

49
29

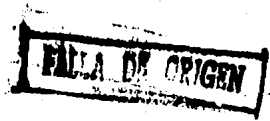


UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

SISTEMA ESPECTROFOTOMETRICO CON
DETECTOR CCD INTENSIFICADO

T E S I S
PARA OBTENER EL TITULO DE
F I S I C O
P R E S E N T A
JUAN PABLO EMILIO ARTURO SOTELO DIAZ



MEXICO, D. F.

1990



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	pag
I)	Introducción : 4
I.i)	Descripción general del sistema 5
I.i.1)	Cabezal detector 7
I.i.2)	Contenedor de la electrónica de control 8
I.i.3)	Interfaz y programas de adquisición y control para la computadora 9
II)	Espectrógrafo f/15 Boller & Chivens : 11
II.i)	Descripción y características 11
II.ii)	Mascarillas 16
II.iii)	Rejillas de difracción 18
III)	Cabezal detector : 20
III.i)	Intensificador de imagen 22
III.i.1)	Teoría de operación 25
III.i.2)	Características 30
III.i.2.1)	Ganancia 30
III.i.2.2)	Resolución espacial 33
III.i.2.3)	Corriente oscura 34
III.i.2.4)	Intervalo dinámico 35
III.i.3)	Determinación de los potenciales de operación 35
III.i.4)	Determinación experimental de la distribución de altura de pulsos 37
III.i.5.)	Análisis de la razón señal a ruido 39
III.ii)	Fibra optica de acoplamiento entre el intensificador y el CCD 43
III.iii)	Detector CCD 43
III.iii.1)	Principio de operación 45
III.iii.2)	CCD de canal profundo 49

III.iii.3)	Características del CCD del sistema	51
III.iii.4)	Resolución espacial	54
III.iii.5)	Eficiencia cuántica	60
III.iii.6)	Respuesta espectral	65
III.iii.7)	Corriente oscura	66
III.iii.8)	Intervalo dinámico	70
III.iii.9)	Eficiencias de colección y transferencia de carga	71
III.iv)	Tarjeta electrónica de generación de fases	74
III.v)	Electrónica de preamplificación y procesamiento de video	87
III.v.1)	Circuito de salida del CCD	87
III.v.1.1)	Características estáticas del transistor de salida	91
III.v.1.2)	Ruidos de la etapa de salida	95
III.v.1.2.i)	Ruido de restablecimiento	95
III.v.1.2.ii)	Ruido del transistor de salida	98
III.v.2)	Técnicas de reducción de ruido	98
III.v.2.1)	Fuente de corriente para el transistor de salida	98
III.v.2.ii)	Doble muestreo correlacionado	100
III.v.3)	Conversión analógico digital	104
III.vi)	Sistema de enfriamiento	108
III.vi.1)	Efecto peltier	108
III.vi.2)	Celda peltier	109
III.vi.3)	Conjunto refrigerador y de intercambio de calor	111
III.vi.4)	Sistema de circulación de líquido refrigerante	116
III.vii)	Tarjeta de conectores de alimentación y señales hacia la caja de control	119

IV)	Módulo contenedor de la electrónica de control :	121
IV.i)	Fuente de alimentación general	126
IV.ii)	Fuente de alto voltaje para el intensificador	129
IV.iii)	Control de temperatura para el CCD	134
IV.iv)	Fuente de alimentación y circuito interruptor de potencia a la celda Peltier grande	137
IV.v)	Tarjeta de muestreo y conversión analógico digital	141
IV.vi)	Circuito de despliegue de video a osciloscopio y reloj maestro	141
V)	Interfaz y programas de control y adquisición para la computadora	147
V.i)	Interfaz de adquisición	147
V.ii)	Programas de adquisición en lenguaje de máquina	156
V.iii)	Programa general para el manejo del sistema	158
VI)	Evaluación del sistema y conclusiones	164
VII)	Bibliografía	188

I) INTRODUCCION :

En este trabajo se presenta la información referente a un sistema desarrollado con el fin de realizar observaciones de espectroscopía astronómica en el telescopio de 1 m., que se encuentra en el Observatorio Astronómico Nacional de Tonanzintla, Puebla.

Se intenta presentar de la forma mas completa posible la información referente al sistema desarrollado, de tal suerte que sirva como fuente de referencia para futuras consultas en cuanto capacidad, modo de operación, características y mantenimiento. Es por esto que se documentan cada una de las componentes involucradas aun cuando algunas de estas ya existían antes del inicio del proyecto.

La motivación para el desarrollo de este sistema surge de la necesidad de contar con un instrumento que pudiera ser utilizado tanto por los investigadores como por los estudiantes de posgrado del Instituto de Astronomía (IAUNAM), y que fuera apropiado para las adversas condiciones del observatorio de Tonanzintla, donde el brillo del cielo debido a las luces de la cercana ciudad de Puebla, hace difícil la observación de objetos débiles.

El sistema, que será acoplado al espectrógrafo f/15 Boller & Chivens a través de una cámara de cuarzo, consta de un intensificador de imagen de alta ganancia y eficiencia cuántica, respuesta lineal, acoplado a un detector de estado sólido del tipo CCD (Dispositivo Acoplado por Carga) por medio de fibras ópticas. Dado que se pretende que el sistema reciba luz de objetos celestes más débiles que aquéllos que pueden registrarse con placa fotográfica en el mismo espectrógrafo, es importante disminuir los niveles de corriente oscura de modo que se puedan alcanzar largos tiempos de integración.

Como la corriente oscura en el CCD presenta una dependencia con la temperatura, se incorporó un sistema de refrigeración termoeléctrico y por líquido refrigerante que logra disminuir la temperatura a $\approx -30^{\circ}\text{C}$, con lo cual se logra una reducción de dos ordenes de magnitud respecto al valor de corriente oscura a temperatura ambiente.

La salida de video proveniente del detector es procesada de modo que se minimicen los ruidos intrínsecos del proceso de lectura del CCD, y posteriormente es digitalizada por medio de un convertidor analógico digital con capacidad de resolución de 12 bits.

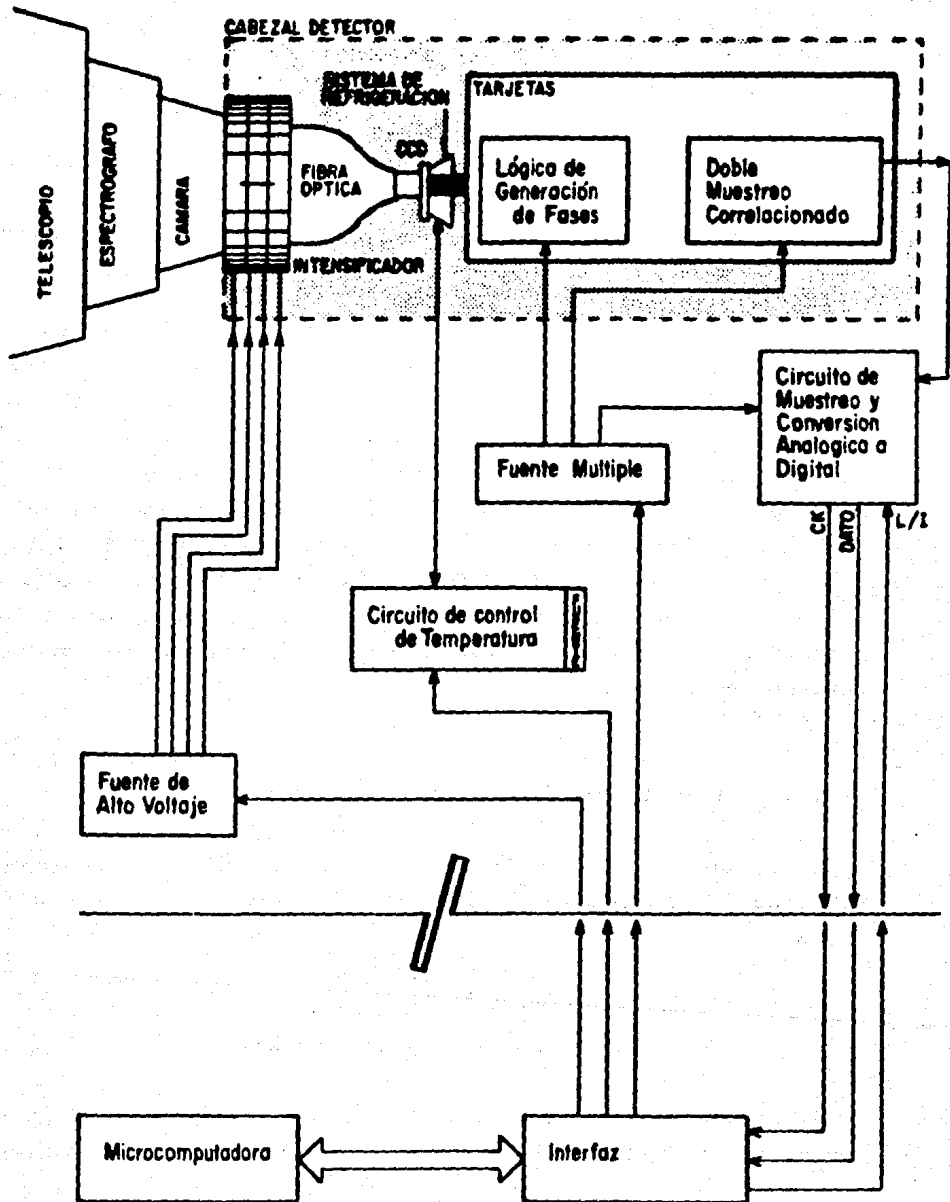
Esta señal digitalizada, la cual contiene la información de video proveniente del espectrógrafo acoplado al telescopio, es almacenada en la memoria interna de una computadora IBM compatible tipo AT, desde la cual, por medio de programas previamente desarrollados dependiendo del uso astronómico, será posible visualizar la información luminosa capturada por el sistema y realizar procesamientos a la señal como son : integración numérica, análisis estadísticos, correcciones del campo plano, ajuste contra espectros referencia, así como llevar a cabo el control de diferentes parámetros como tiempo de integración, tamaño de imagen, etc. .

I.1) Descripción general del sistema :

El sistema está constituido por tres secciones principales, las cuales son interconectadas como se observa en la figura I.1.a y son :

- 1) Cabezal detector :
- 2) Caja de control :
- 3) Interfaz y computadora :

Las diferentes secciones son discutidas brevemente a continuación para ser tratadas ampliamente en las secciones correspondientes.



ESQUEMA DEL SISTEMA GLOBAL

Figura I.i.a

I.1.1) Cabezal Detector :

El cabezal detector, es un contenedor de aluminio de forma cilíndrica donde se alojan las diferentes componentes electro ópticas que reciben la luz proveniente del espectrógrafo a través de una cámara de cuarzo, así como las tarjetas electrónicas encargadas de las señales para el control del CCD, y el procesamiento de la señal de video.

Este cabezal, se atornilla a una cámara de cuarzo que recibe la luz del espectrógrafo B & Ch. acoplado al telescopio de 1m., y se mantiene cerrado herméticamente, de modo que no exista humedad en su interior que pueda condensarse en las superficies frías que deteriore la calidad de imagen, ni el funcionamiento de la electrónica de control.

Las componentes electro-ópticas que se encuentran en el interior son un intensificador de imagen de segunda generación, con características de alta ganancia luminosa ($\approx 10^4$), enfoque por proximidad y baja corriente oscura (30,000 conteos/seg.) en toda el área sensible, el cual se acopla a un detector óptico tipo CCD a través de un arreglo de fibras ópticas.

Dado que el diámetro del campo de la cámara del espectrógrafo es de 35 mm. y el área fotosensible del CCD es de tan solo 8.5 x 6.4 mm., se decidió colocar un tacón de fibras ópticas con una razón de 4 a 1 entre los diámetros de sus caras.

Esto permite acoplar el intensificador cuyo diámetro es 40 mm., al igual que el diámetro de la cara mayor del tacón, y se reduce a 10 mm. en la otra cara. De este modo el detector recibe un porcentaje mucho mayor de la imagen del espectrógrafo.

El detector es un CCD comercial con arquitectura de transferencia de cuadro, fabricado por EEV Modelo P8603, con un formato de imagen de 288 renglones, cada uno de 385 pixeles.

Este es enfriado a ≈ -30 °C., por medio de un arreglo de refrigeradores termoeléctricos de estado sólido (celdas de efecto Peltier), y el calor es llevado al exterior a través de un intercambiador de calor de circuito cerrado con líquido refrigerante bombeado desde un recipiente contenedor.

La necesidad de refrigerar el CCD surge del hecho de que al realizar integraciones de señal en intervalos de tiempo prolongados, la corriente oscura acumulada cuando se trabaja a temperatura ambiente (25 °C), satura a los elementos de imagen y por tanto a la señal de video, mientras que refrigerando el detector a la temperatura mencionada, es posible disminuir la corriente oscura en 2 ordenes de magnitud respecto a su valor a temperatura ambiente.

El intervalo espectral del sistema está determinado por la respuesta del fotocátodo (S-20), que va de 2000 a 9000 Å aproximadamente.

En el cabezal se encuentran también dos tarjetas electrónicas, una digital que se encarga de generar las fases para el transporte de la carga en el CCD, y otra analógica que contiene los circuitos de preamplificación de la señal de video y doble muestreo correlacionado que permite eliminar el ruido introducido por el manejo del amplificador de salida del detector.

I.1.2) Contenedor de la electrónica de control :

Debido a limitaciones de espacio dentro del cabezal, solo la electrónica asociada a la señal analógica de video que es la mas sensible al ruido esta contenida dentro de este, mientras que el resto, que representa un porcentaje importante de la electrónica del sistema se encuentra almacenado en un segundo gabinete metálico denominado caja de control, que contiene diferentes circuitos como son : Fuente de alto voltaje regulado para el intensificador de imagen, fuente de alimentación general de la electrónica del cabezal y de los circuitos contenidos dentro de la propia caja, circuitos de control de temperatura y protección contra sobrecalentamiento, fuentes de alimentación para las celdas de refrigeración, circuito de conversión analógico digital de la señal de video, etc..

Los circuitos de control de temperatura y protección reciben la información de temperatura del CCD por medio de sensores

localizados en el arreglo refrigerador, y sus señales son interpretadas a través de circuitos encargados de mantener estable la temperatura controlando la potencia eléctrica y la polaridad de la corriente hacia los refrigeradores, e incluso interrumpen esta última en caso de sobrecalentamiento.

Asimismo se incluyó un circuito que permite desplegar la imagen del CCD en la pantalla de un osciloscopio con memoria, lo cual es de gran utilidad para ajustes y pruebas.

Por último se tiene un circuito encargado de realizar la conversión analógica de la señal de video a su equivalente digital, con una resolución de 12 bits (4096 niveles).

I.1.3) Interfaz y programas de control y adquisición para la computadora :

La señal de video digitalizada en la etapa anterior es recibida por una computadora PC compatible tipo AT con un reloj interno de 10 Mhz., que se encarga de procesar y desplegar los espectros mediante programas de reducción previamente elaborados.

Debido a la alta frecuencia de envío de los datos de imagen (cada 15 microsegundos), no es posible que la computadora reciba toda la información del cuadro de video en forma continua, pues esta es interrumpida por el sistema operativo periódicamente para tareas como refresco de memoria. Por tanto se requiere de una tarjeta interfaz, que actuará básicamente como memoria FIFO, de modo que los datos enviados a la computadora durante los tiempos de interrupción, sean almacenados en esta memoria evitando que se pierdan.

Estos son introducidos a la memoria de la computadora la cual por medio de los programas desarrollados, se encarga de realizar procesos como son filtrado de señales espurias, corrección por eficiencia de pixeles, substracción de la señal de brillo de cielo, cosuma, promediación, graficación del espectro, etc..

De igual forma la computadora se encarga de llevar el control sobre diferentes parámetros del sistema .

Mi contribución personal dentro del proyecto puede resumirse en los siguientes puntos principales :

1) Construcción de algunos de los circuitos electrónicos como son : Fuente de alto voltaje para el intensificador de imagen y circuito de despliegue de video en osciloscopio.

2) Interconexión, y pruebas de las diferentes componentes y tarjetas electrónicas que integran al sistema, así como su documentación y del sistema en su conjunto.

3) Participación en la construcción y pruebas de la tarjeta interfaz para la adquisición en computadora.

4) Desarrollo de los programas de control del sistema y procesamiento de la señal de video procedente del detector.

5) Realización de pruebas para evaluación del sistema tanto en laboratorio como en telescopio.

Como mencioné al inicio de este trabajo, todo lo anterior se llevó a cabo contando con la participación de diferentes personas.

II) ESPECTROGRAFO F/15 BOLLER & CHIVENS (REF. 1 y 5) :

Entre el acervo de instrumentos con que se cuenta en el Observatorio Astronómico Nacional de Tonanzintla, Puebla (OANT), se encuentra un espectrógrafo tipo Cassegrain f/15 fabricado en el año de 1967 por la división Boller & Chivens de la compañía Perkin - Elmer.

Este instrumento es el encargado de transformar la información luminosa recibida por el telescopio 1 m. del OANT a la forma espectroscópica requerida por el sistema , por lo que a continuación se discute brevemente.

II.1) Descripción y características :

El haz luminoso proveniente del telescopio es enfocado sobre un juego de mascarillas metálicas (Ver diagrama óptico Fig. II.1.a), donde también se encuentra localizada una rendija de 2.5 pulgadas de largo, y ancho ajustable formada por dos navajas de aluminio que mantienen su paralelismo en $\pm 1 \mu\text{m.}$, la cual permite obstruir el paso del haz luminoso según se desee.

Por medio de un control micrométrico de abertura de la rendija, es posible ajustar continuamente el ancho de esta desde 5 hasta 1200 $\mu\text{m.}$, siendo la escala de placa en la rendija de mascarillas igual 14 "/mm..

La porción del haz que atravieza este obstáculo, es llevada a un espejo parabólico fuera de eje, que colima la luz y lo refleja en dirección a una rejilla de difracción de tipo reflector, que separa la luz en sus componentes espectrales sobre el plano focal de una cámara de cuarzo.

El haz reflejado de la rendija se envía a una cámara de cuarzo f/1.62 que presenta una abertura de 101.6 mm. de diámetro y un campo de 33.6 mm. de diámetro, el cual se acopla al intensificador del cabezal del sistema cuyo diámetro corresponde a 40 mm..

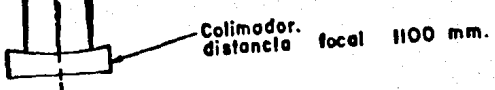
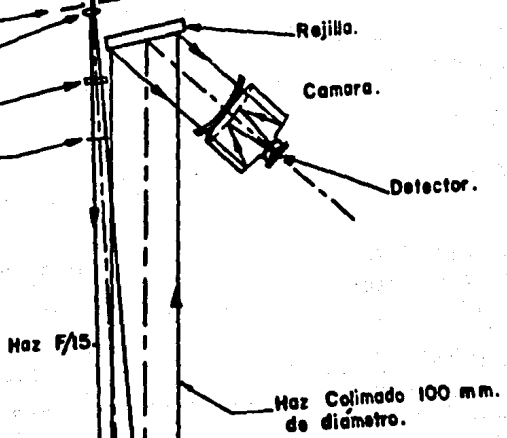
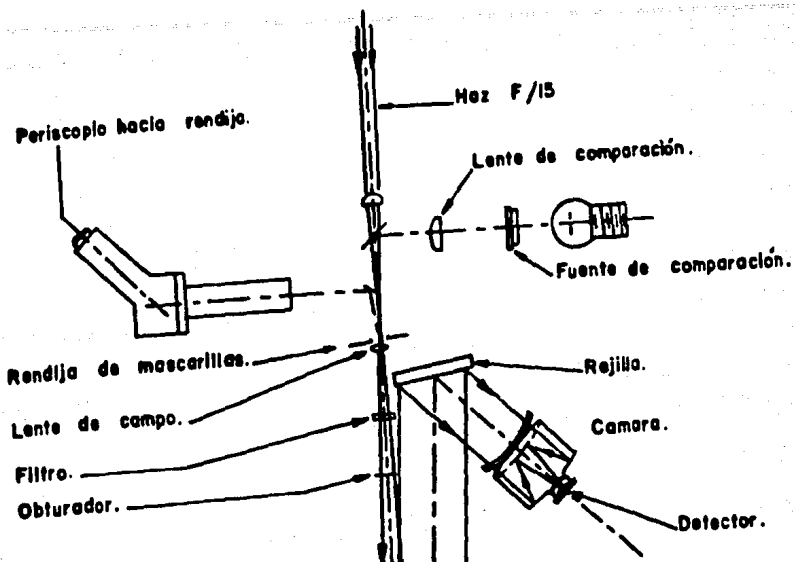


DIAGRAMA OPTICO DEL ESPECTROGRAFO

Figura II.1.a

El espectrógrafo, cuenta con dos cavidades laterales, donde se alojan dos lámparas de comparación, una de Neón (Ne-40) y otra de arco de fierro.

Estas lámparas permiten llevar a cabo calibraciones del sistema de detección así como comparar los espectros en longitud de onda, y su haz luminoso también puede ser obstruido por medio del conjunto de mascarillas y rendija.

En las figuras II.i.b y c se muestran las vistas anterior y posterior del espectrógrafo y se aprecian los diversos controles mecánicos externos a los que el usuario tiene acceso.

La razón entre la longitud L de una imagen proyectada sobre el plano focal del telescopio y la formada en el plano focal de la cámara L_c está dada por

$$\frac{L}{L_c} = \frac{f_{\text{camara}}}{f_{\text{colimador}}}$$

que para nuestro caso tiene un valor de 160 mm./1100 mm., teniéndose un factor de reducción de 0.145 .

De lo anterior, dado que un segundo de arco de cielo equivale a 75 μm . en la rendija, se tiene que sobre el intensificador su longitud corresponde a 11 μm ., y sobre el CCD corresponderá a 2.75 μm . pues es reducida por el tacón de fibra óptica en un factor 4 a 1.

Lo anterior significa que en segundos de arco la resolución del sistema corresponde a 8×8 .

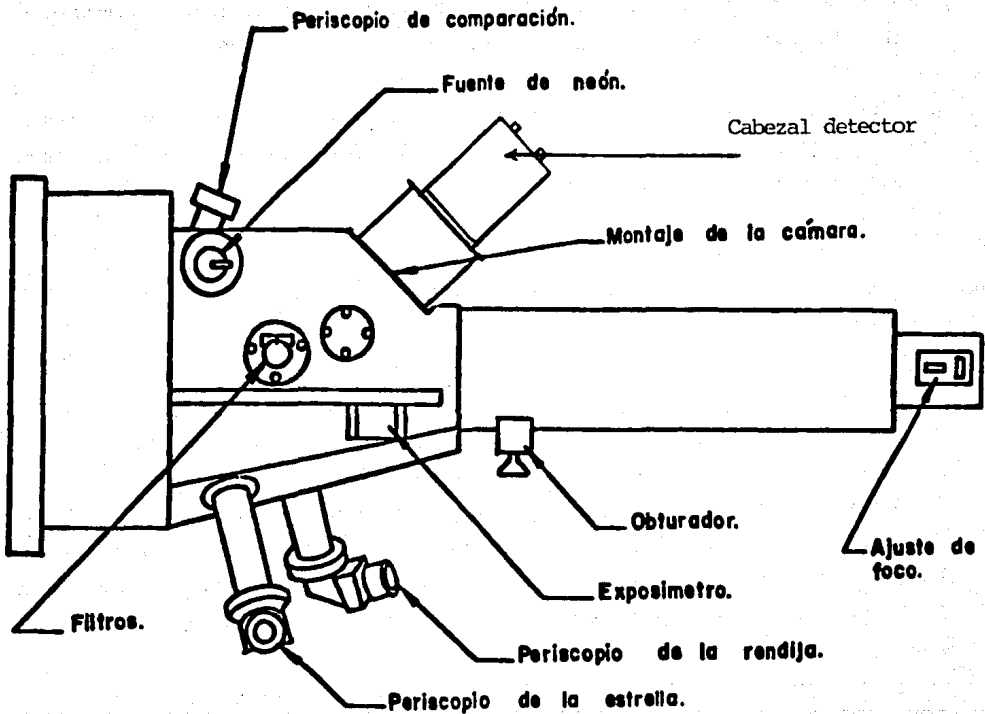


DIAGRAMA MECÁNICO DEL ESPECTROGRAFO BOLLER & CHIVENS
 VISTA ANTERIOR.

Figura II.1.b

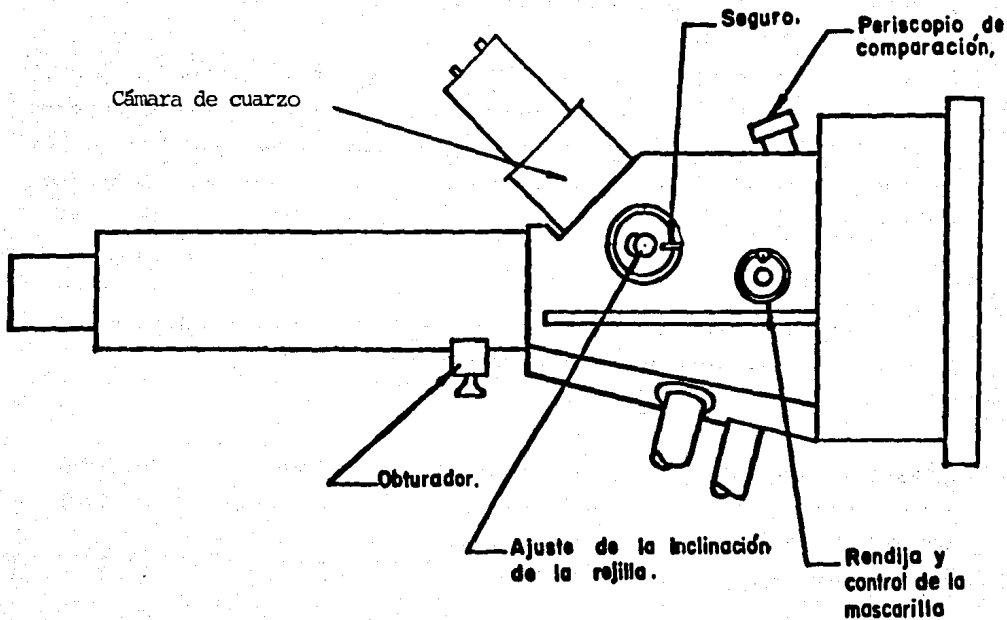


DIAGRAMA MECANICO DEL ESPECTROGRAFO BOLLER & CHIVENS
VISTA POSTERIOR.

Figura II.1.c

II.ii) Mascarillas :

En la figura II.ii.a se muestra el conjunto de mascarillas metálicas.

Estas pueden ser movidas en dirección perpendicular a la longitud de la rendija, y definen la longitud real de rendija de espectro desde 1 hasta 25 mm .

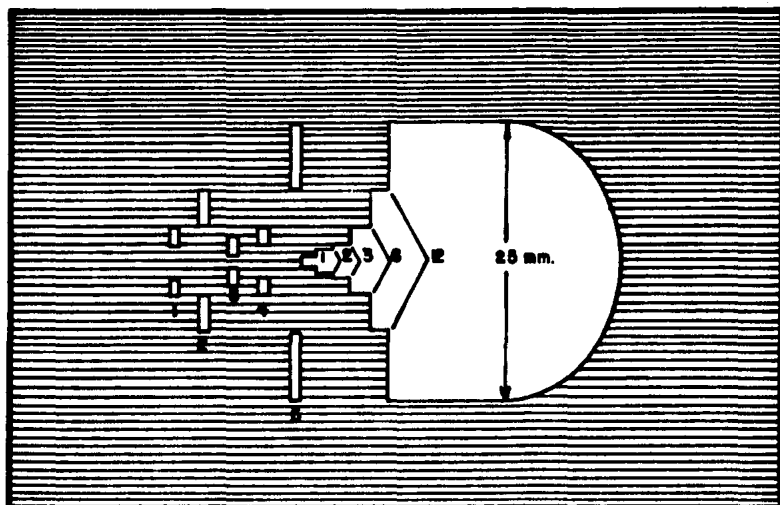
Asimismo pueden seleccionarse diferentes mascarillas que cierren el paso al haz del telescopio, y permitan el paso de la luz proveniente de las lámparas de comparación.

Dado que los renglones del CCD se encuentran alineados en el sentido de la dispersión, el número de pixeles iluminados depende de la longitud de la rendija real, la cual queda definida por la mascarilla utilizada y corresponde a los valores mostrados en la tabla II.ii.a .

Tabla II.ii.a) Relación entre longitud de rendija y número de pixeles iluminados en el CCD

Longitud L de la mascarilla en el p.f. del telescopio (mm.)	Longitud en el plano del intensificador $L_c = .145 L$	Pixeles del CCD	Medida angular
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"

	ANCHO	LARGO	SEPARACIÓN.
1.	$1/16''$	1.5mm.	2 mm.
2.	$1/16''$	3.2	6.2
3.	$1/16''$	1.5	1
4.	$1/16''$	1.5	3
5.	$1/16''$	6.2	12.7



JUEGO DE MASCARILLAS.

Figura II.11.a

II.iii) Rejillas de difracción :

Para el espectrógrafo, se cuenta con tres rejillas intercambiables, cada una con su celda de sujeción propia. Las características de éstas se muestran en la tabla III.iii.a

Tabla III.iii.a) Características de la rejillas de difracción del espectrógrafo Boller & Chivens

<i>Numero de Fabricante</i>	<i>Líneas/ mm.</i>	<i>Angulo de blaze</i>
Bausch & Lomb		
35-53-15-63	200	6° 0'
35-53-15-58	400	9° 44'
35-53-15-260	600	8° 38'
35-53-15-47	830	20° 34'

En la tabla III.iii.b se presenta la información correspondiente a cada una de las rejillas en cuanto a parámetros como son longitud central del espectro para cada rejilla en el primero y segundo orden (λ), dispersión recíproca ($\text{\AA}/\text{mm}$ y $\text{\AA}/\text{pixel}$) e intervalo de longitud de onda.

Tabla III.iii.b) Características de longitud de onda central, dispersión recíproca e intervalo espectral para cada rejilla

Rejilla (líneas/mm.)	200		400		600		830	
Orden	1	2	1	2	1	2	1	2
λ (\AA)	10452	5226	8200	4100	4857	2428	8375	4187
$d\lambda/ds$ ($\text{\AA}/\text{mm}$)	310	155	154	77	103	51	74	37
($\text{\AA}/\text{pixel}$)	27.2	13.6	13.5	6.7	9.0	4.4	6.5	3.2
$\Delta\lambda$ (\AA)	10472	5236	5197	2579	3465	1694	2502	1232

De la tabla anterior resalta el hecho de que utilizando la rejilla de 600 líneas/mm en el primer orden se tendrá un intervalo comprendido entre 3134 y 6599 \AA , lo cual permite observar prácticamente todo el espectro visible sin que se superpongan los órdenes.

Este intervalo espectral, corresponde al óptico donde se localizan diferentes líneas de importancia como son: Líneas del oxígeno, hierro, serie de Balmer del hidrógeno, etc.

III) CABEZAL DETECTOR :

El cabezal detector como su nombre lo indica, es la sección del sistema encargada de recibir la información luminosa proveniente del espectrógrafo acoplado al telescopio.

En su interior, se alojan las siguientes componentes ópticas y electrónicas, dispuestas como se muestra en la figura III.a :

- i) Intensificador de Imagen
- ii) Fibra óptica de acoplamiento Intensificador - CCD
- iii) Detector CCD
- iv) Tarjeta con la electrónica de generación de fases del detector.
- v) Tarjeta con la electrónica de preamplificación y doble muestreo correlacionado para el procesamiento de la señal de video.
- vi) Arreglo de refrigeradores termoelectrónicos, con sensores de temperatura, acopladores térmicos e intercambiador de calor por serpentín y líquido refrigerante.
- vii) Tarjeta con conectores para alimentación y envío de señales del cabezal a la caja de control.

Mecánicamente está constituido de una brida frontal, 2 cilindros envolventes y un anillo con asiento que cierra el conjunto, todos ellos de aluminio.

Las dimensiones de éste son : 11.5 cm. de diámetro, 20 cm. de longitud y peso aproximado de 2 Kg. .

Tanto la brida como el anillo final cuentan con cuatro perforaciones, que permiten introducir tornillos guía de 3/16 ", con cuerda a todo lo largo, los cuales sirven de soporte a los componentes alojados en su interior, a la vez que dan unidad al

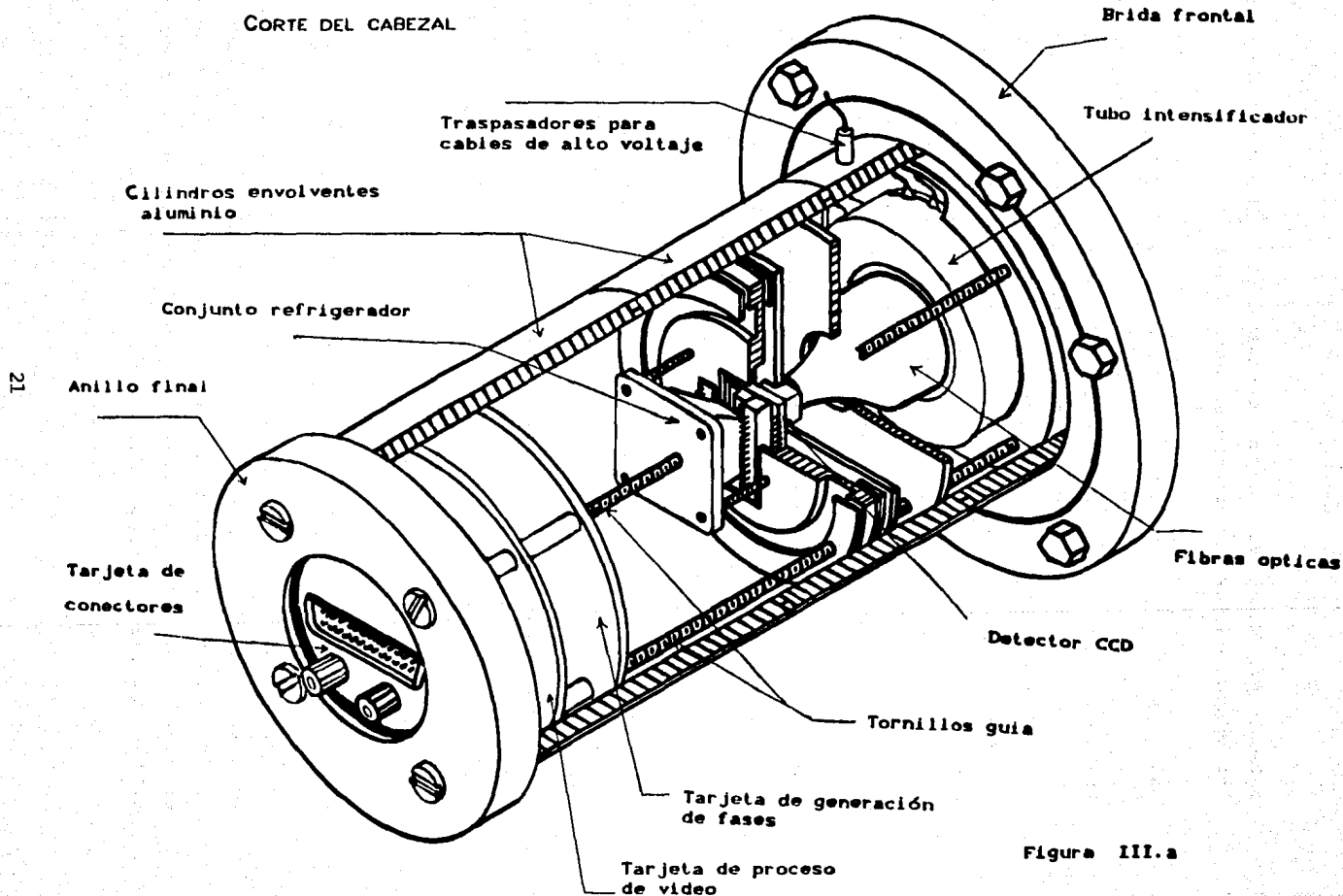


Figura III.a

cabezal por medio de cuatro tuercas cilíndricas con cabeza que se introducen en las perforaciones del anillo final.

Estos tornillos, permiten posicionar y sujetar los diversos componentes en el interior, mediante de tuercas hexagonales que aprisionan los diversos soportes y tarjetas.

