saltar de átomo en átomo. Al llegar a la fuente fría estos electrones llevan consigo una energía cinética menor que la de las partículas en la parte fría; al chocar con estas últimas provocan una disminución en la energía cinética promedio de las partículas y por consiguiente el enfriamiento del metal. El resultado es el mismo que se tendría si los huecos positivos fueran partículas reales que fluyeran de la parte fría a la caliente; y así, mientras la corriente eléctrica fluye en sentidos opuestos en ambos semiconductores, la corriente térmica fluye siempre en el mismo sentido. Este proceso, a diferencia del que se da en un refrigerador



## PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN REFRIGERADOR PELTIER

Figura 4.1

convencional se produce de manera continua.

En la práctica, los pares se combinan en un módulo donde están conectados en serie eléctricamente y en paralelo térmicamente, (figura 4.2). El calor absorbido de la superficie fría es bombeado a la superficie caliente a una tasa proporcional a la corriente que circula por el circuito y al número de pares.

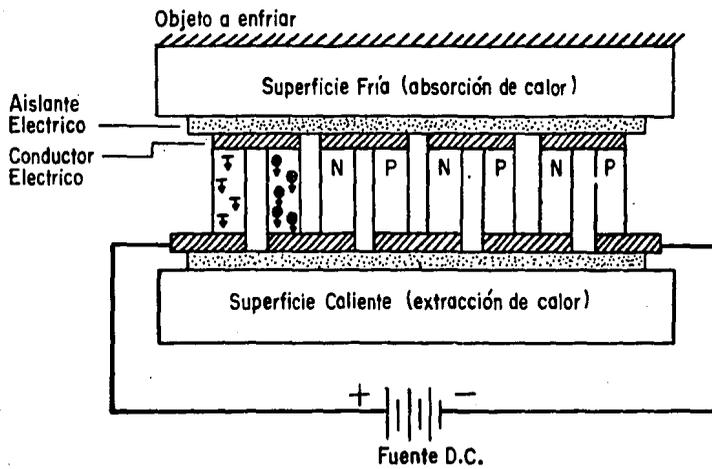
Los parámetros que determinan el tipo de celda a usar son: la temperatura de la superficie fría ( $T_f$ ), la temperatura de la superficie caliente ( $T_c$ ), la cantidad de calor que debe ser absorbida de la superficie fría ( $Q_f$ ) y la cantidad de calor que debe ser extraída de la superficie caliente ( $Q_c$ ).

En el caso ideal, con una sola celda Peltier se pueden alcanzar diferencias de temperaturas  $\Delta T = T_c - T_f \approx 65^\circ\text{C}$ . En la práctica el valor de  $\Delta T$  siempre es menor, porque el objeto a enfriar siempre conserva cierto contacto con los alrededores.

Las características de funcionamiento de las celdas indican para qué valor de  $Q_f$  se obtiene una  $T_f$  dada, en función de la corriente aplicada. A partir de estos datos se calcula la cantidad de calor  $Q_c$ .

### Sistema de enfriamiento

El sistema de refrigeración es de dos estados, se utilizan dos celdas Peltier conectadas en cascada de tal manera



### CELDA PELTIER

*Figura 4.2*

que la superficie que extrae calor de la primera es la superficie que enfría la segunda. Como mecanismo de acoplamiento entre las dos celdas se utiliza un pieza piramidal de aluminio, (fotografía 2). Esta configuración efectivamente permite alcanzar mayores temperaturas.

La celda mas pequeña está en contacto con el CCD mediante una delgada pieza de cobre, donde se encuentra el sensor de temperatura. Tiene asociado un circuito controlador de temperatura que permite regularla con una precisión de décimas de grado, es decir, si la  $T_c$  varía  $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$  respecto a la referencia, el circuito inyecta corriente para bajar esa décima de grado. La segunda celda se alimenta constantemente con 6 amp sin regulación alguna.

Las características de estas dos celdas se dan a continuación.

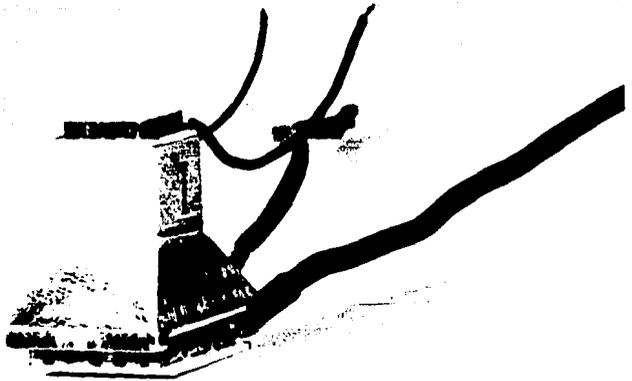
Tabla 4.1x

 $T_c=25^{\circ}\text{C}$ 

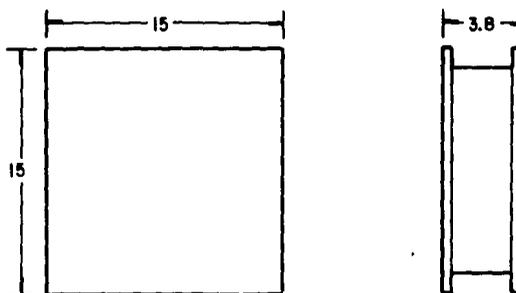
Celda	$I_{\text{max}}$ Amps	$Q_c$ max Watts	$V_{\text{max}}$ Volts	$\Delta T_{\text{max}}$ $^{\circ}\text{C}$	No. de pares	Peso gr
FCO.6-32-05L	1.5	3.23	3.87	67	32	<0.7
CP1.4-17-06L	6.0	6.9	2.06	67	17	2.9

\*: Las dimensiones de las celdas Peltier se dan en la figura 4.3

El control de temperatura se realiza midiendo la temperatura del detector y se usa el método de la diferencia o error de las temperaturas. La temperatura a controlar se compara

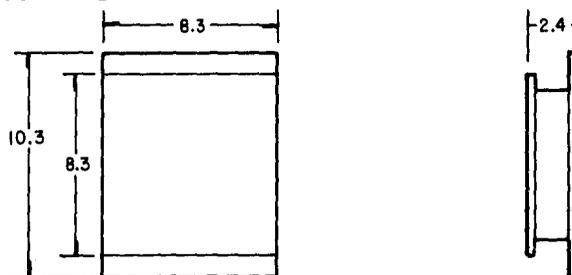


CP 1.4 · 17 · 06L



ESCALA 4:1  
Cotas en mm

FC 0.6 · 32 · 05L



**DIMENSIONES DE LAS CELDAS**

*Figura 4.3*

con alguna temperatura de referencia y se ajusta la fuente de poder para reducir el error a cero.

Debe garantizarse un buen contacto térmico entre las diferentes superficies, en particular entre la última superficie caliente y su disipador ya que si esto no sucede esta superficie no tiene manera de extraer el calor y la dirección de flujo de calor se invierte. Para tal motivo se usa una grasa térmica especial.

Se probaron diferentes mecanismos para extraer el calor de la superficie caliente ( $\approx 18$  watts) y se encontró que el mas adecuado era por circulación de agua fría a través de un serpentín fresado en una pieza de bronce, (figura 4.4).

El disipador hidráulico resultó ser verdaderamente eficiente, con un flujo de agua de 10 litros/hora, el gradiente de temperatura en el disipador es de solo un grado.

Hasta la fecha se han realizado diversas pruebas con las celdas Peltier. Una de ellas consistió en medir la temperatura que se podía alcanzar con la celda grande y se obtuvo una  $T_f = -20$  °C. La temperatura final depende fuertemente de la eficiencia para disipar el calor, que en este caso es  $Q_c \approx 6$  Watts, de ahí la importancia del disipador hidráulico. La celda pequeña por su parte, para funcionar bien, requiere disipar mucho menos calor,  $Q_c \approx 1.2$  watts, y esta cantidad de calor puede ser fácilmente extraída por la celda grande.

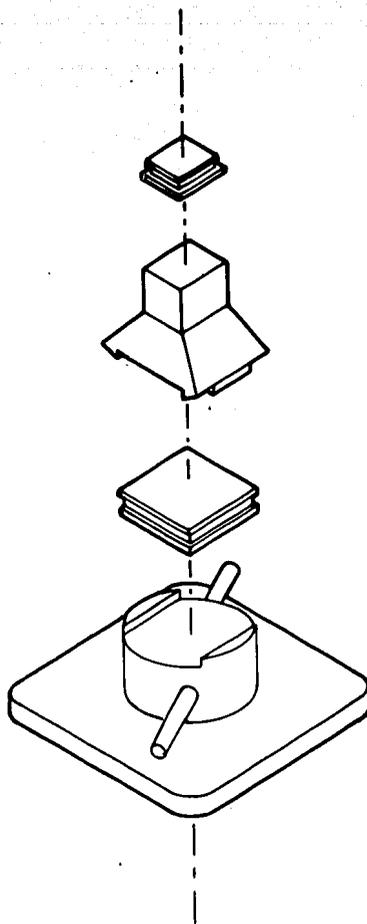
Por otro lado, también se ha probado la electrónica

FC 0.6-32-05L

ACOPLADOR DE ALUMINIO

CP 1.4-17-06L

DISIPADOR



SISTEMA DE ENFRIAMIENTO

*Figura 4.4*

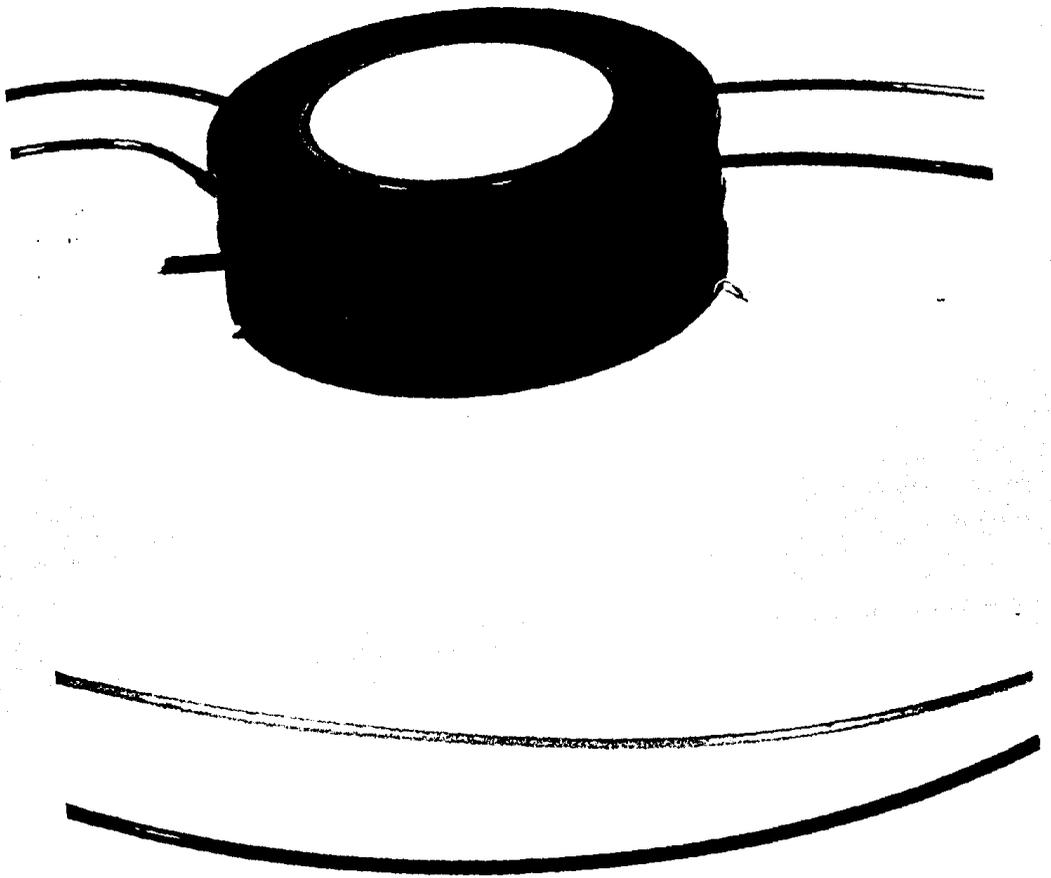
asociada al sistema de refrigeración, que comprende una fuente de alimentación y el circuito de control de temperatura.

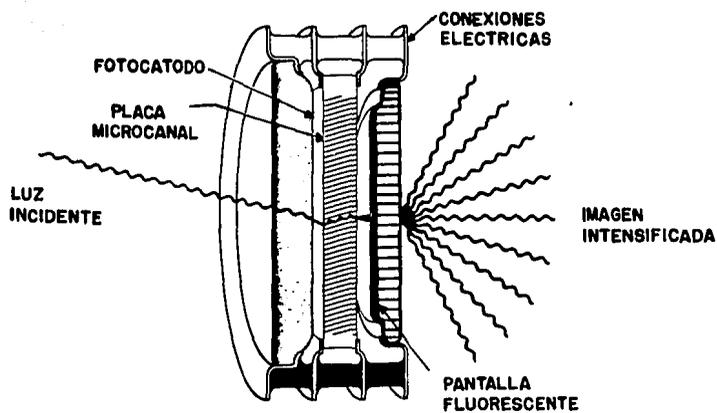
Con los resultados obtenidos se espera alcanzar una temperatura de operación del detector de  $-35^{\circ}\text{C}$ . Esto se traduciría en una disminución de la corriente oscura del detector un factor de 100, (figura 2.16).

## V. INTENSIFICADOR DE IMAGEN

El intensificador está compuesto por un fotocátodo, una placa microcanal (PMC) y una pantalla de fósforo. Tiene además una ventana de cuarzo a la entrada, un tubo envolvente de metal - cerámica y una ventana de fibra óptica de salida, (fotografía 3).