La brida cuenta con ranuras que permiten sujetar por medio de 6 tornillos el cabezal con la cámara de cuarzo acoplada a la salida del espectrógrafo, facilitando la alineación con el formato de cuadro del detector.

Esta brida constituye el soporte mecánico del cabezal y es también el asiento del tubo intensificador, el cual se aloja herméticamente, dada su envolvente plástica, en una cavidad de su mismo diámetro externo.

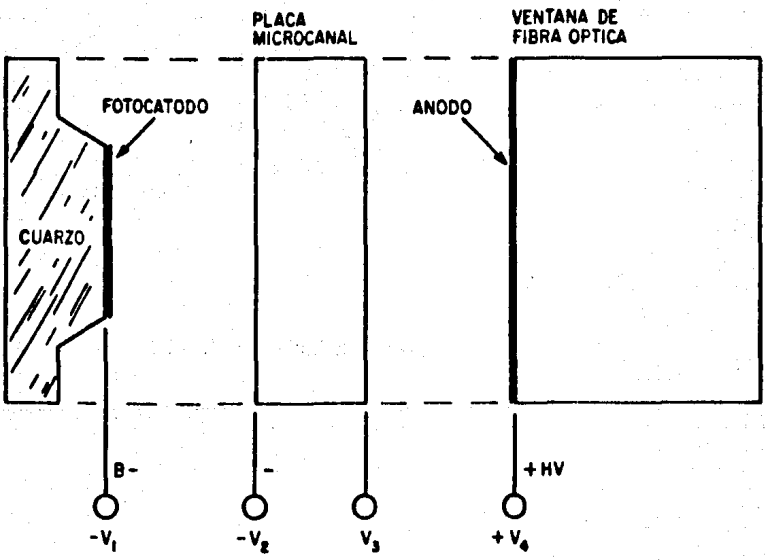
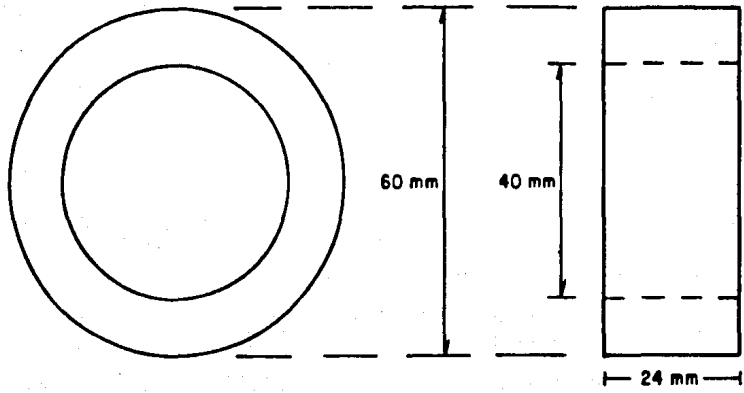
Con el objeto de llevar al exterior los cables de alimentación del tubo intensificador, existen 4 perforaciones donde se atornillan traspasadores de acrílico que evitan el deterioro del aislante de los cables, por fricción con el metal, y aseguran la hermeticidad, y el aislamiento eléctrico del cabezal.

Asimismo, en el primer cilindro de aluminio, existen traspasadores plásticos para conectar las mangueras del sistema de líquido refrigerante.

Entre las uniones de los cilindros, existen juntas de hule, que sellan herméticamente el cabezal, evitando la entrada de humedad y polvo que pudiera interferir con el desempeño del detector o la electrónica interna.

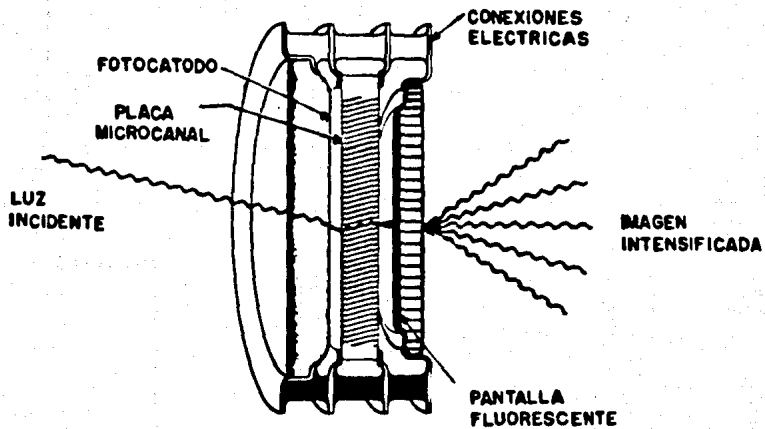
III.i) Intensificador de Imagen (Ref 2 y 5) :

Mecánicamente, el intensificador está constituido por un cilindro de metal - cerámica que envuelve las componentes siguientes, como se aprecia en las figuras III.i.a y b : Una ventana de cuarzo a la entrada, una placa microcanal , una pantalla de fósforo y una ventana de fibra óptica a la salida.



CARACTERISTICAS DEL INTENSIFICADOR DE IMAGEN

Figura III.1.a



INTENSIFICADOR DE IMAGEN

Figura III.1.b

III.1.1) Teoría de operación :

Cuando una imagen es enfocada sobre el fotocátodo, los fotones incidentes son absorbidos por los materiales que lo constituyen. Esto provoca una transferencia de energía hacia los electrones del material, que en caso de ser mayor que la energía de la barrera de potencial superficial que los retiene, permite su liberación, dando lugar al fenómeno llamado fotoemisión. Estos electrones constituyen una imagen electrónica correspondiente a la imagen óptica recibida, la cual es enfocada por proximidad sobre una placa microcanal, debido a una diferencia de potencial entre ésta y el fotocátodo de 180 volts típicamente.

La placa microcanal es un arreglo en paralelo de canales de vidrio microscópicos (figura III.1.1.a), cada uno de los cuales tiene recubiertas sus paredes de un material altamente resistivo, y los extremos se encuentran metalizados para colocar electrodos donde se aplica una diferencia de potencial que origina un campo electrostático dentro de los canales.

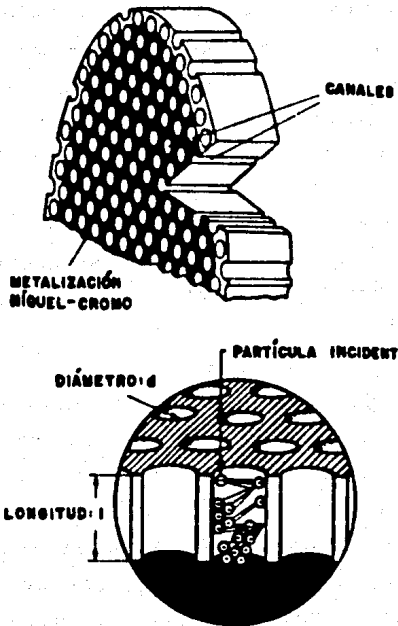
El material que recubre los canales presenta un alto coeficiente de emisión secundaria, lo cual significa que cada electrón que choca contra las paredes, desprende gran número de electrones (electrones secundarios).

Los electrones provenientes del fotocátodo (fotoelectrones) inciden sobre la cara de la placa que se encuentra a menor potencial, y chocan contra las paredes de los tubos generando electrones secundarios.

Estos a su vez son acelerados por el campo interno, y chocan nuevamente produciendo mas electrones secundarios, y así sucesivamente hasta que salen de los tubos microcanal (fig. III.1.1.b).

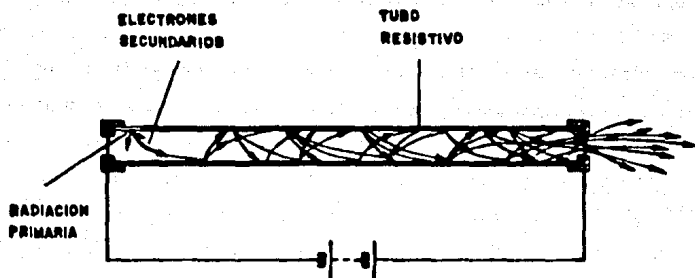
Con el objeto de garantizar el choque de los electrones sobre las paredes, los tubos se fabrican con una cierta inclinación respecto a la normal de las caras de la placa.

El efecto final es que cada electrón incidente produce una avalancha de electrones a la salida, donde el factor de amplificación depende de la diferencia de potencial aplicada y la



Representación Esquemática de una Placa Microcanal

Figura III.1.1.a



Multiplicación de Electrones

Figura III.1.1.b

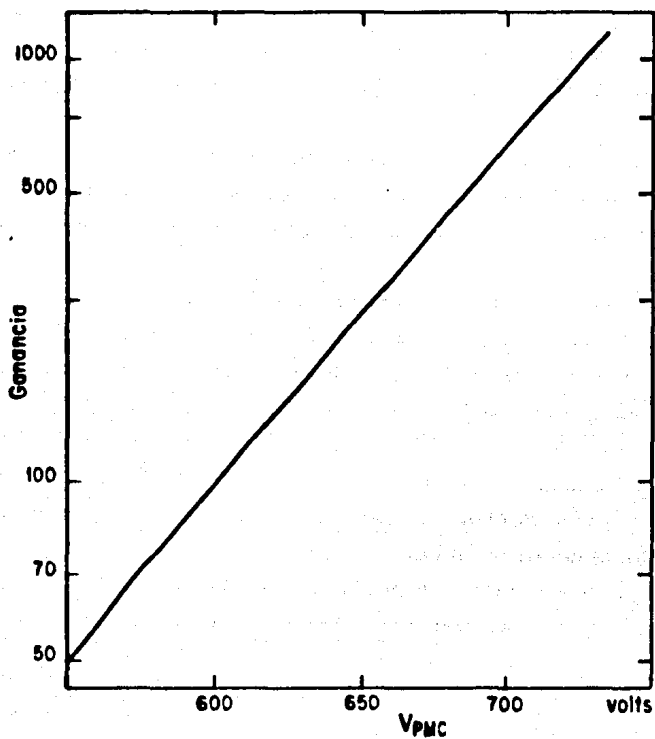
razón longitud a diámetro del canal, sin embargo existe una variación estadística en el tamaño de los pulsos de salida dependiendo de factores como la continuidad del recubrimiento del canal, lo que provoca un gran número de posibles trayectorias que se manifiestan como indeterminación del número de etapas multiplicadoras.

En el modo de funcionamiento lineal, la carga producida por cada canal es inferior al máximo permisible (límite de saturación). En esta región, la razón entre la corriente de salida y la corriente de entrada (ganancia electrónica) varía exponencialmente con el voltaje aplicado entre la placa. (fig. III.i.1.c) .

La máxima ganancia que se puede obtener se encuentra limitada por la aparición de el fenómeno de emisión de campo debido a imperfecciones en el proceso de fabricación, el cual consiste en que por encima de cierta diferencia de potencial aparece emisión permanente en algunos tubos microcanal, aun cuando no incidan electrones a la entrada, lo que provoca luminiscencias muy intensas en la pantalla de fósforo de salida (puntos calientes). El voltaje aplicado entre la entrada y la salida de la placa microcanal, se recomienda que no exceda los 732 volts.

La imagen electrónica intensificada a la salida de la placa es enfocada por proximidad sobre una pantalla de fósforo depositado sobre una fibra óptica, aplicando una diferencia de potencial entre la placa y este ánodo, de hasta 5 Kv.. Dicha pantalla reconvierte la imagen electrónica a óptica, pues los electrones que chocan excitan a los átomos del material. Al regresar sus electrones a los niveles de energía normales liberan un porcentaje en el visible, la cual puede ser observada a la salida a través de la ventana de fibras ópticas.

Sobre la pantalla de fósforo, se deposita una película de aluminio, la cual evita que los fotones emitidos por la primera reincidan en la placa microcanal, provocando un efecto de retroalimentación.



GANANCIA DE LA PLACA MICROCANAL

Figura III.1.1.c

La ventana de fibra óptica, transporta la imagen fuera del tubo con una alta fidelidad, baja pérdida y sin necesidad de utilizar lentes.

III.1.2) Características :

El tubo intensificador de imagen es del tipo F4113, fabricado por la división electro óptica de ITT, número de serie 19-338/1. Presenta un área fotosensible de 40 mm. de diámetro en el fotocátodo.

Este, se encuentra depositado sobre una ventana de cuarzo (SiO_2), material que presenta un factor de transmisión espectral constante de alrededor del 90%, para longitudes de onda mayores que 2000 Å.

Por lo anterior y dado que la respuesta espectral del fotocátodo es del tipo S-20 (ver figura III.1.2.a), tenemos que se tiene un intervalo, que va de 2000 a 9000 Å. Sin embargo la eficiencia máxima que es del $\approx 10\%$ se encuentra en la región que va de 2000 a 5000 Å.

La curva de respuesta espectral del fotocátodo es de importancia particular, pues define la máxima eficiencia cuántica y el ancho espectral de todo el sistema.

Asimismo, la eficiencia espectral de la emisión de luz en la pantalla de fósforo es del tipo P-20, como se muestra en la figura III.1.2.b.

III.1.2.1) Ganancia :

Este parámetro nos da información respecto al número de electrones a la salida de la placa microcanal del intensificador, por cada electrón incidente sobre esta (Ganancia electrónica), o bien, la cantidad de fotones a la salida por fotón incidente (Ganancia luminosa).

La ganancia de la placa microcanal, se encuentra relacionada principalmente con el potencial aplicado entre sus terminales,

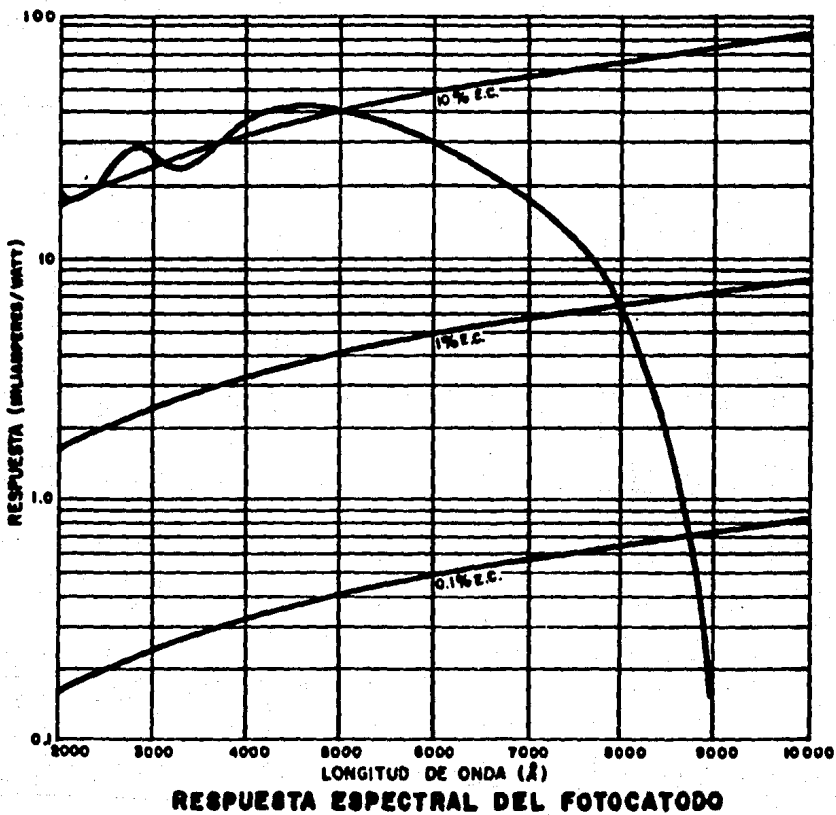


Figura III.1.2.a

FOSFORO TIPO S-20

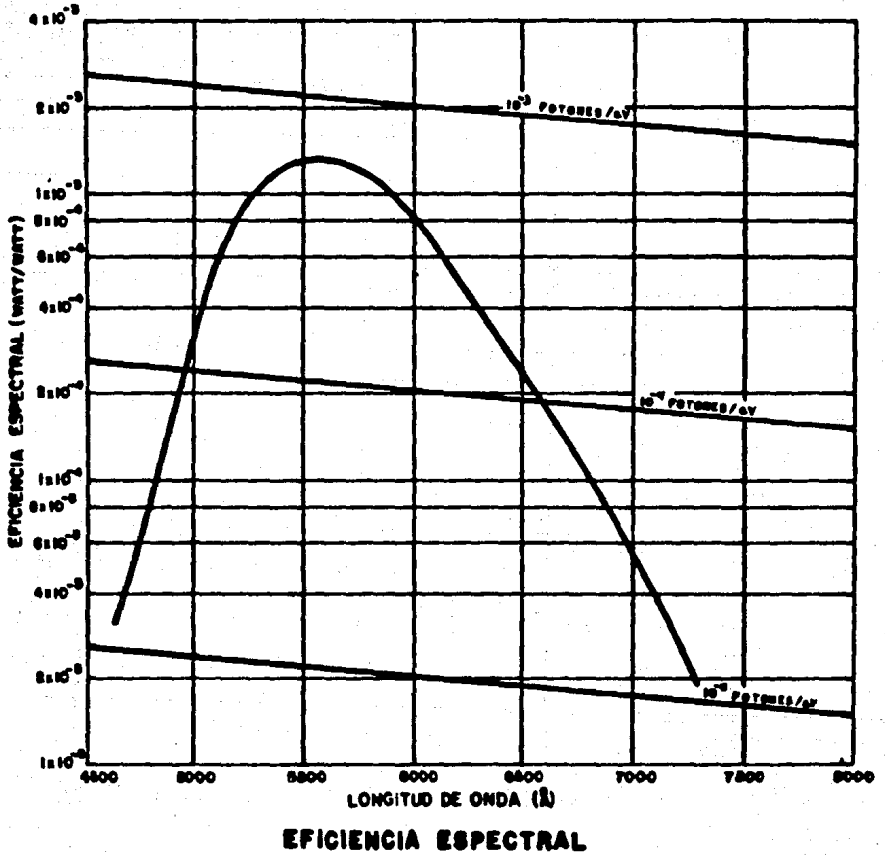


Figura III.i.2.b

pues es éste el encargado de acelerar los electrones que viajan en los microcanales resistivos. Operando la placa microcanal al máximo potencial recomendado, se tiene una ganancia de electrones con un valor medio igual a 550.

Los potenciales típicos de operación del tubo recomendados por el fabricante son :

Voltaje fotocátodo placa microcanal (V_{fpmc}) = 180 v.

Voltaje entre terminales de placa microcanal (V_{pmc}) = 702 v.

Voltaje placa microcanal ánodo (V_{pmca}) = 5000 v.

Con estos voltajes el intensificador presenta ganancias cuyos valores medios son : 10,000. para la ganancia luminosa , y 220 para la ganancia de electrones en la placa microcanal.

Dado que la máxima eficiencia cuántica del intensificador es del 10 % , se tiene que sólo uno de cada 10 fotones incidentes, desprenderá un electrón en promedio que podrá llegar a la placa microcanal .

III.i.2.2) Resolución espacial :

La resolución de un detector óptico, es uno de los parámetros importantes a considerar, y se refiere a la capacidad de 'resolver' un patrón espacial de barras de señal - no señal , con una cierta frecuencia espacial (barras/mm.).

Para nuestro detector la máxima resolución es de 24 pares de líneas por milímetro, lo cual equivale a pixeles de $\approx 21 \mu\text{m}$. por lado.

Entonces el área sensible, cuyo diámetro es de 40 mm. podría dividirse en 2.8×10^6 pixeles .

III.1.2.3) Corriente oscura :

La caracterización en cuanto a corriente oscura es de suma importancia en el caso de cualquier fotodetector, pues el ruido intrínseco de ella determina el nivel mínimo de señal que es posible resolver, y por tanto determina la cota inferior del intervalo dinámico.

De la caracterización realizada en laboratorio, se reportan los siguientes valores para el tubo No. de serie 19-338/1 :

Iluminación de fondo equivalente (a la máxima ganancia luminosa de 15,000) = 3×10^{-12} lumens/cm²

$$\text{Sensibilidad} = 162 \mu\text{A./lumen}$$

Con esta información, se tiene que en toda el área sensible del detector cuyo diámetro es de 40 mm., la corriente de fondo (oscura) es igual a 6.1×10^{-15} A., lo cual corresponde a un total de 3.8×10^4 e⁻/seg .

Según se discutió anteriormente , dado que el área del intensificador puede dividirse en 2.8×10^6 pixeles, se tiene que en un segundo de integración, el número de electrones de la corriente oscura por pixel corresponde a

$$I_{\text{obsc}} / \text{pixel} \times \text{seg.} = 13.5 \times 10^{-3} e^{-}$$

Como el acoplamiento entre el intensificador y el CCD, se realiza mediante un tacón de fibras ópticas, que reduce la imagen en un factor 4 a 1, entonces un pixel del CCD corresponde a $(88 \mu\text{m.})^2$ en el intensificador, de donde con este tamaño de pixel tenemos

$$I_{\text{obsc}} / \text{pixel} \times \text{seg.} = .23 e^{-}$$

Por el resultado anterior es evidente que el tubo intensificador es de muy bajo ruido aún a la temperatura ambiente, si bien puede disminuirse mas refrigerando al fotocátodo.

III.1.2.4) Intervalo Dinámico :

La razón entre la señal máxima y la mínima que puede ser recibida por un detector, se denomina intervalo dinámico.

Como se discutió anteriormente, la mínima señal está limitada por la corriente oscura que corresponde a 6.1×10^{-15} A..

Por otro lado, dado que entre la placa microcanal se aplica una diferencia de potencial de 730 v., y los tubos microcanal son resistivos, la máxima corriente de electrones multiplicados no debe exceder al 10 % de la corriente de polarización, con el objeto de no alterar la multiplicación electrónica.

Para el valor usado de $V_{mcp} = 730$ v., se tiene $I_{mcp} = 39 \mu\text{A}$., por lo cual la corriente de señal máxima debe ser menor o igual que $3.9 \mu\text{A}$..

De lo anterior tenemos que el intervalo dinámico es de

$$\text{Intervalo Dinámico} = \frac{3.9 \times 10^{-6} \text{ A.}}{6.1 \times 10^{-15} \text{ A.}} = .6 \times 10^9$$

III.1.3) Determinación de los potenciales de operación :

Se llevó a cabo un conjunto de mediciones experimentales, con el objeto de determinar los potenciales más adecuados para operar el tubo, y así obtener la mejor ganancia.

Primeramente se determinó la resistencia de la placa microcanal, aplicando un voltaje entre sus terminales, mientras se mantuvieron los potenciales V_{fpmc} y V_{pmca} en cero volts.

De lo anterior se encontró que para el intervalo comprendido entre V_{pmc} [500, 700] volts., la resistencia de la placa puede considerarse constante, con un valor de 18.5 M Ω , (Ver figura III.1.3.a), lo cual coincide con el resultado de conductividad reportado por ITT en las pruebas de caracterización, el cual es :

$$\text{Conductividad}_{pmc} : 2.7 \times 10^{-5} \text{ A.} @ 500 \text{ v.}$$

Placa microcanal del intensificador ITT F4113 S-20

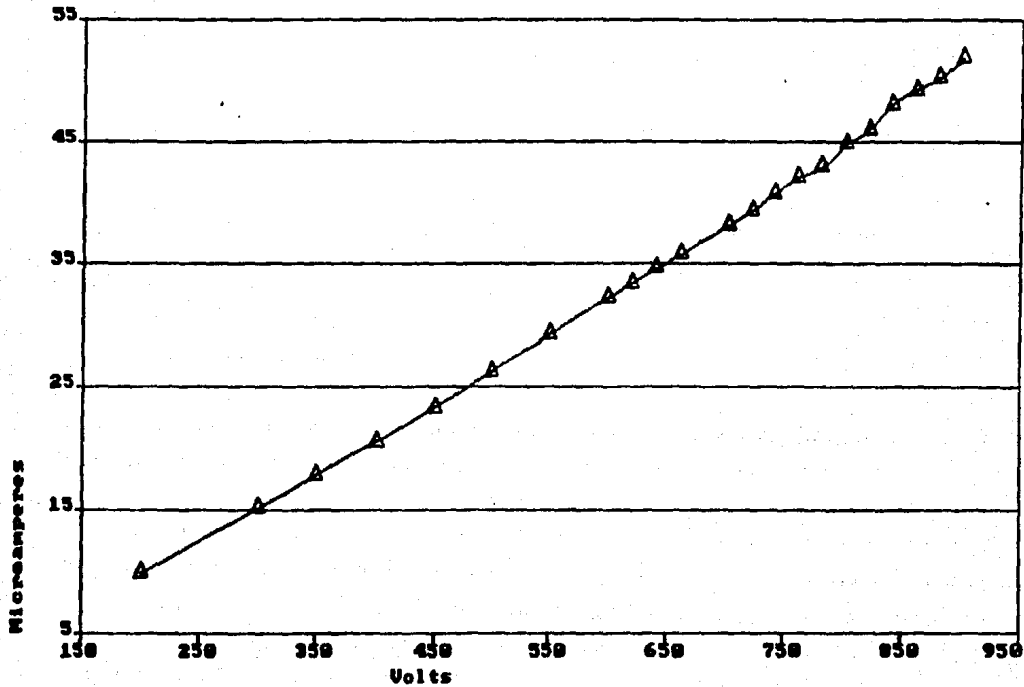


Figura III.1.3.a

Una vez llevada a cabo esta medición se procedió a aplicar potenciales a los tres elementos del tubo, en diferentes configuraciones.

Un fenómeno importante que se observó primeramente, es que aparece un brillo muy intenso en la ventana de salida del intensificador, que ocurre cuando la corriente en la placa microcanal llega al valor de $46 \mu\text{A}$., lo cual corresponde a un potencial $V_{pmc} = 850 \text{ v}$., que como se observa es mayor que el máximo recomendado por el fabricante. Este fenómeno de avalancha, parece ser propio de la placa microcanal, pues no se encontró correlación con los potenciales de fotocátodo o ánodo, ya que éste se presenta independientemente de estos, incluso cuando el segundo llega a ser de 8 Kv ..

Se decidió fijar el potencial de ánodo en 5.5 kv ., y se variaron los potenciales restantes, con lo cual se obtuvieron las curvas mostradas en la figura III.1.3.b, y los valores seleccionados son :

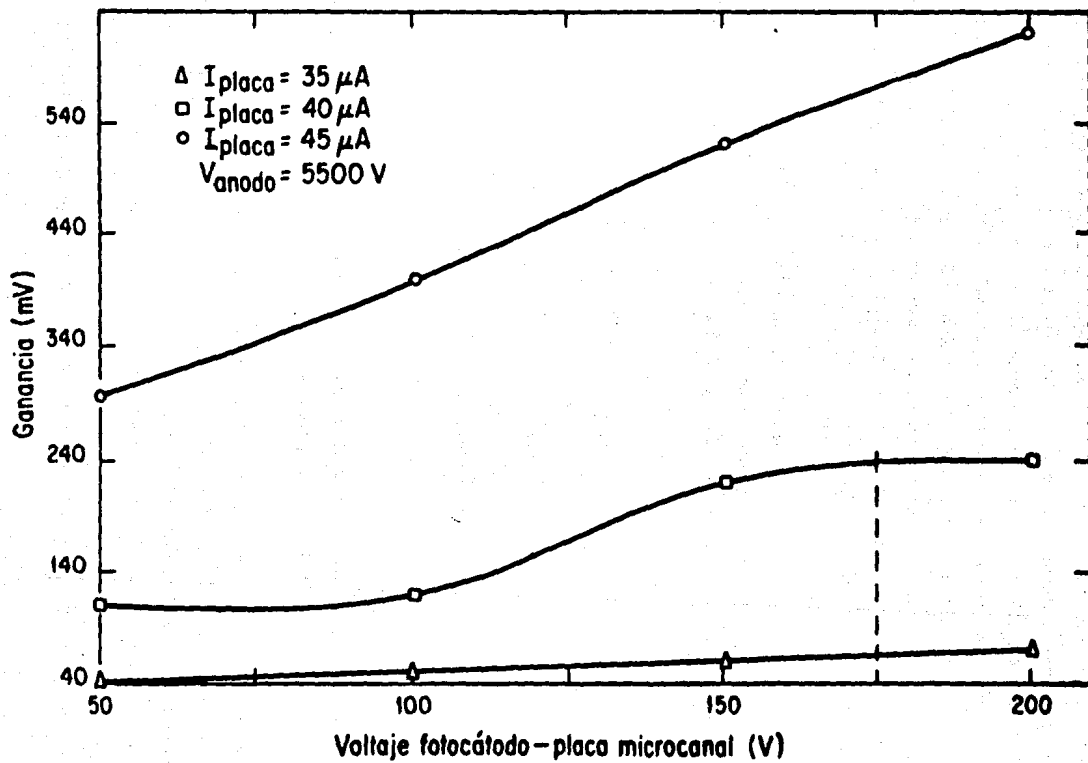
$$V_{fpmc} = 175 \text{ volts.}$$

$$V_{pmc} = 730 \text{ volts.}$$

$$V_{pmca} = 5.5 \text{ Kvolts.}$$

III.1.4) Determinación experimental de la distribución de altura de pulsos :

Dependiendo de diversos factores como son, ángulo o energía incidente de los fotoelectrones a la entrada de la placa microcanal, inhomogeneidades en los tubos microcanal, potencial de aceleración, etc., se presenta una variación estadística en la multiplicación de electrones, y por tanto en la intensidad luminosa de los pulsos de salida en la pantalla de fósforo.



CARACTERIZACION DEL INTENSIFICADOR ITT F4113

Con el fin de estudiar experimentalmente la variación de estas corrientes electrónicas se implementó el arreglo mostrado en la figura III.i.4.a, el cual consiste en un tubo fotomultiplicador acoplado a la salida del tubo intensificador por medio de un cono, para evitar la entrada de luz ambiental. La corriente entregada por el fotomultiplicador es convertida a un voltaje proporcional y llevada a un contador universal de pulsos.

Para obtener el perfil de la distribución se fija un voltaje umbral, y se obtiene el conteo correspondiente a eventos de igual o mayor energía que el fijado. La diferencia en conteos para los distintos umbrales nos proporciona la información de número de pulsos vs. amplitud (Volts).

Esta curva experimental se muestra en la figura III.i.4.b, y presenta una correlación del tipo exponencial, que puede ser reproducida con la expresión

$$N = N_0 e^{-bc} \quad \text{con} \quad N_0 = 66660 \quad \text{y} \quad b = 18.55$$

Donde N es el número de eventos con la misma cantidad de electrones a la salida de la placa microcanal, y por tanto, eventos que se manifiestan con la misma energía ϵ .

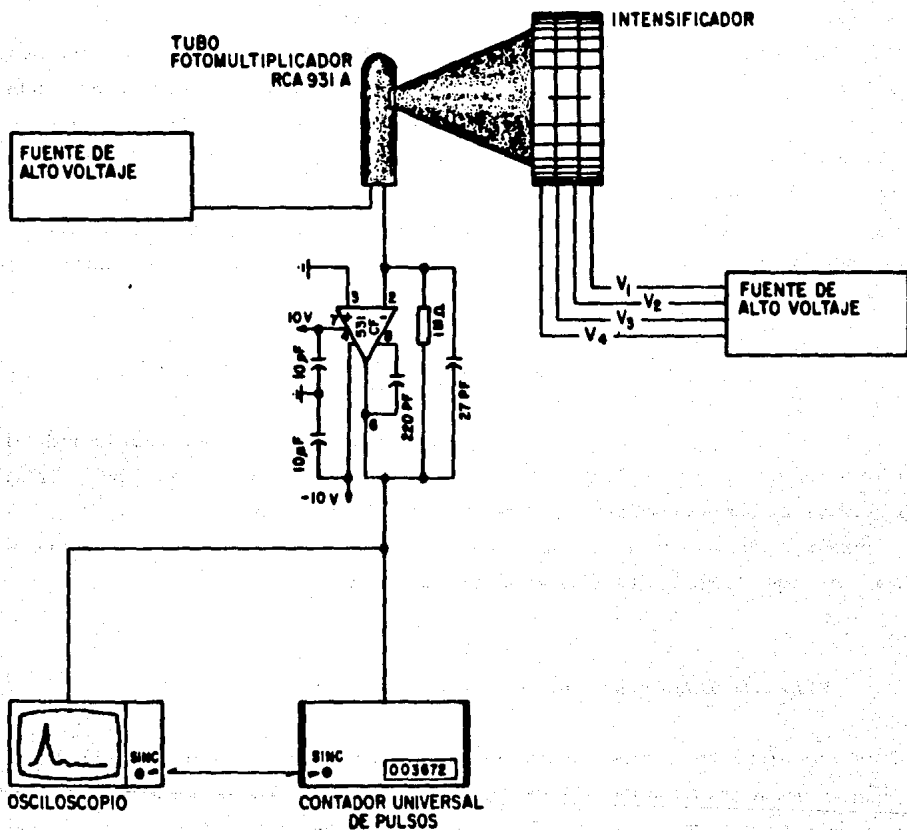
Tenemos que el número de eventos disminuye exponencialmente a medida que aumenta la energía de lo mismos.

III.i.5) Análisis de la razón señal a ruido :

Considerando la forma encontrada para la distribución de altura de pulsos discutida anteriormente, tenemos que la ocurrencia de los eventos tiene una de función de densidad de probabilidad dada por

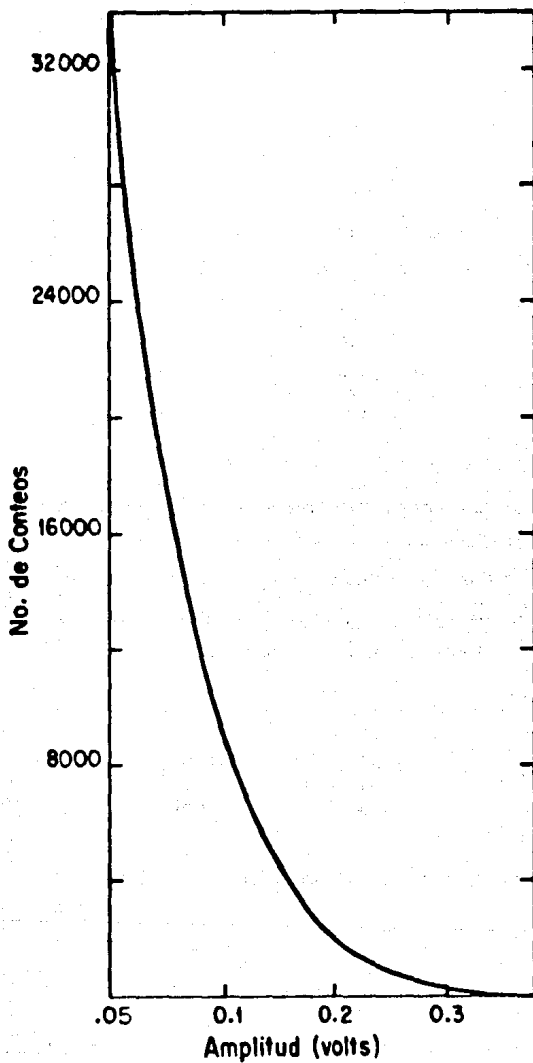
$$\phi(\epsilon) = \frac{N(\epsilon)}{\int_0^{\infty} N(\epsilon) d\epsilon} = b e^{-b \epsilon}$$

Si un electrón incide sobre la placa microcanal, se tiene que el número promedio de electrones a la salida de la placa será igual



ARREGLO EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAR EL INTENSIFICADOR DE IMAGEN

Figura III.i.4.a



DISTRIBUCION DE ALTURA DE PULSOS
DEL INTENSIFICADOR

Figura III.1.4.b

al valor esperado, el cual está dado por

$$\langle \epsilon \rangle = \int_0^{\infty} \epsilon \phi(\epsilon) d\epsilon = b^{-1} = \bar{\epsilon}$$

Por lo anterior podemos escribir

$$\phi(\epsilon) = 1/\bar{\epsilon} e^{-\epsilon/\bar{\epsilon}}$$

Supongamos ahora que a la entrada de la placa microcanal inciden N electrones, entonces el número de electrones a la salida será igual a

$$N_T = \sum_{i=1}^N \langle \epsilon_i \rangle = N \bar{\epsilon}$$

que corresponde a la suma de las contribuciones de cada uno de los electrones incidentes, y representa el valor de la señal.

El ruido de la señal corresponde a la variación en el número de electrones a la salida de la placa para un número constante de electrones a la entrada, y está dado por

$$\text{Ruido}^2 = \left\langle \left(\sum_{i=1}^N \epsilon_i \right)^2 \right\rangle - \left\langle \sum_{i=1}^N \epsilon_i \right\rangle^2 = N \bar{\epsilon}^2$$

Teniéndose finalmente una razón señal a ruido

$$S/R = N^{1/2}$$

lo que significa que la razón aumenta como la raíz, a medida que se incrementa el número de eventos.

III.ii) Fibra óptica de acoplamiento intensificador - CCD

Dado que la fibra óptica (f.o.) a la salida del intensificador, tiene un diámetro de 40 mm., y el CCD cuenta a la entrada también con una fibra cuya área fotosensible es de solo 6.4 x 8.5 mm., resulta que acoplar directamente el intensificador con el detector representa un aprovechamiento de tan solo el 4 % de la información luminosa incidente sobre el intensificador (Ver fig. III.ii.a). Por tal motivo, se decidió realizar el acoplamiento entre ambos por medio de un tacón de f.o., que presenta un diámetro mayor de 40 mm. y se reduce en un factor 4, teniendose finalmente un diámetro menor de 10 mm..

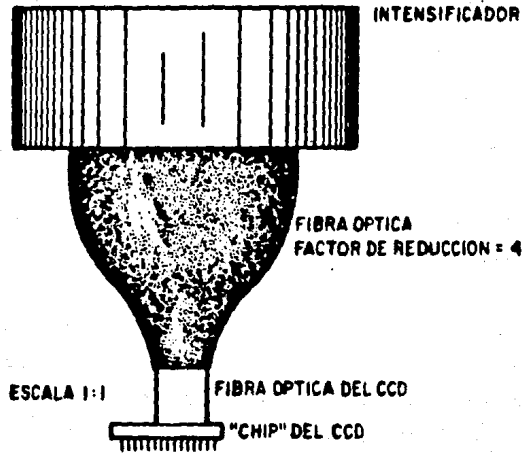
Por tanto, este tacón recoge toda la luz del intensificador y la conduce sin pérdidas hasta el detector, cuya área fotosensible queda inscrita dentro la circunferencia de diámetro menor de la fibra, y ahora permite aprovechar el 69 % de la imagen.

Con el objeto de igualar los índices de refracción entre las interfaces de las fibras y garantizar un buen acoplamiento óptico, se utilizó un aceite degasificado, el cual se había usado con anterioridad en acoplamientos similares, teniendose comprobados su buen comportamiento y estabilidad temporal.

III.iii) Detector CCD (Ref. 3 y 5) :

El detector optoelectrónico de un sistema de video, es la componente encargada de recibir la energía luminosa incidente y convertirla a señales eléctricas proporcionales.

Existen diferentes tipos de detectores optoelectrónicos comunmente utilizados; entre los mas populares se encuentran :



ACOPLAMIENTO OPTICO DEL DETECTOR COMPUESTO

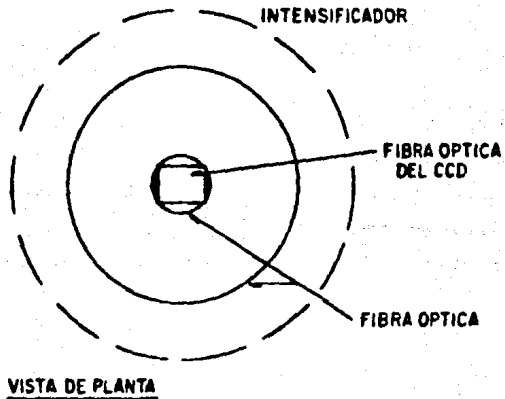


Figura III.ii.a

Unidimensionales :

- Fotodiodos
- Fototransistores
- Tubos fotomultiplicadores

Bidimensionales :

- Reticones
- Vidicones
- Detectores de ánodo resistivo
- CCD

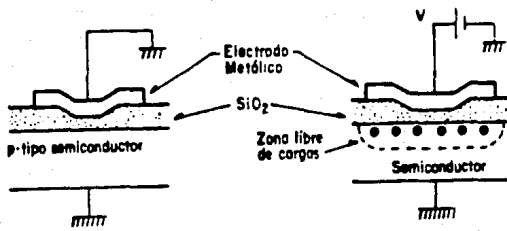
Algunos de los mencionados, como son los tubos fotomultiplicadores, Reticones, Vidicones y los de ánodo resistivo, son tubos al vacío (bulbos), desarrollados en décadas pasadas, aunque siguen siendo utilizados en la actualidad con gran eficacia. El resto corresponde a la nueva generación de componentes de estado sólido, donde se logra una reducción sustancial de volumen y potencia eléctrica de funcionamiento.

Básicamente un dispositivo de acoplamiento de cargas (CCD por sus siglas en inglés), constituye un arreglo bidimensional de sensores de estado sólido y su funcionamiento es discutido a continuación.

III.iii.1) Principio de operación :

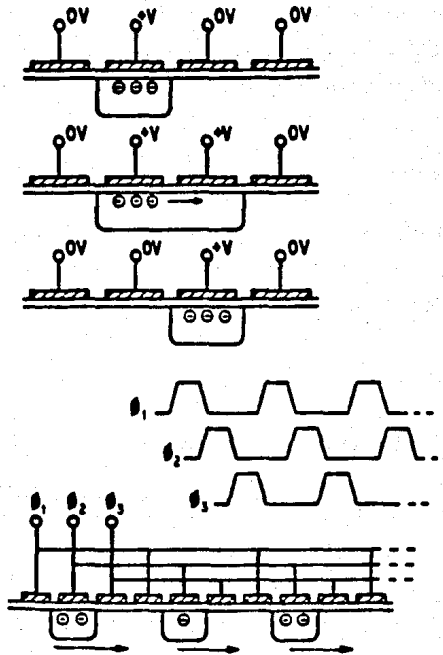
La estructura de un dispositivo de acoplamiento de cargas, es como se muestra en la figura III.iii.1.a .

Una capa aislante de óxido de silicio (SiO_2), es depositada sobre un sustrato de material semiconductor tipo P, a una profundidad típica de $0.1 \mu\text{m}$. y sobre dicha capa se deposita un electrodo metálico transparente. Este arreglo constituye un capacitor de tecnología MOS (Metal - óxido - semiconductor).



ESTRUCTURA BASICA DEL CCD

Figura III.iii.1.a



MECANISMO DE TRANSFERENCIA DE CARGA

Figura III.iii.1.b

Cuando al electrodo se le aplica una diferencia de potencial positiva respecto al sustrato, los portadores mayoritarios (agujeros en este caso), son repelidos lejos de la unión $\text{Si(P)}-\text{SiO}_2$, por lo que se forma una zona libre de cargas.

A medida que se incrementa el voltaje aplicado al electrodo, se hace mas profunda la región de acotamiento, llegando al punto en que cualquier electrón libre circundante, puede ser atrapado por el pozo de potencial.

Estos electrones se acumulan cerca de la unión, constituyendo una capa de inversión.

Cuando se hace incidir luz sobre el dispositivo, los fotones incidentes son absorbidos por el silicio, formándose pares electrón-hueco, los cuales se difunden a la unión ó al sustrato, según la polaridad de su carga.

Supongamos ahora que se colocan sobre un sustrato con capa aislante, varios electrodos metálicos separados entre si, como se muestra en la figura III.iii.1.b .

Supongamos también, que bajo uno de los electrodos se encuentra carga acumulada (electrones). Es posible transportar dicha carga a través de los pozos de potencial de cada uno de los electrodos, utilizando la técnica denominada Acoplamiento de Carga que es como sigue :

Mecanismo de transferencia de carga :

Si también se polariza positivamente un segundo electrodo adyacente a aquél donde se encuentra acumulada la carga, ésta se distribuye en el pozo de potencial creado bajo ambos electrodos. Posteriormente se reduce a cero el voltaje aplicado al primer electrodo , y la carga de éste se concentra bajo el segundo . Repitiendo esta secuencia, es posible transferir la carga a lo largo de una cadena de electrodos.

En un CCD, se tienen arreglos bidimensionales de capacitores como los discutidos anteriormente.

Los renglones están constituidos por electrodos metálicos, y las columnas se componen de canales de transferencia limitados por regiones de acotamiento, formadas por líneas de substrato P altamente contaminado, lo cual impide el paso de electrones entre los canales.

Existen diferentes tipos de CCD's en cuanto a sus características de construcción; uno de ellos es el CCD trifásico, donde se tiene que un elemento de imagen (pixel), está constituido de tres electrodos aislados, y se aplican tres pulsos de voltaje desfasados de modo que se logre la transferencia con la técnica de acoplamiento anteriormente discutida.

Asimismo existen variantes en cuanto a la porción del detector que es capaz de recibir información luminosa.

Los denominados de cuadro completo permiten exponer a la luz toda la matriz , mientras que los del tipo denominado de **Transferencia de cuadro** solo se encuentra expuesta una porción denominada sección de imagen.

En el primer tipo, una vez expuesta la imagen el tiempo deseado, se debe impedir el paso de mas luz, por medio de algún tipo de obturador. En los CCD's de transferencia, después del tiempo deseado de exposición, la cargas acumuladas en la sección de imagen se transfieren rápidamente a otra sección idéntica a la anterior denominada sección de almacenamiento, la cual se encuentra protegida de la luz por medio de una mascarilla de aluminio y el propio encapsulado del CCD.

Una vez que se aplicaron los trenes de pulsos a ambas secciones para realizar la transferencia, se detienen los pulsos en la sección de imagen con el objeto de continuar la acumulación de carga correspondiente a la siguiente imagen, y se continua con la aplicación de pulsos a las secciones de almacenamiento y lectura, para efectuar la lectura de cada uno de los renglones almacenados. Esta se realiza transfiriendo un renglón al registro destinado para tal fin, por medio de un tren de pulsos de transferencia.

Una vez transferido un renglón, se detiene el tren en la sección de almacenamiento, y se aplican pulsos al registro de lectura que transportan la carga de cada pixel a un convertidor de carga a voltaje, que entrega a la salida la señal de video correspondiente.

Cuando todo el renglón es leído, se transfiere el siguiente y se repite el proceso hasta que el último renglón del cuadro almacenado sea leído. Es hasta este momento, en que el nuevo cuadro de la sección de imagen, cuya carga se estuvo integrando durante la exposición, puede ser transferido a la sección de almacenamiento.

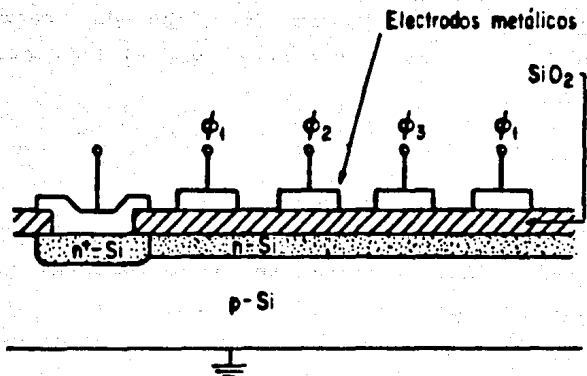
Cuando se utiliza un detector CCD para aplicación de televisión comercial, generalmente este es del tipo de transferencia de cuadro, y esta se realiza en sincronía con el retroceso de cuadro en la pantalla.

III.iii.2) CCD de canal profundo :

En los detectores CCD anteriormente discutidos, el transporte de la carga se realiza directamente en la unión de la capa aislante y el sustrato. Esto presenta algunos inconvenientes, pues los electrones pueden ser atrapados fácilmente por las trampas superficiales debidas a defectos en el material.

Para solucionar esto, se utiliza la técnica de transporte en canal profundo, que se logra aplicando una capa delgada de material tipo N entre el aislante y el sustrato (Fig.III.iii.2.a).

Con lo anterior se logra que los pozos de potencial se formen lejos de la superficie del cristal semiconductor, lo que se traduce en menor pérdida de carga, y una mejoría en cuanto al ruido de lectura, pues esta técnica se puede aplicar a la construcción del amplificador de salida.



ESTRUCTURA DE UN CCD DE CANAL PROFUNDO

Figura III.iii.2.a

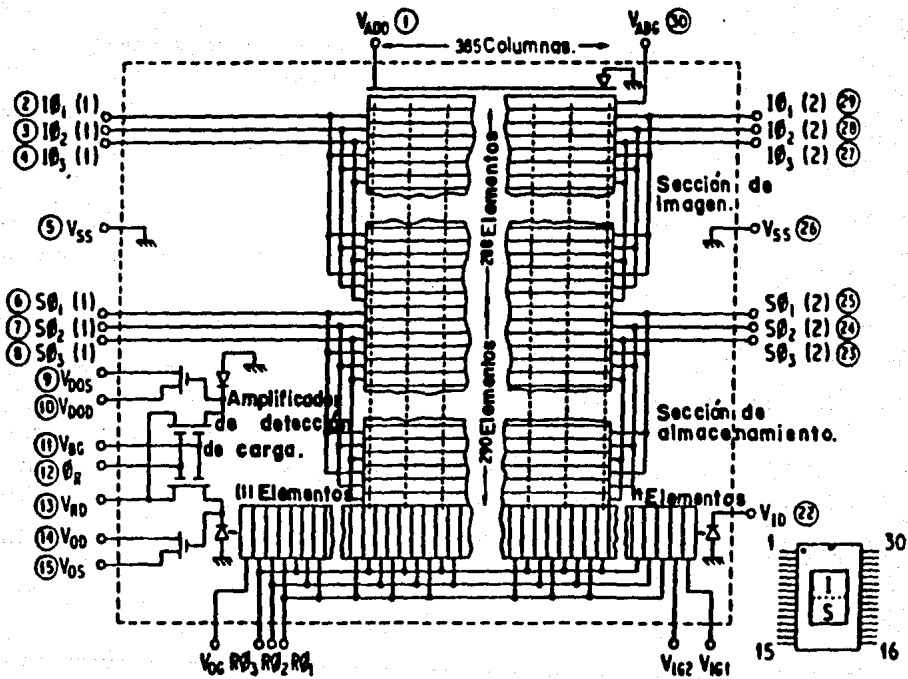
III.iii.3) Características del CCD del sistema :

Para el sistema espectrofotométrico aquí discutido, se utilizó un CCD con las siguientes características :

- * Fabricante : EEV (Inglaterra)
- * Modelo : P8603
- * Arquitectura : Transferencia de cuadro
- * Transporte de carga: Trifásico, en canal profundo
- * Numero de pixeles de imagen : 385 columnas x 288 renglones
- * Area de imagen : 6.4 x 8.5 mm. con entrada por fibra óptica.
- * Area de pixel : 22 μm . x 22 μm .

En la figura III.iii.3.a, se aprecia la arquitectura del CCD P8603. Se observa, que la sección de almacenamiento está constituida de 290 renglones, dos mas que la sección de imagen, y el registro de lectura que se compone de 400 pixels.

La utilidad de estos "sobrantes" en nuestra aplicación será discutida posteriormente.



Esquema del CCD P8603 fabricado por E.E.V

Figura III.iii.3.a

Tabla III.iii.3) Asignación y descripción de las patas del CCD, y su correspondencia en los conectores del cabezal
(Ver figura III.iv.3.c)

Pin	CCD	Potencial	Pin conector
15		V_{OS}	1 A
13		V_{RD} +17 v.	2 A
12		ϕ_R +10 v.	4 A
5		V_{SS} + 9 v.	6 A
26		" "	"
4		$I_{\phi3}$ +10 v.	8 A
27		" "	"
3		$I_{\phi2}$ +10 v.	10 A
28		" "	"
2		$I_{\phi1}$ +10 v.	12 A
29		" "	"
20		V_{IG1} TIERRA	1 B
21		V_{IG2} "	"
30		V_{ABG} "	"
6		$S_{\phi1}$ +10 v.	2 B
25		" "	"
7		$S_{\phi2}$ +10 v.	4 B
24		" "	"
8		$S_{\phi3}$ +10 v.	6 B
23		" "	"
19		$R_{\phi1}$ +10 v.	8 B
18		$R_{\phi2}$ +10 v.	10 B
17		$R_{\phi3}$ +10 v.	11 B
16		V_{OG} + 2 v	12 B
1		V_{ABD} +24 v.	16 B
9		V_{DOS} "	"
10		V_{DOD} "	"
11		V_{BG} "	"
14		V_G "	"
22		V_{ID} "	"

III.iii.4) Resolución espacial :

Como se mencionó anteriormente, la resolución espacial puede expresarse en términos de una densidad de líneas por milímetro.

Si bien esta medida es fácil de obtener experimentalmente, presenta el inconveniente de que puede depender del diseño del patrón de prueba, en particular por el contraste entre barras.

Una medida mas objetiva de medir la resolución espacial es haciendo uso de la *Función de transferencia de modulación* la cual puede obtenerse como sigue :

Supongamos que se proyecta una imagen con una modulación unidimensional, la cual puede ser de la forma

$$E(x) = \alpha + \beta \text{ sen } 2\pi wx$$

Se define el factor de modulación de una señal, como el cociente

$$M = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{E_{\text{max}} + E_{\text{min}}}$$

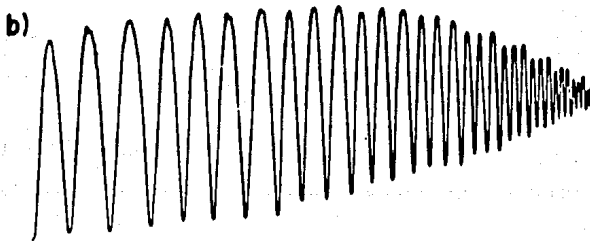
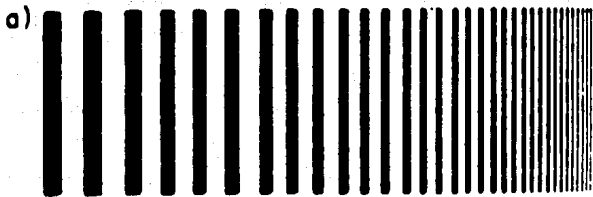
para nuestra señal, se tiene que las amplitudes máxima y mínima corresponden a

$$E_{\text{max}} = \alpha + \beta \quad \text{y} \quad E_{\text{min}} = \alpha - \beta$$

y el factor de modulación está dado por $M = \beta / \alpha$.

Como se aprecia en la figura III.iii.4.a, al proyectarse sobre el detector el patrón de barras mostrado, se tiene a la salida una señal similar, pero degradada paulatinamente según se incrementa la frecuencia espacial.

La función de transferencia de modulación se obtiene evaluando el cociente de la modulación de la señal de entrada respecto a la de salida para cada frecuencia espacial ω , es decir



ILUSTRACION DE LA TRANSFERENCIA DE MODULACION

Figura III.iii.4.a

$$F.T.M. (\omega) = \frac{M_{sal.}}{M_{ent.}}$$

En las gráficas III.iii.4.b y c, se muestra la función de transferencia de modulación del detector CCD, tanto para el sentido horizontal (por renglones), como para el vertical (dirección de lectura), pudiendose apreciar la pérdida de modulación de la señal de salida a medida que se incrementa la frecuencia espacial de entrada.

Estas mediciones se efectuaron colocando frente al detector un patrón de barras troqueladas en una lámina de cobre de espesor muy delgado, lo cual es necesario con el objeto de garantizar un alto contraste, al minimizarse reflexiones laterales.

Iluminando con una fuente fija, se colocaron patrones de diferentes frecuencias y se procedió a determinar la amplitud de las señales de la salida de video, con un osciloscopio.

El poder de resolución espacial, esta estrechamente ligado con el concepto de pixel, según se analizó anteriormente para el tubo intensificador.

En el caso de un CCD, este concepto toma un significado obvio, dado que las celdas de imagen se encuentran delimitadas físicamente, a diferencia de una película fotográfica o el propio intensificador.

Como ya se dijo anteriormente, el tamaño de pixel es de $22 \mu m.$, y esto define la frecuencia máxima de muestreo (de Nyquist) la cual está dada por

$$f_N = 1 / 2d \quad \text{donde} \quad d = 22 \mu m.$$

Llamando f_o a la frecuencia espacial del patrón (objeto), y f_m a la frecuencia de muestreo del detector, podemos normalizar por

MTF (Horizontal) CCD P8603 con fibra optica

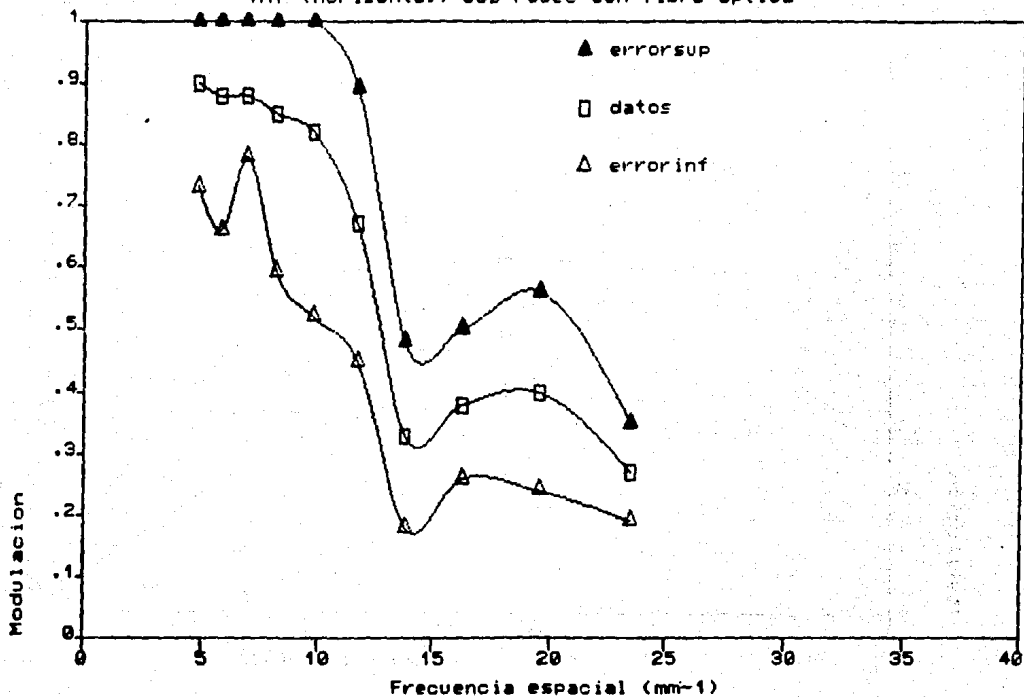


Figura III.iii.4.b

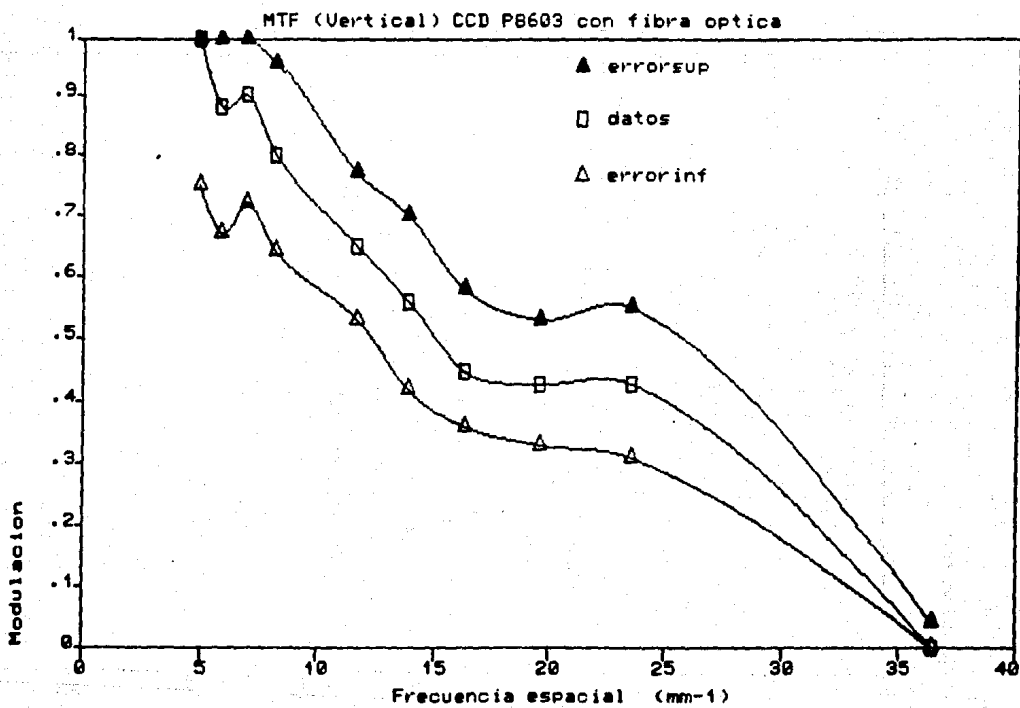


Figura III.iii.4.c

$$s = \frac{f_o}{f_m} \quad \text{donde} \quad f_m = 1 / d$$

Entonces se tiene que para un patrón de barras cuya modulación sea del tipo senoidal

$$\text{FTM} = \frac{\text{sen } \xi}{\xi} \quad \text{donde} \quad \xi = \frac{\pi s w}{d}$$

En la expresión anterior w representa la abertura fotosensible de los pixeles, es decir $w = d - a$, siendo a , el ancho de los canales de acotamiento entre estos.

Para el caso horizontal $d(h)$ esta determinado por el espaciamiento de las columnas de transferencia de carga, y para el vertical $d(v)$ corresponde a la distancia entre centros de los elementos del CCD.

Para $f_o \ll f_m$ se tiene una FTM cercana al 100 %, y a medida que la frecuencia del patrón se aproxima a la del sensor, su valor decrece llegando a 64 % cuando $f_o = 0.5 f_s(h)$.

Para frecuencias f_o mayores que la anterior se presenta ambigüedad en la resolución, según lo establece el teorema de muestreo.

En caso de que se use la técnica de entrelazado, se tiene que la resolución vertical se incrementa pues la frecuencia de muestreo es $f_s(v)$ entrelazada = $2 f_s(h)$.

Uno de los factores principales que afectan la resolución en un CCD, es la degradación de imagen debida a la ineficiencia en el transporte de carga.

En cada transporte, una porción de la carga del pixel no es transferida; esta carga residual se suma a la siguiente carga de señal, la cual a su vez decrece debido al transporte. La distorsión ocurrida puede ser expresada como una pérdida de la FTM donde

$$FTM' = FTM \exp \left\{ -n \epsilon \left[1 - \cos \left(2\pi f_0 / f_m \right) \right] \right\}$$

donde n representa el número de transferencias desde el punto de generación de carga hasta la salida, y ϵ es la fracción fija de carga rezagada.

De lo anterior es claro que la resolución sufrirá mayor degradación en la parte superior que en la inferior, así como en la izquierda que en la derecha de la imagen, aunque el efecto es pequeño dado que $\epsilon = 10^{-5}$.

Un último efecto que debe ser considerado es el hecho de que a medida que se incrementa la longitud de onda, dado que los fotones penetran más profundamente en el sustrato, los electrones producidos tienden a difundirse a los píxeles laterales, sin embargo los valores experimentales coinciden con los teóricos de la FTM hasta para longitudes de onda de 800 nm.

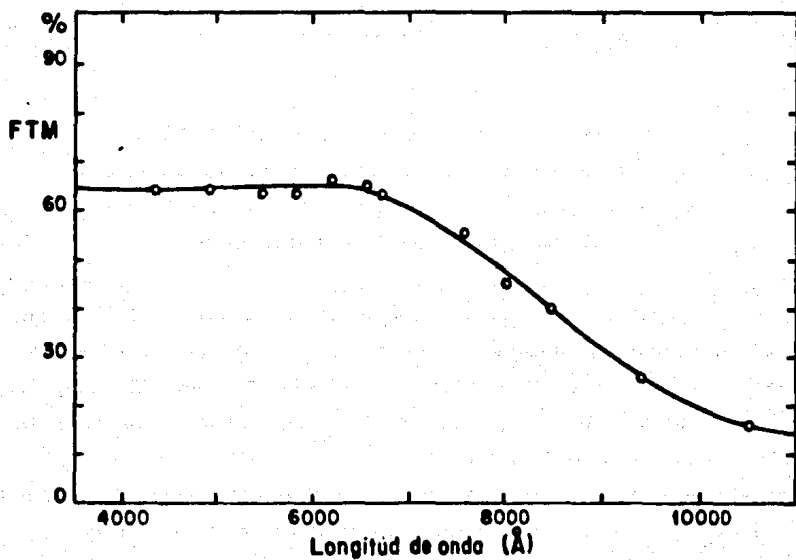
La gráfica III.iii.4.d muestra la degradación en la FTM en función de la longitud de onda, considerando que el patrón de barras presenta una frecuencia espacial igual a la frecuencia de muestreo del detector (frecuencia de Nyquist).

III.iii.5) Eficiencia cuántica :

Una medida del proceso de conversión luz a carga es la eficiencia cuántica, donde el 100 % significa que por cada fotón incidente, se genera un par electrón - hoyo.

Para un CCD, solo aquellos fotones que logran penetrar la capa de electrodos, y generar un electrón (y hoyo), el cual es capturado por el pozo de potencial, contribuirán a la señal de salida.

Si bien la profundidad de penetración de la luz se incrementa fuertemente al aumentar la longitud de onda de la luz incidente,



FUNCION DE TRANSFERENCIA DE MODULACION

Figura III.iii.4.d

aquellos electrones generados profundamente en el sustrato, pueden moverse hacia las pozos de potencial.

El hecho de que los pozos constituyan un sumidero para los electrones establece un gradiente de concentración hacia la superficie frontal causando un transporte neto de electrones hacia estas regiones.

Este mecanismo puede analizarse matemáticamente para obtener una medida de la eficiencia cuántica η del detector, en función de la longitud de onda λ de los fotones incidentes, teniéndose

$$\eta_{\lambda} = T_{\lambda} \frac{(1 - e^{-\alpha L_B})}{1 + \alpha L_E}$$

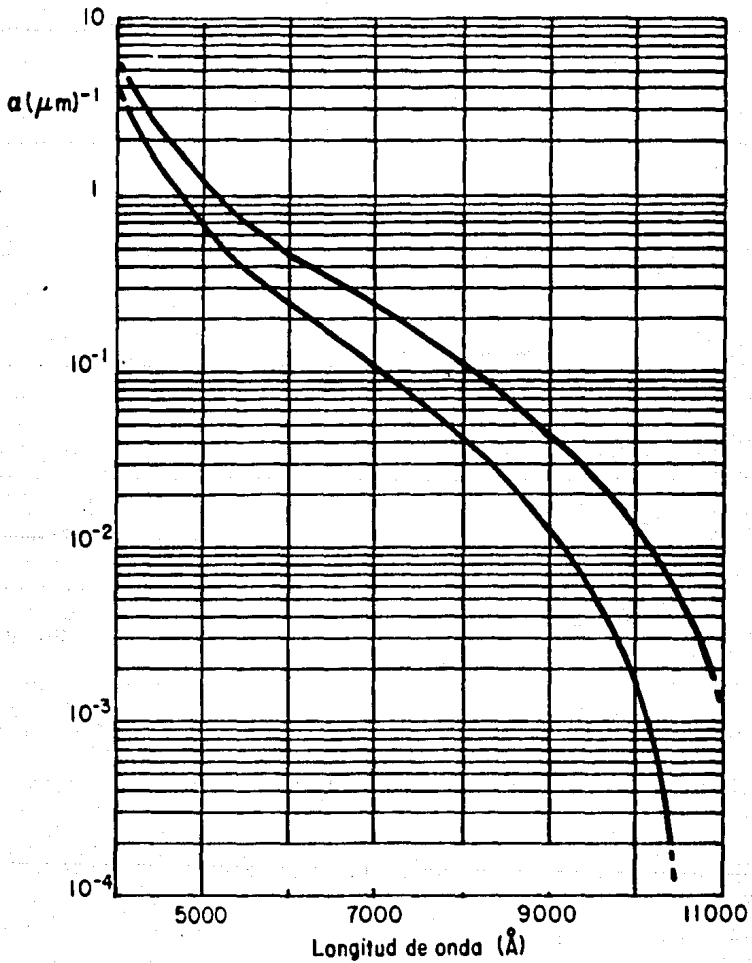
donde . α = Coeficiente de absorción del silicio
 L_B = Profundidad de las barreras de potencial
 L_E = Longitud de difusión de los electrones
 T_{λ} = Transmitancia de los electrodos

Solamente una fracción de la luz que incide sobre el CCD logrará penetrar al sustrato, según el factor T_{λ} , debido a efectos de interferencia óptica, reflexión y absorción en la capa de electrodos, producto de la variación del coeficiente de absorción del silicio α con la longitud de onda.

En las gráficas III.iii.5.a y b se presentan algunos valores teóricos de T_{λ} para un electrodo de polisilicio de tres capas, junto con valores para η_{λ} calculados con la ecuación anterior y asumiendo los siguientes valores, $L_B = 5 \mu\text{m.}$ y $L_E = 50\mu\text{m.}$, típicos en las estructuras de un CCD.

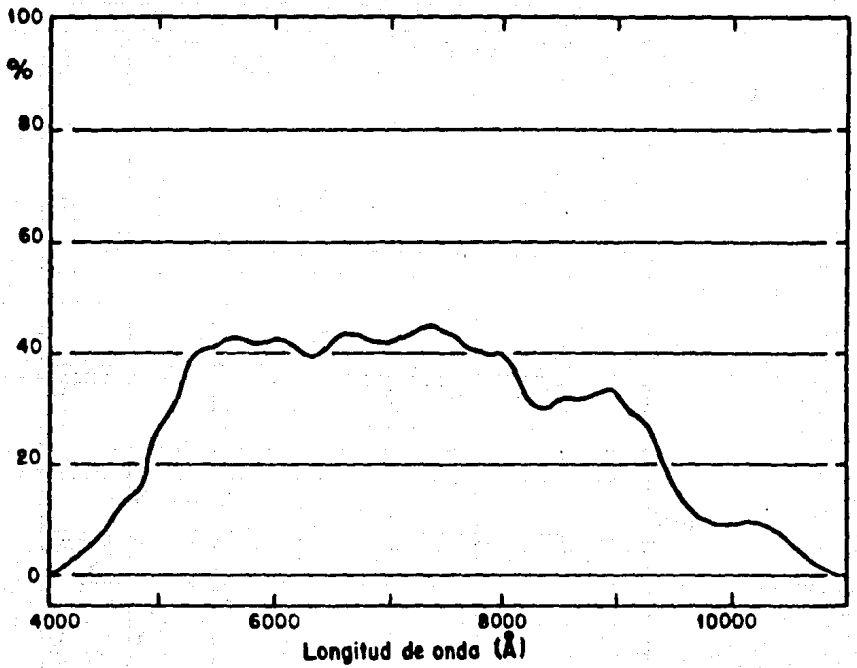
En esta última, se puede apreciar que en el intervalo comprendido entre los 5300 y los 8000 Å, se tiene la máxima eficiencia de conversión fotón-electrón, correspondiente a un 40 % aproximadamente.

Esto significa que de 100 fotones incidentes que logran atravesar la capa de electrodos y llegar al sustrato, solo 40 pares electrón - hueco son generados. Estos electrones son capturados por los pozos de potencial y constituyen la información de video.



COEFICIENTE DE ABSORCION DEL SILICIO

Figura III.111.5.a



EFICIENCIA CUANTICA DEL CCD

Figura III.iii.5.b

Para las demás longitudes de onda, la eficiencia de conversión es menor llegando hasta cero a longitudes de onda cortas (4000 Å), debido a los efectos en la capa de electrodos anteriormente mencionados, y para longitudes largas (1500 Å) debido a que los fotones penetran profundamente en el sustrato y los electrones no pueden ser capturados por los pozos.

III.iii.6) Respuesta espectral :

Como generalmente es impráctico medir la luz incidente en fotones y la salida de señal en electrones, se puede utilizar una medida alternativa que es la razón de potencia luminosa incidente (utilizando un fotómetro o radiómetro) contra la corriente eléctrica media de salida.

La razón entre la potencia de la luz incidente y la corriente de salida del CCD, normalizada por la eficiencia cuántica es denominada respuesta espectral, o responsividad y puede calcularse como sigue :

La energía de un fotón para una cierta longitud de onda, esta dada por

$$E_f = \frac{hc}{\lambda} \quad \text{Joules}$$

teniendose :

$$h = 6.63 \times 10^{-34} \quad \text{J seg} \quad \text{Constante de Planck}$$

$$c = 3 \times 10^8 \quad \text{m/seg} \quad \text{Velocidad de la luz}$$

de donde la respuesta espectral queda expresada como

$$R_\lambda = \frac{q \lambda n_\lambda}{h c} \quad \text{Amperes / Watt}$$

$$q = 1.6 \times 10^{-19} \quad \text{C.} \quad \text{Carga elemental}$$

$$n_\lambda : \quad \text{Eficiencia cuántica}$$

Este parámetro nos da información de la respuesta de un detector para fotones de diferente energía, y la curva del promedio de los pixels para nuestro detector se muestra en la figura III.iii.6.a .