El principio de operación es el siguiente: sobre el fotocátodo se proyecta una imagen óptica; los fotones incidentes liberan fotoelectrones del fotocátodo y son enfocados por proximidad en la placa microcanal, aplicando una diferencia de potencial entre el fotocátodo y la entrada de la placa de alrededor de 200 volts. Mediante el proceso de multiplicación de electrones la PMC intensifica la imagen electrónica manteniendo la integridad geométrica de la misma. Los voltajes entre las terminales de la PMC pueden variar alrededor de 600 volts. La imagen intensificada se enfoca por proximidad en la pantalla de fósforo que está polarizada a  $\approx 5000$  volts. La pantalla convierte la imagen de electrones en una imagen visible en la ventana de salida, (figura 5.1).





### INTENSIFICADOR DE IMAGEN

*Figura 5.1*

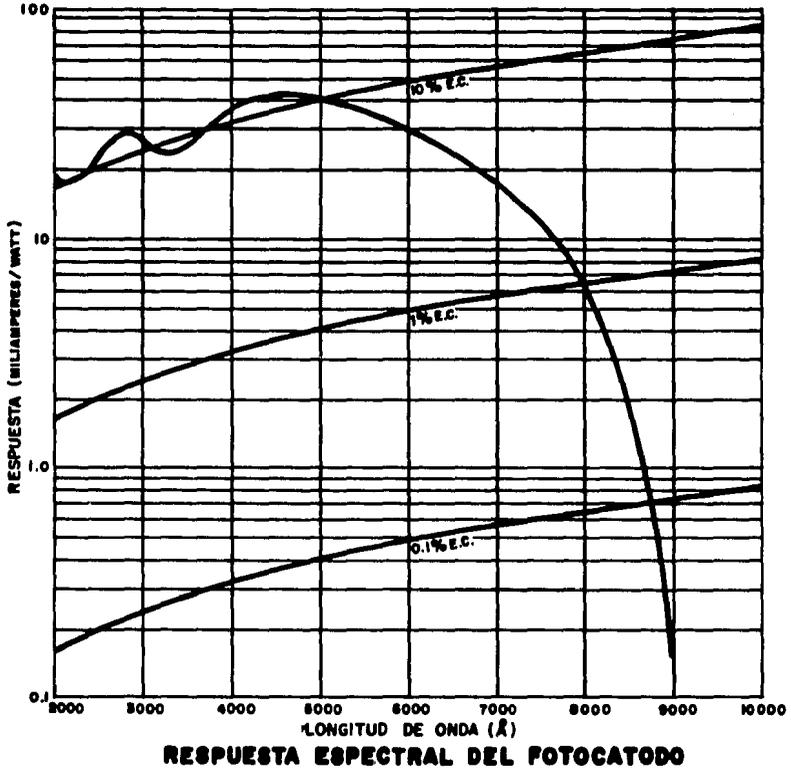
La resolución espacial de la imagen se preserva porque el fotocátodo y el ánodo se encuentran a muy corta distancia. Se trata de un tubo compacto libre de distorsión y con una alta estabilidad espacial.

### Fotocátodo

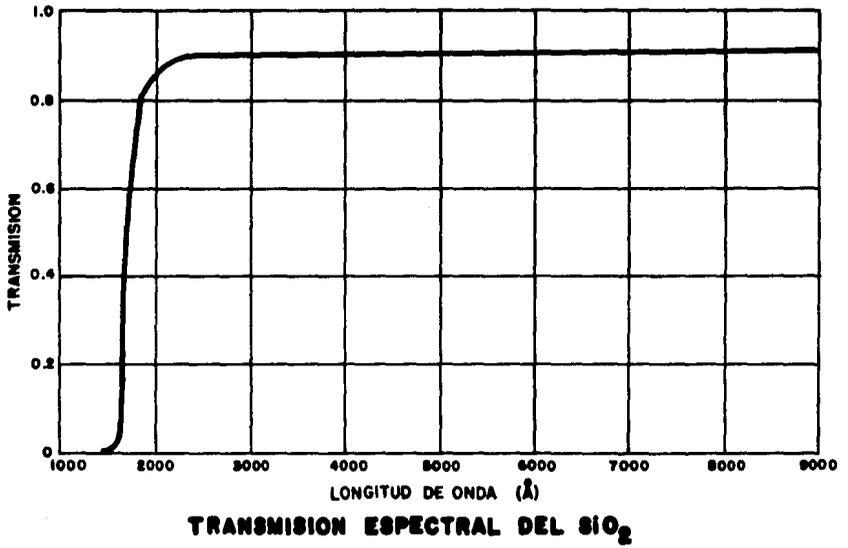
Al incidir los fotones sobre el detector se produce el fenómeno de fotoemisión en el cual los electrones son liberados de la superficie del material al interaccionar con los fotones. Cuando un fotón es absorbido por el material se produce una transferencia de energía hacia el electrón. Si esta energía es suficiente para sobrepasar la barrera de potencial superficial el electrón puede escapar, es decir, se produce la emisión de un fotoelectrón.

El parámetro que describe la tasa de la energía de los fotones incidentes a los electrones generados por el fotocátodo es la Respuesta Espectral y en el caso del fotocátodo es del tipo S-20 y se expresa en mamp/watt en función de la longitud de onda incidente, (figura 5.2).

Las características de la fotosuperficie en un tubo intensificador son una combinación de las características del fotocátodo y de las del material de la ventana que lo soporta. El fotocátodo está depositado sobre una ventana de cuarzo ( $\text{SiO}_2$ )



*Figura 5.2*

*Figura 5.3*

cuyas características indican que el coeficiente de transmisión es casi igual a 1 a partir de 2000 Å, (figura 5.3). La respuesta espectral del fotocátodo por su parte abarca de 2000 a 9000 Å, si bien su eficiencia cuántica máxima se encuentra en el intervalo comprendido entre 2000 y 5000 Å.

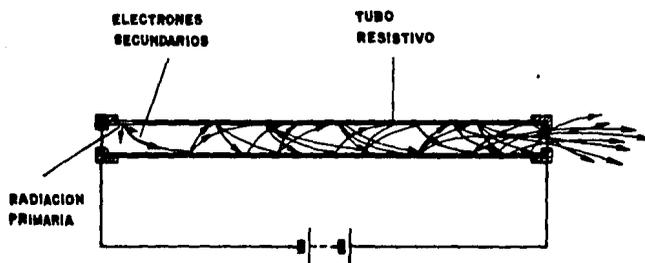
El fotocátodo es una parte particularmente importante de cualquier sistema de detección, ya que establece la eficiencia cuántica máxima y el ancho espectral de todo el sistema.

### Placa Microcanal

La placa microcanal es un arreglo en paralelo de canales multiplicadores de electrones, capaz de amplificar considerablemente imágenes fotoelectrónicas.

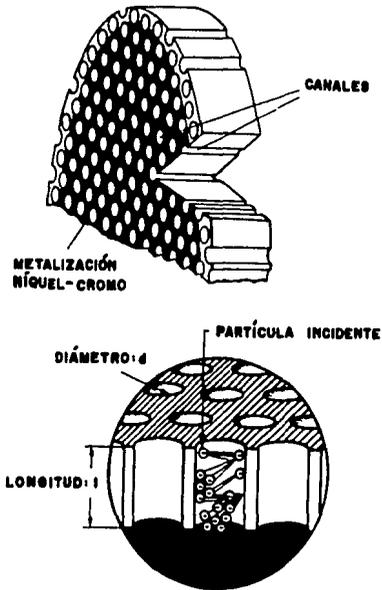
Un canal multiplicador es un tubo de vidrio equipado en sus extremos con una conexión eléctrica para mantener un campo electrostático apropiado que permita que el fenómeno de emisión secundaria tenga lugar, (figura 5.4).

El principio de operación de una PMC es el mismo que el de un canal multiplicador de electrones. Es una placa fabricada con un vidrio especial a la que se le hacen un gran número de canales; sobre las dos caras planas se evaporan electrodos metálicos. Las paredes de los canales están recubiertas con un material altamente resistivo cuyo coeficiente de emisión



### Multiplicación de Electrones

*Figura 5.4*



Representación Esquemática de una Placa Microcanal

Figura 5.5

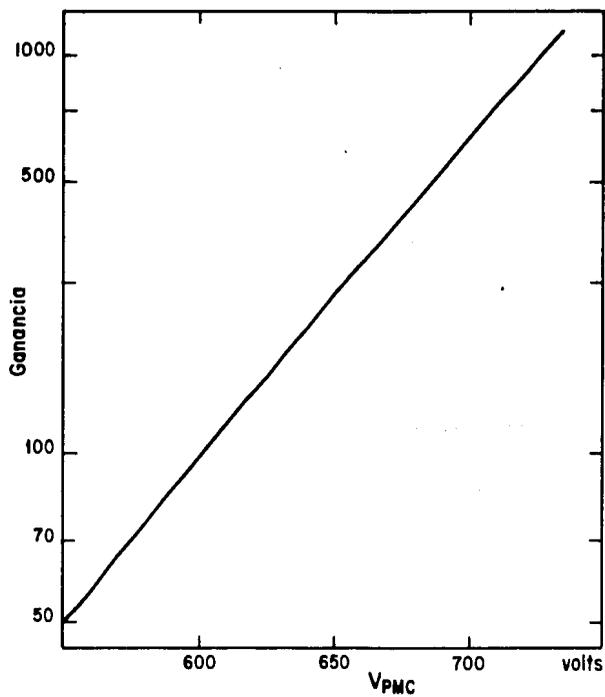
secundaria es mayor que la unidad, (figura 5.5).

El factor de amplificación de un canal depende del voltaje aplicado y de su razón longitud/diámetro ( $l/d$ ). Para una razón  $l/d$  dada, la ganancia aumenta con el voltaje.

Los electrones inciden por la cara de la placa que se encuentra a menor potencial y al chocar con las paredes generan electrones secundarios. Estos electrones son acelerados por el campo axial y vuelven a chocar con la pared, produciendo mas electrones secundarios. Este proceso se repite hasta el final del canal.

El proceso de avalancha produce un gran número de electrones a la salida de cada canal por un electrón incidente. Sin embargo existe una variación estadística en el tamaño del pulso de salida dependiendo de varios factores, entre otros, la naturaleza continua del recubrimiento resistivo de cada canal, la cual permite numerosas trayectorias electrónicas, lo que se manifiesta en una indeterminación del número de etapas multiplicadoras.

Los canales están fabricados con un cierto ángulo de inclinación respecto a la normal a las caras de la placa para asegurar que los electrones que se aproximan perpendicularmente a la misma puedan chocar con las paredes de los canales. La ganancia es una función del voltaje aplicado, por lo que la fuente de alimentación debe estar regulada para garantizar estabilidad de operación.



### GANANCIA DE LA PLACA MICROCANAL

*Figura 5.6*

Existen varios modos de funcionamiento de una PMC. En el régimen de funcionamiento lineal la carga producida por cada canal permanece inferior al límite de saturación y la ganancia se define como la corriente de salida dividida entre la corriente de entrada. En esta región de operación la ganancia varía exponencialmente con el voltaje aplicado, (figura 5.6).

La ganancia máxima que se puede obtener está limitada por la aparición del fenómeno de emisión de campo que se presenta cuando existen partículas parásitas en las paredes interiores de los canales, debido a imperfecciones en el proceso de fabricación que emiten electrones, produciendo una condición de emisión permanente. A estos puntos se les conoce como puntos calientes ya que aún en ausencia de señal generan electrones.

### Fósforo

Los electrones generados en la placa microcanal son detectados por una pantalla de fósforo aluminizado que convierte los electrones incidentes en fotones. Cuando un electrón choca con el ánodo ioniza átomos en el material. Los electrones de los átomos excitados regresan a sus niveles de energía usuales después de un cierto tiempo y al hacerlo, una porción de la energía la liberan en forma de luz visible. La respuesta espectral del fósforo es de tipo P-20, (figura 5.7), se expresa en watts/watts en función de la longitud de onda.

Sobre la pantalla de fósforo se deposita una delgada película de aluminio para evitar que los fotones emitidos por la

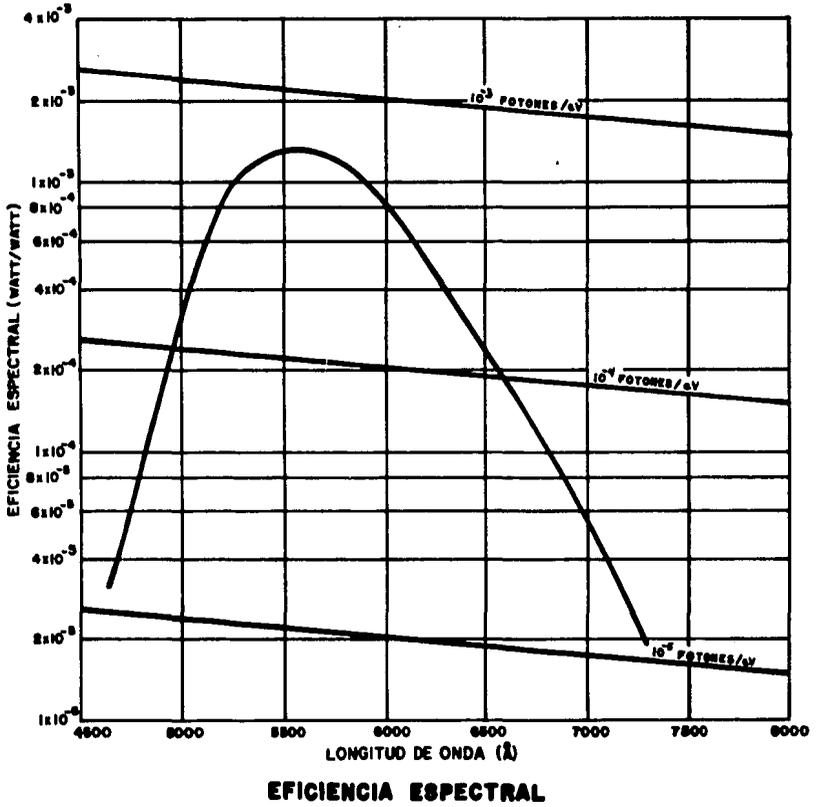


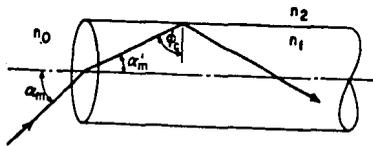
Figura 5.7

pantalla reincidan en la PMC.