Considerando que se hace incidir luz sobre N elementos, cada uno los cuales se lee a una frecuencia de campo F_r , la carga por elemento Q y la corriente de salida I_o estarán relacionados por

$$I_o = N Q F_r = R_\lambda P_\lambda$$

donde P_λ representa la potencia total de iluminación.

Si se conoce la densidad de potencia de la fuente luminosa W_λ (Watts / m^2), podemos calcular la carga generada por elemento de área a (m^2), como sigue

$$Q = R_\lambda W_\lambda a / F_r$$

Siendo rigurosos, la responsividad del detector corresponde al promedio de las responsividades $R_{\lambda i}$ de cada una de las celdas que lo conforman.

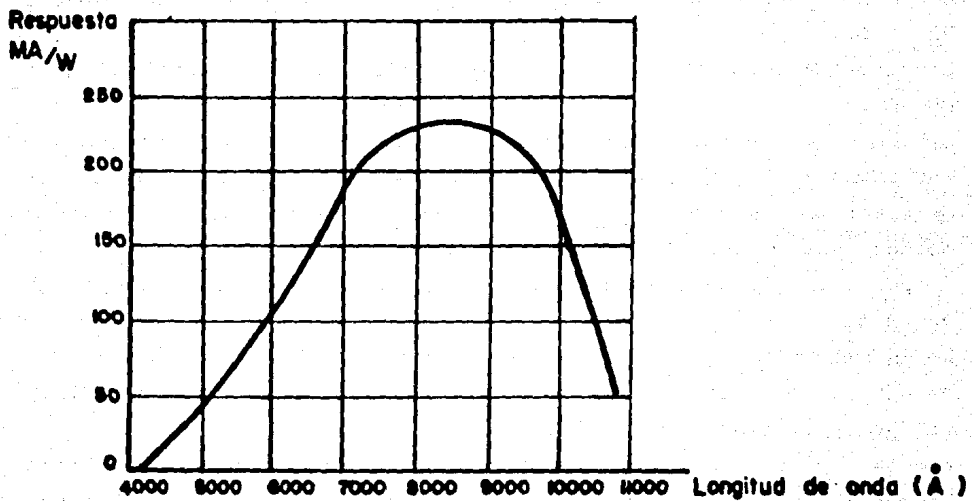
La determinación de la matriz se llevará cabo, iluminando uniformemente toda el area sensible del detector y cuantificando la altura de la señal de video digitalizada en la memoria de la computadora, para cada pixel.

III.iii.7.) Corriente oscura :

La corriente oscura es producto de la generación de electrones en el substrato por efectos térmicos, que se suman a la carga fotogenerada.

El valor típico corresponde al 1 % o menos de la señal pico I_p a $25^\circ C.$, y una frecuencia de barrido de 60 cuadros por segundo.

En el caso ideal, la corriente oscura debería contribuir de igual forma en todos los elementos , pero en la práctica se tiene una



RESPUESTA ESPECTRAL DEL CCD.

Figura III.iii.6.a

variación espacial sobre el detector la cual es equivalente a un patrón de carga fotogenerada que define el mínimo nivel de señal, que por ser mayor que el ruido térmico (a 25 °C.), representa la cota inferior del intervalo dinámico.

Una propiedad de suma importancia, la cual es explotada en nuestro sistema, es la fuerte dependencia existente entre la corriente oscura y su inhomogeneidad, con la temperatura.

Se tiene que la corriente en diodo semiconductor esta expresada como

$$I_D = A e^{-V_{BG} / (2KT/q)}$$

sobre el intervalo de -60 a +75 °C., siendo A una constante y $V_{BG} = 1.1$ v. .

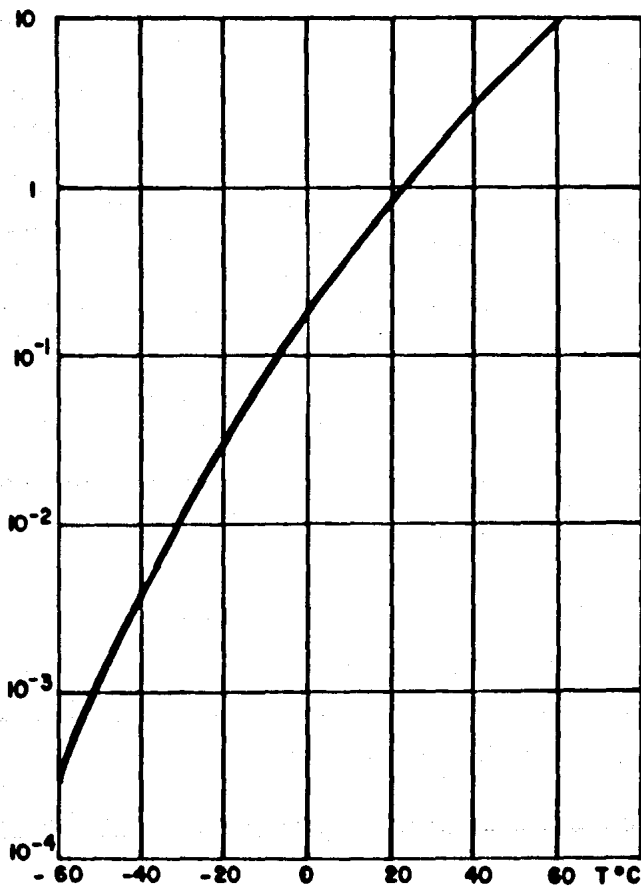
La ecuación es graficada en la curva III.iii.7.a, normalizando a 25 °C..

Debido a este comportamiento, es de suma importancia el sistema de enfriamiento incorporado al cabezal, el cual permite operar el detector a una temperatura de -30 °C., con lo cual es posible obtener una reducción de la corriente oscura en un factor 10^2 respecto a la temperatura de normalización, así como de su patrón de ruido .

Lo anterior nos proporciona un aumento en la sensibilidad del detector, pues con esto, es el ruido térmico de la etapa de salida el factor dominante.

Además, dado que la corriente oscura se genera a una tasa temporal constante, esta reducción es indispensable si se desea realizar integración de señal (disminución de frecuencia de lectura), pues de otro modo puede llegarse a la saturación del detector lo que origina una reducción en el intervalo dinámico.

El valor típico de corriente oscura a 25°C, usando estándares televisivos, es de 3 namps. (10 max.), lo cual corresponde a 3×10^5 e⁻/ pixel.



GRAFICA DE LA CORRIENTE OSCURA EN FUNCION DE LA TEMPERATURA NORMALIZADA A LA TEMPERATURA AMBIENTE

Figura III.111.7.a

III.iii.8) Intervalo dinámico :

La cota inferior es impuesta por el patrón de ruido dominante asociado al detector, el cual podemos considerar como una iluminación de fondo L_f .

En los CCD's el patrón de ruido dominante corresponde a la no uniformidad de la corriente oscura, a menos que se refrigere el detector, en cuyo caso, las fuentes de ruido predominantes pasan a ser el transporte de carga y el ruido del amplificador de salida.

El límite superior está determinado por la carga máxima que puede almacenarse en los pixeles, cuya suma en todos los elementos corresponde a la corriente de saturación I_{sat} , lo cual sucede para una cierta iluminación de saturación L_s , teniéndose entonces

$$I_{\text{dinámico}} = \frac{L_s}{L_f}$$

Por lo discutido en cuanto a la respuesta espectral, podemos expresar L_s como :

$$L_s = \frac{I_p}{R_\lambda A} \quad \text{Watts/m}^2$$

donde I_p corresponde al valor pico (saturación) de la corriente de salida, y A es el área de la imagen (m^2).

También podemos expresar el intervalo dinámico por medio de la relación

$$I_{\text{dinámico}} = \frac{Q_p}{q n_n T}$$

donde Q_p representa la carga pico de señal por elemento, $n_n T$ es el ruido total en el circuito de salida (en voltaje o electrones a la frecuencia de operación $\nu = T^{-1}$) y q la carga elemental.

Para el caso de operación estandar de video ($\nu = 7.7$ Mhz.), utilizando tanto la salida real, como la muda, se tienen los siguientes valores :

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

$$n_n T = 200 \text{ electrones rms}$$

Con lo que se obtiene un valor para el intervalo dinámico de 10^3 .

Es importante destacar que a temperaturas altas de operación, el límite de señal pequeña estará dado mas bién por el patrón asociado a la no uniformidad de la corriente oscura en el CCD, que por el ruido térmico de la etapa de salida. Es por esta razón que es conveniente refrigerar el detector cuando se desea ampliar el intervalo.

III.iii.9) Eficiencias de colección y transferencia de carga :

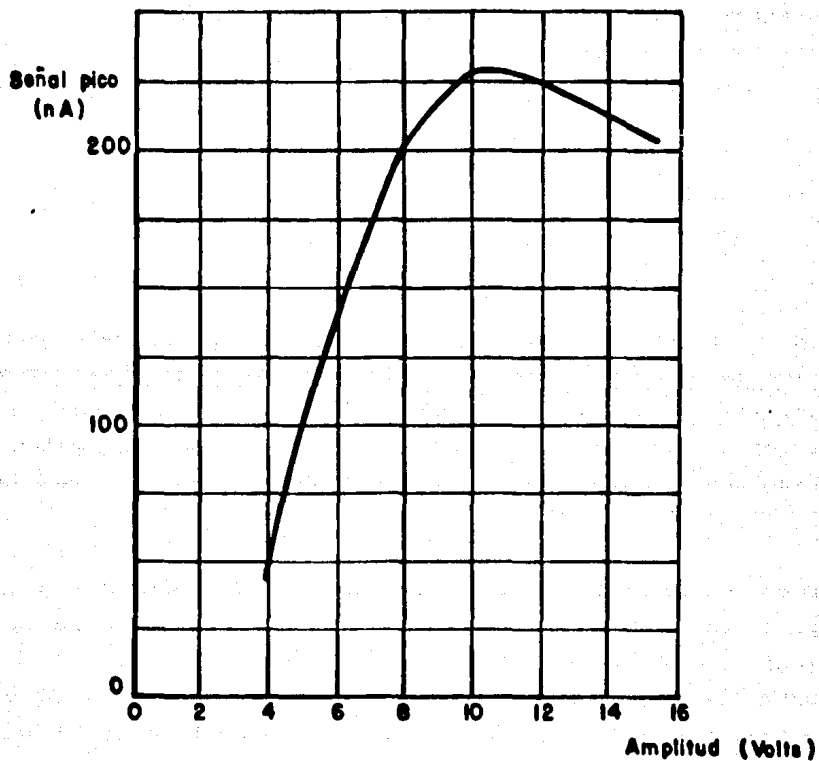
Las eficiencias de colección y transferencia de carga juegan un papel importante en el rendimiento del detector, pues como se discutió anteriormente, la difusión de carga a los pixeles laterales por colección ineficiente, o la carga residual no transferida degradan la resolución y contraste de la imagen.

Para el tipo de detector utilizado, la colección de carga ocurre a una profundidad de $1 \mu\text{m}$. dentro del material tipo N, depositado sobre el substrato del CCD, y se tiene que la capacidad de almacenamiento se encuentra directamente relacionada con los

voltajes aplicados a los electrodos de los pixeles.

En la figura III.iii.9.a se muestra la dependencia de la señal pico de salida en función del voltaje aplicado a los electrodos, la cual se obtiene midiendo la señal de video en el punto de saturación de la imagen.

Por otro lado en cuanto a la eficiencia de transporte de carga, se tiene que esta presenta un valor de 99.995 %, siempre que se cumpla con los requerimientos en cuanto a amplitud de voltajes anteriormente discutida, y que corresponde a un valor de 10 volts según se observa en la curva.



VARIACION DE LA SEÑAL PICO CON LA AMPLITUD DE I_0

Figura III.iii.9.a

III.iv) Tarjeta electrónica de generación de fases :

Como se mencionó anteriormente, el CCD esta compuesto de tres secciones: Imagen, Almacenamiento y Lectura, las cuales se componen a su vez, del siguiente número de pixeles :

Sección	Pixeles x Renglon	No. Renglones
Imagen	385	288
Almacenamiento	385	290
Lectura	400	1

Los pixeles excedentes del registro de lectura pueden ser utilizados como referencia de los niveles de corriente oscura. Es por esta razón que el diseño de la electrónica considera que las secciones de imagen y almacenamiento estan compuestas de 290 renglones, y 400 pixeles por renglón para todas las secciones.

Dado que la amplitud óptima de las fases es de ≈ 10 volts, y no se presenta restricción de alta velocidad, se eligieron circuitos lógicos de la familia CMOS.

Esta tiene la particularidad de ser poco sensible al ruido de potencia y a las lineas de tierra, lo cual permitió colocar la electrónica dentro del cabezal, aun cuando las fuentes de alimentación se encuentran localizadas en la caja de control.

Para realizar el transporte de carga en cualquiera de las secciones, se requiere de tres fases (ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3), que se sobreponen dos a dos durante una cuarta parte de su periodo activo según se puede observar en la figura III.iv.a, lo que garantiza una transferencia de carga eficiente.

SUPERPOSICION DE LAS FASES DURANTE
UNA CUARTA PARTE DE SU PERIODO ACTIVO

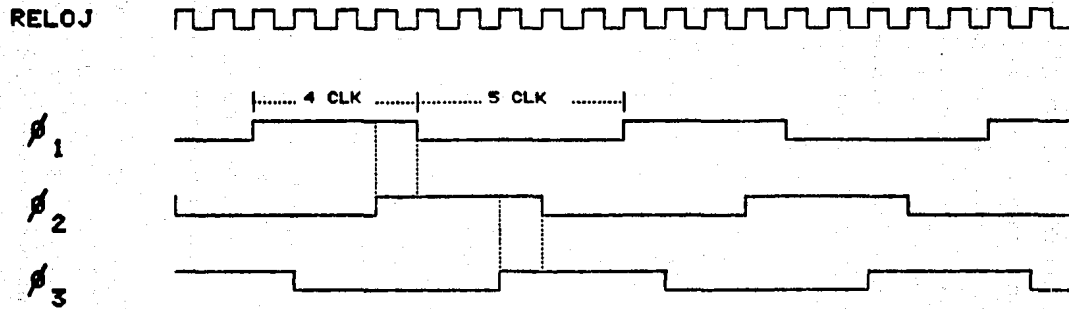


FIGURA III.IV.A

Filosofía de control (figura III.iv.b) :

Supongamos que ha transcurrido el tiempo de integración de carga en la sección de imagen del CCD, entonces se debe realizar rápidamente la transferencia de la carga hacia la sección de almacenamiento, para lo cual es necesario generar 290 triadas de fase tanto para imagen I_{ϕ} como para almacenamiento S_{ϕ} , de modo que se transfieran los 288 renglones de la sección de imagen, quedando finalmente en la sección de almacenamiento 288 renglones de información de imagen y 2 renglones con información en cuanto a la corriente oscura.

Una vez realizado lo anterior el CCD se encuentra en condiciones de integrar la carga de una nueva imagen.

Durante esta nueva integración se generan las triadas de fase para las secciones de almacenamiento S_{ϕ} y lectura R_{ϕ} , con el fin de transferir la información de imagen fuera del detector para su procesamiento.

Esta lectura se lleva a cabo generando una triada S_{ϕ} por cada cuatrocientas R_{ϕ} , de tal forma se transfiera un renglón de la sección de almacenamiento al registro de lectura y se lean sus 400 pixeles de información. Una vez que se han transferido los 290 renglones se detiene la secuencia y puede almacenarse nuevamente la imagen que se ha estado integrando.

Es evidente que el tiempo mínimo de integración de señal en la sección de imagen es igual al tiempo de transferencia de carga a la sección de almacenamiento, sumado al tiempo requerido para realizar la lectura, y es denominado ciclo básico de integración.

Por medio de la señal L/I (Lee / Integra) enviada desde la computadora de control del sistema, es posible comunicar a la electrónica de generación de fases cuando se desea leer la información almacenada en la sección de imagen.

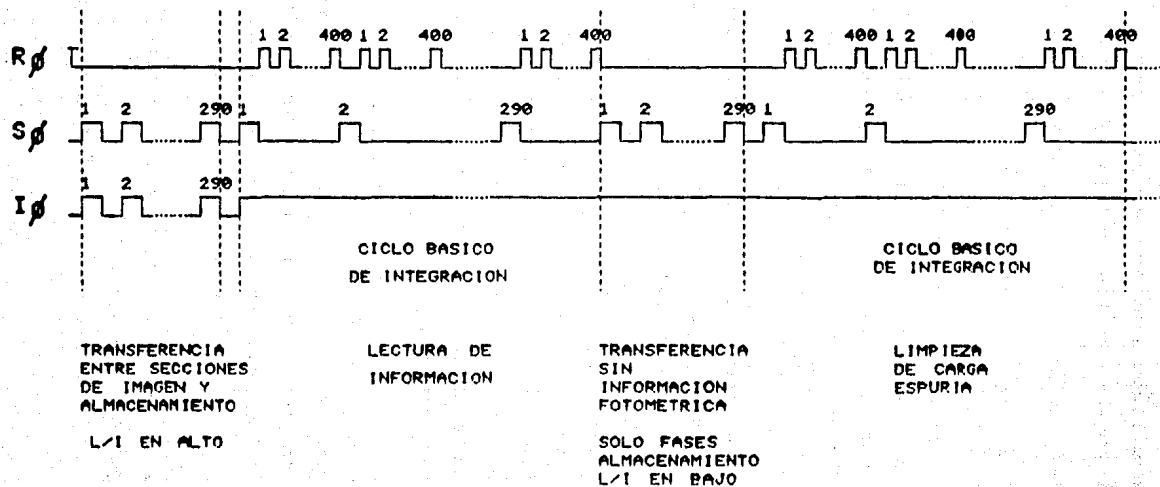


Diagrama de tiempos de las fases del CCD

Figura III.iv.b

Cabe hacer notar que las fases S_{ϕ} y R_{ϕ} se generan continuamente, aún en el caso de que se esté efectuando integración de imagen y no exista información fotométrica en la sección de almacenamiento. Esto es necesario para garantizar que las secciones de almacenamiento y lectura se encuentren limpias de carga producida por efectos de corriente oscura u otros.

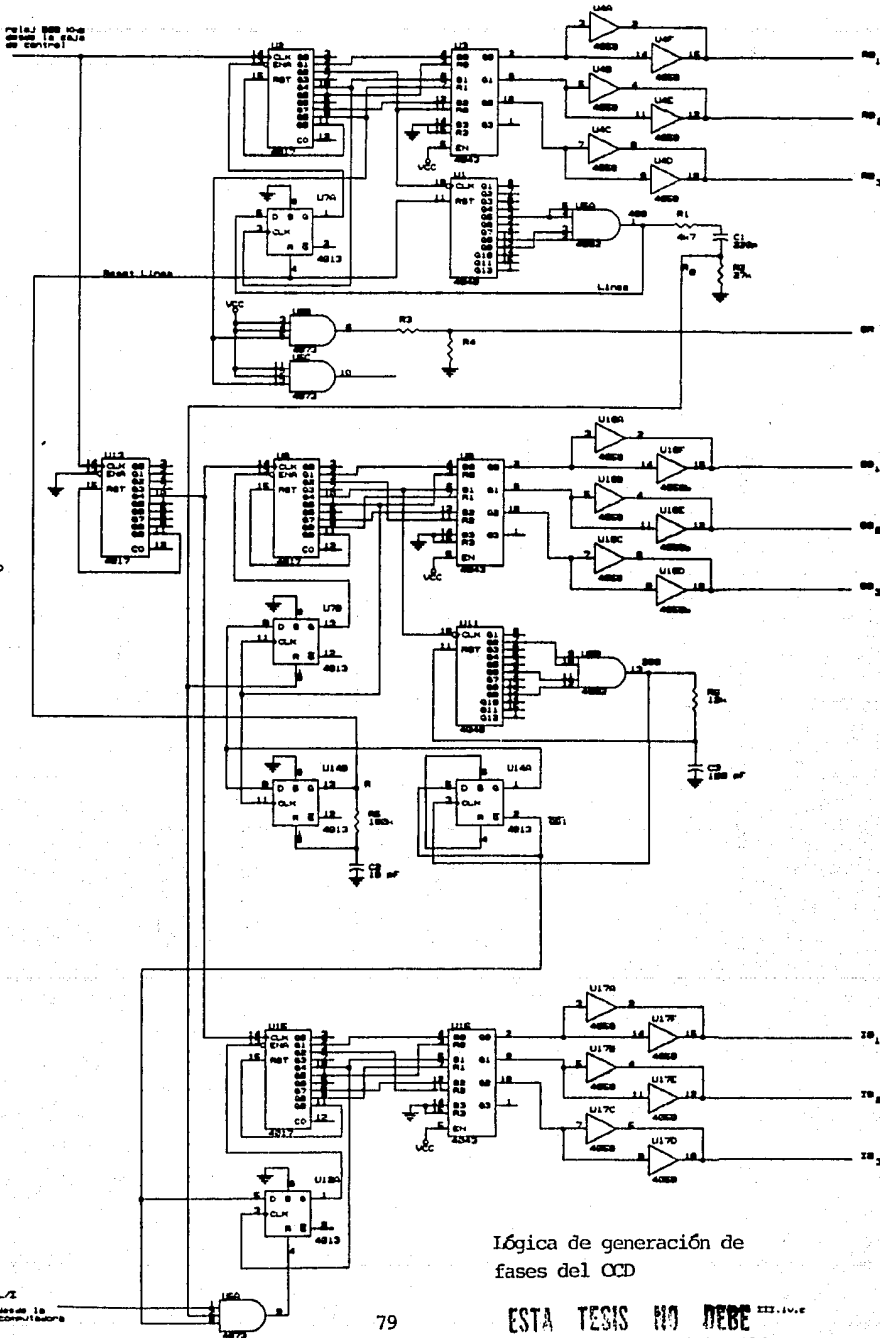
Electrónica de generación de fases :

La electrónica de generación de fases se encuentra dividida en tres secciones que son : Imagen, Almacenamiento y Lectura (Figura.III.iv.c), correspondientes a cada una de las secciones del detector, todas localizadas en una sola tarjeta, y el control se logra de la siguiente manera :

Supongamos que ha concluido el tiempo deseado de integración, y se quiere leer la información fotométrica de la sección de imagen, entonces la señal L/I debe ser puesta en alto desde la computadora. Una vez terminada la transferencia de información de la imagen anterior tanto en la sección de almacenamiento como en la sección de lectura, las señales QB1 (fin de almacenamiento) y R0 (fin de lectura) en alto junto con la señal L/I habilitan el contador (U15) de la sección de imagen, para que pueda llevarse a cabo la transferencia de la última imagen adquirida, hacia la sección de almacenamiento.

La transferencia se inicia cuando los contadores U15 y U8 son habilitados por las señales anteriores. Estos contadores de década, producen pulsos de salida con cada una de las transiciones positivas del reloj, que excitan a su vez a los circuitos U16 y U9 respectivamente, los cuales contienen cada uno 4 flip-flops S/R.

Considerando el caso particular de U15 y U16, se puede observar, que con la segunda transición del reloj, se da un pulso en la salida Q1, la cual activa la entrada S0 poniendo a su vez en alto



ELECTRONICA DE LA SECCION DE LECTURA

ELECTRONICA DE LA SECCION DE ALIMENTAMIENTO

ELECTRONICA DE LA SECCION DE IMAGEN

Lógica de generación de fases del OCD

TARJETA DE GENERACION DE FASES

LOCALIZACION DE COMPONENTES

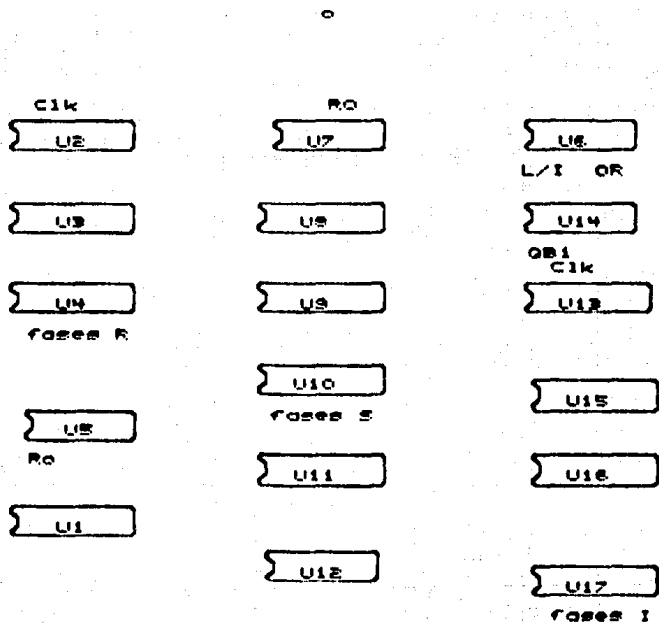


FIGURA III.iv.d

la salida Q0 del flip flop, y con el sexto pulso de reloj, se da un pulso en la salida Q4, lo cual restablece al primer f/f..

A su vez, el quinto pulso de reloj activa S2, lo cual pone en alto la salida Q1 del segundo f/f, que se apagará también 4 periodos de reloj después con Q8, y análogamente para el tercer f/f..

Las salidas de los f/f 's, son llevadas a los amplificadores de ganancia unitaria (U17), para garantizar el nivel adecuado de las señales que en este caso constituyen las fases para la sección de imagen ($I\phi_1$, $I\phi_2$ e $I\phi_3$).

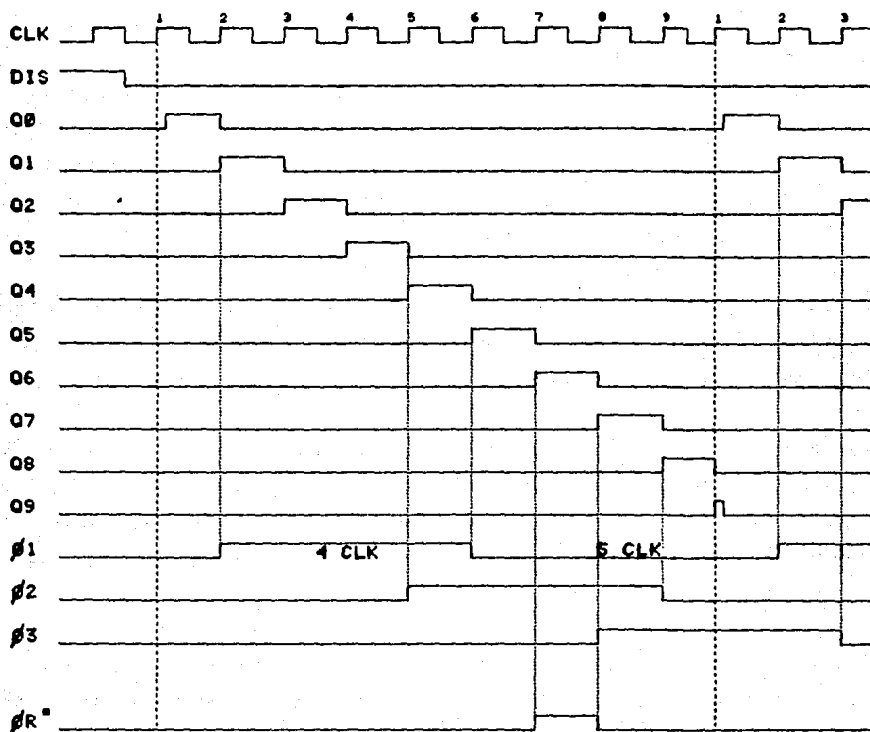
Se puede observar en la figura III.iv.e la generación de las fases a partir de los pulsos de reloj, los contadores y los flip flops, y se observa que las señales anteriormente discutidas se sobreponen dos a dos ($I\phi_1$ e $I\phi_2$, y $I\phi_2$ e $I\phi_3$) durante un ciclo de reloj, lo cual representa una cuarta parte de su periodo activo, como se requiere.

Dado que la salida Q9 del contador es retroalimentada a la entrada de restablecimiento de sí mismo, se tiene que después de nueve pulsos de reloj se repetirá el conteo llevándose a alto la primera fase.

Como tanto la lógica de generación de fases para las secciones de Imagen y de Almacenamiento son similares, son habilitadas al mismo tiempo y reciben el mismo reloj, es evidente que se encuentran sincronizadas y la transferencia de carga entre ambas se realiza adecuadamente.

En la sección de control de almacenamiento existe un contador de 12 bits (cuenta máxima 4096), el cual se incrementa con cada transición positiva de $S\phi_2$, y presenta decodificada la cuenta 290 (122 hexadecimal), de tal forma que una vez transferidos los 290 renglones de la zona de imagen a la de almacenamiento lleva a alto la señal de fin de transferencia de cuadro (U5 pata 13), la cual restablece el contador de cuadro (U11) y lleva a bajo la señal QB1, lo cual detiene la generación de fases en la sección de imagen para permitir la integración de carga correspondiente a la siguiente imagen que será leída.

GENERACION DE FASES A PARTIR DEL CONTADOR DE DECADAS
Y LOS FLIP FLOPS S/R



■ SEÑAL DE RESTABLECIMIENTO PARA EL TRANSISTOR DE SALIDA, SOLO EN LA SECCION DE LECTURA

FIGURA III.IV.E

Una vez transferido el cuadro completo a la sección de almacenamiento, es necesario proceder a la lectura de la información.

El manejo de la sección de lectura se logra utilizando el mismo tipo de lógica que en las secciones anteriormente discutidas (contador de décadas, flip flops S/R, y amplificadores de ganancia unitaria), siendo la diferencia principal la frecuencia del reloj, la cual es 9 veces mayor debido a que el reloj maestro de la caja de control es enviado directamente al contador de generación de fases, mientras que para las otras dos secciones este reloj es dividido primeramente entre nueve por el contador U13.

Al levantarse la señal QB1, también lo hace la señal R al recibir U14 el pulso de restablecimiento de la fase $S\phi_1$. Esta señal borra al contador de píxeles (U1), y dado que se retroalimenta a la entrada de borrado del mismo monoestable que la produce a través de un arreglo RC, ésta regresa a cero poco tiempo después.

Asimismo la transición negativa de $S\phi_1$ detiene la generación de fases de la sección de almacenamiento, quedando en alto la fase $S\phi_2$, desde donde el registro de lectura toma la carga del renglón que debe ser leído.

Con el pulso R, se habilita al contador de décadas (U2), lo que inicia la generación de fases para la sección de lectura.

Una vez que se generan las 400 triadas necesarias para realizar la lectura del correspondiente número de píxeles, la compuerta 'Y' (USA) decodifica la cuenta, y se genera la señal R0, la cual es llevada a la sección de almacenamiento y se encarga habilitar al generador de fases de esta sección, con lo cual se transfiere el siguiente renglón y se incrementa el contador (U11).

Con la subida de la fase $S\phi_1$ se detienen las fases de almacenamiento, se genera la señal R y se lleva a cabo nuevamente la lectura del renglón, repitiéndose este proceso hasta que se hayan transferido los 290 renglones del cuadro completo.

Cuando esto sucede, nuevamente se lleva la señal $\overline{QB1}$ a alto, con lo que se restablece al contador de renglones, y si se encuentra en alto la señal L/I , es posible iniciar la transferencia de la siguiente imagen hacia la sección de almacenamiento.

En caso de que al terminar la lectura de cuadro, se desee continuar con la integración (L/I en bajo), entonces, se repite el proceso de transferencia entre las secciones de almacenamiento y lectura, a partir del primer renglón, pero en este caso la señal de video no contiene información fotométrica, y solo sirve para limpiar al detector de carga espuria. Es hasta el fin de esta transferencia, que se podrá almacenar la siguiente imagen.

Los diagramas de tiempo referentes a las diferentes fases anteriormente discutidas, se presentan en las figuras III.iv.f y g.

DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LAS SEÑALES DE SINCRONIA

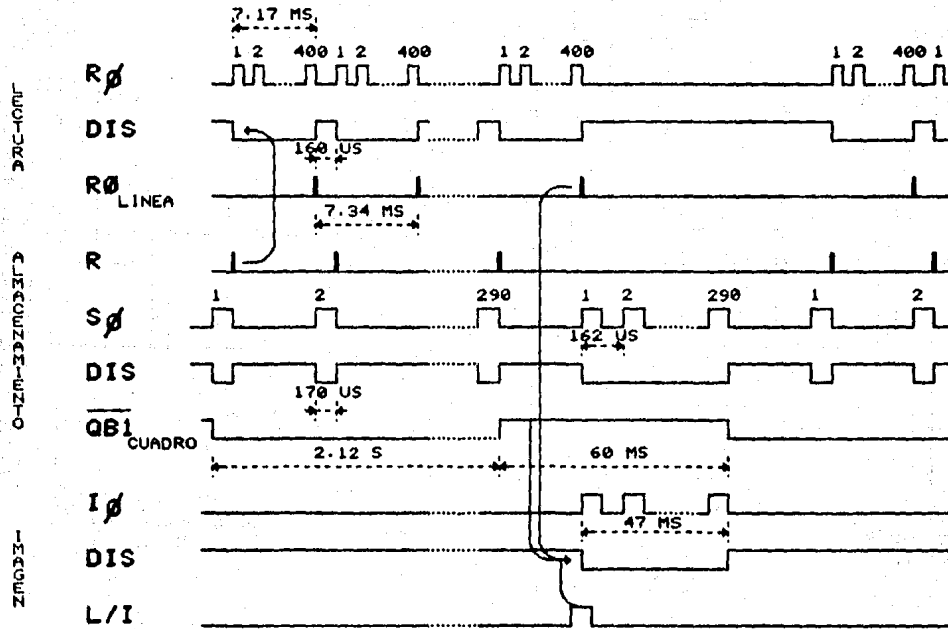
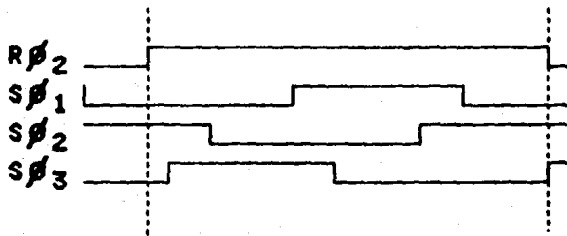
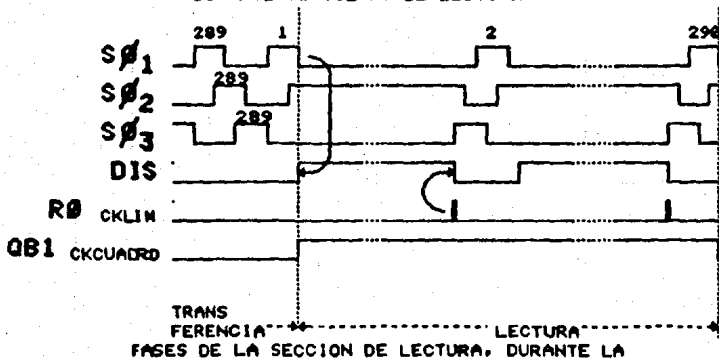


Figura III.iv.f

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

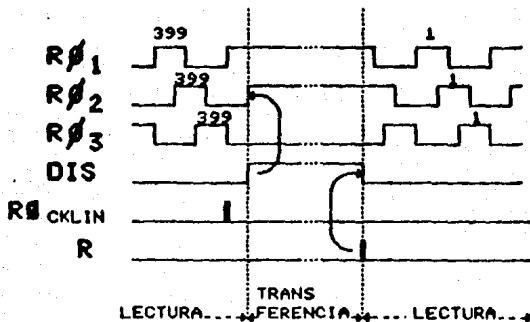


FASES DE LA SECCION DE ALMACENAMIENTO DURANTE EL TIEMPO DE LECTURA.



TRANSFERENCIA → LECTURA
FASES DE LA SECCION DE LECTURA, DURANTE LA

TRANSFERENCIA DE UNA LINEA DESDE LA SECCION DE ALMACENAMIENTO.



LECTURA → TRANSFERENCIA → LECTURA →

FIGURA III.IV.G

III.v) Electrónica de preamplificación y procesamiento de video :

La señal de video de salida del CCD, requiere de un procesamiento especial, de tal forma que se minimicen las perturbaciones hasta el momento que sea digitalizada.

La electrónica contenida en esta tarjeta, a la cual nos referiremos como tarjeta analógica de procesamiento de video (TAPV), lleva a cabo las funciones de preamplificación, doble muestreo correlacionado, y envía la señal de video preprocesada, hacia la caja de control a través de cable coaxial, para ser muestreada y convertida de analógico a digital.

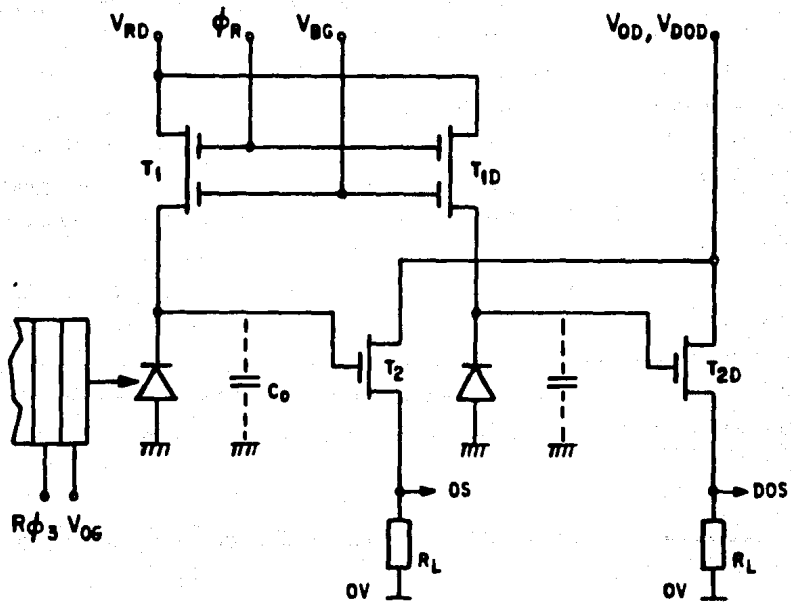
Con el objeto de comprender el proceso necesario para la señal, iniciaremos con el análisis de los circuitos de salida de video dentro del detector, y finalizaremos con la etapa de conversión analógico digital de la señal, que si bien se encuentra fuera del cabezal, culmina el proceso analógico de la misma.

III.v.1) : Circuito de salida del CCD (6, Nota 3) :

El circuito de salida del CCD juega un papel muy importante en la operación del detector. Básicamente su función es la de convertir la carga de salida en una señal de voltaje proporcional.

El circuito está constituido por un diodo, el cual recibe la carga de salida del registro de lectura. Este se encuentra conectado a un transistor tipo MOS de doble compuerta (T_1), el cual a su vez se conecta a un segundo transistor (T_2) configurado como seguidor de fuente como se aprecia en el diagrama de la figura III.v.1.a.

Antes de que el diodo de salida reciba la carga de cada pixel del registro de lectura con la bajada de la fase ϕ_3 , el transistor T_1 debe recibir en una de sus compuertas la señal de restablecimiento ϕ_R generada desde la tarjeta de generación de fases, con el objeto de cargar la capacitancia del nodo de salida C_0 , al potencial de referencia V_{RD} (Figura III.v.1.b).



CIRCUITO DE SALIDA DEL CCD

Figura III. v. 1. a

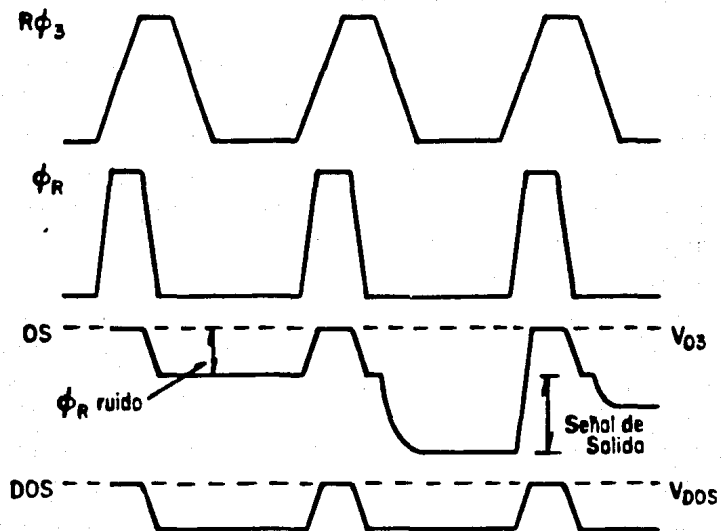


DIAGRAMA DE TIEMPOS ASOCIADO AL CIRCUITO DE SALIDA

Figura III.v.1.b

El pulso ϕ_R termina antes de que la carga se presente a la salida del registro de lectura, y al recibir el diodo de salida la carga del pixel, la capacitancia C_O se descarga, quedando a un potencial proporcional a la carga transferida Q .

Este proceso de restablecimiento se repite continuamente antes de la llegada de carga correspondiente a cada uno de los pixeles.

El pulso de restablecimiento provoca transitorios debido a la capacitancia que aparece entre la unión del canal y la compuerta, los cuales son minimizados con la polarización de la segunda compuerta del transistor al potencial V_{BG} . Lo mismo sucede a la salida del registro de lectura por efecto de $R\phi_3$, por lo cual se lleva a un potencial constante V_{OG} lo cual reduce la introducción de picos espurios a la salida.

La función del segundo transistor es de reducir la alta impedancia necesaria para el nodo de capacitancia de salida, a una mucho menor en OS.

En el diagrama del circuito de salida, se puede apreciar un segundo circuito igual al anterior, cuya función es generar en la salida DOS una señal idéntica a la introducida por los ruidos de restablecimiento también presentes en OS.

Esta señal puede utilizarse para suprimir de la salida de video OS los ruidos introducidos debido al manejo del transistor, por medio de un amplificador diferencial.

III.v.1.1) Características estáticas del transistor de salida:

El transistor de salida T_2 es del tipo MOSFET de canal N, y opera fuertemente en el modo de depleción teniendo un voltaje umbral de alrededor de -10 v. (Ver curvas características figura III.v.1.1.a). Para obtener la máxima ganancia y mínimo ruido es esencial que el transistor sea operado en la zona de saturación. Primeramente, el nivel de V_{RD} debe ser suficientemente alto para extraer la carga del CCD.

El mínimo valor es de aproximadamente 10 v. mas positivo que el voltaje de compuerta V_{OG} , suponiendo que el nivel bajo de $R\phi_3$ es de 0 volts ± 1 , aunque en la práctica, es mejor utilizar un valor mas alto para éste, con el objeto de tener un mayor margen de operación, asi como para el manejo de T_2 . El valor típico para V_{RD} es de +17 v..

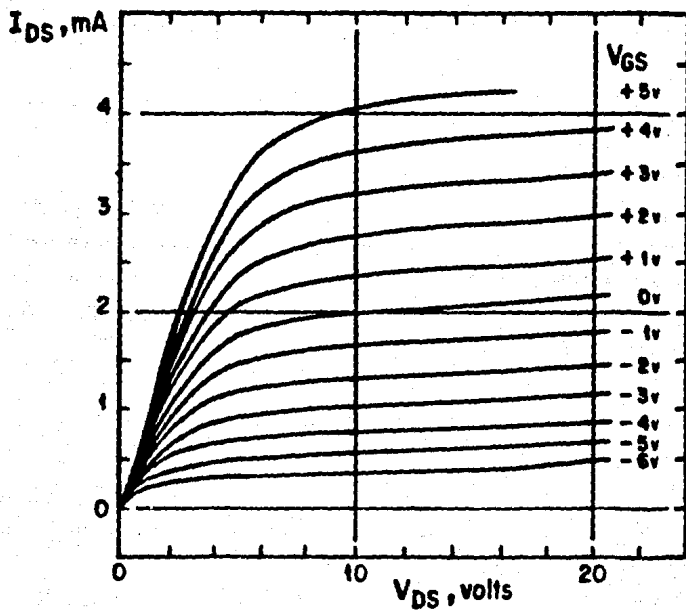
Utilizando una resistencia de carga de $3K3 \Omega$ (valor standard), dado que se cumple

$$V_{RD} = I_D R_l + V_{GS} \quad \text{donde} \quad R_l = \text{Resistencia de carga}$$

se tiene, de las curvas características, que T_2 se encontrará saturado con una corriente de drenaje de $I_D \approx 4$ mA. y un voltaje de $V_{GS} = 5$ volts, siempre que el voltaje entre fuente y drenaje V_{DS} sea igual o mayor a 9 volts. Por tanto para $V_{RD} = 17$ v., V_{OD} deberá ser de 22 v. o mas (máximo 25 v. respecto a V_{SS}), y la caída de voltaje en la resistencia de carga es de aproximadamente 13 v .

En cuanto a la ganancia en voltaje del transistor T_2 se tiene que está dada por la relación

$$G = \frac{g_m (r_{ds} \parallel R_l)}{1 + g_m (r_{ds} \parallel R_l)}$$



CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR DE SALIDA

Figura III.v.1.1.a

donde

r_{ds} : Resistencia de drenaje de la fuente (resistencia del canal).

R_l : Resistencia de carga.

g_m : Transconductancia, la cual está definida como la razón entre la variación de la corriente de drenado producida por una variación en el voltaje de compuerta, mientras se mantiene constante el voltaje de drenaje V_D .

$$g_m = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right]_{V_D}$$

En el caso en que $r_{ds} \gg R_l$, se tiene que la combinación en paralelo se aproxima a R_l y la expresión para la ganancia se aproxima a la unidad para valores grandes de $g_m R_l$.

Para los valores de I_D y V_{DS} anteriormente mencionados se encuentra en las curvas del transistor de salida que $g_m \approx .4 \text{ mA/V}$ y $r_{ds} \approx 15 \text{ K}\Omega$, de donde $G \approx .52$.

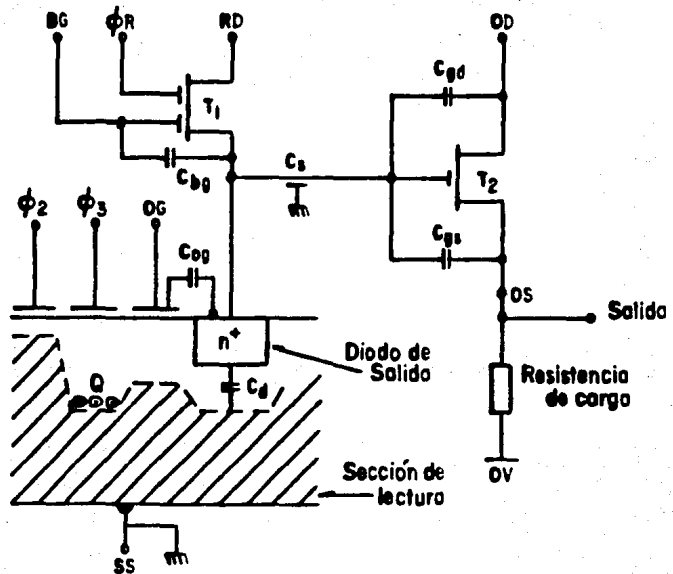
Usualmente todas las medidas se encuentran referidas al nodo de salida, ya sea en forma de cambios de voltaje o de carga. Es por esta razón que la capacitancia total C_o asociada al nodo de salida es un parámetro muy importante y se relaciona con el voltaje de salida e_o por la relación

$$e_o = \frac{Q}{C_o}$$

Donde Q corresponde a una carga de n electrones.

A la salida del CCD (V_{OS}), se tiene que el voltaje está dado por

$$e_{os} = G e_o$$



PRINCIPALES COMPONENTES DE LA CAPACITANCIA C_0

Figura III.v.1.1.b

Como se puede apreciar en la figura III.v.1.1.b, la capacitancia total del nodo de salida, corresponde a un efecto conjunto entre la capacitancia propia del diodo de salida C_d , y las capacitancias parásitas entre las junturas de los transistores T_1 y T_2 . Los valores aproximados de éstas son :

$$\begin{array}{ll} C_d \approx 0.012 \text{ pF.} & C_{bg} \approx 0.024 \text{ pF.} \\ C_{og} \approx 0.006 \text{ pF.} & C_{gd} \approx 0.014 \text{ pF.} \\ C_s \approx 0.054 \text{ pF.} & C_{gs} \approx 0.080 \text{ pF.} \end{array}$$

La capacitancia total esta dada por la relación

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

y tiene un valor de $C_o \approx 0.15 \text{ pF.}$ para $G \approx .5$.

III.v.1.2) : Ruidos de la etapa de salida :

Prácticamente, todo el ruido en el CCD (además del ruido de disparo del fotón), se produce en la etapa de salida, puesto que el proceso de transferencia casi no ensucia la señal.

Las dos principales fuentes de ruido son entonces

- i) El ruido de restablecimiento
- ii) El ruido del transistor de salida

Uno u otro es dominante, según la frecuencia y el modo de operación.

i) Ruido de restablecimiento :

El ruido de restablecimiento es originado esencialmente, por la incertidumbre asociada al potencial al cual el nodo de salida es restablecido.

Cuando el pulso ϕ_R está activo, la capacitancia del nodo de salida

se carga al potencial V_{RD} a través del transistor T_1 . Debido al ruido térmico generado en el canal de este transistor (Ruido de Johnson básicamente), el voltaje en el nodo de salida varía azarosamente.

Estas variaciones son sobrepuestas sobre la curva exponencial de carga de la capacitancia, y se encuentra que la desviación en el tiempo respecto el valor medio del voltaje de salida, está dada por la relación

$$\overline{e_n^2} = (k T / C_o) (1 - e^{-2t/RC_o})$$

donde k = Constante de Boltzman ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$)

R = Resistencia del canal de T_1

Esto se muestra en la figura III.v.1.2.1.a, donde se observa la carga de salida y el inevitable efecto de inyección de carga debido al pulso de restablecimiento.

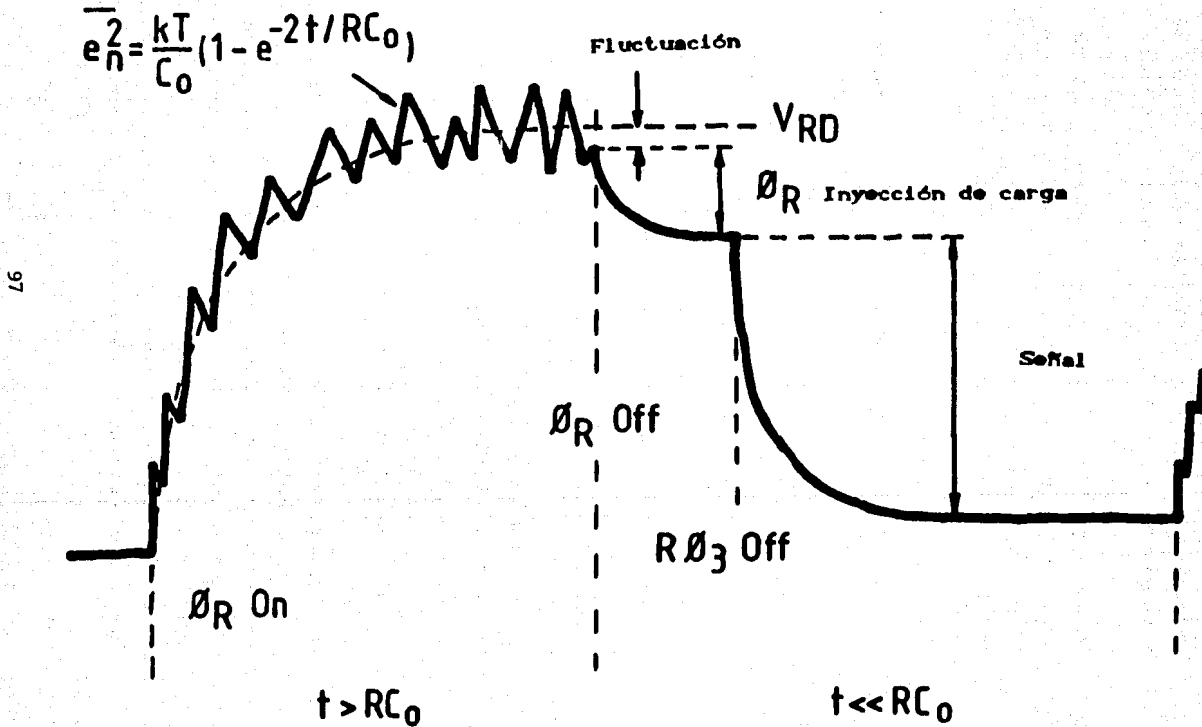
Cuando ϕ_R esta en alto ($R \approx 10 \text{ K}\Omega$), si el pulso es de suficiente amplitud ($t \gg RC_o$), el nodo de salida es restablecido al valor medio del voltaje V_{RD} de d.c. con un voltaje fluctuante sobrepuesto.

Una vez que la señal está en bajo, T_1 deja de conducir lo cual hace que $R \approx 10^{12} \text{ K}\Omega$, y por tanto para todas las frecuencias de interes se tiene que $t \ll RC_o$. Por tanto de la ecuación anterior, la desviación respecto al voltaje medio será pequeña y cuando la señal de restablecimiento está en bajo, prácticamente no se introduce incertidumbre a la señal de salida.

Por tanto el nodo de salida es restablecido a un voltaje medio de d.c., mas un voltaje aleatorio (que queda fijo el resto del ciclo de operación) cuya variancia está dada por kT/C_o .

ORIGENES DEL RUIDO DE RESTABLECIMIENTO

Figura III.v.1.2.i.a



ii) Ruido del transistor de salida :

El ruido asociado al transistor T_2 , es esencialmente del tipo $1/f$ característico de los MOSFETS, a bajas frecuencias, mientras que a frecuencias altas (MHz) disminuye y se torna ruido blanco.

En la figura III.v.1.2.ii.a se muestra la curva espectral de las contribuciones de los dos tipos de ruido, y se observa que a bajas frecuencias es el ruido $1/f$ el dominante, mientras que a partir de 100 KHz, lo es el ruido de restablecimiento.

III:v.2) Técnicas de reducción de ruido :

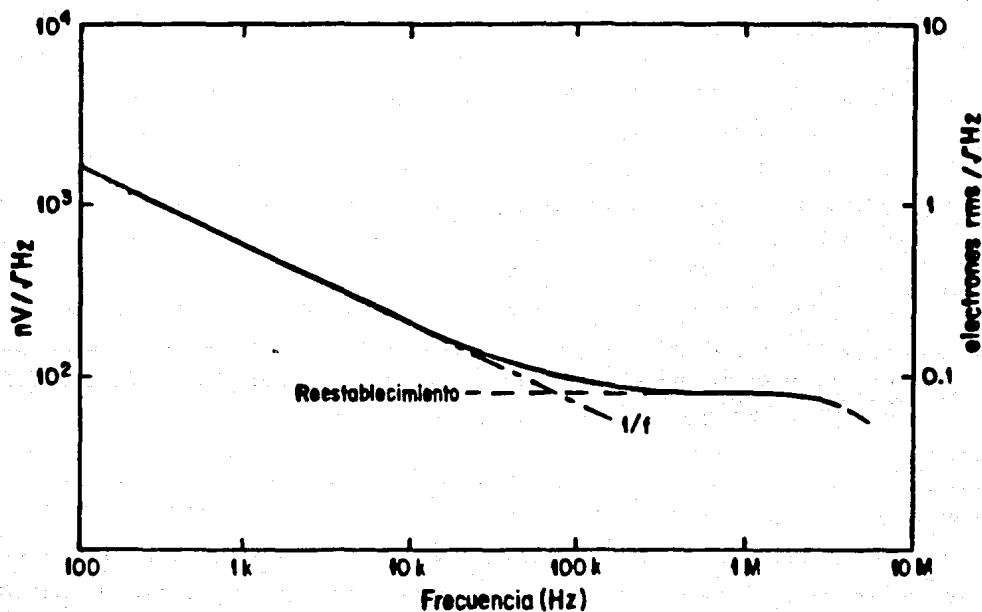
Con el objeto de minimizar las fuentes de ruido en el circuito de salida, se puede recurrir al uso de la técnica de conducción en el modo de canal profundo. Asimismo, para velocidades de operación menores que los del estandar televisivo como es nuestro interés, es posible reducir el ruido de restablecimiento por medio de la técnica denominada Doble Muestreo Correlacionado.

A continuación se discuten los circuitos electrónicos encargados de llevar a cabo estos procesos, los cuales se encuentran conectados según se muestra en el diagrama de la figura III.v.2, y serán discutidos a continuación en los diferentes incisos.

III.v.2.1) Fuente de corriente para el transistor de salida :

Para los niveles de operación de televisión estandar, la corriente de drenaje del transistor de salida es de aproximadamente 5 mA, lo cual hace que éste funcione en el modo de canal superficial y la conducción de corriente se lleve a cabo principalmente en la superficie del silicio.

Si se disminuye la corriente es posible operar en el modo de conducción llamado de canal profundo, donde la conducción se lleva



MODO DE OPERACION ESTANDAR $f_r = 7.7$ MHz

Figura III.v.1.2.ii.a

a cabo dentro de la estructura cristalina, y por tanto lejos de las trampas superficiales, lo cual se manifiesta como una reducción significativa del ruido $1/f$, especialmente a bajas temperaturas.

Esta transición entre modos de operación, es aguda y se observa típicamente a voltajes entre compuerta y fuente (V_{GS}) entre -2 y -3 volts, lo cual corresponde a corrientes de drenaje ≈ 1 mA. a temperatura ambiente (2 mA. a 100 K).

Para lograr los requisitos anteriores, lo mas recomendable es el uso de una fuente de corriente en vez de una simple resistencia de carga, por lo cual el drenaje del transistor de salida se encontrará conectado al transistor Q_1 configurado como fuente de corriente.

Dado que la fuente de corriente presenta una carga de alta impedancia dinámica para el transistor de salida, se cumple que $G \approx 1$, y dado que el nodo de salida presenta un valor de $C_o \approx 0.15$ pF., tenemos que un electrón representa

$$e_o = q / C_o \approx 1 \mu V.$$

En el arreglo de la fuente de corriente, se observa un capacitor C_o , el cual tiene como función garantizar que la señal de salida de video mantenga su nivel durante el tiempo necesario para la lectura del pixel. La variación máxima de la señal debe ser menor que $1/4096$, lo cual corresponde a la resolución del convertidor analógico digital (12 bits).

III.v.2.ii) Doble muestreo correlacionado :

A bajas frecuencias de operación, el procedimiento de detección de carga del CCD es básicamente el mismo que a velocidad de T.V. normal. Sin embargo, la mayor amplitud del ciclo de lectura para el primer caso, facilita el llevar a cabo sofisticados metodos de

muestreo de señal, que permiten minimizar los ruidos asociados con el proceso de detección de carga.

Por medio del uso del método de doble muestreo correlacionado, es posible eliminar el ruido debido al pulso de restablecimiento, con lo cual se vuelve dominante el ruido debido al transistor de salida, por lo cual deben establecerse cuidadosamente las condiciones de operación de éste.

La técnica de doble muestreo correlacionado (DMC), consiste basicamente en muestrear dos veces el nodo de salida. La primera vez, inmediatamente después de ser restablecido al potencial V_{RD} , pero antes de que llegue la carga, y la segunda, después de que se haya transferido la carga del pixel. Con este método, el ruido de restablecimiento puede ser restado tomando la diferencia entre ambas señales.

La eficacia de este procedimiento está basada en el hecho discutido anteriormente respecto a la pequeña desviación del voltaje medio de salida cuando ϕ_R se encuentra en bajo.

La señal de salida de video SE es llevada al amplificador operacional A4. Antes de que se transfiera la carga, la salida de este amplificador es conectada a la entrada del integrador A6 por medio del interruptor SW2 durante un periodo de tiempo t_1 , establecido con gran precisión.

Ambos amplificadores son de bajo ruido, alta velocidad y amplio ancho de banda.

Una vez que la carga fue transferida, SW1 conecta la salida de A5 a la entrada del integrador, por un periodo idéntico.

Como la salida de A5 corresponde a la salida de A4 invertida en polaridad, tenemos que el resultado en el integrador después de los dos periodos de tiempo es :

$$V (A6, 2t_1) = \int_0^{t_1} A V_n \delta t + \int_{t_1}^{2t_1} - AC V_n + V_c \delta t = - \int_0^{t_1} AV_c \delta t$$

Donde V_n y V_c , corresponden al voltaje de restablecimiento del nodo y al voltaje debido a la carga, respectivamente, mientras que A corresponde a la ganancia del amplificador A4 (que es de -10). Los interruptores A3 comparten un nodo, el cual se encuentra a tierra virtual con el propósito de reducir las capacitancias parásitas, son relativamente rápidos, presentan en tiempo transición máximo de 300 nS. y su resistencia en conducción es de $R_{on} = 75 \Omega$, además de ser TTL / CMOS compatibles.

La lógica encargada del control de los interruptores necesarios para llevar a cabo el DMC, es denominada lógica del control de integración, y está diseñada con la misma filosofía electrónica que la usada para la generación de fases de lectura R_ϕ , de hecho es a partir del contador U2 de esta sección que se generan las señales de SW1, SW2 y SW3.

En la figura III.v.2.ii.a se muestra el diagrama de tiempos correspondiente al control de integración. En éste se puede observar el pulso de restablecimiento ϕ_R , el cual se genera antes de la fase R_ϕ_3 , cuya transición positiva carga el nodo de salida al potencial V_{RD} a través del transistor de restablecimiento. La señal del nodo es muestreada después de que el pulso ϕ_R cambia a bajo. Cuando la señal SW2 está en cero, el interruptor A3A conduce y es cuando se integra la línea base.

La carga de la señal de video del pixel, llega al nodo de detección cuando la fase R_ϕ_3 se encuentra en bajo. Junto con ésta, baja también la señal de SW1 con lo cual A6 queda conectado a A5 y se realiza la integración de señal.

Antes de que finalice la integración de la señal de carga, la señal T/H habilita al circuito muestreador C en la caja de

DIAGRAMA DE TIEMPOS

FASES DE LECTURA, DOBLE MUESTREO Y CONVERSION A/D

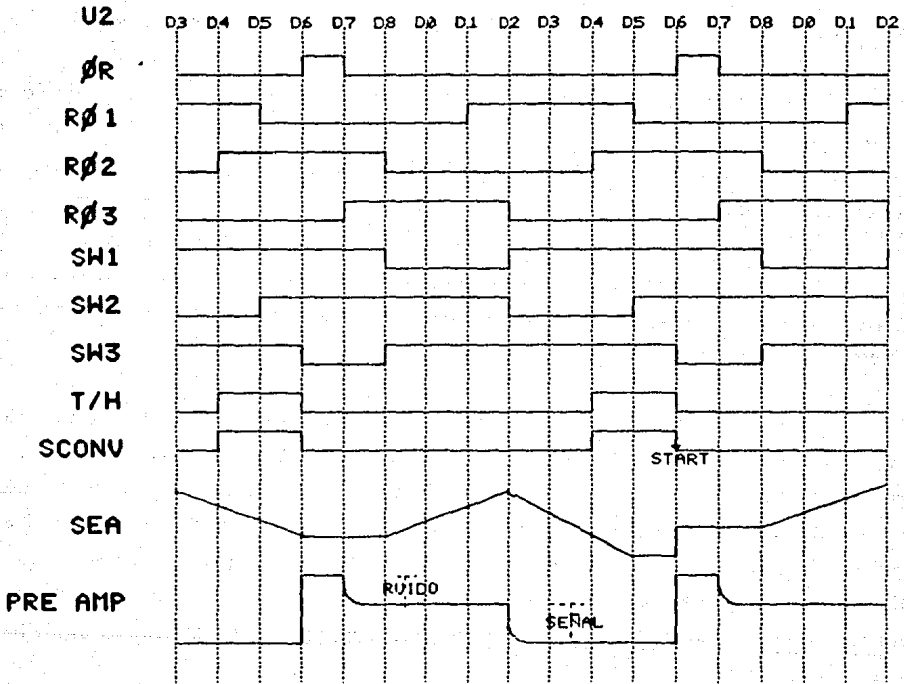


FIGURA III.V.2.II.A

control) para que siga a la salida del integrador, y una vez terminada ésta, la transición negativa de la señal SCONV indica al convertidor que inicie la conversión analógico digital de la señal de video.

Una vez realizado lo anterior, la señal SW3 baja, y el interruptor A3C se cierra lo cual restablece el integrador.

III.v.3) Conversión analógico digital :

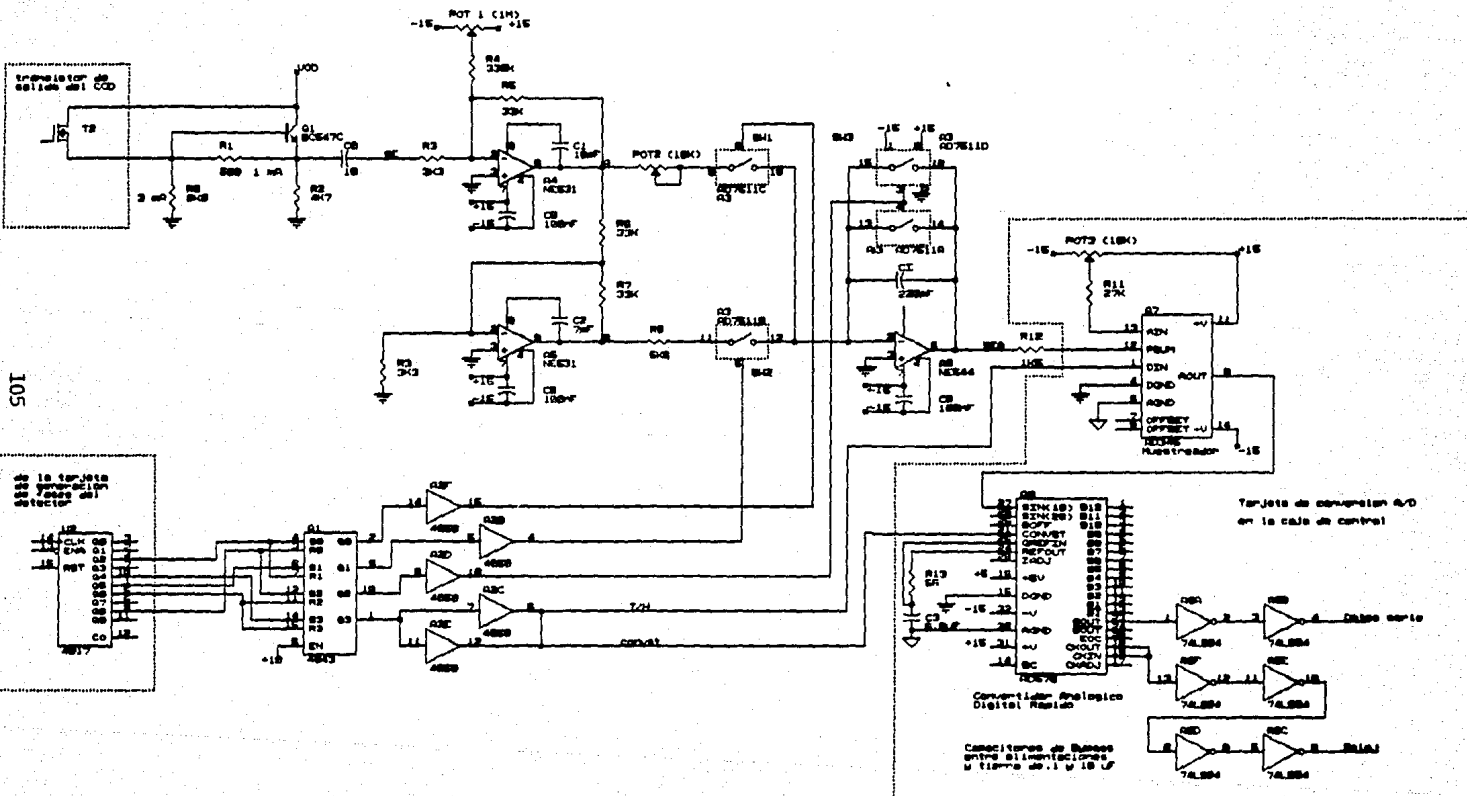
Para realizar la conversión A/D, se decidió utilizar un convertidor de alta velocidad (tiempo de conversión 6 μ S.), con resolución de 12 bits.

Debido a su capacidad de resolución, tenemos que la señal de video puede digitalizarse con 4096 valores distinguibles (2^{12}), y así la precisión que se tiene para los datos almacenados en la computadora es de $\pm 2^{-13}$.

Con el objeto de que el voltaje de la señal se mantenga constante el tiempo necesario para efectuar la conversión a la precisión requerida, se utiliza el circuito muestreador A7 cuya salida se conecta al convertidor.

El circuito de muestreo, se activa con la señal de T/H, antes de que se finalice la integración de la señal, de tal forma que empiece a seguir la salida del integrador y una vez finalizada ésta, A7 retiene el resultado, que corresponde al valor de las integraciones de línea base y de señal, y por tanto de lo discutido anteriormente, representa dos veces la señal de la carga, puesto que A7 se encuentra configurado con ganancia igual a - 2 .

Cuando se indica a A8 que inicie la conversión por medio de la señal SCONV, éste responde que ha iniciado el proceso llevando a alto la señal EOC (fin de conversión). Entonces habilita su reloj interno, y en sincronía con éste, habilita también su registro de aproximaciones sucesivas (RAS).



105

Figura III.0.2

VOLTAJES PARA EL CCD

ADENDUM A LA TARJETA ANALOGICA DEL CABEZAL

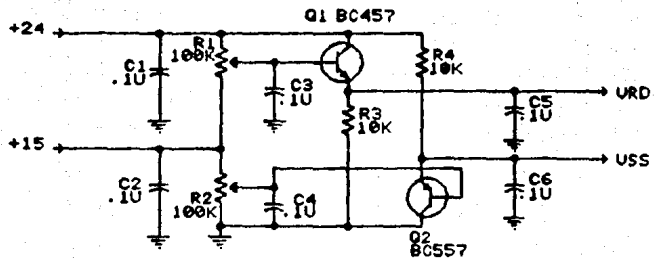


FIGURA III.V.2.A

TARJETA ANALOGICA

LOCALIZACION DE COMPONENTES

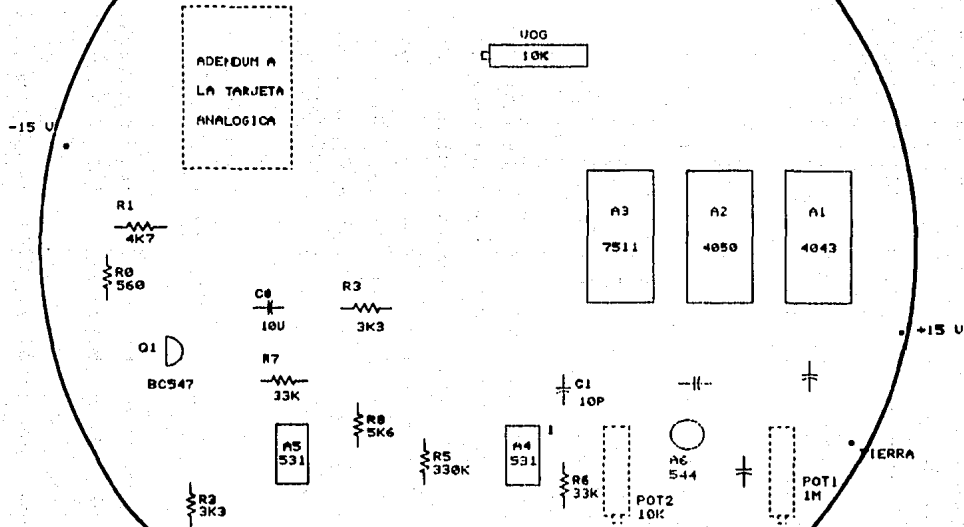


FIGURA III.V.2.B

Durante la nueva conversión se envían los datos en serie de la anterior en fase con el reloj, siendo válidos con la transición positiva del mismo. Una vez terminada la conversión que se estaba efectuando, la señal EOC cambia a bajo.

Los niveles de salida del reloj interno y los datos en serie del convertidor son TTL compatibles, y son llevados a los inversores A9 con el fin de mantener la señal de salida a la vez que proteger al convertidor.

Tanto las señales de reloj, como de datos son enviadas a una tarjeta interfaz la cual será discutida posteriormente, y éstas son suficientes para recuperar con sincronía toda la información óptica recibida en el CCD.

III.vi) Sistema de enfriamiento :

Como se discutió anteriormente en lo referente a la corriente oscura del CCD, ésta presenta una dependencia importante con la temperatura.