El fósforo está depositado sobre una ventana de fibra óptica. La fibra óptica funciona como un medio para transportar la imagen hacia afuera del tubo sin necesidad de usar lentes. Esta ventana es de alta calidad ya que se requiere una gran fidelidad de imagen.

La transmisión de la luz a través de las fibras está basada en el fenómeno de reflexión total interna, que ocurre cuando la luz incide oblicuamente en una interfaz entre dos medios de diferente índice de refracción, a ángulos mayores que el ángulo crítico, (figura 5.8). Este último es una función de los índices de refracción. La reflexión total interna es un fenómeno muy eficiente que permite que ocurran un gran número de reflexiones dentro de una fibra con muy poca pérdida de luz.

La característica principal de las fibras ópticas usadas para transmitir imágenes es que están ensambladas de tal manera que sus dos terminales forman arreglos idénticos.



Traectoria de un rayo en una  
fibra óptica recta

Figura 5.8

### Características:

El intensificador de imagen fabricado por ITT, tipo F4113, tiene 40 mm de diámetro activo del fotocátodo. La ventana de entrada del fotocátodo es de cuarzo y la ventana de salida del fósforo está hecha de un material de fibras ópticas que garantizan una alta fidelidad de imagen, (figura 5.9).

### Resolución espacial

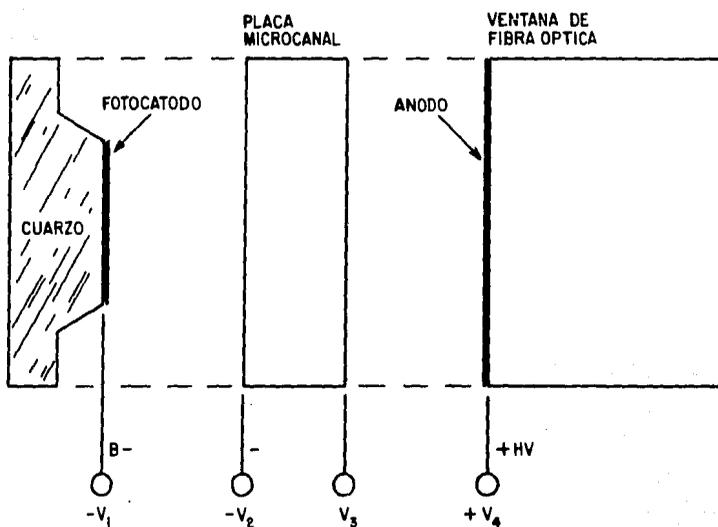
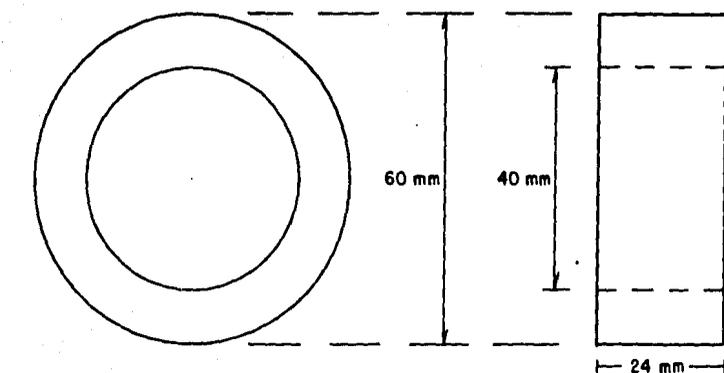
El poder de resolución límite es de 24 pares de líneas/mm para  $V_{mcp} = 655$  V. Esto equivale a 48 pixeles/mm, de donde el tamaño del pixel es de  $21\mu$ . Toda el área sensible puede dividirse en  $2.8 \times 10^6$  pixeles.

### Sensitividad de entrada

La sensibilidad del intensificador está dada por la respuesta espectral del fotocátodo, (figura 5.2).

### Sensitividad de salida

La sensibilidad de salida es la misma que la sensibilidad del fósforo, (figura 5.7).



**CARACTERÍSTICAS DEL  
INTENSIFICADOR DE IMAGEN**

*Figura 5.9*

## Ganancia

La ganancia del intensificador es función de los voltajes aplicados al fotocátodo, a la placa microcanal y al fósforo. Para obtener una ganancia luminosa de 10000, los voltajes recomendados por ITT, se dan en la siguiente tabla:

Tabla 5.1

V1 = Fotocátodo a entrada de la PMC:	180 Volts.
V2 = Entrada de la PMC a salida de la PMC:	702 Volts.
V3 = Salida de la MPC al fósforo:	5000 Volts.

La ganancia del intensificador se puede modificar variando el voltaje entre las terminales de la PMC sin provocar pérdida de foco.

La ganancia depende del efecto combinado de los tres voltajes. Mientras V1 y V3 se encargan fundamentalmente del enfoque, V2 determina el factor de ganancia de la PMC y este factor de hecho determina la ganancia del intensificador, ya que la PMC es el elemento amplificador. La eficiencia cuántica máxima del fotocátodo es del 10%, es decir, solo un fotón de cada 10 estimula la emisión de un electrón. Pero este electrón al incidir en la PMC podrá generar hasta 500 electrones a la salida de la placa, si la ganancia de ésta es de 500.

## Corriente Oscura

La corriente oscura en los fotodetectores es extremadamente importante para determinar el nivel mínimo de detección. En los intensificadores la principal causa de corriente oscura es la emisión térmica de electrones del fotocátodo.

Para medir la corriente oscura del intensificador se hizo un arreglo experimental en el cual la salida del intensificador se detecta usando un tubo fotomultiplicador de baja corriente oscura y alta ganancia. Mediante un circuito amplificador que convierte de corriente a voltaje, la salida del fotomultiplicador llega a la entrada de un contador universal de pulsos, (figura 5.10).

Se encontró que en toda el área sensible del detector el número de electrones/segundo es en promedio 30000. Como el intensificador puede dividirse en  $2.8 \times 10^6$  pixeles, se obtuvo una corriente oscura de:

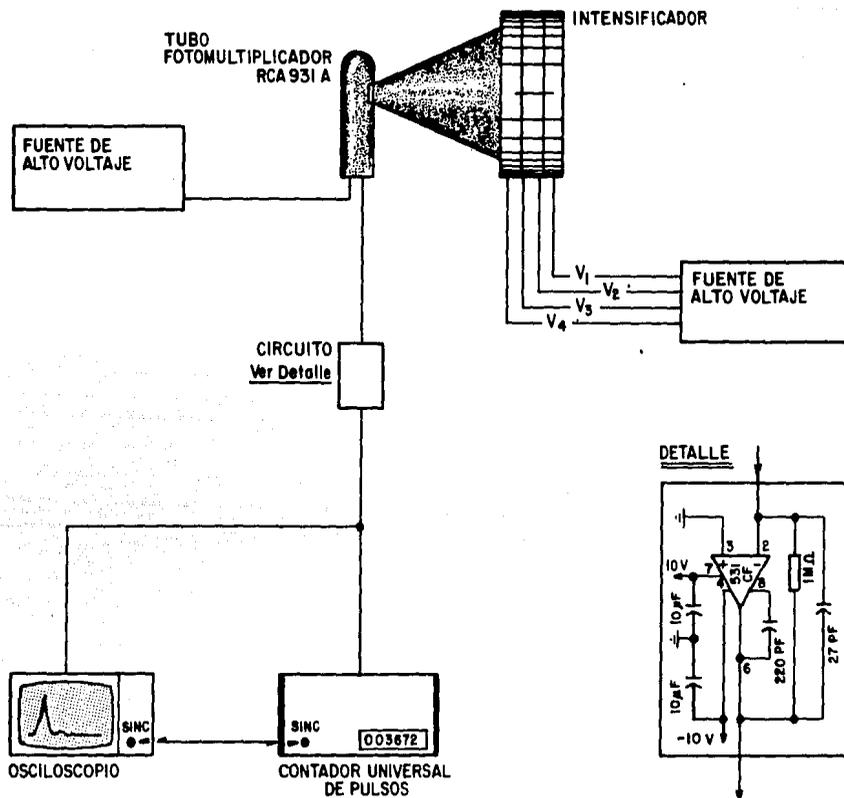
$$I_{osc} = 15 \times 10^{-3} \text{ e}^-/\text{seg pixel del intensificador.}$$

5.1

Considerando que la proyección de un pixel del CCD en el intensificador mide  $88 \mu\text{m}$ , el número total de pixeles sería  $1.2 \times 10^5$  y la corriente oscura por pixel del CCD sería:

$$I_{osc} = 0.2 \text{ e}^-/\text{seg pixel del CCD.}$$

5.2



ARREGLO EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAR EL INTENSIFICADOR DE IMAGEN

Figura 5.10

Este resultado indica que la corriente oscura es despreciable y es de gran relevancia ya que determina la razón por la cual el intensificador no va enfriado.

### Intervalo dinámico

El intervalo dinámico está dado por la razón entre la señal máxima y mínima que puede recibir el intensificador. El nivel máximo del flujo de entrada lo determina la aparición del fenómeno de saturación de carga de las paredes de la PMC. El nivel mínimo lo establece la corriente oscura.

El fenómeno de saturación por la carga de las paredes aparece cuando la corriente externa, es decir, los electrones a la salida de la PMC, llega a ser el 10% de la corriente interna. Esta última está determinada por el voltaje aplicado entre las terminales de la placa. Para una polarización:

$$V_2 = -850 \text{ Volts.}$$

y con una resistencia de:

$$R = 18.5 \text{ M}\Omega.$$

se obtiene una corriente interna de:

$$I_i = 46 \text{ }\mu\text{amp.}$$

5.3

Haciendo un cálculo sencillo se encuentra que el intervalo dinámico del intensificador es:

$$R_D = 10^7.$$

5.4

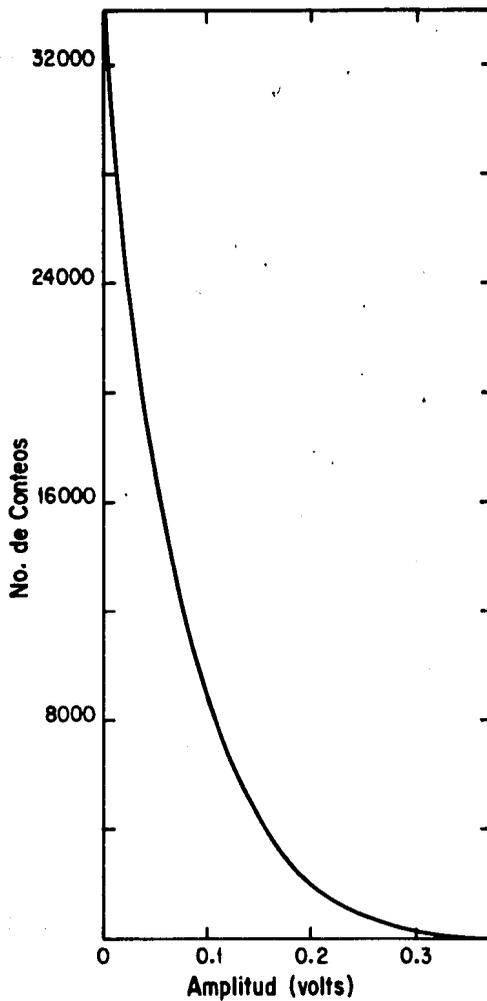
## Distribución de Altura de Pulsos

El elemento amplificador del intensificador es la placa microcanal y el proceso de multiplicación de electrones es muy eficiente. Sin embargo, se presentan variaciones estadísticas en el tamaño del pulso de salida debido a distintos factores, como son los diferentes ángulos de incidencia de los electrones y la indeterminación en el número de etapas multiplicadoras, entre otros.

Una forma de ver como son estas variaciones es a partir de la Distribución de Altura de Pulsos (DAP) del intensificador. La DAP es una función que le asocia a un número de eventos  $n$ , dado, la probabilidad de ocurrencia.

En la práctica, una manera de determinar la DAP es contando el número de eventos  $n$  que ocurren para una amplitud del pulso de salida dada.

Experimentalmente se determinó la DAP del intensificador, con el dispositivo experimental antes descrito, (figura 5.10). Al contador universal de pulsos se le define un voltaje umbral, todos los eventos cuya amplitud sea mayor o igual que el umbral son contados. Se define posteriormente otro voltaje umbral y se cuenta el número de eventos. Para obtener la distribución se calcula la diferencia entre los números obtenidos para diferentes umbrales.



**DISTRIBUCION DE ALTURA DE PULSOS  
DEL INTENSIFICADOR**

*Figura 5.11*

La distribución de altura de pulsos obtenida es exponencial, (figura 5.11). Esto significa que la probabilidad de ocurrencia de eventos de poca energía es mas alta que para eventos de mayor energía. En otras palabras, la PMC le da pesos distintos a eventos iguales.