La temperatura deseada ($-35^{\circ}\text{C}.$) puede ser alcanzada utilizando refrigeradores termoeléctricos de efecto Peltier (Celdas Peltier), las cuales ofrecen muchas ventajas respecto a otros sistemas de enfriamiento, como son : peso y volumen reducidos, larga duración, no requieren mantenimiento , puede invertirse el efecto de refrigeración a calefacción según la dirección de la corriente eléctrica.

III.vi.1) Efecto Peltier :

Los refrigeradores termoeléctricos funcionan en base el efecto Peltier, el cual se describe a continuación :

Consideremos una unión formada por dos materiales semiconductores denotados por α y β , donde las energías promedio ϵ de los portadores de carga en los materiales son diferentes, digamos $\epsilon_{\alpha} > \epsilon_{\beta}$.

Si se aplica una diferencia de potencial a los materiales, de modo que se establezca una corriente cuya dirección vaya de α a β , se observará un incremento en la temperatura del material β , pues a éste llegan partículas con una energía media mayor que las del material β , que será absorbida por las partículas del medio.

En cambio si se establece una corriente en la dirección opuesta, llegarán al material α , partículas con una energía media menor, absorbiendo energía del medio α , lo cual da origen a una disminución en la temperatura de este material.

III.vi.2) Celda Peltier :

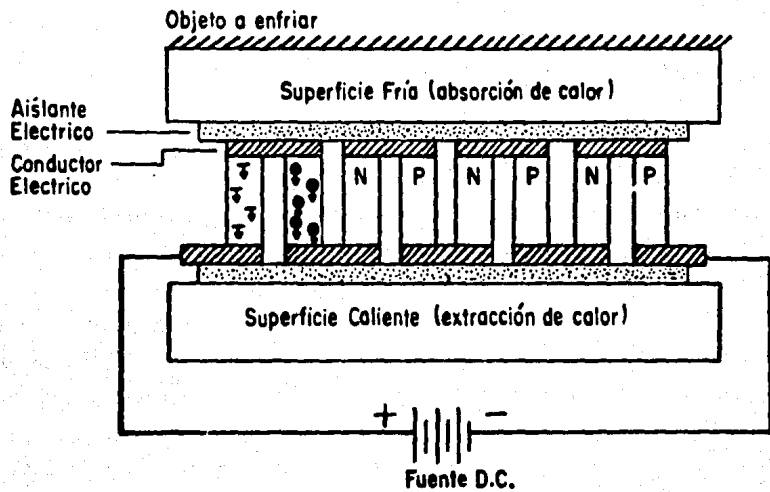
Para la construcción de un refrigerador de efecto Peltier, se disponen columnas de semiconductores tipo P y N fuertemente contaminados, en forma alternada como se aprecia en la figura III.vi.2.a, las cuales se conectan en serie entre sí.

El proceso de enfriamiento sucede de la forma siguiente :

En los semiconductores tipo N, el flujo de electrones sucede fácilmente por ser estos los portadores mayoritarios, mientras que no ocurre lo mismo para los electrones en el material tipo P, pues éstos son atrapados por los agujeros del medio. Por tanto, cuando los electrones viajan a través de éste último tipo de semiconductor, pierden energía cinética, y al llegar a las uniones entre semiconductores, las cuales se encuentran conectadas con una de las caras, la enfrían, pues arriban con una energía menor que la media, y absorben parte de ésta.

En cambio, el flujo fácil de electrones desde la cara fría a la caliente, a través del material semiconductor tipo N, transporta partículas que suman su energía a la de las uniones conectadas a la cara caliente.

De esta manera se define según la polaridad de la fuente de alimentación, una superficie que es enfriada gradualmente (superficie fría), y otra que se va calentando (superficie caliente).



CELDA PELTIER

Figura III.vi.2.a

Por supuesto el proceso anterior puede explicarse también, por medio del modelo del movimiento de agujeros, y con éste es claro que los portadores mayoritarios (electrones o agujeros según el tipo de semiconductor), se mueven siempre desde la cara fría, depositando su energía en la caliente, quedando conectadas en paralelo desde el punto de vista térmico.

III.vi.3) Conjunto refrigerador y de intercambio de calor :

Este conjunto se encuentra constituido por dos celdas Peltier, una pequeña de 3.23 Watts max. que enfría directamente al CCD, y otra de 6.9 Watts max. que enfría a su vez la superficie caliente de la primera por medio de un acoplamiento térmico piramidal fabricado en aluminio, como se muestra en la figura III.vi.3.a.

La celda mayor es enfriada también vez por medio de un circuito cerrado de serpentín con agua, la cual es impulsada desde un recipiente, por una pequeña bomba eléctrica, siendo el flujo del líquido refrigerante de alrededor de 170 ml./min..

Con el objeto de garantizar un buen acoplamiento térmico entre cada una de las partes, se utilizó grasa de silicio especial.

Una pieza de cobre colocada entre el detector y la celda pequeña, sirve de acoplamiento térmico y a la vez permite la colocación de un sensor electrónico que registra la temperatura del CCD.

Asimismo en el cuerpo del intercambiador térmico con líquido refrigerante se encuentra colocado un segundo sensor, cuya señal es llevada a un circuito de control de temperatura, el cual corta el suministro de potencia a la celda mayor en caso de que su temperatura se incremente más allá de un valor predeterminado.

Esto puede deberse por ejemplo a la interrupción del flujo de líquido refrigerante, lo cual destruiría la celda pues se rebasaría la máxima temperatura permitida.

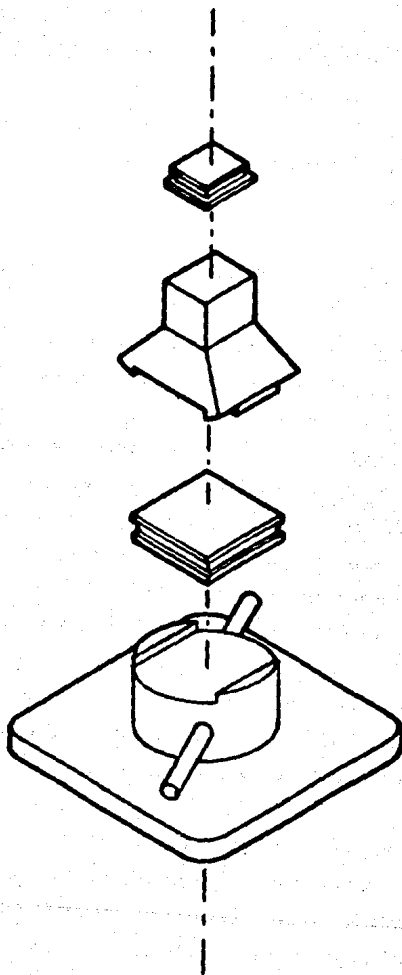
Es importante mencionar que aún en el caso de que la celda mayor fuera desconectada, existe capacidad para extraer el calor proveniente de la primera celda. Sin embargo, la eficiencia del conjunto disminuye, y por lo tanto se observaría un aumento en la

FC 0.6-32-05L

ACOPLADOR DE ALUMINIO

CP 1.4-17-06L

DISIPADOR



SISTEMA DE ENFRIAMIENTO

Figura III.vi.3.a

temperatura del CCD.

Estos circuitos de control se discutirán mas tarde en la parte correspondiente a la caja de control, pero dado que sus características dependen de las correspondientes para las celdas, éstas se presentan a continuación según los datos del fabricante (7).

No. Catálogo	I_{max} Amps.	Q_G_{max} Watts	V_{max} Volts	ΔT_{max} °C	No. pares	Peso gr.
FCO.6-32-051	1.5	3.23	3.87	67	32	.7
CP1.4-17-06L	6.0	6.9	2.06	67	17	2.9

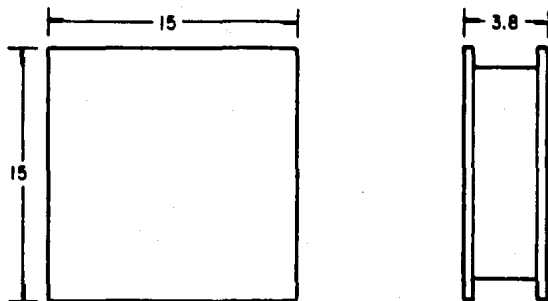
Tabla III.vi.3.a) Características de las Celdas Peltier utilizadas.

En la figura III.vi.3.b, se presentan las dimensiones físicas de las celdas utilizadas.

Cabe destacar que para lograr la baja temperatura deseada para la operación del detector, es de suma importancia asegurar el aislamiento térmico entre éste y el medio circundante, lo cual se logra utilizando un encapsulado de anillos de espuma de poliestireno y sellos plásticos con que se empaca el cabezal, los cuales evitan la entrada de aire y humedad.

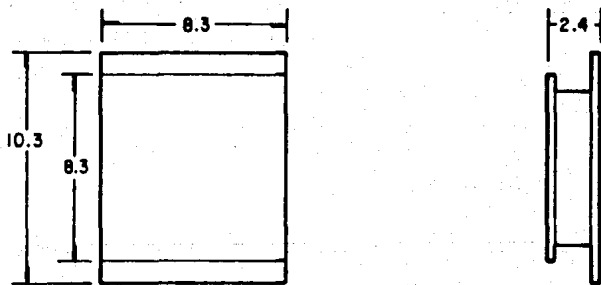
Asimismo es importante contar con un buen sistema de refrigeración que permita extraer el calor del cabezal, por ello

CP 1.4 · 17·06L



ESCALA 4:1
Cotas en mm

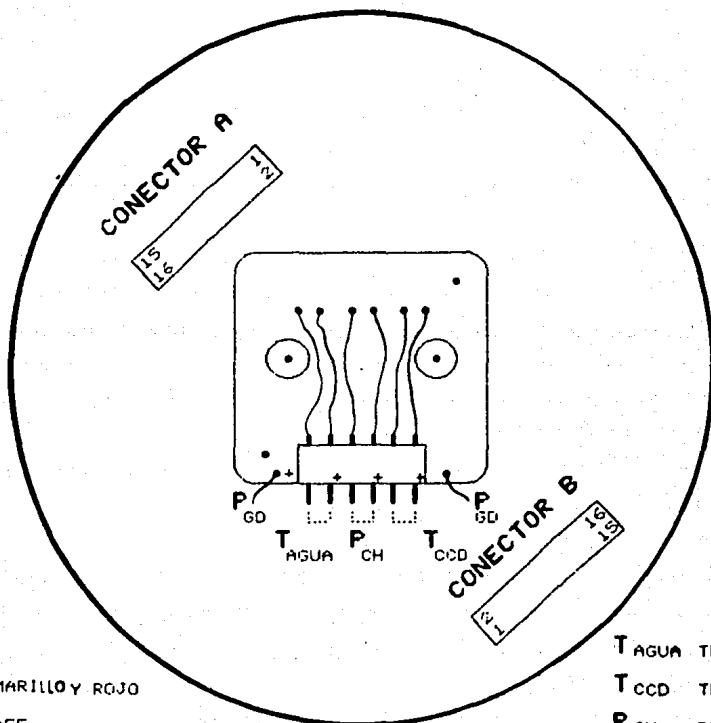
FC 0.6 · 32·05L



DIMENSIONES DE LAS CELDAS

Figura III.vi.3.b

**CABLEADO DE TERMOMETROS
Y ALIMENTACIONES A LAS
CELDAS PELTIER**



VISTA SUPERIOR

FIG 3.VI.3.C

+ AMARILLO Y ROJO
- CAFE

T_{AGUA} TERMOMETRO DEL AGUA
T_{CCD} TERMOMETRO DEL CCD
P_{CH} PELTIER CHICA
P_{GD} PELTIER GRANDE

el uso del intercambiador de calor hidráulico, que probó ser el más eficiente de los considerados.

III.vi.4) Sistema de circulación de líquido refrigerante :

Para lograr la circulación permanente y con el flujo requerido de líquido refrigerante en el serpentín intercambiador de calor, se construyó un circuito electrónico cuya función consiste en alimentar una pequeña bomba hidráulica.

Este circuito electrónico, cuyo diagrama se muestra en la figura III.vi.4.a, permite variar por medio de la resistencia R1 el voltaje de alimentación a la bomba, hasta obtener el flujo deseado.

Todo el conjunto consistente en el circuito electrónico antes mencionado, la bomba hidráulica, y un recipiente contenedor del líquido con una capacidad de 1 lt., se encuentran contenidos en una caja metálica de 11.5 x 20 x 30.5 cm., la cual dada la longitud de las mangueras de circulación, puede colocarse a una distancia de hasta 2 metros del cabezal.

Este conjunto tiene su propio conector de línea 125 vac y un interruptor externo para su encendido.

Con el objeto de evitar daños al CCD o a los refrigeradores termoelectrónicos, es de suma importancia encender el sistema de circulación antes que cualquiera de las otras componentes, así como apagarlo al último.

Si bien en caso de olvido los circuitos de protección de temperatura actuarán indicando por medio del "led" amarillo un incremento de temperatura en la celda grande, se recomienda proceder en el orden mencionado.

En la figura III.vi.4.b, se muestra la disposición de componentes dentro de su caja contenedora.

Circuito de alimentacion de la bomba de agua

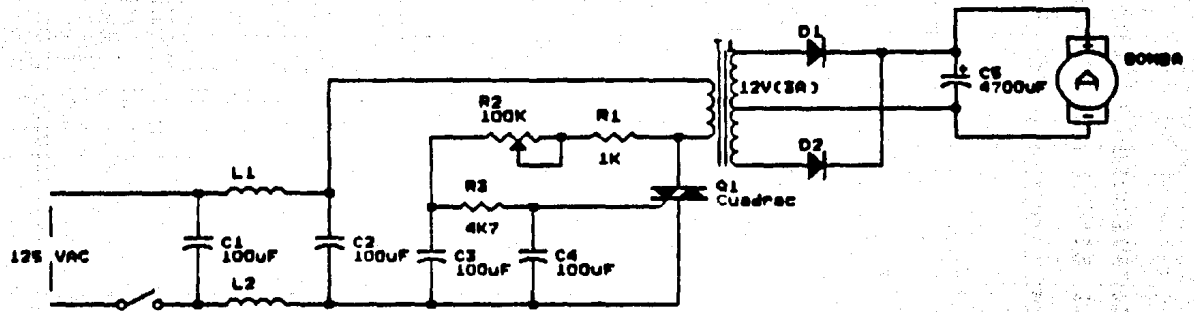


FIGURA III.iv.4.a

DISTRIBUCION DE COMPONENTES
DEL SISTEMA DE CIRCULACION
DE LIQUIDO REFRIGERANTE

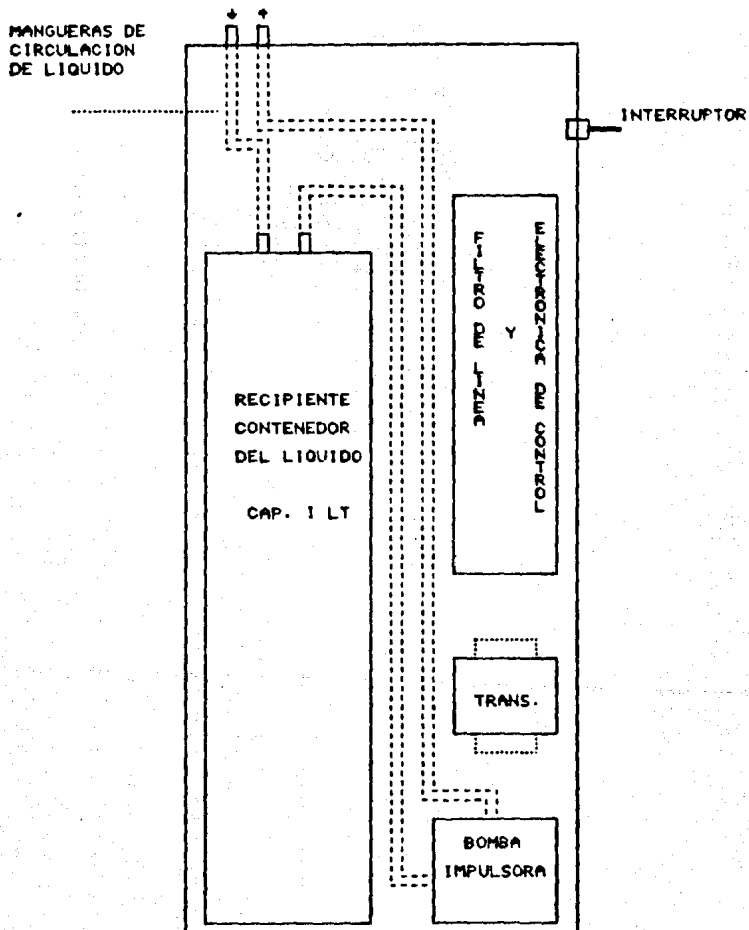


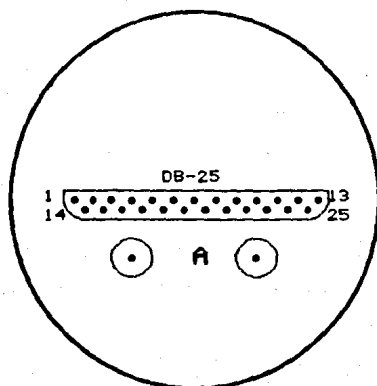
FIGURA III.VI.4.B

III.vii) Tarjeta de conectores de alimentación y señales para la caja de control :

En el extremo final del cabezal, se encuentra localizada una tarjeta de circuito impreso, la cual contiene los conectores necesarios para enviar las señales generadas dentro del cabezal, así como recibir las provenientes del resto del sistema, como son : salida de video, reloj de datos, señales de temperatura, voltajes de alimentación, control del detector, etc. (excepto los voltajes del tubo intensificador), sirviendo asimismo como sello del conjunto del cabezal.

En la figura III.vii.a se muestra la localización y tipo de conectores, así como la identificación de las señales manejadas.

CONECTORES DEL CABEZAL



1 SINCRONIA HORIZONTAL (R0)	14 PELTIER CHICA +
2 SINCRONIA VERTICAL (QB1)	15 PELTIER CHICA -
3 RELOJ	16
4 TIERRA RELOJ	17
5 VIDEO (SEA)	18
6 TIERRA VIDEO	19
7 LEE/INTEGRA (L/I)	20 -15 V
8 T/H CONVERTIDOR AD.	21 TIERRA
9 TERMOMETRO CIRC. AGUA +	22 +5 V
10 TERMOMETRO CIRC. AGUA -	23 +10 V
11 TERMOMETRO CCD +	24 +15 V
12 TERMOMETRO CCD -	25 +15 A +25 V
13	

A PELTIER GRANDE 6V06A

FIGURA III.VII.A

IV) MÓDULO CONTENEDOR DE LA ELECTRÓNICA DE CONTROL :

Como se mencionó al inicio de este trabajo, algunos circuitos electrónicos asociados al cabezal fueron conjuntados dentro de un segundo contenedor al que llamaremos **Caja de control**. La conexión entre la caja y el cabezal se efectúa por medio de un conjunto de cables con conectores tipo DB-25, banana y de alto voltaje, con una longitud que permite una distancia de separación de aprox. 1.5 mts..

Las dimensiones de la caja son 15 cm. de altura, 49 cm. de largo, 31 cm. de profundidad y un peso aproximado de 20 Kg..

En la figura IV.a se puede observar la cara frontal de la caja, donde se aprecian los controles, conectores e indicadores a los que el usuario tiene acceso, excepto el cable de alto voltaje para el intensificador, y los dos conectores hembra que alimentan la celda Peltier grande, los cuales se encuentran en la cara posterior.

En las figuras IV.b y c, se muestra el detalle de la asignación de señales en los conectores tipo DB-25 que conectan la caja de control con el cabezal y la computadora, respectivamente.

Los circuitos electrónicos contenidos por la caja se encuentran distribuidos como se muestra en la figura IV.d, y son los siguientes :

- i) Fuente de alimentación general para la electrónica del detector y circuitos de la caja.
- ii) Fuente de alto voltaje para el intensificador.
- iii) Control de temperatura para el CCD
- iv) Fuente de alimentación y circuito interruptor de potencia a la celda Peltier grande.
- v) Tarjeta de conversión analógico digital

CAJA DE CONTROL
(VISTA FRONTAL)

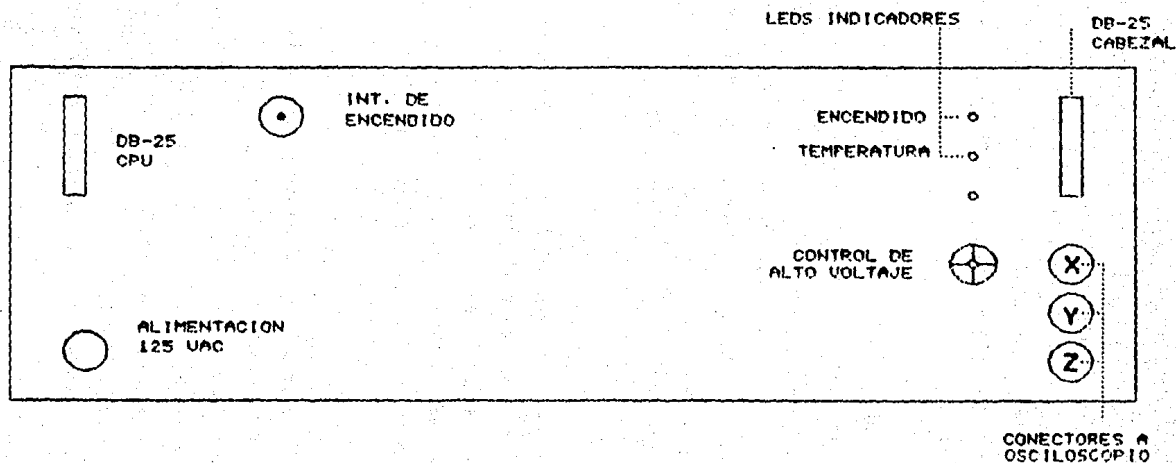
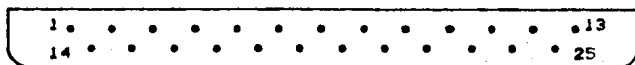


Figura IV.a

CAJA DE CONTROL - CABEZAL DETECTOR
ASIGNACION DE CONECCIONES



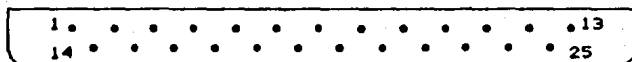
CONECTOR DB-25

1 SINCRONIA HORIZONTAL (R0)	14 PELTIER CHICA +
2 SINCRONIA VERTICAL (QB1)	15 PELTIER CHICA -
3 RELOJ	16
4 TIERRA RELOJ	17
5 VIDEO (SEA)	18
6 TIERRA VIDEO	19
7 LEE/INTEGRA (L/I)	20 -15 V
8 T/H CONVERTIDOR AD.	21 TIERRA
9 TERMOMETRO CIRC. AGUA +	22 +5 V
10 TERMOMETRO CIRC. AGUA -	23 +10 V
11 TERMOMETRO CCD +	24 +15 V
12 TERMOMETRO CCD -	25 +15 A +25 V
13	

FIGURA IV.B

CAJA DE CONTROL - COMPUTADORA

ASIGNACION DE CONECCIONES



CONECTOR DB-25

1	ENCENDIDO DEL SISTEMA	14	TIERRA
2		15	
3	ENCENDIDO ALTO VOLTAGE	16	TIERRA
4		17	
5		18	
6		19	
7		20	
8		21	
9		22	TIERRA
10	LEE/INTEGRA	23	
11		24	TIERRA RELOJ
12	RELOJ	25	TIERRA DATOS
13	DATOS (SERIE)		

CAJA DE CONTROL
(VISTA SUPERIOR)

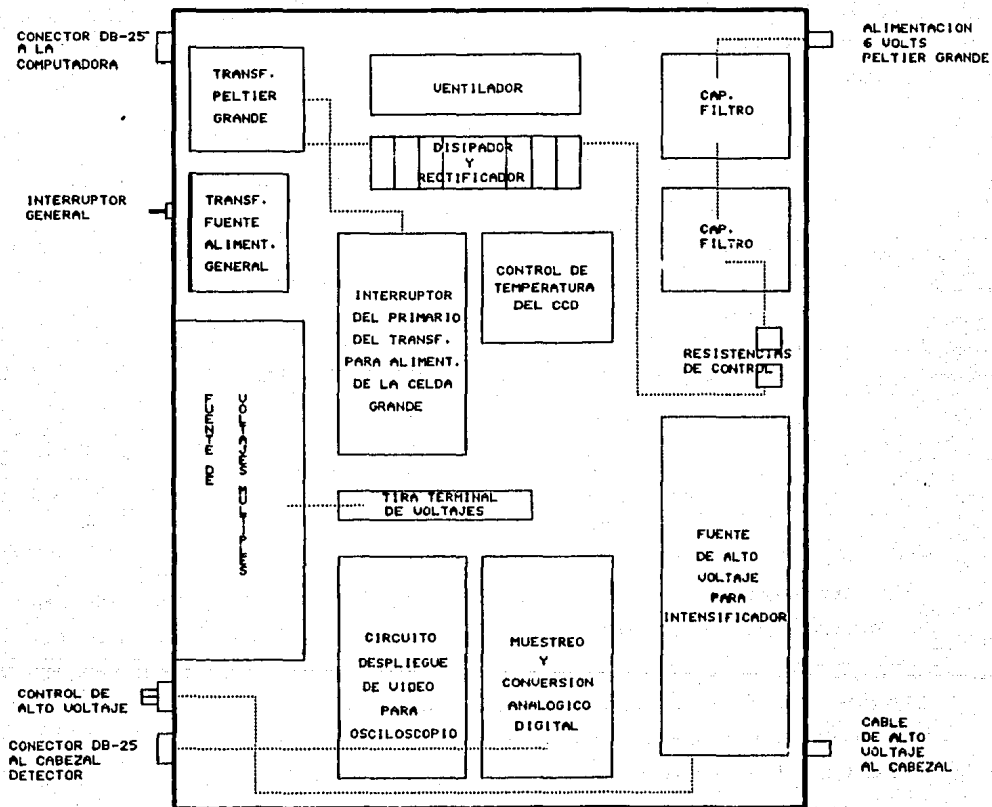


Figura IV.d

vi) Tarjeta para despliegue de video en osciloscopio y reloj maestro.

A continuación se describen cada uno de los circuitos mencionados en cuanto a principio de operación y características.

IV.1) Fuente de alimentación general :

Esta fuente, cuyo diagrama se presenta en la figura IV.1.a, es la encargada de proporcionar los diferentes voltajes necesarios para la operación del CCD, así como para el funcionamiento del resto de los circuitos contenidos en la caja de control.

Estos son

V_{27}	+27 vdc no regulado
V_{var}	+15 a +25 vdc variable regulado
V_{15}	+15 vdc regulado
V_{12}	+12 vdc regulado
V_{10}	+10 vdc regulado
V_5	+ 5 vdc regulado
V_0	Común
V_{-12}	-12 vdc regulado
V_{-15}	-15 vdc regulado

El transformador de alimentación presenta tres devanados secundarios, dos de los cuales se utilizan en la fuente propiamente, y el tercero se conecta a las entradas de AC requeridas por la fuente de alto voltaje.

El devanado utilizado para proporcionar los voltajes de +12, +5 y -12 vdc, tiene mayor capacidad de corriente (9 vac @ 5A.) que los otros dos devanados (20 vac @ 2A.), lo cual es necesario debido a que los voltajes antes mencionados son utilizados para la alimentación de la celda Peltier pequeña, que representa la carga de mayor demanda conectada a la fuente.

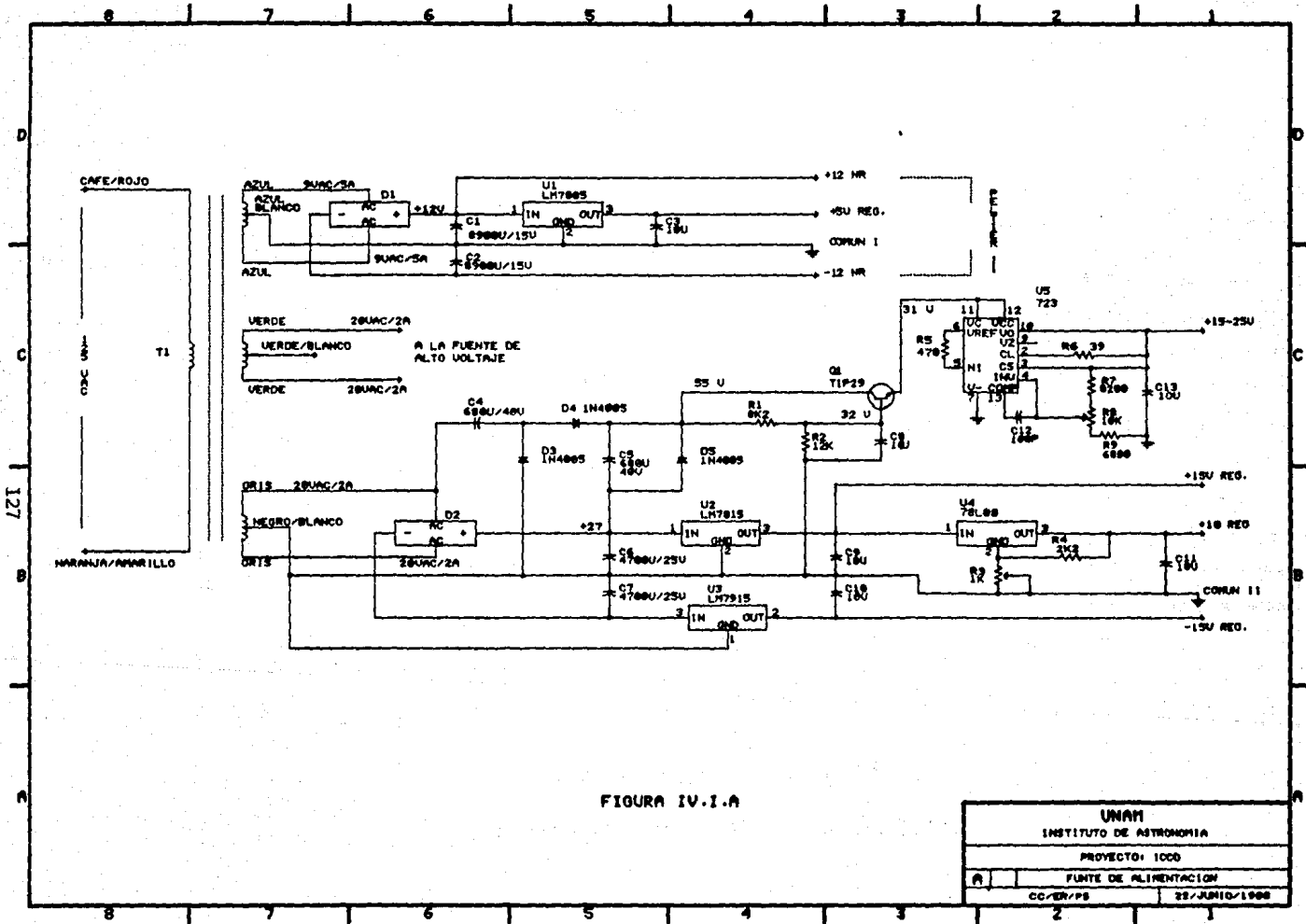


FIGURA IV.1.A

UNAM	
INSTITUTO DE ASTRONOMIA	
PROYECTO: 1000	
A	FUENTE DE ALIMENTACION
CC/DR/PS	22/JUNIO/1988

127

FUENTE GENERAL DE ALIMENTACION

LOCALIZACION DE COMPONENTES

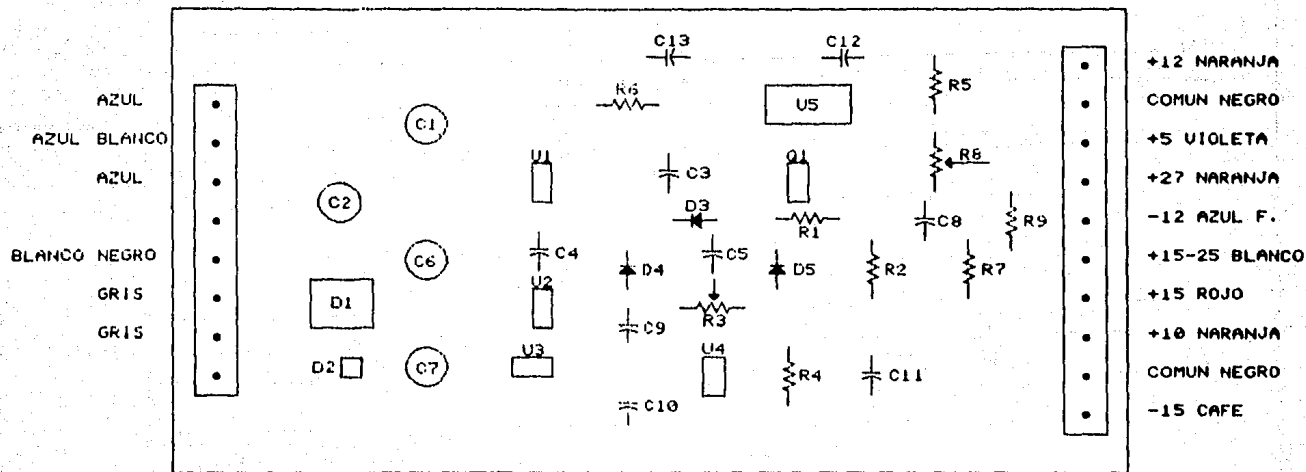


Figura IV.1.b

Los reguladores utilizados para el diseño de la fuente son del tipo fijo, a excepción del encargado de proporcionar el voltaje V_{var} , siendo todos de amplio uso y disponibilidad comercial. El regulador (U4), encargado de proporcionar V_{10} cuenta con ajuste debido a la importancia de su valor, ya que alimenta a un gran porcentaje de la electrónica asociada al CCD, en particular a la lógica de generación de fases, cuyo voltaje es crítico para lograr un transporte eficiente de la carga en el detector.

Para lograr generar el voltaje V_{var} , a partir del devanado de 20 volts, fue necesario incluir un doblador de voltaje formado por C4, C3, D3 y D4. La salida del doblador (≈ 55 v.), es llevada al colector de Q1, donde por medio del divisor de voltaje formado por R1 y R2 se reducen a ≈ 31 volts en el emisor. Este voltaje es llevado a la entrada del regulador U5, mientras que el sobrante, cae como voltaje entre colector y emisor, y solo se entrega el voltaje necesario para garantizar la regulación de V_{var} en el valor máximo (25 vdc).

IV.ii) Fuente de alto voltaje para el intensificador :

Esta fuente fué diseñada y construída específicamente para ser usada con el intensificador ITT F4113 del proyecto, basando sus características en los requerimientos del tubo. Sin embargo cuenta con controles de ajuste, los cuales permiten variar los potenciales de salida en forma significativa, de tal manera que sea posible obtener el máximo rendimiento del tubo, en cuanto a parámetros como ganancia, enfoque o correcciones por envejecimiento del tubo.

Descripción de Funcionamiento :

Para su funcionamiento la fuente requiere de 25 VAC @ 300 mA. provenientes del transformador que también alimenta a la fuente general como se mencionó anteriormente. Este voltaje es rectificado a onda completa y filtrado dentro de la tarjeta, y se lleva tanto al regulador AU1, el cual se encarga de entregar un voltaje de +15 volts c.d. regulados que alimentan tanto a la electrónica interna, como al primario del transformador de alto voltaje a través del transistor CQ2.

Para alimentar al amplificador operacional CU1, se requiere además de un voltaje externo de -15 volts d.c., proveniente de la fuente general.

La inducción de alto voltaje en el devanado secundario del transformador de alto voltaje, se logra por medio de un oscilador y un circuito electrónico de interrupción formado por OU1, IQ1 e IQ2, conectados al devanado primario.

El oscilador está configurado alrededor de un IC 555, cuya frecuencia de operación puede ser modificada por medio de la resistencia variable OR2 dentro del intervalo de 750 a 1500 Hz. aprox..

El voltaje de salida del oscilador, es llevado a la base del transistor IQ1, cuyo colector alimenta a su vez al transistor de conmutación rápida IQ2.

Este par conforma un interruptor encargado de manejar los pulsos de voltaje provenientes del oscilador, y con éstos generar pulsos de corriente que circulan por el devanado de bajo voltaje (terminales 7 y 8 del transformador), los cuales inducen alto voltaje en el devanado secundario.

El transformador de alto voltaje seleccionado, es del tipo utilizado comunmente en los televisores (Fly Back), y resultó ser suficiente para nuestros propósitos, sin embargo no se tienen sus características, excepto las resistencias medidas entre los devanados con lo cual se obtuvo el diagrama del transformador adjunto en el esquemático (Ver figura IV.ii.a).

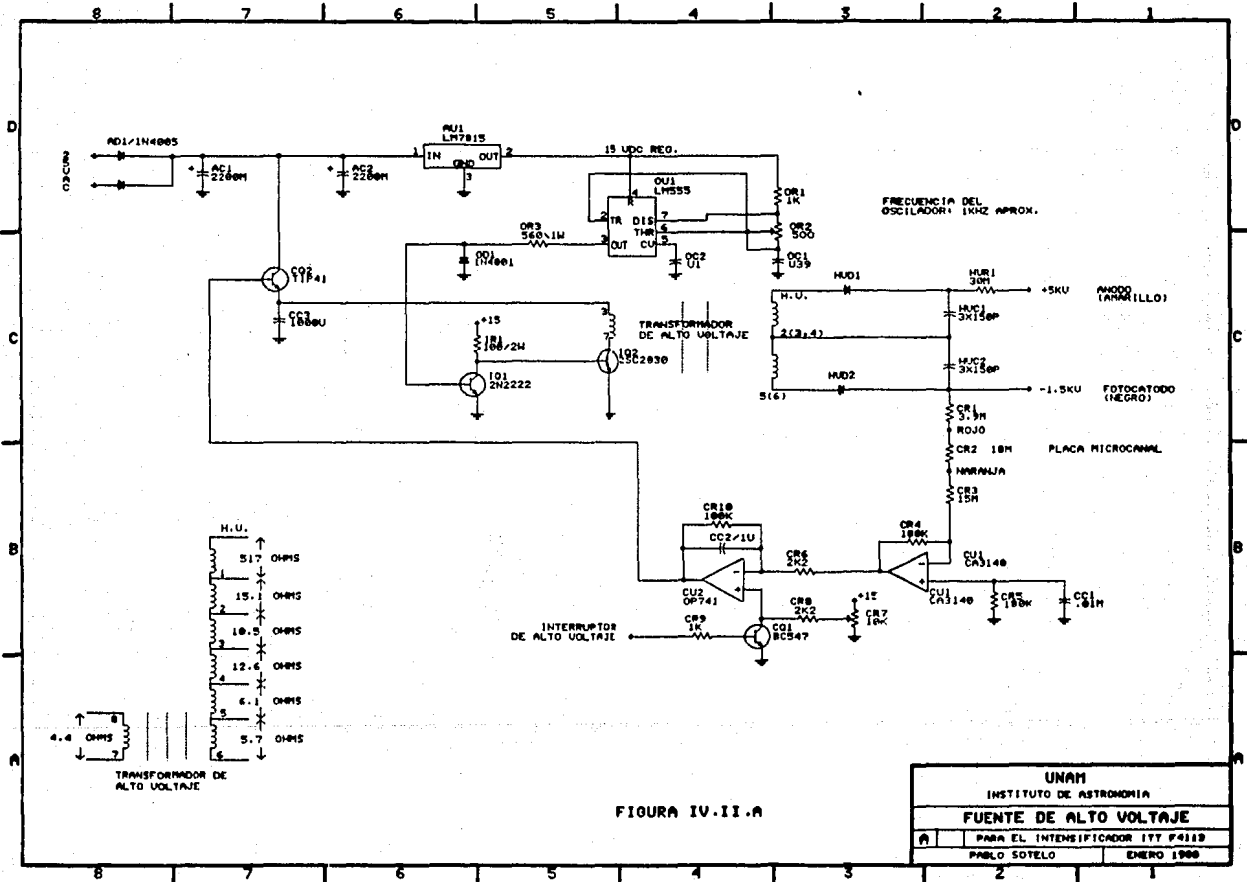
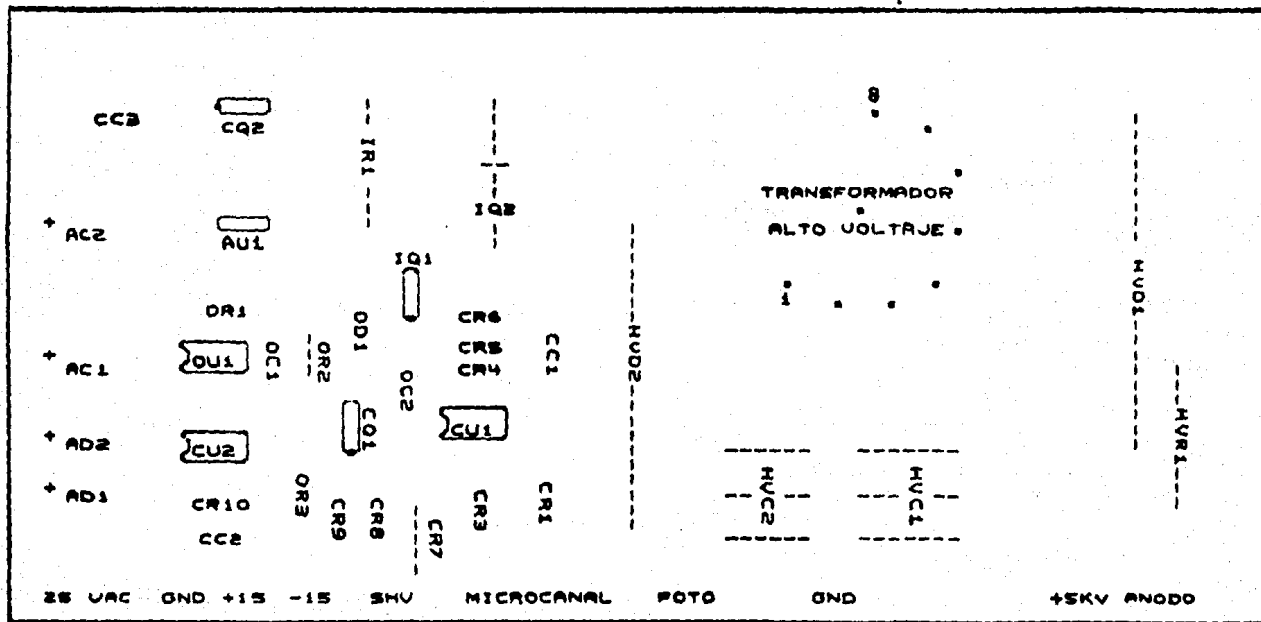


FIGURA IV.II.A



Localización de componentes de la fuente de alto voltaje

Figura IV.ii.b

La fuente puede entregar un voltaje de hasta 12 Kilovolts (15 Kv pico) a una frecuencia de 830 Hz (T = .8 + .4) mS , consumiendo una corriente de 100 mA. , para lo cual se deben reasignar las patas del transformador (Ref. 8), sin embargo se recomienda no exceder 6 Kvolts.

Los amplificadores operacionales CU1 y CU2, y el transistor CQ2 conforman una red de retroalimentación encargada de mantener estable el alto voltaje.

CU1 se encuentra configurado como amplificador inversor, y presenta a la salida un voltaje

$$V_o = - \frac{CR4}{CR1 + CR2 + CR3} (-1500 \text{ v.}) = + 7.3 \text{ v.}$$

Este voltaje es llevado al operacional CU2 y comparado con el proveniente de una referencia constituida por la resistencia variable CR7, accesible desde el frente de la caja (Control de alto voltaje).

En caso de que el alto voltaje disminuya, el valor de V_o también lo hará, resultando menor que el voltaje de la referencia. Por tanto el comparador CU2 aumentará su voltaje de salida, permitiendo que el transistor CQ2 entregue mas corriente al primario del transformador de alto voltaje, con lo que éste se elevará. Si el alto voltaje disminuye el proceso es inverso.

En caso de emergencia puede apagarse el alto voltaje de la fuente en forma instantánea manteniendo un voltaje positivo (5 a 15 volts) en la terminal del circuito impreso marcada como SHV, la cual hace conducir al transistor CQ1 y disminuye el voltaje de referencia. Esta señal puede enviarse desde la computadora de control.

Dada la forma de conexión del transformador de alto voltaje, los potenciales de ánodo y fotocátodo varían proporcionalmente, de modo que el control actúa sobre ambos.

La resistencia CR2 es la correspondiente a la de la placa microcanal del tubo intensificador, cuyo valor es de 18 Mohms. aproximadamente, de modo que el voltaje en ésta dentro del divisor

formado por CR1, CR2 y CR3 es de alrededor de 730 v., mientras que la diferencia de potencial fotocátodo-placa microcanal de ≈ 160 v.

IV.iii) Control de temperatura para el CCD :

Como se discutió con anterioridad, existe una dependencia de la corriente oscura con la temperatura del detector, por lo cual se diseñó un sistema de refrigeración basado en elementos termoeléctricos (Celdas Peltier) y agua circulante.

El circuito de control para la temperatura del detector, es mostrado en la figura IV.iii.a, y su principio de funcionamiento es como sigue:

Un sensor de temperatura (IC LM 335), se encuentra colocado en una placa metálica de cobre, entre el CCD y la celda Peltier chica.

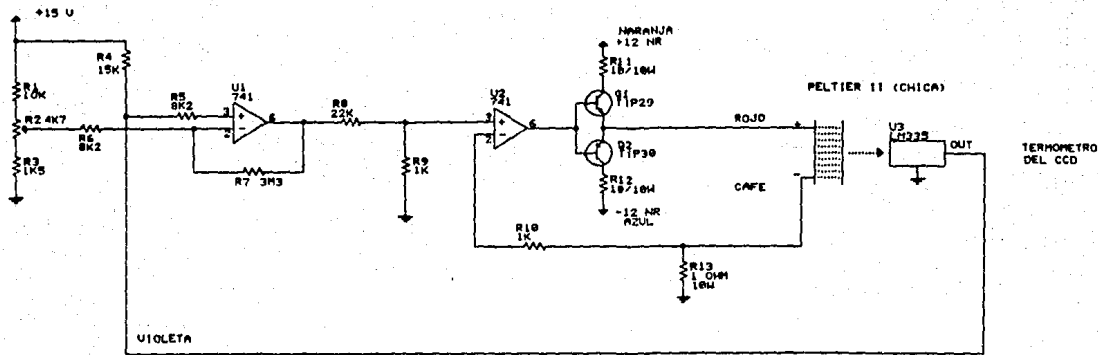
Este dispositivo basa su principio de operación en la dependencia del potencial Zener con la temperatura. En particular este dispositivo presenta una variación de 10 mV. por grado Kelvin, teniéndose un voltaje de 2.98 volts a 298 °K. (25 °C.), es decir, sobre el intervalo de operación que va de -40 a 100 °C, se tiene una salida dada por

$$V_{out} = \frac{10 \text{ mV.}}{1 \text{ } ^\circ\text{K}} T$$

teniéndose una linealidad con un error máximo de 1 °K sobre el intervalo.

El voltaje del sensor es comparado con un voltaje de referencia ajustable, proveniente del divisor formado por R1, R2 y R3, y puede tener valores entre 1.4 y 5.7 volts, que comprenden al intervalo de operación del sensor.

En el caso en que el voltaje del sensor sea superior al de la referencia, lo cual significa que el CCD se encuentra a una temperatura mayor que la deseada, el arreglo de comparadores formado por U1 y U2 mantiene su salida en alto, por lo cual circula corriente hacia la celda Peltier a través de Q1, enfriando al detector.



ALIMENTACIONES 741
 PIN 7 +15 BLANCO
 PIN 4 -15 NEGRO
 VERDE

Figura IV.iii.a

UNAH	
INSTITUTO DE ASTRONOMIA	
CONTROL DE TEMPERATURA PARA EL CCD	
A	PROYECTO: ICCD
23/JUNIO/1998	

135 B

CONTROL DE TEMPERATURA DEL CCD

(LOCALIZACION DE COMPONENTES)

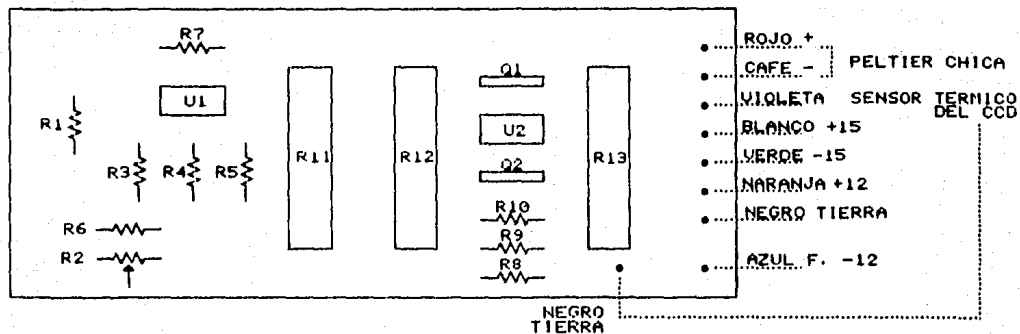


Figura IV.iii.b

En el caso contrario, la corriente circula a través de Q2 y esta inversión de polaridad hace que se caliente ahora al CCD, hasta que se alcance la temperatura deseada.

IV.iv) Fuente de alimentación y circuito interruptor de potencia a la celda Peltier grande :

Debido a los requerimientos de corriente de la celda Peltier grande (6 amperes), fué necesario incorporar una fuente de alimentación especial, cuyo diagrama se muestra en la figura IV.iv.a . La fuente consta de un transformador de voltaje con salida de 6 vac @ 6 amp., los cuales son rectificadas a onda completa y filtrados por medio de dos capacitores de 0.025 F..

Con el objeto de limitar la corriente hacia la celda, se incorporó entre los capacitores, un arreglo de 4 resistencias en serie de $0.1 \Omega @ 25 W.$, que pueden cortocircuitarse (una o mas) si es necesario aumentar la corriente.

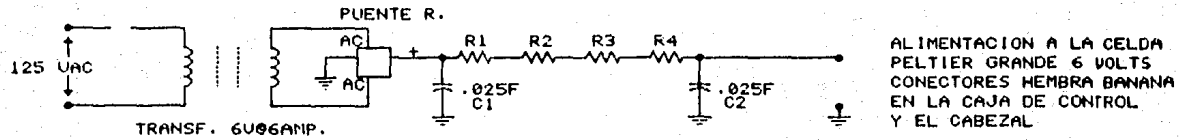
Debido al volumen de las partes involucradas, esta fuente no se construyó sobre una tarjeta de circuito impreso, sino que las componentes se atornillaron a la caja y el circuito se conectó por medio de cables con terminales.

En el diagrama de localización de componentes dentro de la caja (fig. IV.d), se puede observar la distribución de las partes correspondientes a la fuente, y se aprecia que el puente rectificador se encuentra montado sobre un disipador térmico y frente a un ventilador con el objeto de mantener baja su temperatura.

La salida de alimentación hacia la celda en el cabezal, se realiza a través de 2 conectores hembra tipo banana, uno rojo y otro negro que indican la polaridad del voltaje, y que se encuentran atornillados a la cara posterior de la caja de control.

Ahora bien en cuanto al control de temperatura de la celda grande, tenemos que dentro del intercambiador de calor por líquido refrigerante localizado dentro del cabezal, se encuentra montado un segundo sensor térmico (LM 335), igual al que se utiliza en

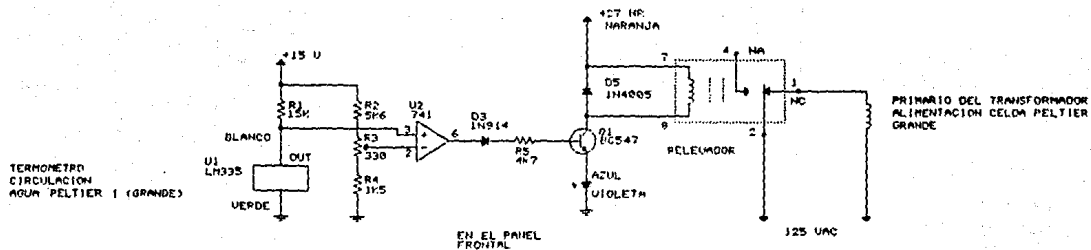
FUENTE DE ALIMENTACION DE LA CELDA PELTIER GRANDE



RESISTENCIAS LIMITADORAS
DE CORRIENTE R1 A R4
.1 OHMS @ 25 WATTS

Figura IV.iv.a

CIRCUITO INTERRUPTOR DE POTENCIA
PARA CELDA PELTIER GRANDE



EN EL PANE
FRONTAL

ALIMENTACIONES 741

PIN 7 +15 ROJO

↓ NEGRO

PIN 4 -15 GRIS

Figura IV.iv.b

UNAM	
INSTITUTO DE ASTRONOMIA	
CIRCUITO DE INTERRUPTOR DE POTENCIA POR SOBRECALENTAMIENTO	
A	PROYECTO: ICCO
23 JUNIO 1980	

CONTROL DE POTENCIA DE LA CELDA PELTIER GRANDE

(LOCALIZACION DE COMPONENTES)

140

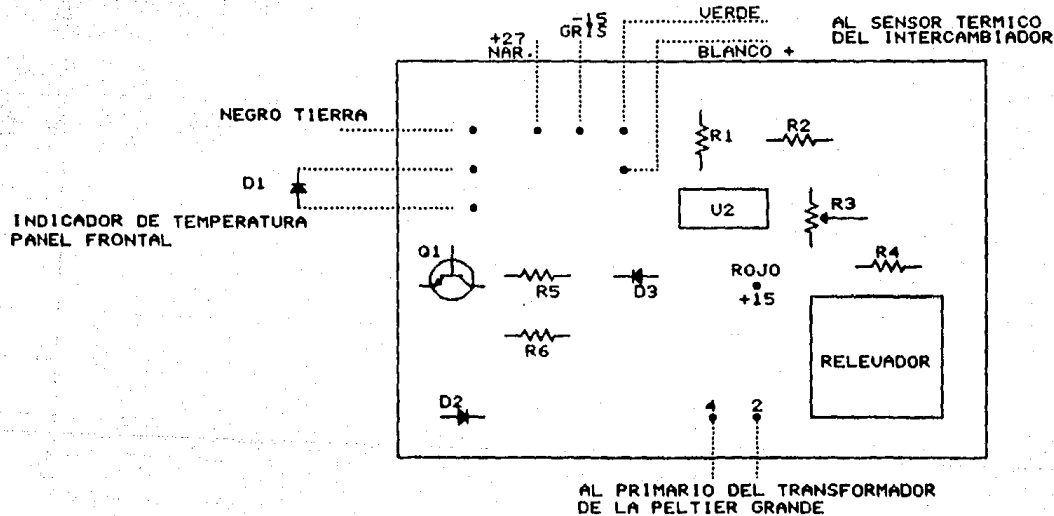


Figura IV.iv.2.c

el control del detector.

Este también cuenta con una referencia de voltaje por divisor que en este caso va de 300 a 360 °K..

Si la temperatura llega a ser superior a la máxima especificada, entonces el comparador U2 (fig. IV.iv.b) lleva su salida a alto con lo cual, al conducir el transistor Q1 a través del relevador abre las terminales de alimentación del primario del transformador encargado de suministrar potencia a la celda grande, y se enciende el indicador de exceso de temperatura montado al frente de la caja de control ("Led" Amarillo D1).

Como se mencionó, ésto protege a la celda en caso de que se presente un problema en el sistema de circulación de líquido refrigerante u otro.

Mientras la temperatura se mantenga en un valor inferior al de referencia, estará activo el sistema de refrigeración completo.

IV.v) Tarjeta de muestreo y conversión analógico digital :

Si bien esta tarjeta se encuentra localizada físicamente dentro de la caja de control por las razones de espacio mencionadas con anterioridad, su descripción y análisis se llevó a cabo en la sección III.v, correspondiente al procesamiento de la señal de video (Ver. III.v.3 Conversión analógico digital).

IV.vi) Circuito de despliegue de video a osciloscopio y reloj maestro :

Con el objeto de poder observar la señal de video proveniente del detector, se incorporó un circuito electrónico que permite utilizar un osciloscopio con memoria a modo monitor de televisión. Si bien la salida de video comúnmente utilizada será el monitor de la computadora, donde se tendrá la información previamente digitalizada y procesada, el circuito ahora discutido permitirá obtener información del detector y su electrónica en las primeras etapas de prueba, y en el futuro será de valiosa ayuda para el

Conexión entre caja de control y osciloscopio :

Al frente de la caja de control, se encuentran tres conectores tipo BNC identificados con las leyendas X, Y y Z respectivamente. Las diferentes entradas del osciloscopio se conectan por medio de cable coaxial a los conectores frontales antes mencionados como se describe a continuación.

El conector marcado como X, debe ser conectado a la base de tiempos del osciloscopio (barrido horizontal), el cual debe estar en modo base externa .

El marcado como Y se conecta a una de las entradas de deflexión vertical (canales), ajustando para este la sensibilidad (V/div), de tal forma que sea posible observar la imagen completa en la pantalla.

Por último el conector marcado como Z debe llevarse a la entrada Z externa del osciloscopio que permite modular la intensidad del haz, según el voltaje aplicado. Esta se localiza generalmente en la parte posterior del mismo.

Principio de funcionamiento del circuito :

La función básica del circuito, es la de generar las señales de sincronía, diente de sierra, retroceso y extinción de haz para los barridos horizontal y vertical, de modo que pueda utilizarse un osciloscopio como monitor de video.

Las clásicas señales diente de sierra necesarias para lograr el barrido del haz, se generan por medio de los amplificadores operacionales configurados a modo de integradores U4 y U5 (Fig. IV.vi.a), la señal de salida es llevada a otra etapa, también implementada alrededor de los amplificadores U4 y U5, la cual permite variar el nivel de señal respecto a tierra (offset), por medio de las resistencias variables R12 y R18, así como ajustar la amplitud de la señal con los controles de ganancia de los

amplificadores (R14 y R20), para cada una de las señales de barrido.

Los integradores son restablecidos a través de los transistores Q2 y Q3, por medio de las señales Res X y Res Y respectivamente, provenientes de los circuitos monoestables configurados a partir de U1, los cuales se disparan con las señales de fin de línea (R_ϕ), y fin de cuadro (QB_1), de la lógica de control del CCD, descargando al capacitor del integrador.

Estas señales también se encargan de realizar la extinción del haz al cortocircuitar la entrada del amplificador de video U3 a través de la compuerta OR cuya salida se conecta a la base del transistor Q1.

De esta forma se logra la sincronía de retroceso de línea y cuadro necesaria entre la imagen del detector y la imagen en el osciloscopio.

El uso de los monoestables es necesario para obtener la duración adecuada de los tiempos de restablecimiento, pues las señales R_ϕ y QB_1 , son muy breves.

En el extremo final de barrido de cada renglón se encuentran pixeles que no son afectados por los fotones incidentes, y es durante el tiempo de barrido de éstos que el circuito debe extinguir el haz en el osciloscopio. Lo anterior ocurre después de la lectura del renglón 290, y antes de que inicie la del renglón 1.

Las amplitudes de voltaje pico a pico a la salida de los integradores son 2 Volts, y son llevadas a una etapa amplificadora.

Cabe mencionar que el presente circuito fue diseñado para usarse con el osciloscopio Tektronix Mod.7613, el cual requiere de una entrada Z externa invertida, es decir el brillo del haz será mayor, cuanto mas negativa sea la señal de modulación.

Reloj Maestro :

Dentro de la misma tarjeta se incluyó un circuito oscilador el cual proporciona una señal cuadrada con frecuencias de oscilación de 1 Mhz y 500 Khz., y amplitud de 10 volts.

El oscilador esta implementado a partir del arreglo mostrado en el diagrama de la figura IV.vi.a , que consiste en un cristal de cuarzo y compuertas inversoras CMOS.

Esta señal es llevada a la entrada de un circuito biestable (flip flop), el cual entrega a la salida una señal similar pero de frecuencia igual a 500 Khz., que es utilizada como reloj de sincronía del sistema, llevándose directamente a la tarjeta de la lógica de generación de fases del detector, en el cabezal.

CIRCUITO PARA DESPLIEGUE
DE VIDEO EN OSCILOSCOPIO
Y RELOJ MAESTRO

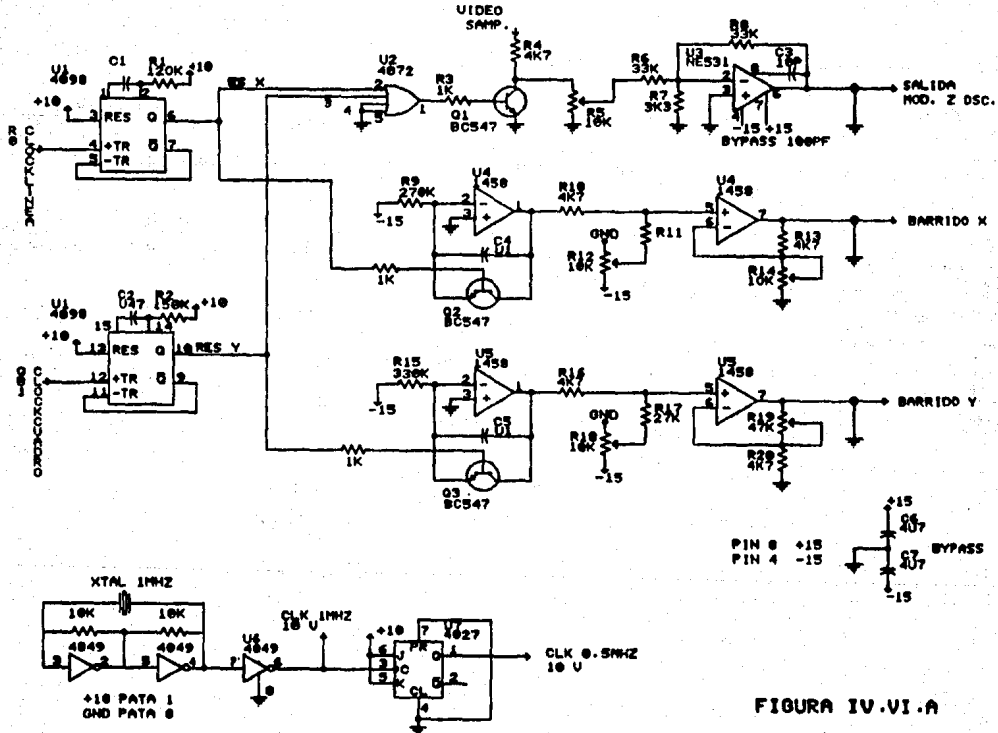


FIGURA IV.VI.A

Tarjeta de video para osciloscopio
Localizacion de componentes

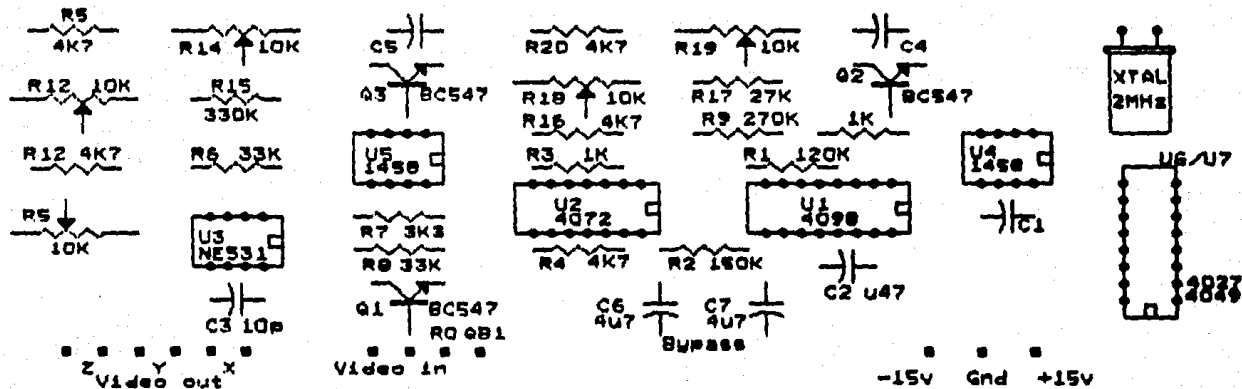


Figure IV.vi.b

V) INTERFAZ Y PROGRAMAS DE CONTROL Y ADQUISICION PARA LA COMPUTADORA : (Ref. 7)

La última componente del sistema, consiste en una computadora desde la cual el usuario tiene control sobre diferentes parámetros de operación del conjunto como son : Duración de cada integración de señal luminosa en el detector, así como número de estas ; Líneas inicial y final de lectura del detector; Despliegue de la información adquirida por el detector en modo histograma, tridimensional o numérico a través del monitor de la máquina, e impresión en papel; Lectura y almacenamiento en disco flexible 5 1/4" , etc. .

El almacenamiento de información en la computadora, se logra por medio de una tarjeta interfaz electrónica diseñada para el sistema en particular, la cual es controlada por programas en lenguaje de máquina debido a la alta velocidad de llegada de los datos.

Estos programas en lenguaje de máquina se encuentran inmersos dentro de un programa general desarrollado en lenguaje Turbo Pascal versión 5, el cual lleva a cabo el control de adquisición, procesamiento de la señal y despliegue de información de forma interactiva con el usuario del sistema.

La descripción de las características y modo de funcionamiento de la interfaz, la computadora y los programas de adquisición y procesamiento del sistema son discutidos a continuación.

V.i) Interfaz de adquisición :

Como se discutió anteriormente en la sección III.v.3) Conversión analógico digital, la señal de video proveniente del CCD es digitalizada por medio de un convertidor A/D de 12 bits, y es esta información de video la que debe ser almacenada y procesada en la computadora. Sin embargo para que ello sea posible, es necesario contar con un dispositivo electrónico capaz de indicar a la computadora varios parámetros de estado que se discutirán más

adelante.

Asimismo, debido a la alta velocidad de llegada de los pixeles de información (\approx cada 18 μ S. a 500 KHz. de reloj), este circuito al cual nos referiremos como interfaz de adquisición, cuenta con una memoria de apilamiento del tipo FIFO (First In - First Out) con capacidad de 2 Kilo palabras, siendo cada palabra de 16 bits, aunque sólo los 12 primeros bits contienen información debido al tipo de convertidor A/D utilizado.

La necesidad de la memoria FIFO surge del hecho de que el microprocesador de la computadora distrae sus actividades de proceso continuamente para atender interrupciones, como por ejemplo realizar el refresco de su memoria interna, que no sucede necesariamente en sincronía con las señales de retroceso de cuadro del detector, en que no se envía información de imagen.

Sin ésta memoria se tendría que durante una interrupción al microprocesador, si aún se está enviando información fotométrica desde el convertidor, esta se perdería .

En la figura V.1.a se muestra el diagrama de la tarjeta interfaz, la cual se encuentra alambrada con la técnica de alambre enrollado (wire wrap), sobre una tarjeta vector board que se inserta en el interior de la computadora en uno de los conectores tipo AT de la tarjeta madre y su secuencia de operación es como sigue.

Es evidente que el almacenamiento de los datos provenientes del detector debe llevarse a cabo en sincronía con el envío de los mismos, de tal forma que se conserve la estructura espacial de la imagen.

Esta sincronización se logra en la computadora por medio de los monoestables U1A, B y U2A, que tienen el propósito de reconstruir la señales de sincronía de pixel, línea y cuadro del detector respectivamente, a través de la señal de reloj asociada al envío de información en serie del convertidor A/D (CKCONV), sin que sea necesario llevar estas señales desde el cabezal detector, lo cual además de disminuir el número de cables evita la contaminación por ruido.

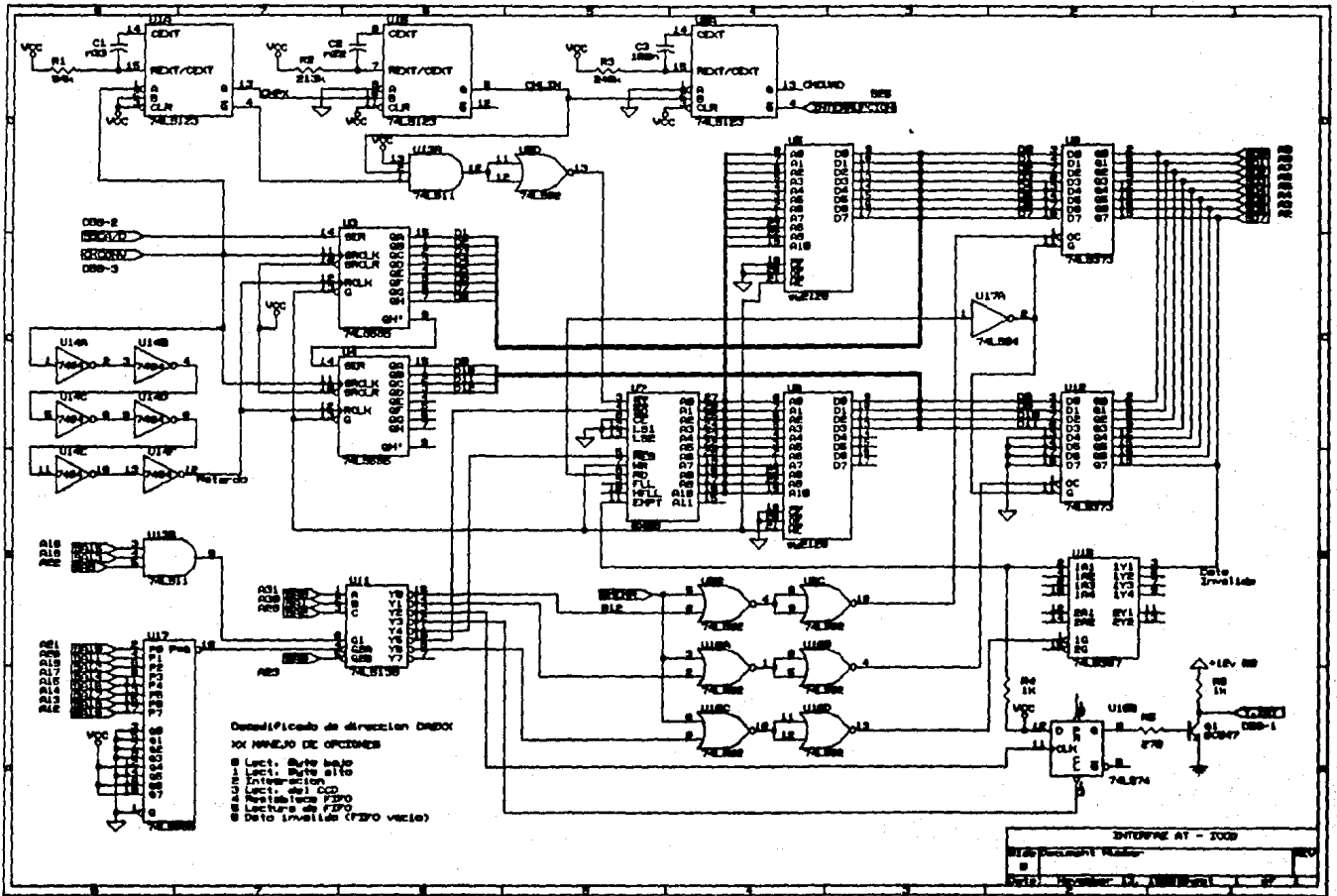


Figura V.i.a

El proceso de reconstrucción es el siguiente

(Ver figura V.1.b) :

Durante la conversión de cada pixel (cuya duración es de $\approx 5.4 \mu\text{Seg.}$), el convertidor A/D genera un tren de 12 pulsos de reloj (CKCONV). Con estos pulsos se envían en serie el correspondiente número de bits de la conversión anterior.

Debido a la velocidad del reloj interno del sistema, se tiene un tiempo muerto de $12.6 \mu\text{Seg.}$ en el envío de datos en serie entre conversiones sucesivas, por tanto el periodo de reloj de pixel (CKPIX) es $\approx 18 \mu\text{Seg.}$

Para llevar a cabo la reconstrucción de CKPIX, se utiliza el monoestable U1A, cuya constante de tiempo es ligeramente mayor a los 4.8 nSeg. correspondientes al periodo entre los pulsos de CKCONV. Este monoestable se dispara con el primer pulso de la señal de reloj del convertidor, y es redisparado con cada uno de los 12 pulsos, manteniéndose en alto $\approx 5.7 \mu\text{Seg.}$. Con ésto se logra reproducir en la interfaz el pulso de reloj de pixel (CKPIX) mismo que se mantiene en alto durante el tiempo de lectura de pixel ($R\phi_3$).