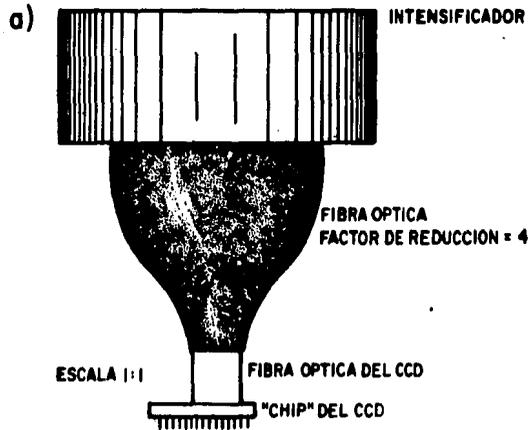
## VI. CARACTERIZACIÓN DEL DETECTOR COMPUESTO

### **Acoplamiento óptico**

La resolución espacial del detector compuesto, depende fuertemente del acoplamiento óptico de las diferentes partes. El CCD tiene integrada una fibra óptica sobre el área fotosensible que está formada por fibras ópticas elementales de baja absorción ( $\approx 6\mu\text{m}$  de diámetro) separadas por un cemento especial para minimizar las pérdidas de sensibilidad.

La adaptación óptica entre el intensificador y el CCD se realiza utilizando una fibra óptica de acoplamiento (FOA), que reduce la imagen en un factor de 4 a 1, (figura 6.1a). Esta adaptación es posible, ya que tanto la ventana de salida del intensificador como la ventana del CCD son de fibras ópticas y éstas son un medio eficiente para transmitir imágenes.

La FOA está formada por fibras componentes ensambladas de tal manera que sus terminales forman arreglos idénticos. La



### ACOPLAMIENTO OPTICO DEL DETECTOR COMUESTO

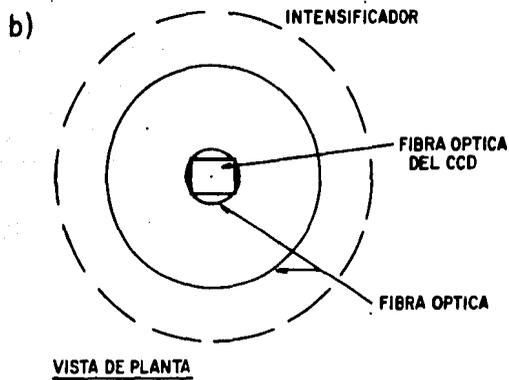
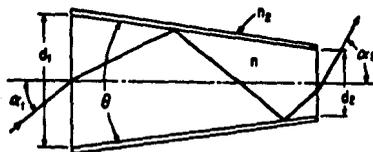


Figura 6.1

trayectoria de un rayo que incide en el extremo mayor de una fibra cuyas terminales tienen diferentes diámetros es tal que el rayo incidente se refleja en la pared de la fibra a ángulos progresivamente menores hasta que emerge en el otro extremo, (figura 6.2). De esta forma se reduce el tamaño de una imagen.



Trayectoria de un rayo en una  
fibra óptica cónica

Figura 6.2

En las siguientes fotografías se puede apreciar este efecto. En la primera, la luz incide en la superficie de la fibra que tiene menor diámetro y la imagen se transmite ampliada hacia el otro extremo. En la segunda se tiene el caso inverso, la luz incide por la cara de la fibra de mayor diámetro y la imagen se transmite reducida hacia el extremo opuesto; la calidad de la imagen se preserva en ambos casos. La fibra óptica mostrada en estas fotografías es la utilizada para el acoplamiento entre el intensificador y el CCD.

El intensificador y la fibra óptica tienen una geometría circular, mientras que el área fotosensible del CCD es rectangular. Sin embargo, el acoplamiento geométrico es bueno porque la superficie del CCD queda inscrita en el círculo de



menor diámetro de la fibra, (figura 6.1b).

Para optimizar la transmisión de luz a través de los distintos medios se requiere igualar los índices de refracción. Con este propósito se utilizó un aceite especial que garantiza un buen contacto entre las diferentes superficies.

### Acoplamiento espectral

En términos de sensibilidad a la radiación incidente, el intensificador es el detector principal y su respuesta espectral (S-20), determina la del todo el sistema de detección, (figura 5.2).

Por otra parte, la respuesta espectral del fósforo es del tipo P-20, su emisión máxima es en  $\approx 5500 \text{ \AA}$ , (figura 5.7), esto significa que el intensificador emite en el verde. La sensibilidad espectral del CCD es mejor en el rojo, (figura 2.15). No obstante, existe una zona de intersección entre las dos respuestas espectrales. Si el acoplamiento óptico es bueno, se puede aprovechar al máximo esta coincidencia espectral. De hecho, es una ventaja que la respuesta del fósforo sea de este tipo en lugar de ser una respuesta roja (P-22R), ya que los fotones verdes no se difunden en el CCD como lo hacen los rojos. Esto se refleja en una mayor resolución espacial.

## Pruebas experimentales

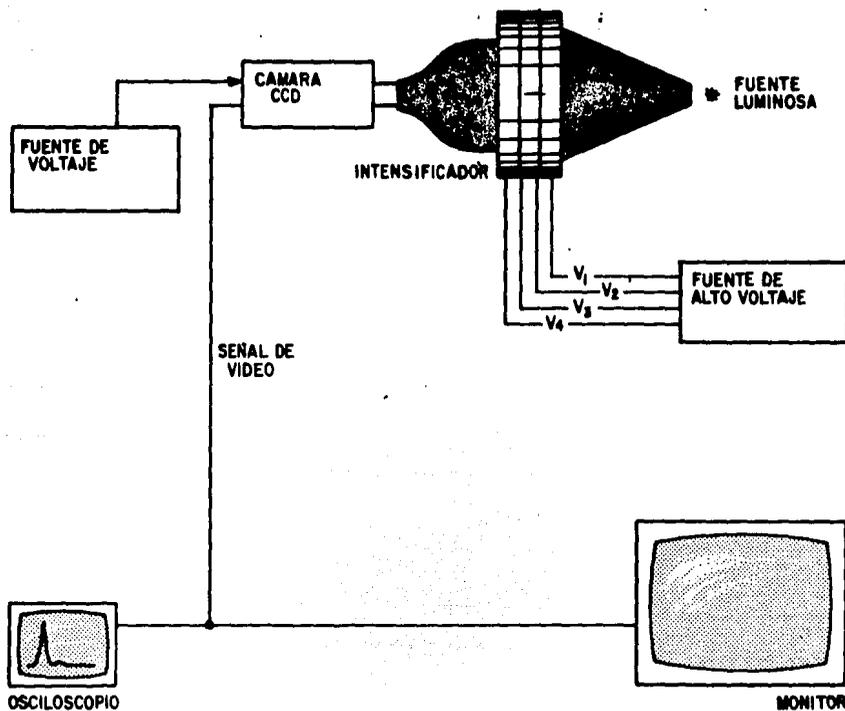
Para determinar experimentalmente la calidad del acoplamiento óptico y espectral, se hizo un montaje del detector compuesto. El CCD se conectó a una cámara que trabaja en los estándares televisivos para poder desplegar la imagen del intensificador en un monitor. La señal de video del CCD se analizó por medio de un osciloscopio, (figura 6.3).

Con el intensificador cubierto, en el monitor se veían los eventos individuales producto de la corriente oscura. El hecho de que se vean estos eventos es una prueba de que existe el acoplamiento óptico-espectral.

### Resolución espacial

Con el dispositivo experimental, antes descrito, se determinó la resolución espacial del detector compuesto. Como hemos visto un pixel del CCD mide  $22 \mu\text{m}$ , proyectado en el fotocátodo mide  $22 \times 4 = 88 \mu\text{m}$ . Se trata entonces de proyectar un punto en el intensificador cuyas dimensiones sean  $\leq 88 \mu\text{m}$  y ver en cuántos pixeles lo puede resolver el CCD. El arreglo óptico fue el siguiente: con un objetivo de cámara se proyectó un punto de  $\approx 70 \mu\text{m}$  en el intensificador.

Analizando la señal de video se hicieron varias medidas, y a continuación se reportan las mas relevantes. Se encuentra que un punto de  $\approx 70 \mu\text{m}$  en el intensificador abarca 3



**ARREGLO EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAR EL ACOPLAMIENTO OPTICO USANDO EL CCD CON UNA CAMARA QUE TRABAJA EN LOS ESTANDARES TELEVISIVOS**

*Figura 6.3*

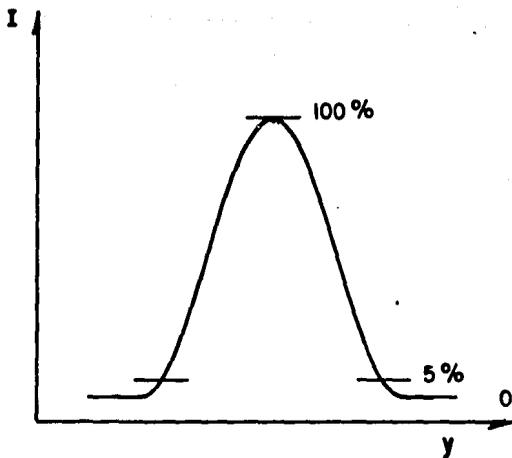
pixeles del CCD. Las amplitudes de los pulsos medidas en el osciloscopio son las siguientes:

A1 = 10.4 volts	77.6%
A2 = 1.5 volts	11.2%
A3 = 1.5 volts	11.2%

## 6.1

Cabe señalar que se está analizando una señal de video que está compuesta por dos campos entrelazados. Sin embargo, como se trata de una medida con osciloscopio, solo se puede ver una campo a la vez. Esto significa que el tamaño de los pixeles es de 11  $\mu\text{m}$ , mientras que los pixeles reales son de 22  $\mu\text{m}$ . Es de esperarse que en un pixel real la resolución aumente. Por otra parte el análisis que se hizo solo nos da información de la resolución en el eje y, ya que estamos viendo líneas consecutivas; es necesario en un experimento posterior medir la resolución en el eje x. Sin embargo, para el eje x se espera obtener una resolución aún mayor porque los pixeles del CCD en esa dirección están separados físicamente por los canales de acotamiento.

El punto proyectado ocupó tres pixeles, naturalmente no se sabe si el punto cayó en el centro del pixel central, pero tomando en cuenta que en esta medida se tienen pixeles de 11  $\mu\text{m}$  es de esperarse que si el punto se proyectara en el centro geométrico de un pixel de 22  $\mu\text{m}$  se obtendría que el 90% de la intensidad de luz caería en ese pixel. Puede entonces afirmarse que el contraste entre pixeles adyacentes es del 5%, i.e. el 90% cae en el pixel central mientras que el otro 10% se reparte entre los dos pixeles adyacentes, (figura 6.4), esto se



### DISTRIBUCION DE ENERGIA POR EXCITACION PUNTUAL

*Figura 6.4*

cumple para el eje y. Este resultado es sumamente importante porque nos permite afirmar que efectivamente se tienen  $385 \times 288$  elementos de imagen, ya que si se proyecta un punto que quepa en un solo pixel, este punto no se va a desparramar en los pixeles adyacentes, El resultado adquiere mayor relevancia considerando el sistema de detección que precede al CCD, i.e. el intensificador + la fibra óptica + fibra óptica del CCD. Indudablemente, se puede afirmar que el acoplamiento óptico es de alta calidad.

### Caracterización del Intensificador

Se hicieron diferentes pruebas para determinar los voltajes de operación del intensificador que optimicen su funcionamiento y de ahí el de todo el sistema de detección. Como fuente luminosa se usó un led verde y con una mascarilla se proyectó un punto sobre el intensificador.

Analizando la señal de video en los pixeles (6), donde se encuentra el punto luminoso, es posible medir la amplitud de los pulsos. Cambiando los voltajes del intensificador varía también la amplitud de los pulsos. De esta forma se puede medir indirectamente la ganancia del detector compuesto, en función de los voltajes aplicados al intensificador.

Hemos visto que la ganancia depende de los voltajes aplicados al fotocátodo, a la PMC y al fósforo, definidos anteriormente como:

V1 = Fotocátodo a entrada de la PMC.

V2 = Entrada de la PMC a salida de la PMC.

V3 = Salida de la PMC al fósforo.

Estos potenciales deben garantizar el mejor enfoque y la mayor ganancia posibles. Los voltajes V1 y V3 son, en principio, los encargados del enfoque, ya que son los potenciales que generan un campo eléctrico que acelera a los electrones, en el primer caso hacia la PMC y en el segundo hacia el fósforo.

El voltaje entre las terminales de la PMC, V2, determina en gran medida la ganancia de la placa, aunque ésta depende también de la energía primaria de los electrones incidentes, la cual a su vez es función de V1.

El elemento amplificador del intensificador es la PMC por lo que la ganancia luminosa del primero depende fuertemente de la ganancia de la placa. Se trata entonces de encontrar la combinación de voltajes adecuada que permita obtener la mayor ganancia de la PMC posible dentro del régimen lineal de operación de la placa.

Se determinó de manera precisa la resistencia equivalente de la PMC, midiendo la corriente entre las terminales de la placa para diferentes valores de V2, dejando V1 y V3 a cero volts. Los resultados indican que en la región de operación, que es entre 600 y 700 volts, la resistencia de la placa es constante e igual a 18.5 Megaohms. Por otra parte, este resultado coincide con el reportado por el fabricante, quien da un valor para la conductividad igual a:

$$C_{cond} = 2.7 \times 10^{-5} \text{ amps. a 500 volts.}$$

$$R = 500/C_{cond} \approx 18.5 \text{ M}\Omega.$$

6.2

Conociendo  $R$  se puede monitorear la corriente aplicada a la placa, i.e. la corriente interna y de ahí saber qué voltaje se está aplicando.

Se probaron diferentes configuraciones de los tres voltajes y se encontró que en ciertas condiciones aparece una sección saturada del intensificador, esta saturación se manifiesta con la aparición de una mancha, en un extremo del intensificador. Aparentemente esta saturación se debe a la PMC porque aparece siempre que la corriente de placa llega a aproximadamente a  $46 \mu\text{A}$ .

Es muy posible que lo anterior se deba al fenómeno de emisión de campo, producto de la existencia de imperfecciones en las paredes de los canales. Las partículas parásitas emiten electrones aún en ausencia de señal.

De estos resultados se ve que la condición que limita los voltajes de operación es precisamente la saturación. Supuestamente  $V_3$  puede llegar a ser tan grande como 6000 volts y se obtiene una amplitud mayor, siempre que la corriente de placa no exceda los  $46 \mu\text{A}$ . El enfoque está garantizado desde  $V_1=5$  volts, aunque se pierde resolución.

Para determinar cuál es la relación entre los voltajes aplicados a las tres terminales del intensificador se hizo un

arreglo experimental de la fuente de alimentación para variar el voltaje de fotocátodo, dado un voltaje de la placa, a un voltaje de ánodo fijo. Como fuente luminosa se usó un led verde y usando una mascarilla se proyectó un punto en el intensificador. Los datos obtenidos se dan a continuación, (tabla 6.1 y figura 6.5).

Tabla 6.1(x)

I2 ( $\mu$ A)	V2 (V)	V1 (V)	50	100	150	200
35	650	G (mV)	40	50	60	70
40	730	G	110	125	220	240
45	815	G	295	395	515	615

(x): V3 = 5500 volts.

De los resultados se encuentra que la configuración mas adecuada de voltajes es la siguiente:

V1 = 175 volts.

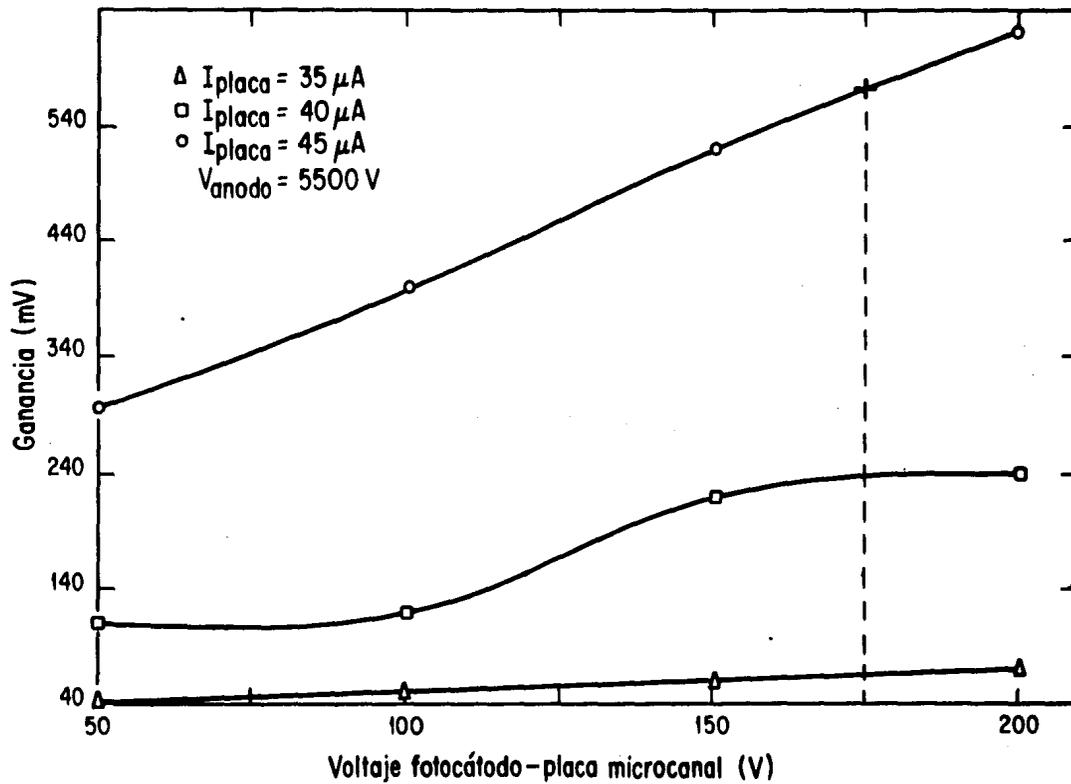
V2 = 720 volts.

V3 = 5500 volts.

6.3

ya que con ella se obtiene la mayor ganancia sin llegar a saturar la placa.

Por otro lado, el parámetro que determina si se trabaja en la región lineal de operación es la corriente interna de la placa. Cuando la corriente externa llega a ser el  $\approx 10\%$  de la interna se presenta el fenómeno de saturación de carga por las paredes. Una vez determinados los voltajes de operación, se iluminó toda el área del intensificador y la variación en la



CARACTERIZACION DEL INTENSIFICADOR ITT F4113

Figura 6.5

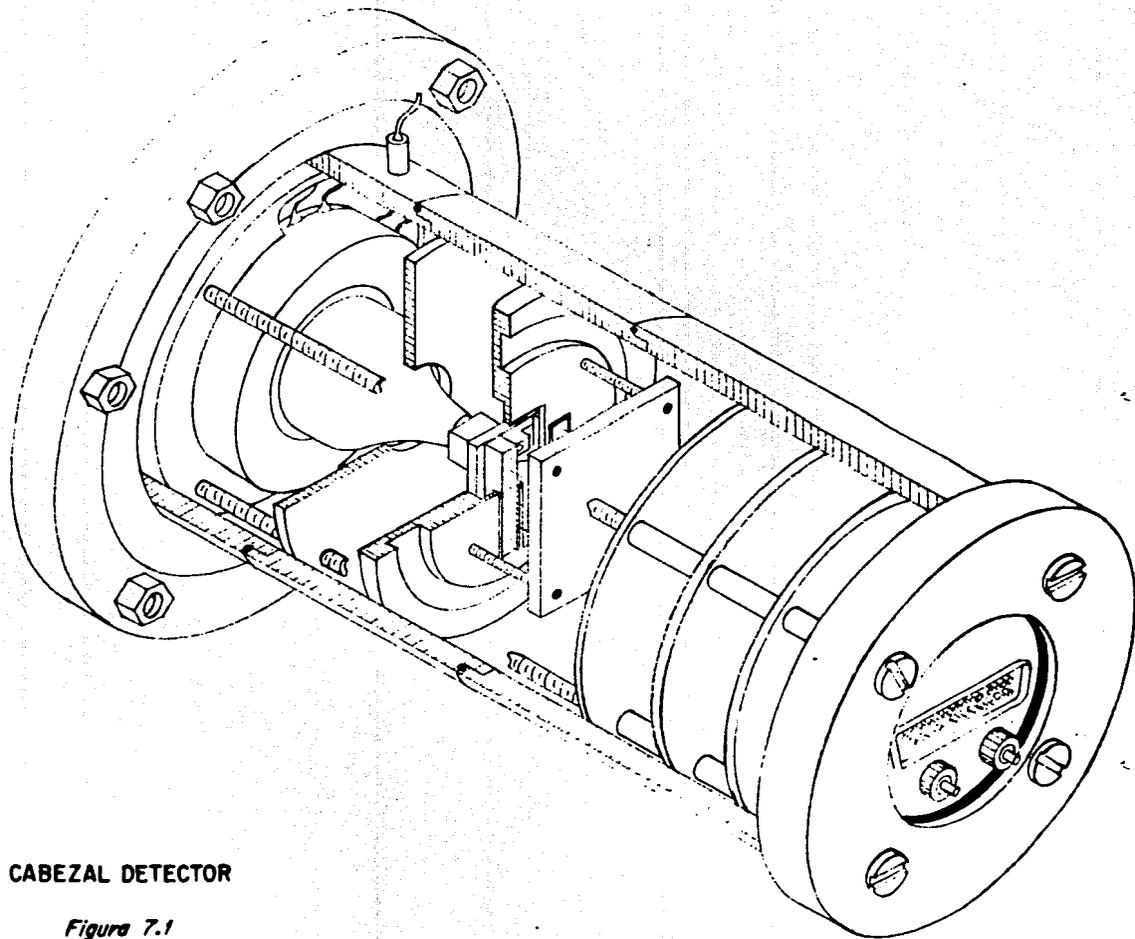
corriente interna es despreciable. Sin embargo, el CCD sí llegó a la saturación. Hay que hacer notar que el CCD, en esta prueba, estaba trabajando a altas velocidades. De cualquier manera, se puede afirmar que la PMC siempre operará en el régimen lineal, porque estamos muy por abajo de alcanzar una corriente externa tan alta como el 10% de la interna.

## **VII. DESCRIPCION DEL CABEZAL DETECTOR**

El cabezal detector diseñado para albergar el intensificador, la fibra óptica de acoplamiento, el CCD, el sistema de refrigeración y parte de la electrónica de control del CCD, garantiza la alineación de las diferentes componentes así como la hermeticidad necesaria para que las condiciones de operación de todo el sistema sean estables.

La estructura principal del cabezal es un tubo de aluminio de 10 cm de diámetro que se encuentra seccionado para permitir un fácil acceso al interior durante el ensamble, mantenimiento y servicio, (figura 7.1).

El cabezal está constituido por diferentes partes que se describen a continuación: en primer término, tiene una base que sostiene al intensificador de imagen en la cual hay cuatro traspasadores para las líneas de alimentación del intensificador. La base soporta, además, la estructura interior del tubo. Esta última está formada por cuatro barras roscadas que sostienen la



**CABEZAL DETECTOR**

*Figura 7.1*

montura del CCD, una tarjeta que posiciona la fibra óptica de acoplamiento y las tarjetas electrónicas. La tapa posterior se ajusta a las barras roscadas.

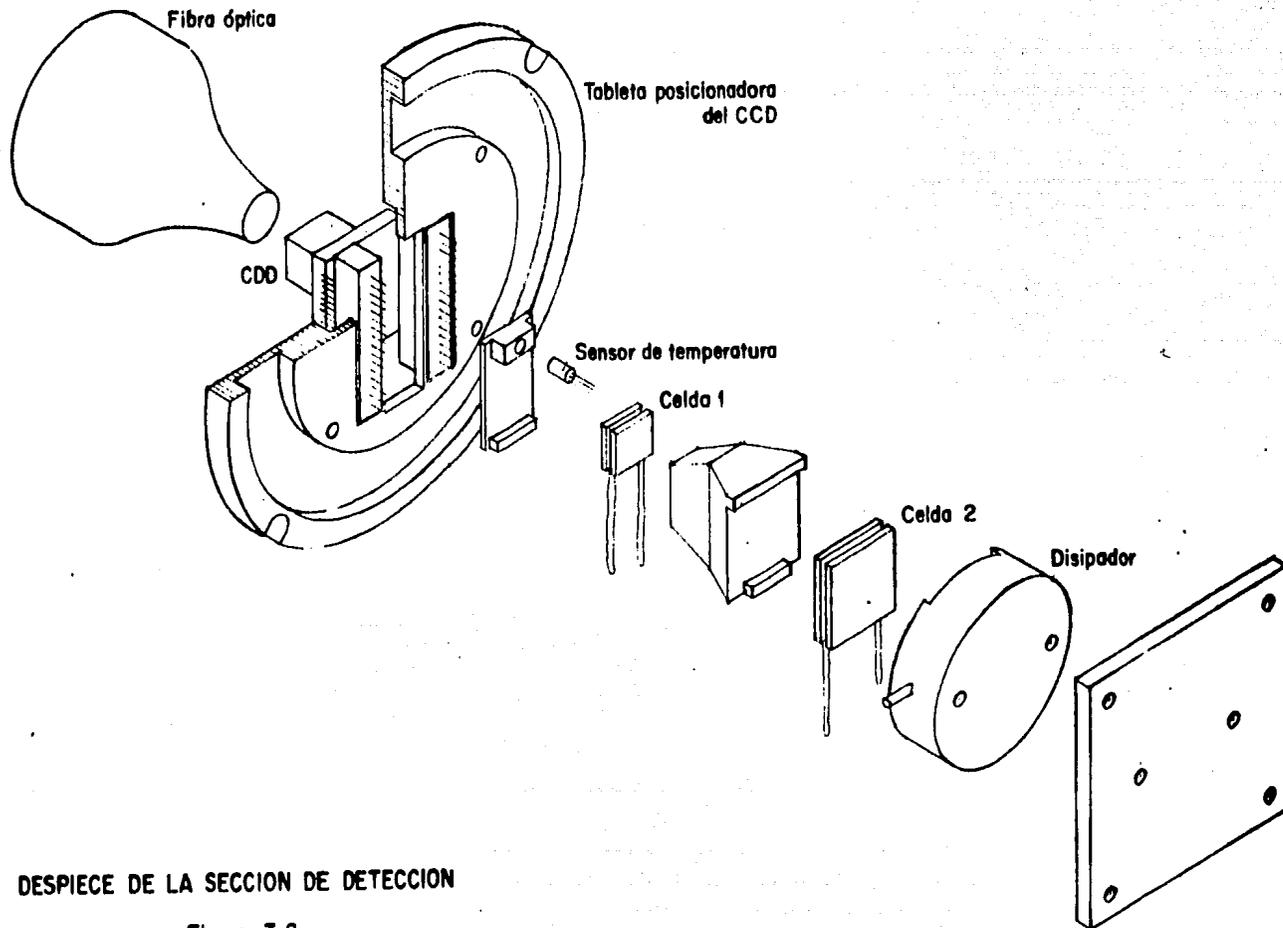
La tapa tiene integrados tres conectores, uno de ellos, el DB-25, es para las señales de entrada y salida de las tarjetas electrónicas y los otros dos son para las alimentaciones de las celdas Peltier.

Los traspasadores de las líneas de alimentación del intensificador son de acrílico y están sellados en la periferia de la primera sección del tubo.

La montura del CCD aísla eléctrica y térmicamente al detector, permite la alineación del sistema de detección compuesto y asegura el contacto térmico del CCD con el sistema de refrigeración.

La alineación del sistema de detección se logra con las tabletas posicionadoras que se fijan a la estructura por medio de tuercas. La tableta posicionadora del CCD tiene los conectores del detector. El contacto térmico entre el CCD y la primera celda Peltier, se lleva a cabo mediante una pieza de cobre, que es un buen conductor y alberga un sensor utilizado para el control de temperatura.

La segunda celda Peltier se une a la primera por medio de una pieza de aluminio. Para lograr un buen contacto térmico entre las diferentes superficies se utiliza grasa térmica. Como ya mencionamos la extracción de calor de la última celda, se



DESPIECE DE LA SECCION DE DETECCION

Figura 7.2

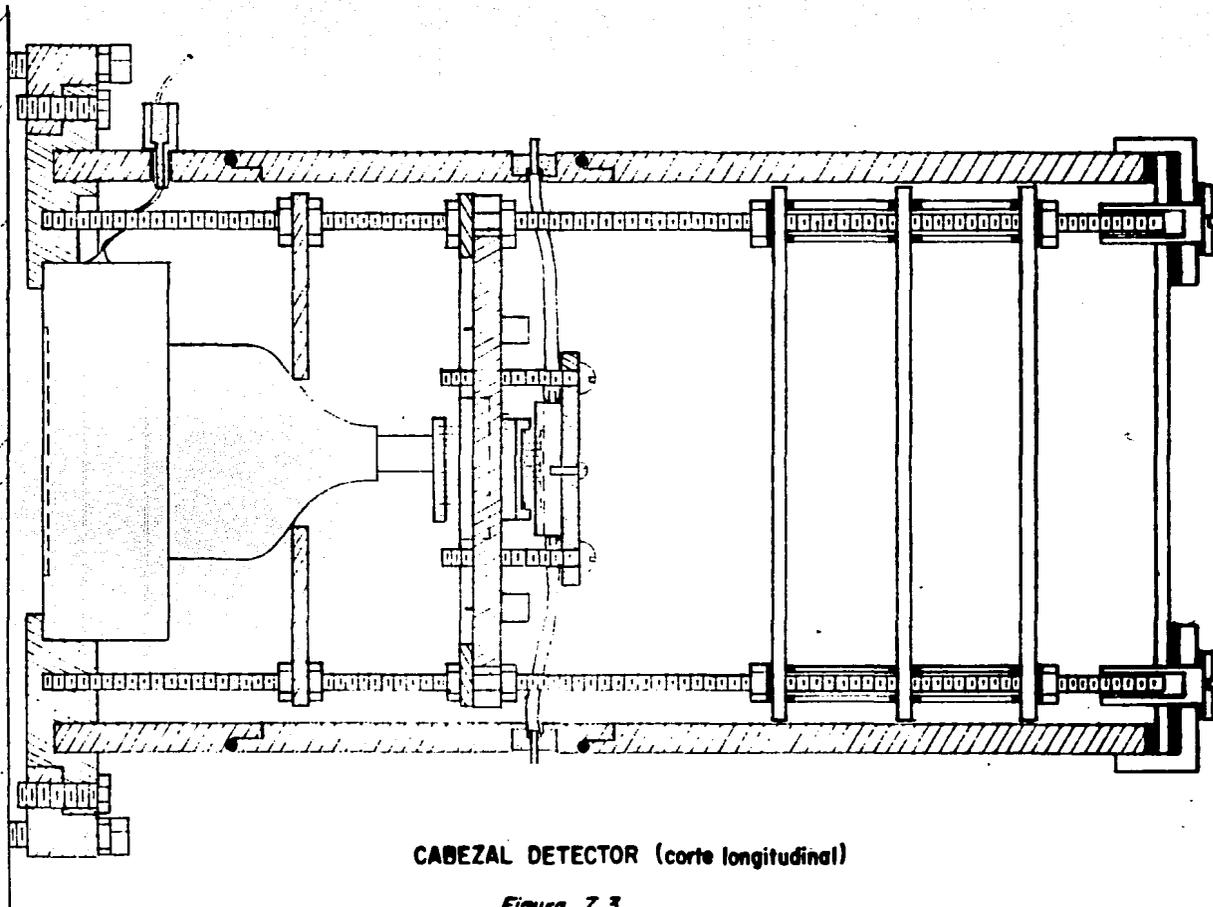
realiza por circulación de agua fría a través de un serpentín fresado en una pieza de bronce, que se encuentra en contacto con la superficie caliente.

El detector, sus conectores y el sistema de enfriamiento forman un bloque que se fija a la tableta posicionadora y que puede ser alineado a la fibra óptica de acoplamiento, (figura 7.2).

En la parte posterior del contenedor se encuentran en tarjetas electrónicas, el circuito generador de fases, el preamplificador y la electrónica de doble muestreo correlacionado.

Como el tubo está seccionado, para evitar que el sistema pierda hermeticidad se colocaron arosellos en los ensambles de las secciones, así como elementos aislantes en la tapa posterior. Sobre esta última se conecta el cable que transmite todas las señales a la caja de control.

En la figura 7.3 se muestra un corte del cabezal detector.



**CABEZAL DETECTOR (corte longitudinal)**

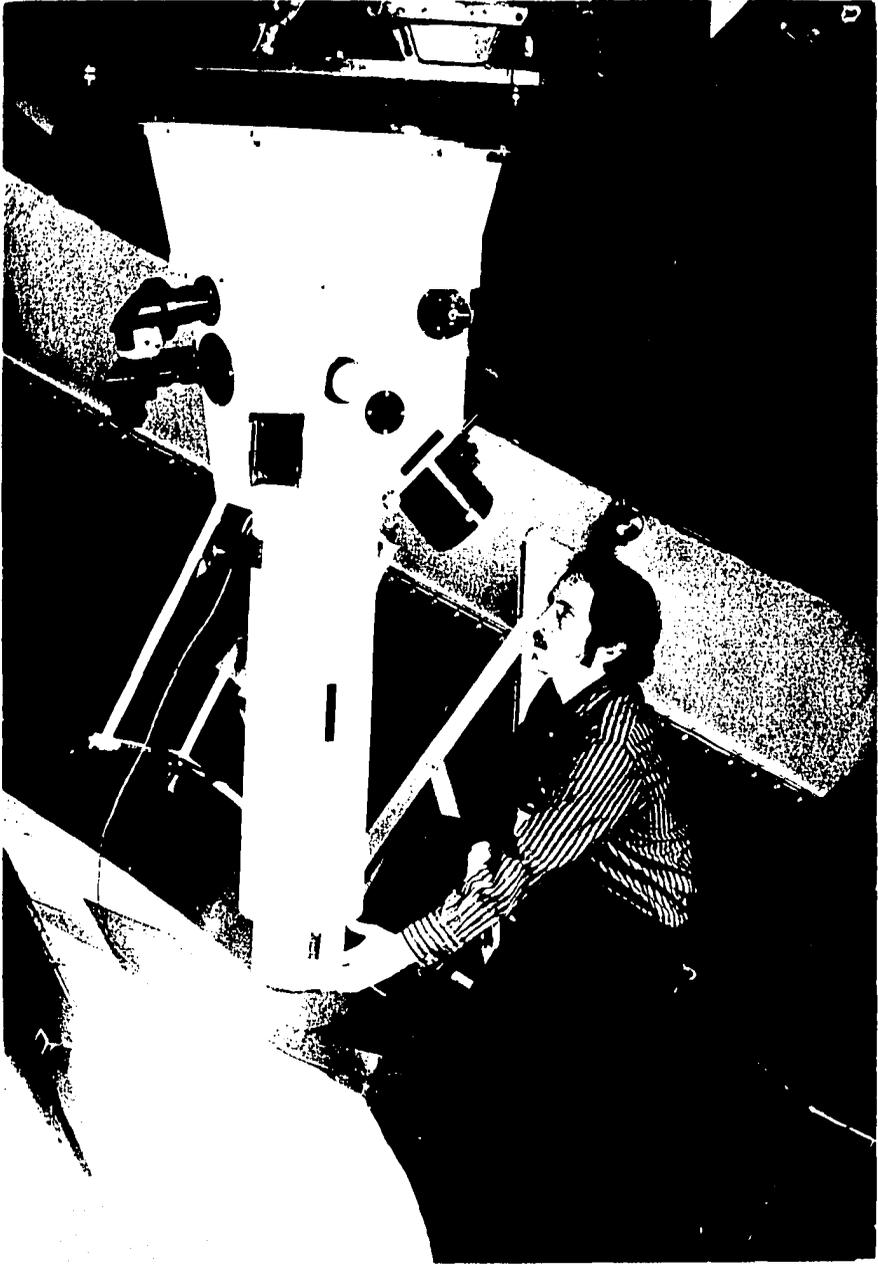
*Figura 7.3*

## VIII. DESCRIPCIÓN DEL ESPECTROGRAFO Y APLICACIONES CON EL DETECTOR COMPUESTO

El espectrógrafo Boller & Chivens que actualmente opera en el telescopio de 1.0 m del Observatorio Astronómico Nacional en Tonantzintla, Puebla y al cual será adaptado el sistema de detección se muestra en la fotografía 5 y se describe a continuación.

Se trata de un espectrógrafo  $f/15$  que trabaja con rejillas reflectoras de difracción. La escala de placa en la rendija es de  $14''/\text{mm}$ . La cámara es  $f/1.62$ , de cuarzo, con una abertura es 100 mm y un campo de 33.6 mm. De lo anterior se desprende que los requerimientos del espectrógrafo coinciden con el tamaño del área sensible del intensificador que es de 40 mm.

El espectrógrafo está equipado con diferentes lámparas para obtener exposiciones de calibración, entre las que se encuentran una de Neón y un arco de Hierro. Con estas lámparas puede calibrarse la sensibilidad del sistema de detección además de obtenerse espectros de comparación.



El ancho de la rendija de entrada del espectrógrafo se puede ajustar continuamente para espaciamientos mayores de  $5\mu$  y un dispositivo mecánico (Decker) selecciona la longitud de la rendija iluminada por el telescopio o por las lámparas de calibración.

En el diagrama mecánico del espectrógrafo se pueden apreciar las diferentes partes que hacen posible su operación, (figuras 8.1 y 8.2).

La luz de la estrella forma una imagen en el plano focal del telescopio, donde se encuentra la rendija del espectrógrafo. Un espejo parabólico fuera de eje colima la luz y refleja el haz hacia la rejilla de difracción. La imagen de la luz dispersada se forma en el plano focal de cámara, (figura 8.3). Con un esquema óptico equivalente a esta construcción (figura 8.4), se puede demostrar que la proyección de una imagen de longitud  $y$  (mm), en el plano focal del telescopio equivale a una longitud  $y'$  (mm), en el plano focal de la cámara dada por:

$$y' = (f_{cam} / f_{col}) y. \quad 8.1$$

En nuestro caso:

$$y' = (160 \text{ mm} / 1100 \text{ mm}) y.$$

$$y' = (0.145) y. \quad 8.2$$

Entonces  $1 = 0.145$  es el factor de reducción introducido por el

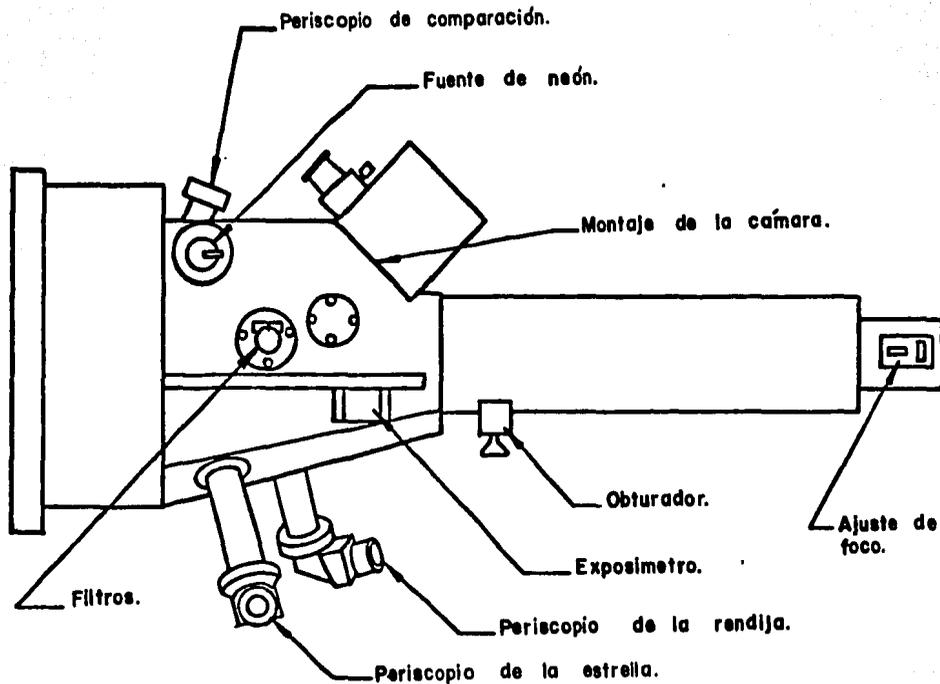


DIAGRAMA MECÁNICO DEL ESPECTOGRAFO BOLLER & CHIVENS  
VISTA ANTERIOR.

*Figura 8.1*

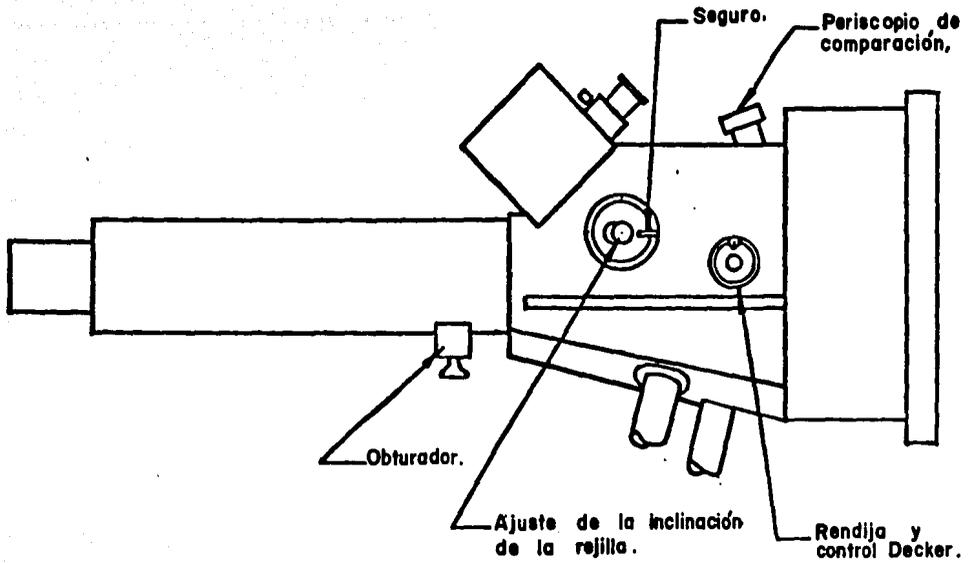


DIAGRAMA MECANICO DEL ESPECTOGRAFO BOLLER & CHIVENS  
VISTA POSTERIOR.

*Figura 8.2*

espectrógrafo. Un segundo de arco " equivale a  $75 \mu\text{m}$  en la rendija, entonces:

$$y' = 10.67 \mu\text{m}.$$

8.3

en el detector. La proyección de un pixel del CCD en el intensificador es 4 veces su tamaño, es decir  $88 \mu\text{m}$ , de donde se obtiene una resolución de  $8^{\hat{n}}/\text{pixel}$ . En otras palabras un segundo de arco en el CCD mide  $y'/4 = 2.7 \mu\text{m}$ .

La altura del espectro, en pixeles del CCD depende de la altura de la rendija ( $y$ ), y el ancho de las líneas del espectro depende de la apertura de la rendija ( $x$ ). Esta última se controla con un tornillo micrométrico. El espectrógrafo tiene un juego de mascarillas, movibles en la dirección perpendicular a la longitud de la rendija, que se usan en función del objeto a observar y determinan la altura del espectro, (figura 85). En la tabla 81 se da la altura de la rendija, usando las mascarillas, así como su proyección en pixeles del CCD.

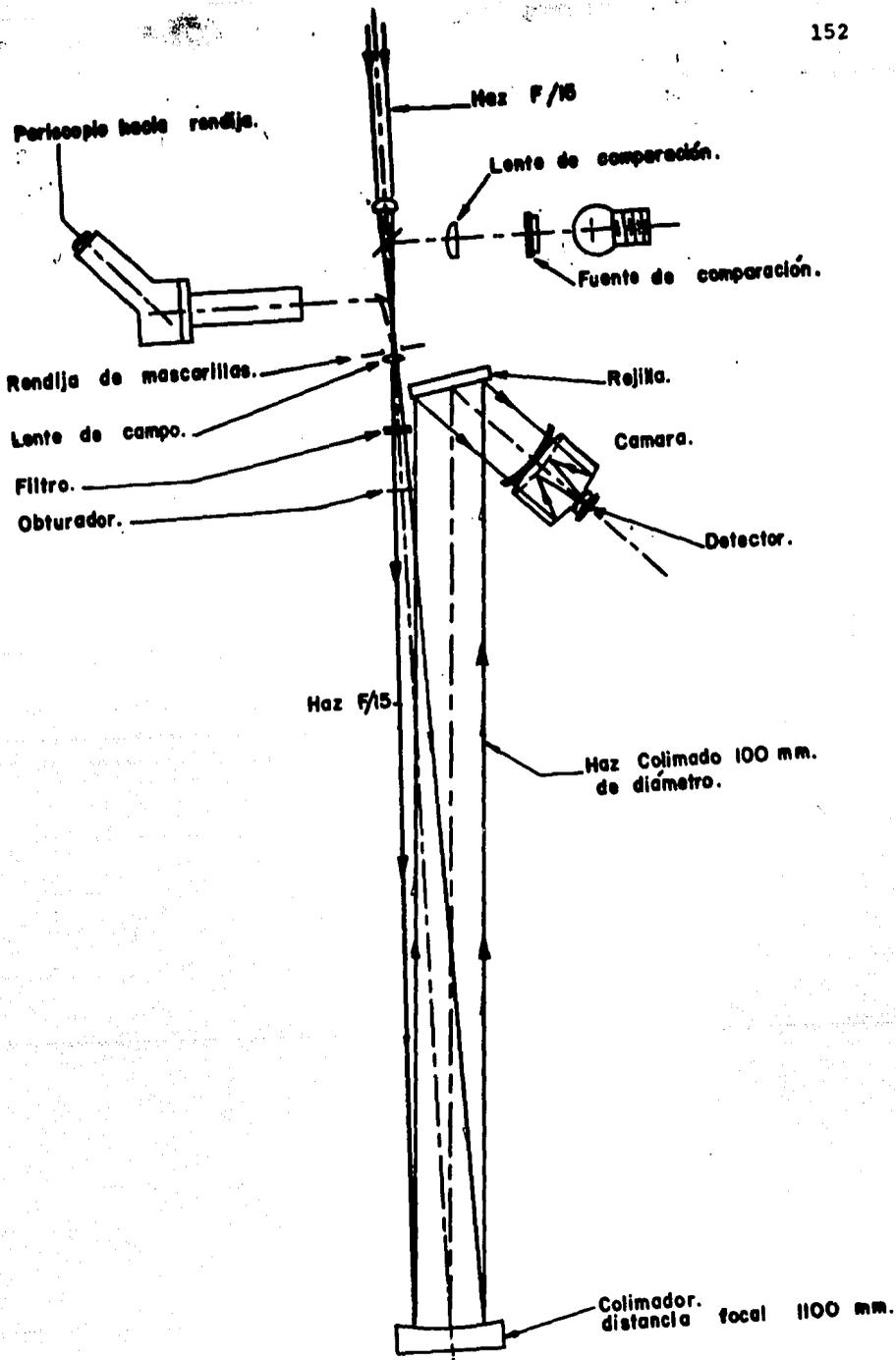
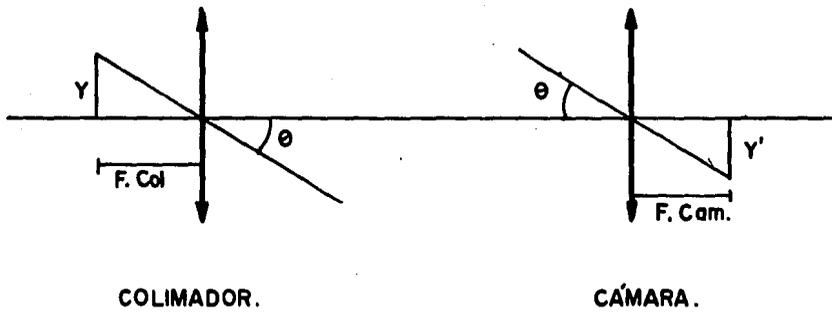


Figura 8.3

DIAGRAMA OPTICO DEL ESPECTOGRAFO.



ESQUEMA OPTICO EQUIVALENTE DEL ESPECTOGRAFO.

*Figura 8.4*

Tabla 8.1

Dimensión en Y de la mascarilla en el p.f. del telescopio (mm).	Dimensión Y' en el intensificador. Y' = 0.145 y, (mm).	Pixeles del CCD.	Medidas Angulares.
--	--	------------------------	-----------------------

25	3.62	41.1	5.4'
12	1.74	19.7	2.6'
6	0.87	9.8	1.3'
3	0.43	4.9	39.5"
2	0.29	3.2	26.3"
1	0.14	1.6	13.1"

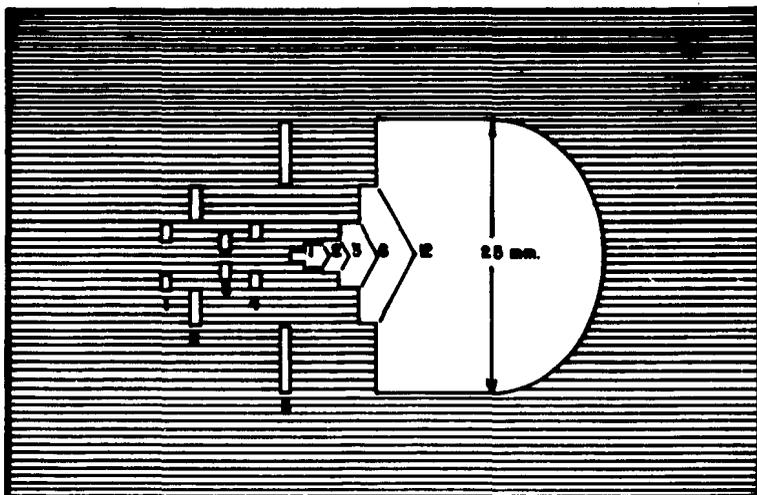
Existen tres rejillas de difracción intercambiables, cada una montada en una celda separada y una rejilla adicional sin celda. Sus características son las siguientes:

Tabla 8.2

1. B & L # 35-53-15-63 (200 1/mm, Angulo de blaze: 6° 0').
2. B & L # 35-53-15-58 (400 1/mm, Angulo de blaze: 9° 44').
3. B & L # 35-53-15-47 (830 1/mm, Angulo de blaze: 20° 34').
4. B & L # 35-53-15-260 (600 1/mm, Angulo de blaze: 8° 38').

Los ángulos de blaze indicados para las tres primeras rejillas corresponden a una eficiencia de reflexión máxima para

ANCHO	LARGO	SEPARACIÓN.
1. $1/16''$	1.8mm.	2mm.
2. $1/16''$	3.2	0.2
3. $1/16''$	1.8	1
4. $1/16''$	1.5	3
5. $1/16''$	0.2	12.7



JUEGO DE MASCARILLAS.

Figura 8.5

el primer orden en el rojo y para el segundo orden en el azul; para la cuarta en el primer orden a 5000 Å.

El ángulo de blaze ( $\theta_0$ ) está definido como el ángulo formado por la normal a la rejilla y la normal a los dientes de la rejilla, (figura 8.6). Consideremos la construcción de Litrow, en ella la óptica está diseñada para que los rayos incidan en la dirección normal a los dientes de la rejilla de tal manera que el ángulo de incidencia sea igual al de reflexión. En este caso la ecuación de la rejilla se modifica de la siguiente forma:

$$\text{sen}\alpha + \text{sen}\beta = m\lambda/a.$$

$$2 \text{sen}\beta = m\lambda/a.$$

$$\lambda = (2a \text{sen}\theta_0)/m. \quad 8.4$$

donde:

$\alpha$ : ángulo de incidencia.

$\beta$ : ángulo de reflexión.

$m$ : orden de interferencia.

$\theta_0$ : ángulo de blaze.

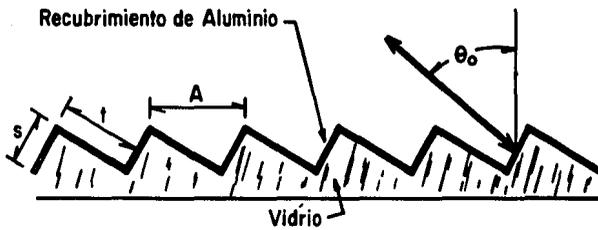
A partir de la ecuación 8.4 se encuentra que la dispersión recíproca  $d\lambda/ds$ , [Å/mm], en el detector está dada por:

$$d\lambda/ds = (a \cos\beta)/mf. \quad [Å/mm]. \quad 8.5.$$

donde:

$f$ : distancia focal de la cámara.

Aplicando la ecuación 8.4 se puede calcular la longitud



### PERFIL DE UNA REJILLA DE DIFRACCION REFLECTORA

*Figura 8.6*

central del espectro para cada rejilla en el primer y segundo orden:

Tabla 8.3

Rejilla	$\lambda$ , m=1	$\lambda$ , m=2.
1	10452	5226.
2	8200	4100.
3	8375	4187.
4	4857	2428.

Con las tres primeras rejillas se trabaja, en general, en el segundo orden en vista de que se tiene una mayor dispersión recíproca y que el detector ha sido hasta la fecha la placa fotográfica cuya sensibilidad espectral es mejor en el azul.

A partir de la ecuación 8.5, se calcula la dispersión recíproca correspondiente a cada orden, la resolución en  $\text{\AA}/\text{pixel}$  y el intervalo en longitud de onda  $\Delta\lambda$ , comprendido en los 385 pixeles del CCD. Los resultados se dan en la tabla 8.4

Tabla 8.4

Rejilla	200 l/mm		400 l/mm		830 l/mm		600 l/mm	
	10.	20.	10.	20.	10.	20.	10.	20.
orden	10.	20.	10.	20.	10.	20.	10.	20.
$d\lambda/ds$ [ $\text{\AA}/\text{mm}$ ]	310	155	154	77	74	37	103	51
[ $\text{\AA}/\text{pixel}$ ]	27.2	13.6	13.5	6.7	6.5	3.2	9.0	4.4
$\Delta\lambda$ [ $\text{\AA}$ ]	10472	5236	5197	2579	2502	1232	3465	1694

El sistema de detección está orientado de tal manera que la dirección de dispersión está en la dirección del registro horizontal de lectura del CCD y la dirección espacial a lo largo de la rendija está alineada con los renglones del CCD. De esta manera en la dirección de dispersión se tiene la mayor resolución del detector.

Es importante hacer notar que con la cuarta rejilla, trabajando en el primer orden, se puede ver prácticamente todo el espectro visible sin que se encimen los órdenes. Esto es posible ya que se tiene un intervalo en longitud de onda  $\Delta\lambda=3465$  A, centrado en 4867 A, de donde el intervalo visible estará comprendido entre 3134 A y 6599 A. En este intervalo caen diferentes líneas importantes como son el OII (3727, 3729) y toda la serie de Balmer, entre otras. En la tabla 5 se dan las líneas de esta serie.

**Tabla 8.5** Líneas de la Serie de Balmer.\*

H $\alpha$  = 6562, H $\beta$  = 4861, H $\gamma$  = 4340, H $\delta$  = 4101, H $\epsilon$  = 3970, H $\zeta$  = 3889,  
H $\eta$  = 3835, H $\theta$  = 3797, H = 3770, H $\kappa$  = 3750, Límite = 3646.

\* : Ref: Allen, C.W., "Astrophysical Quantities", Second Edition, 1965. University of London.

## Aplicaciones

Las principales aplicaciones astronómicas del sistema de detección una vez acoplado al espectrógrafo son: espectroscopía de baja dispersión de estrellas y espectroscopía nebular.

La espectroscopía de baja dispersión de estrellas permite la clasificación espectral de las mismas, ya que es posible medir con precisión la distribución espectral del continuo en todo el intervalo visible. A partir de estos datos se pueden obtener, la temperatura, la densidad superficial, la aceleración de la gravedad y el ancho equivalente. A partir de este último es posible conocer algunas abundancias iónicas o químicas de baja precisión.

La ventaja de poder obtener simultáneamente el espectro del cielo permite restar de manera precisa su contribución. En el caso del Observatorio de Tonantzintla este hecho adquiere gran relevancia debido a las condiciones atmosféricas del lugar.

Es posible hacer espectroscopía de objetos nebulares cuyo tamaño sea menor que el largo de la rendija. La escala de placa en la rendija es a  $14''/\text{mm}$ , entonces en 25 mm se tienen aproximadamente 5 min de arco.

El gran intervalo dinámico del detector aunado al hecho de que es posible obtener en el mismo orden de dispersión todo el intervalo visible, permite la obtención precisa de cocientes de líneas nebulares de los que se pueden obtener temperaturas electrónicas, densidades y abundancias químicas precisas. También se pueden medir velocidades radiales de algunos objetos extragalácticos brillantes así como la distribución de estos parámetros físicos en la región del objeto proyectada en la rendija.

Para aplicaciones de objetos extendidos es posible abrir la rendija al máximo ya que se puede compensar toda la luz parásita que entra, tomando una imagen del cielo.

Una aplicación potencial del sistema de detección es su aplicación en imagen directa. En este caso conviene pensar en una cámara diseñada para este detector, pero aún sin la cámara se pueden aplicar filtros que permitan hacer fotometría espacial de campos estelares, por ejemplo U B V (3600, 4400 y 5500 Å) y de objetos extendidos nebulares con filtros de interferencia. Esto último permite la obtención de la distribución espacial de la intensidad de algunas líneas nebulares interesantes. Las nebulosas emiten en unas cuantas líneas y por eso se requieren filtros estrechos, i.e. de interferencia, mientras que las estrellas emiten en todo el espectro y en consecuencia pueden usar cualquier filtro.

En el plano focal del telescopio la escala de placa es de 14"/mm y el detector mide 40 mm, entonces en toda el

área del detector se tienen  $\approx 10$  min de arco. En imagen directa se podrían tomar objetos cuyo tamaño fuera menor que 10 min de arco, esto se haría sin necesidad de usar reductor focal .

Por otro lado, la resolución espacial óptica del telescopio es de 2 ; para tener la escala de placa en pixeles del CCD, podemos considerar que la proyección de un pixel del CCD en el intensificador es de  $\approx 100 \mu\text{m}$  i.e. de 0.100 mm y como la escala de placa es de 14"/mm, se obtiene 1.4 "/pixel del CCD. Este es un resultado sumamente importante ya que implica que la resolución máxima de todo el sistema de detección (telescopio + detector compuesto) estaría limitada por la resolución espacial óptica del telescopio y no por la del detector.

## CONCLUSIONES

La necesidad de tener detectores bidimensionales de alta calidad acoplados a los instrumentos que operan en los telescopios de los Observatorios Nacionales, ha sido una preocupación constante de la comunidad astronómica. En los últimos años se han hecho grandes esfuerzos en distintas direcciones y para diferentes aplicaciones.

Como se mostró en el último capítulo, las aplicaciones del sistema desarrollado en este trabajo aportan algunas soluciones a las demandas astronómicas.

El sistema de detección fué concebido originalmente para acoplarse al espectrógrafo Boller & Chivens que actualmente opera en el telescopio de 1m en el Observatorio de Tonantzintla. La electrónica que se desarrolló, alrededor del CCD, contempla además otras aplicaciones, entre las que destaca el uso del sistema como cámara directa.

Sin duda una de las ventajas de este sistema es el tamaño de su área útil, el cual permite que su acoplamiento al espectrógrafo se realice de una manera simple, a diferencia de un CCD criogénico, en el que todo el sofisticado sistema de enfriamiento al vacío asociado, hace que su adaptación a cualquier instrumento sea complicada, además de que en ese caso, el área fotosensible es pequeña.

El sistema de detección puede ser adaptado a distintos instrumentos, como son los otros espectrógrafos o al interferómetro Fabry - Perot de barrido. Su montura mecánica permite que esta adaptación sea posible de manera sencilla en cualquier caso.

Por las características propias del detector CCD, el funcionamiento del sistema en cuanto a ruido no es mejor que el del MEPSICRON o el de un CCD criogénico. No obstante, la sensibilidad alcanzada con la electrónica asociada y el modo de operación (barrido lento) permiten la detección de flujos grandes sin llegar a la saturación del detector, lo cual hace al sistema idóneo como cámara directa.

En este trabajo se desarrolló toda la electrónica necesaria para hacer funcionar un CCD comercial a bajos niveles de luz. Con el sistema de enfriamiento se espera reducir la corriente oscura un factor de 100 y alcanzar un intervalo dinámico de 4000:1, logrando, de esta manera, tiempos de integración de varios minutos. El tiempo mínimo de integración determina la necesidad o no de construir una memoria externa a la

microcomputadora.

La electrónica diseñada genera un tiempo mínimo de integración de 1 seg. que se traduce en un tiempo de lectura por pixel igual a 10µseg. Si el sistema de enfriamiento permite duplicar este tiempo, se podrá omitir la memoria externa y la adquisición de datos se llevaría a cabo en forma directa hacia la memoria de la microcomputadora. Esto haría al sistema mas sencillo, compacto y eficiente, con la ventaja de que se relajarían los tiempos de reestablecimiento de todos los circuitos electrónicos analógicos.

En cualquiera de los dos casos, es necesario desarrollar los diversos programas de control y de operación para cada aplicación astronómica particular.

Finalmente, cuando la información generada por el sistema pueda ser almacenada en memoria, se podrán hacer diversas pruebas para caracterizar los diferentes parámetros de funcionamiento del CCD en particular y del sistema de detección en general.

## **BIBLIOGRAFIA**

Blouke, M.M., Corrie, B., Heidtmann, D.L., Yang, F.H.,  
Winzenread, M., Lust, M.L., Marsh IV, H.H. and Janesick, J.R.,  
**Optical Engineering**, September 1987, Vol. 26 No 9.

Born, M. and Wolf, E., **'Principles of Optics'**, p.p. 30-41,  
491-516, Pergamon Press, Sixth Edition, England, 1980.

Crawford, R.H., **MOSFET in Circuit Design**, p.p. 3-70, McGraw-Hill  
Book Company, USA, 1967.

Deboo, G.J. and Burrous, C. N., **'Integrated Circuits and  
Semiconductor Devices: Theory and Application'**, p.p. 63-89,  
147-213, Mc Graw-Hill Book Company, USA, 1971.

Eccles, M.J., Sim, M. and Tritton, K.P., **'Low light level  
detectors in astronomy'**, p.p. 1-14, 80-182, Cambridge University  
Press, England, 1983.

Firmani, C., Gutierrez, L., Ruiz, E. Bisiacchi, G., Salas, L. and Paresce, F., Proc. SPIE, Vol. 445, Instrumentation in Astronomy V, 1983.

Gunn, J. E., Emory, E.B., Harris, F.H. and Oke, J.B., Publication of the Astronomical Society of the Pacific, June 1987, 99.

Janesick, J.R., Elliot, T., Collins, S., Blouke and M.M., Freeman, J., Optical Engineering, August 1987, Vol. 26 No 8.

Leach, R. W., Optical Engineering, October 1987, Vol. 26 No 10.

Lumb, D.H. and Hopkinson G.R., SPIE, Vol. 331, Instrumentation in Astronomy IV, 1982.

Mackay, C.D. Ann, Rev. Astrophys., 1986, 24.

Pollehn, H.K., Optical Engineering, Jan-Feb 1982, Vol. 21 No 1.

Rome, M., "Photoelectric Imaging Devices", Vol. 1, p.p. 147-160, Plenum Press, New York, 1971.

Sandel, B.R. Broadfoot, A.L., Applied Optics, Nov. 1986, Vol. 25 No. 22.

Séquin, C.H. and Tompsett M.F., "Charge Transfer Devices", p.p. 62-141, Academic Press, Inc., New York 1975.

Siegmund, W.P., "Handbook of Optics", p.p. 13.1-13.26,  
Macgraw-Hill Book Company, USA, 1978.

Wilson, J. Hawkes, J.F.B., "Optoelectronics: An Introduction",  
p.p. 278-331, Prentice-Hall International Inc., USA, 1983.

EEV, "CCD imaging technical notes", November 1983, England.

PHILIPS, Serie: "Data handbook electronic components and  
materials. Electron tubes", Book 9, p.p. 357-161, USA, 1984.

RTC, "Manuel Technique", Multiplicateurs d'electrons.  
Edition 1984, Paris.

## CONCLUSIONES

La necesidad de tener detectores bidimensionales de alta calidad acoplados a los instrumentos que operan en los telescopios de los Observatorios Nacionales, ha sido una preocupación constante de la comunidad astronómica. En los últimos años se han hecho grandes esfuerzos en distintas direcciones y para diferentes aplicaciones.

Como se mostró en el último capítulo, las aplicaciones del sistema desarrollado en este trabajo aportan algunas soluciones a las demandas astronómicas.

El sistema de detección fué concebido originalmente para acoplarse al espectrógrafo Boller & Chivens que actualmente opera en el telescopio de 1m en el Observatorio de Tonantzintla. La electrónica que se desarrolló, alrededor del CCD, contempla además otras aplicaciones, entre las que destaca el uso del sistema como cámara directa.

Sin duda una de las ventajas de este sistema es el tamaño de su área útil, el cual permite que su acoplamiento al espectrógrafo se realice de una manera simple, a diferencia de un CCD criogénico, en el que todo el sofisticado sistema de enfriamiento al vacío asociado, hace que su adaptación a cualquier instrumento sea complicada, además de que en ese caso, el área fotosensible es pequeña.

El sistema de detección puede ser adaptado a distintos instrumentos, como son los otros espectrógrafos o al interferómetro Fabry - Perot de barrido. Su montura mecánica permite que esta adaptación sea posible de manera sencilla en cualquier caso.

Por las características propias del detector CCD, el funcionamiento del sistema en cuanto a ruido no es mejor que el del MEPSICRON o el de un CCD criogénico. No obstante, la sensibilidad alcanzada con la electrónica asociada y el modo de operación (barrido lento) permiten la detección de flujos grandes sin llegar a la saturación del detector, lo cual hace al sistema idóneo como cámara directa.

En este trabajo se desarrolló toda la electrónica necesaria para hacer funcionar un CCD comercial a bajos niveles de luz. Con el sistema de enfriamiento se espera reducir la corriente oscura un factor de 100 y alcanzar un intervalo dinámico de 4000:1, logrando, de esta manera, tiempos de integración de varios minutos. El tiempo mínimo de integración determina la necesidad o no de construir una memoria externa a la

microcomputadora.

La electrónica diseñada genera un tiempo mínimo de integración de 1 seg, que se traduce en un tiempo de lectura por pixel igual a 10 $\mu$ seg. Si el sistema de enfriamiento permite duplicar este tiempo, se podrá omitir la memoria externa y la adquisición de datos se llevaría a cabo en forma directa hacia la memoria de la microcomputadora. Esto haría al sistema mas sencillo, compacto y eficiente, con la ventaja de que se relajarían los tiempos de reestablecimiento de todos los circuitos electrónicos analógicos.

En cualquiera de los dos casos, es necesario desarrollar los diversos programas de control y de operación para cada aplicación astronómica particular.

Finalmente, cuando la información generada por el sistema pueda ser almacenada en memoria, se podrán hacer diversas pruebas para caracterizar los diferentes parámetros de funcionamiento del CCD en particular y del sistema de detección en general.