De forma análoga, a partir de la señal de CKPIX se reproduce la señal de reloj de línea (CKLIN) utilizando un segundo monoestable redisparable (U1B) cuya constante de tiempo es ligeramente superior al tiempo de CKPIX y es redisparado por cada uno de los 400 pulsos de CKPIX.

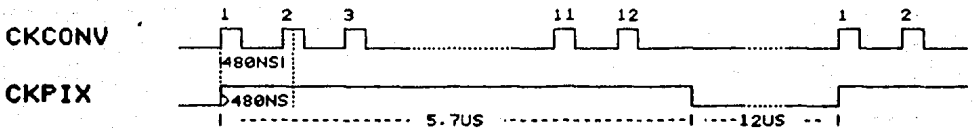
Durante el periodo de retroceso de línea (que corresponde al tiempo de transferencia de una línea de la sección de almacenamiento a la de lectura en el CCD), no se envían pulsos de CKCONV, y por tanto no se generan pulsos de CKPIX en el primer monoestable.

Debido a lo anterior, al terminar la lectura de la línea, la salida del monoestable irá a bajo reproduciendo la señal de CKLIN, cuya duración es de $\approx 7.3 \text{ mS.}$

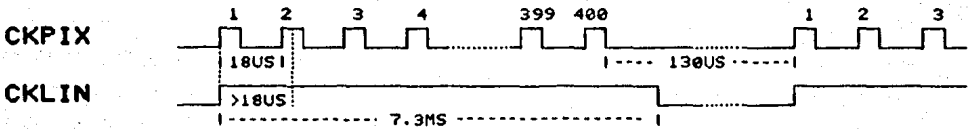
Por último, utilizando un tercer monoestable (U2A) cuyo tiempo

RECONSTRUCCION DE LAS SEÑALES DE SINCRONIA

GENERACION DE CKPIX A PARTIR DE CKCONV



GENERACION DE CKLIN A PARTIR DE CKPIX



GENERACION DE CKCUAD A PARTIR DE CKLIN

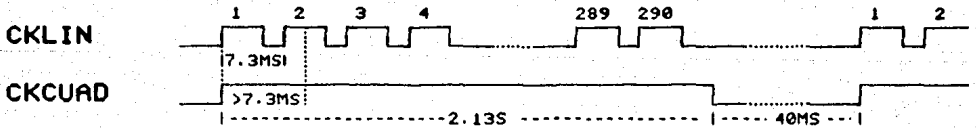


Figura V.i.b

de retardo sea ligeramente superior al periodo de CKLIN, se tendrá un pulso de CKCUADRO con duración de ≈ 2.13 seg., pues éste monoestable será redispuesto por la señal de CKLIN durante la lectura de los 290 renglones del cuadro.

El reloj del convertidor (CCONV), se utiliza también para introducir los bits en serie del convertidor (SSCA/D) a un registro de corrimiento de 16 bits (U3 y U4), donde se almacenan los 12 bits de información.

El circuito U7 (8X60) es un circuito que permite manejar memorias RAM estáticas a modo de FIFO, generando internamente las direcciones de memoria, señales de escritura y lectura a partir de las solicitudes correspondientes y banderas de indicación de memoria vacía, semillena y llena.

Cuando la señal \overline{SI} (Shift In) se lleva a bajo, U7 levanta la bandera de escritura (WR), lo que habilita los registros de corrimiento y las memorias (U5 y U6) de tal forma que los bits de los registros son presentados en paralelo y se almacenan en memoria .

Como se puede observar en el diagrama, esta condición ocurre cuando se presenta $\overline{CKPIX OR CKLIN}$, por lo que la petición de escritura a memoria se da sólo cuando un dato acaba de ser almacenado en el registro (Ver figura V.1.c).

La lectura de datos hacia la computadora se inicia con la subida de la señal de fin de cuadro (CKCUADRO), lo que interrumpe al microprocesador de la computadora y lo envía a ejecutar una rutina en lenguaje de máquina, diseñada específicamente para el control de la interfaz, y que se encarga de tomar los datos que se están almacenando en la memoria FIFO de la interfaz y los lleva a la memoria interna de la computadora.

Los circuitos U13B, U16 y U11 se encargan de decodificar la dirección de memoria DA2XX (hexadecimal), la cual se encuentra en la zona de 128 Kbytes, comprendida entre las localidades 0C000

GENERACION DE LA SEÑAL
DE ESCRITURA A FIFO (\overline{SI})

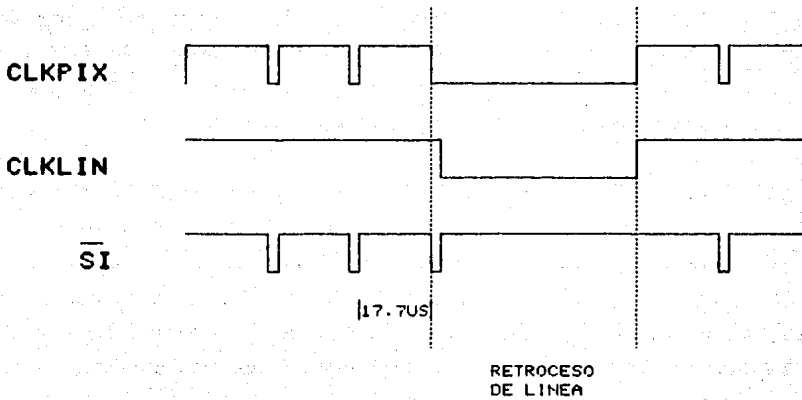


FIGURA V.1.C

a la ODFFF que no son utilizadas por la máquina y se reservan para expansiones de ROM.

Inicialmente el programa hace una lectura a la dirección DA204, con lo que se decodifica primeramente la condición de restablecer al FIFO ($\overline{\text{RES}}$), borrándose toda la información que en ese momento se encuentra almacenada, a la vez que la señal de FIFO vacío (EMPT) va a alto.

Enseguida se decodifica la dirección DA206, la cual habilita U12 para que entregue al ducto el estado del bit de DATO VALIDO. Este bit (Bit 7), representa al estado del FIFO, de modo que si éste se encuentra en alto significa que no existen datos almacenados y por tanto debe descartarse, de modo que el programa continúa revisando el estado del bit hasta que este cambie a cero.

Una vez que lo anterior sucede, y por tanto hay datos que tomar de la memoria, se decodifica la dirección DA205 con lo que se habilita la señal de $\overline{\text{SO}}$ (Shift Out), que indica al FIFO que se desea realizar una lectura. Este lleva a alto la señal de lectura (RD), la cual habilita a los " latches " de salida (U9 y U12) para que almacenen los datos que presenta la memoria FIFO.

Con los datos almacenados en los " latches " de salida, se procede a realizar la lectura de los dos bytes que contienen la información, para lo cual se decodifica primeramente la dirección DA201 y posteriormente la DA200, habilitándose los " latches " de salida para que entreguen el dato al ducto de la computadora y se realice la lectura del byte alto y del bajo, respectivamente.

Las solicitudes de lectura a computadora son generadas con las direcciones hexadecimales DA200, DA201 y DA206, y se habilitan a través de las compuertas OR (U8 y U16) sólo con la aparición de la señal SMEMR. Esta última señal se genera internamente en la computadora cuando se realiza un acceso de datos al ducto, y valida las lecturas realizadas.

La interfaz cuenta con otra dos opciones que son accedidas con las direcciones DA202 y DA203, y permiten manejar la señal de L/I (Lectura o Integración) de la lógica de control del CCD, respectivamente.

Cuando se envía a bajo esta señal, se coloca al detector en modo de integración. En este estado la sección de imagen se mantiene estática, y la información enviada a la computadora corresponde solo a la corriente oscura de la región de almacenamiento del detector, y por tanto, al no ser de interés, no debe ser almacenada.

Cada vez que concluye un ciclo básico de integración (2.13 seg.), se recibe una interrupción en la computadora, de modo que por medio de un contador en lenguaje de máquina, es posible saber en que momento ha transcurido el tiempo de integración deseado.

Una vez que la carga se ha integrado en el detector el tiempo establecido, se levanta la bandera L/I, de tal forma que con la siguiente interrupción de cuadro, se realicen la lectura y almacenamiento de la carga integrada.

Debido a que el envío de datos desde el convertidor se realiza cada $\approx 18 \mu\text{Seg.}$, mientras que las lecturas de la computadora se realizan cada $\approx 5 \mu\text{Seg.}$, es evidente que los datos se toman como van llegando y por tanto la memoria FIFO se mantiene casi siempre vacía, excepto cuando la lectura se detiene para atender alguna interrupción de mayor prioridad, momento en que como se comentó, es indispensable contar con el FIFO como memoria de respaldo.

V.ii) Programa de adquisición en lenguaje de máquina :

La rutina de adquisición de datos del CCD a la memoria se implementó en lenguaje ensamblador para el microprocesador intel 8086 y es atendida dentro del programa general requerido para el sistema ICCD, como una interrupción.

Dado que al usar el sistema ICCD en espectroscopía, no se requiere la información completa del cuadro, sino únicamente la región donde caen las líneas del espectro, el usuario indica a la computadora las líneas inicial y final que desea.

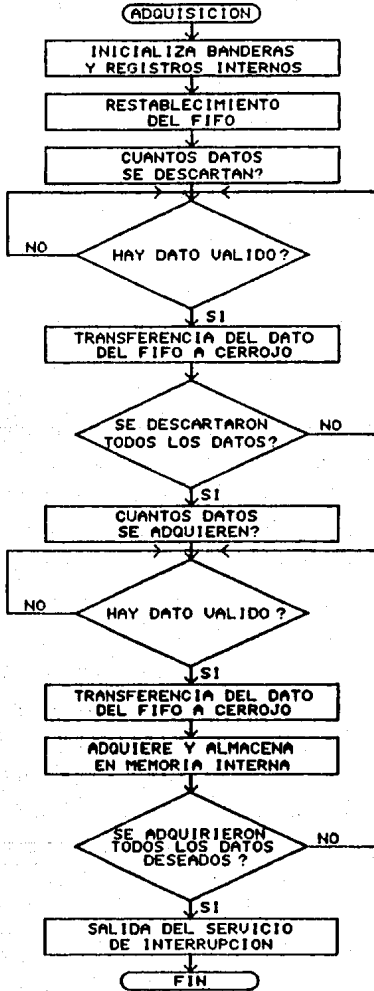
Una vez que ha transcurrido el tiempo de integración, se procede a la adquirir la información del cuadro siguiente, a través de esta rutina de servicio de interrupción, la cual sigue el flujo mostrado en el diagrama V.ii .

Lo primero que se ejecuta es el borrado de la bandera de interrupción. Se almacena en los registros internos, la información de número de pixeles deseados y no deseados de cuadro, dirección de inicio del sector donde se almacenan los datos, direcciones utilizadas en el manejo de la interfaz, el FIFO se reestablece y se pregunta si ya está el primer dato válido.

Una vez que ésto ocurre, se procede a descartar el número de pixeles no deseados del cuadro, y se adquieren y almacenan los datos deseados en la memoria interna de la máquina, lo que concluye el servicio de interrupción.

La rutina puede tener una variante que permite desplegar continuamente (cada 2.13 Seg.), la imagen obtenida del espectro, pero sin almacenar la información en memoria. Ello se logra generando una rutina exactamente igual a la anterior, hasta el momento de almacenar el dato en memoria, donde en lugar de ejecutar el almacenamiento, se envía el dato a la región reservada para despliegue gráfico de la computadora (dirección \$A002 hexadecimal), con el formato del CCD para que el despliegue sea correcto.

DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA DE ADQUISICION DE DATOS



V.iii) Programa general para manejo del sistema :

El programa se encuentra implementado en lenguaje Turbo Pascal versión 5 y se compone de dos partes que son : El programa propiamente cuyo nombre es ICCD.EXE con una extensión de 65 kilobytes, y una segunda parte llamada UTILES1.TPU con extensión de 20 Kbytes, la cual solo contiene rutinas para despliegue de pantallas de presentación y algunas otras utilerías que se utilizan para dar realce al despliegue.

Los programas se encuentran residentes en el disco duro de 20 Megabytes de la computadora del sistema, la cual es una IBM compatible tipo AT marca System 1800 trabajando a 10 Mhz. .

A continuación se describen las opciones con que cuenta el programa.

Descripción del programa :

En el momento de acceder el programa, éste presenta una pantalla de 16 opciones, nombradas por medio de letras de la A a la Z, asignadas de tal forma que ayuden a ser recordadas fácilmente. Seguida a la letra inicial, se presenta una descripción de la opción de tal forma que este menú sea autoexplicativo.

Una vez seleccionada una opción, el programa introduce al usuario a un nuevo nivel presentado en forma de ventana, donde se solicitan nuevos datos, a la vez que en la zona inferior de la pantalla se presenta continuamente información extra en cuanto a los valores permitidos para los datos solicitados por el programa en ese punto, condiciones de error y en general cualquier comentario que ayude al usuario.

Las opciones del programa así como su explicación son presentadas a continuación :

A) Adquisición de nueva información :

Esta opción es la comúnmente utilizada para la captura de datos del detector. Al ser accesada, solicita información referente a la duración de cada integración, número de éstas, así como las líneas inicial y final (renglones del CCD).

El tiempo mínimo de integración corresponde al del ciclo básico de integración (2.13 Seg.), y el número máximo de líneas que se pueden adquirir con la versión actual es 70.

Primeramente se borra la memoria donde se almacena la información proveniente del detector y se hace un llamado a la rutina de adquisición en lenguaje de máquina descrita anteriormente, la cual por medio de la interfaz introduce los datos a la memoria interna de la máquina, desplegándose estos en el monitor de video al concluir cada integración. Una vez que se termina la adquisición se le indica al usuario, y es posible elegir alguna de las otras opciones del menú que manejan la información adquirida.

Cabe destacar que en el caso de que se solicite un número de integraciones mayor que uno, la información recibida para cada pixel es sumada con la de la integración anterior en la localidad de memoria correspondiente al pixel, de modo que usando este esquema es posible aumentar el intervalo dinámico de los valores de señal a 16 bits.

B) Almacenamiento en disco flexible (Back up):

Por medio de este mandato es posible almacenar en disco la última imagen adquirida.

En el momento que esta opción es seleccionada, se presenta una pantalla de datos de bitácora donde automáticamente se incluye información sobre fecha, hora de captura, tiempo total de integración de la señal, líneas inicial y final, y se permite al usuario introducir datos como : Nombre del archivo, telescopio e

instrumento utilizados, coordenadas, alto voltaje, así como tres renglones para comentarios.

C) Cosuma de información :

Esta opción es idéntica a la opción A, pero no realiza el borrado del contenido de la memoria de almacenamiento de la computadora y por tanto, en caso de que el tiempo de integración seleccionado en la primera adquisición no haya sido suficiente, hace posible sumar nueva información en la memoria.

D) Directorio de archivos en disco flexible :

Esta opción permite revisar el contenido del disco flexible de almacenamiento de espectros en cualquier momento.

E) Cálculo de Estadística :

Una vez calculado el histograma de la señal, esta opción calcula y despliega en pantalla valores como : Señal media y su desviación, ruido medio y su desviación, así como la razón señal a ruido.

G) Gráfica tridimensional :

Esta opción permite graficar en forma tridimensional la señal recibida. Es posible seleccionar, dentro de la zona del CCD capturada, las líneas inicial y final que se desean y presenta en falso color proporcional a la intensidad de la señal luminosa, la información renglón a renglón.

H) Histograma :

Al seleccionar esta opción el programa pregunta las líneas inicial y final (dentro de la zona adquirida) que se desean. Una vez seleccionadas éstas, se realiza la suma de los datos de cada pixel en forma vertical (misma longitud de onda) partiendo de la línea inicial hasta la línea final, y los valores de la suma de cada columna son graficados teniendo como abcisa la columna de pixeles correspondiente.

I) Impresión de la pantalla :

Con esta opción es posible obtener una copia en papel de la gráfica de histograma, junto con algunos parámetros como son : nombre del archivo, tiempo de integración, líneas involucradas y fecha de captura del espectro.

L) Lectura de archivos en disco flexible :

Esta opción permite leer los archivos almacenados en disco. Una vez seleccionada se pregunta al usuario si desea ver el directorio del disco y lo presenta en caso afirmativo. Posteriormente, solicita el nombre del archivo y se realiza la lectura llevando la información hacia la memoria de la computadora de igual forma que si hubiera sido capturada por el detector.

Una vez hecho ésto, presenta los datos de bitacora almacenados y pregunta si se desea observar el espectro en pantalla.

O) Despliega imagen Original :

Esta opción permite desplegar en cualquier momento la última imagen adquirida tal y como aparece al momento de la adquisición inicial.

P) Pantalla de bitácora :

Esta opción permite el despliegue en pantalla de los datos de bitácora correspondientes al espectro almacenado en disco.

Q) Salida del programa (Quit) :

Por medio de esta orden se abandona el programa

R) Valores numéricos del histograma de Ruido :

Esta opción presenta en modo de tabla los valores correspondientes al histograma de ruido de la señal, ya sea para una línea o varias cosumadas, dependiendo de la forma en que fue definida la opción de despliegue de histograma.

S) Valores numéricos del histograma de Señal :

Mismo resultado que el anterior, pero para los datos del histograma de señal.

V) Video en tiempo real :

En este modo se despliega continuamente la señal de video proveniente del detector, pero los datos no pasan a la memoria de adquisición sino que van directamente a la memoria gráfica de la máquina y por tanto, no pueden ser procesados.

Las líneas inicial y final desplegadas, corresponden a las seleccionadas en la última adquisición (Opción A), pero el tiempo de envío de datos es periodico (cada 2 segundos).

Z) Ampliación del histograma (Zoom) :

Una vez que se ha desplegado un histograma, es posible escoger una zona entre dos pixeles dentro del intervalo permitido (2 al 399) y por medio de esta opción puede desplegarse un nuevo histograma dentro del intervalo seleccionado, teniéndose mayor detalle.

VI) EVALUACION DEL SISTEMA Y CONCLUSIONES

En el transcurso del proceso de construcción del sistema se fueron llevando a cabo un conjunto de pruebas, que permitieron evaluar en forma individual los requerimientos de las partes bajo prueba, así como los de otras etapas que se construirían mas adelante.

Algunas de estas pruebas y los resultados obtenidos han sido ya discutidas a lo largo del texto, y las pruebas de evaluación global llevadas a cabo una vez terminado el instrumento son discutidas a continuación

Estas pruebas se llevaron a cabo tanto en laboratorio, como en el telescopio de 2 metros del OAN de San Pedro Martir en Baja California N., pues durante la temporada asignada en el Observatorio de Tonantzintla para las pruebas preliminares a la instalación definitiva, el clima adverso y el interés por no retrasar mas la instalación del instrumento, nos llevaron a realizar dichas pruebas en el espectrógrafo Echelle acoplado al telescopio de 2 mts. .

Durante una temporada de observación de 5 noches entre el 20 y el 25 de Julio de 1989, trabajando en colaboración con Silvia Torres y Rafael Costero como astrónomos asociados al proyecto, se tomaron un total de 52 espectros de objetos celestes de diferentes tipos y magnitudes, así como lámparas de comparación de Helio-Argón, Rubidio, Cesio, etc..

A continuación se discuten las pruebas realizadas, y los resultados obtenidos considerando tanto datos de laboratorio como de telescopio.

1) Linealidad :

El sistema permite acumular conteos proporcionales a la señal luminosa recibida en dos modalidades, la primera consiste en integrar carga en el CCD durante un cierto tiempo establecido (tiempo de integración) la cual, una vez transcurrido el tiempo que se deseaba integrar, es leída y convertida a conteos digitales proporcionales.

Una segunda alternativa consiste en acumular la carga de la señal luminosa el mismo tiempo, pero esta vez realizando N integraciones de un ciclo básico en el CCD, donde cada vez que termina este último, se realizan: la lectura de la carga integrada, la conversión A/D, y la suma de los conteos obtenidos para cada pixel en la memoria de la computadora con los correspondientes valores de las integraciones anteriores, repitiendo esta secuencia hasta que se complete el tiempo de integración.

La primera modalidad es denominada Integración en CCD, mientras que la segunda se denomina Acumulación en computadora.

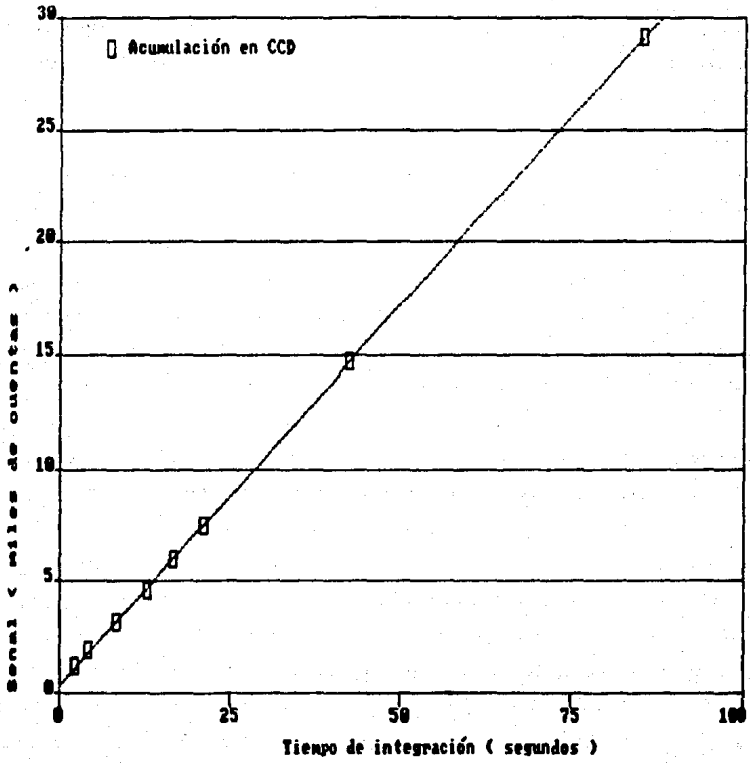
Esta última modalidad es importante, debido a que permite aumentar el intervalo dinámico del sistema a valores tan grandes como la computadora sea capaz de manejar en sus registros internos, y no a 4096 niveles como lo impone la resolución del convertidor A/D.

En cuanto a estos modos de operación es importante estar seguro de que los conteos obtenidos para una u otra modalidad sean similares, y que se incrementen linealmente con el tiempo de integración asignado. De lo contrario, se tiene algún problema electrónico que involucra la variable temporal, como puede ser la falta de sincronía entre la computadora y el detector.

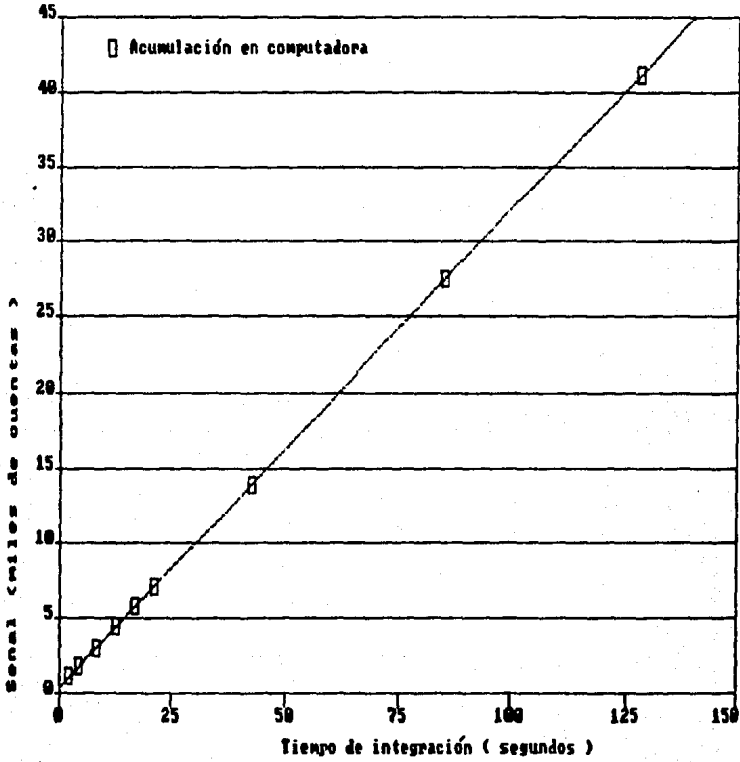
En las curvas VI.1.a,b y c se presentan gráficas de tiempo de integración contra conteos. Estas se obtuvieron usando integración tanto en CCD como en computadora, manteniendo constante la fuente luminosa, y se encontró una linealidad del 99.7 % .

En la gráfica VI.3 se presentan los conteos obtenidos usando ambas modalidades de integración, y se observa una correlación lineal con pendiente ≈ 1 , lo cual revela la similitud de los conteos.

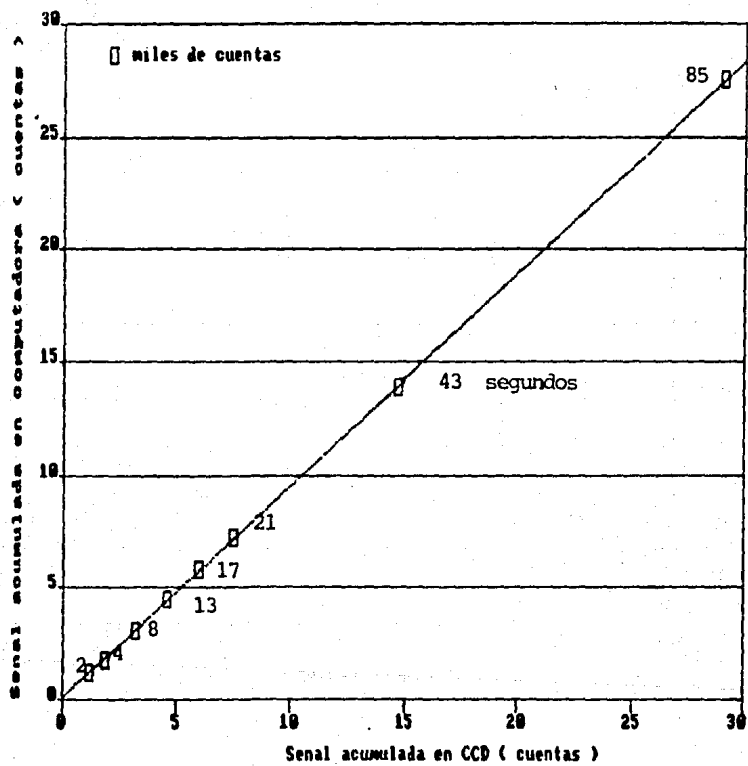
Linealidad



Linealidad



Linealidad



2) Corriente oscura :

Como ya se había discutido con anterioridad, se concedió importancia especial al efecto de corriente oscura debido a la carga generada térmicamente en el CCD, por lo que se dirigieron grandes esfuerzos a fin de obtener un sistema de enfriamiento eficiente, pues la corriente oscura impone una seria limitación al sistema cuando se desea obtener un tiempo largo de integración en el detector, dado que reduce el intervalo dinámico. Este intervalo, incluso puede ser nulo en caso de que el tiempo de integración seleccionado sea igual o mayor a aquel donde la carga producida por corriente oscura corresponda a un conteo de saturación a la salida del convertidor (4096 cuentas).

Para conocer el tiempo máximo de integración donde la señal del CCD se encuentra saturada por corriente oscura, se realizaron medidas sin aplicar señal ni alto voltaje al intensificador y manteniendo constante la temperatura a -25°C .

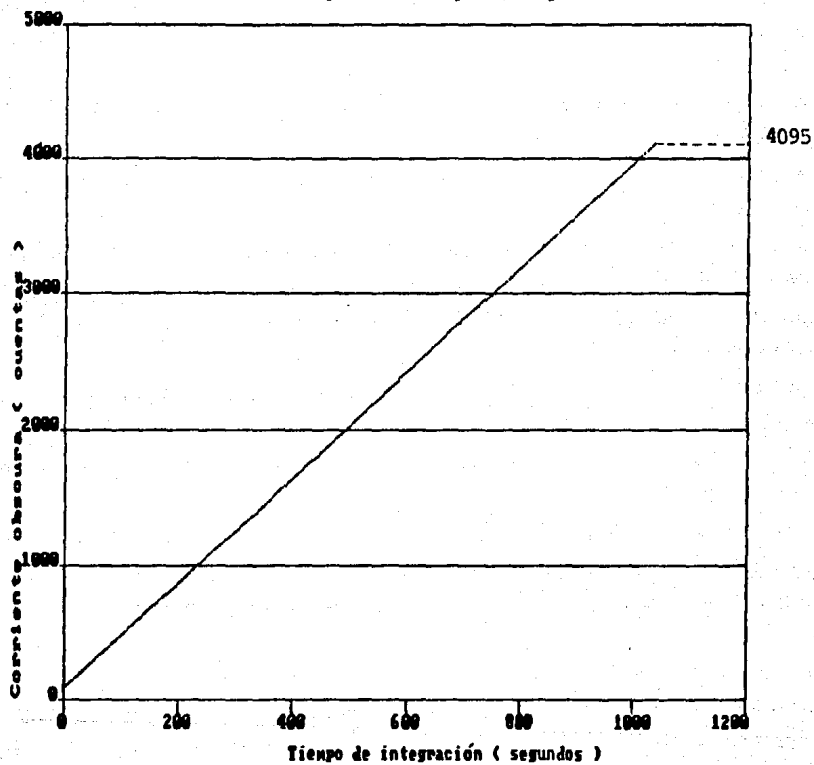
Los resultados obtenidos se muestran en la figura VI.2.a, y se observa que la saturación por corriente oscura ocurre para un tiempo de integración de aproximadamente 1050 segundos (17 minutos).

Cabe notar sin embargo, que dependiendo de la intensidad luminosa del objeto que se desea observar, es recomendable optimizar el tiempo de integración de modo que se obtenga una buena razón señal a ruido.

Un posible mecanismo para esto consiste en realizar varias integraciones cortas en el CCD, acumulando conteos en computadora hasta que se tenga una señal adecuada, aunque esto presenta un compromiso con el ruido de lectura de cada integración, que puede representar una mayor contribución que la misma corriente oscura, si se realizan demasiadas integraciones.

Este punto es discutido en el inciso siguiente.

Corriente oscura/pixel vs Tiempo de integración



3) Ruido y razón señal a ruido :

Para evaluar estos parámetros en el sistema, se llevaron a cabo pruebas de integración de carga en el detector y acumulación en computadora para diferentes tiempos de integración.

El procedimiento seguido es como sigue :

Para cada tiempo evaluado se realizaron un par de integraciones (cuatro en total, dos para cada modalidad de acumulación de carga). La primera aplicando señal luminosa (constante en todos los casos), con la cual se obtienen conteos correspondientes a la señal, la contribución del patrón fijo de corriente oscura y el ruido de lectura.

Hecho lo anterior, se realiza una segunda integración de la misma duración pero esta vez sin señal luminosa.

Por medio de un programa de pruebas elaborado para este fin, se obtiene la diferencia de los valores promedios de los conteos para cada integración así como su desviación estándar.

Con este procedimiento la señal está asociada con la diferencia de los promedios, mientras que el ruido lo está a la desviación.

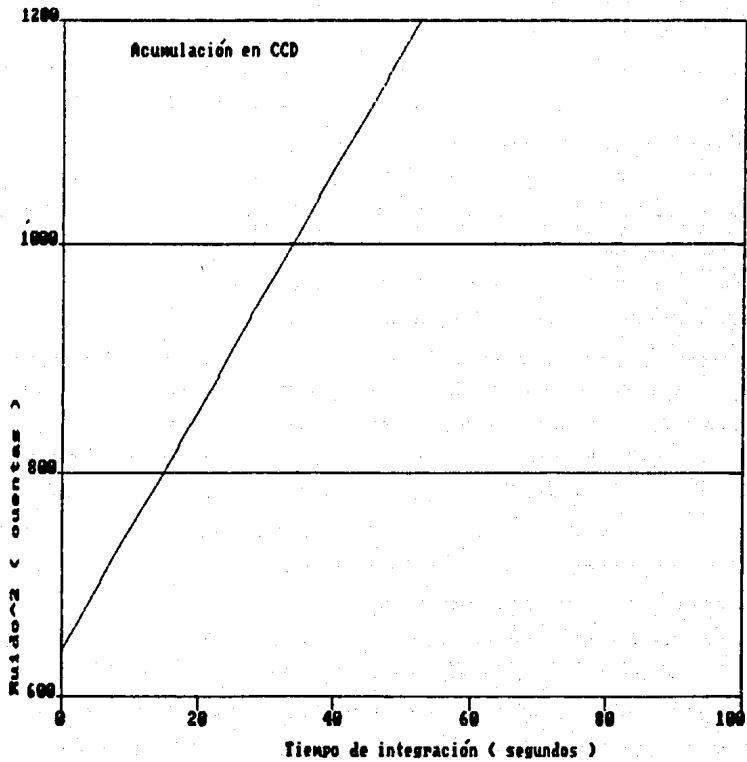
En las curvas VI.3.a y b, se observa la contribución del ruido en función del tiempo de integración, para cada una de las modalidades de acumulación de carga.

En ambos casos se obtiene una correlación lineal entre el cuadrado del ruido y el tiempo de integración, pero se observa que la contribución del ruido de lectura del preamplificador es superior al obtenido por corriente oscura para tiempos iguales.

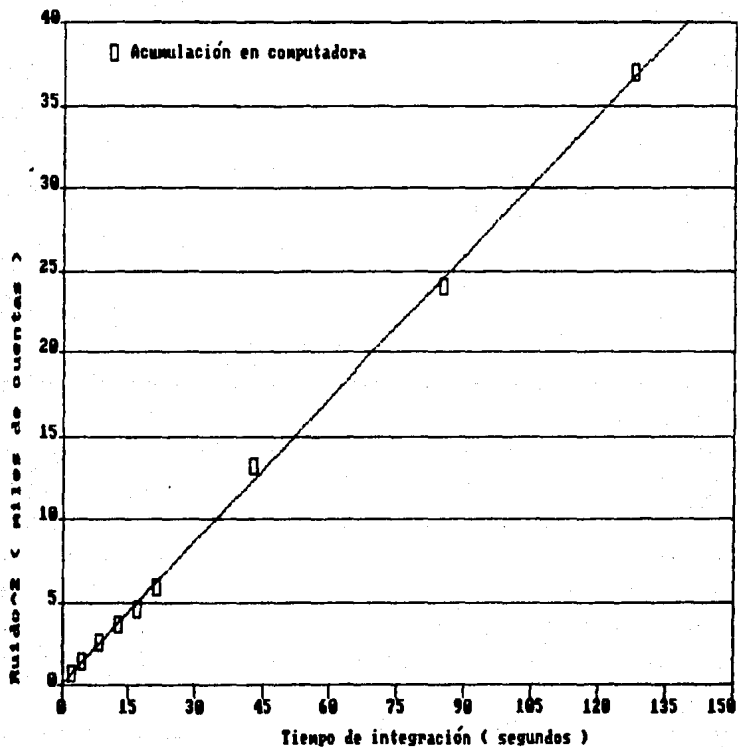
Otro dato importante que se puede rescatar de la curva VI.3.a, es el valor del ruido de lectura del CCD, el cual corresponde al valor de ruido para tiempo de integración igual a cero, donde no existe contribución de corriente oscura, y se observa que este es de 25 cuentas.

Como se mencionó anteriormente, en la capacitancia del nodo de salida un electrón corresponde a $\approx 1 \mu V$, y dado que la ganancia en

Ruido vs T integración (ICCD)



Ruido vs T integración (ICCD)



la cadena electrónica hasta la entrada del convertidor A/D es de 80, se tiene que un electrón a la entrada del convertidor representa un voltaje de $80 \mu\text{V}$ a la salida del muestreador. Asimismo el convertidor presenta un conteo de 4096 para un voltaje de 10 volts, por lo que el número de electrones por cuenta es de

$$\frac{\# \text{ electrones}}{\text{cuenta}} = \frac{10 \text{ volts}}{4096 \text{ cuentas}} (e^- / 80 \mu\text{V}) \approx 30$$

En cuanto a las curvas de razón señal a ruido (Figuras VI.3.c y d), se puede observar que, dado que la señal es la misma para las dos modalidades de integración de carga (discusión de linealidad), pero la acumulación en computadora arroja un mayor número de conteos de ruido, es evidente que para los mismos tiempos de integración, la razón señal a ruido es menor.

Otro de los factores de ruido es el correspondiente al efecto del tubo intensificador, el cual debido a la estadística intrínseca de sus eventos individuales interfiere con la señal luminosa que se desea registrar.

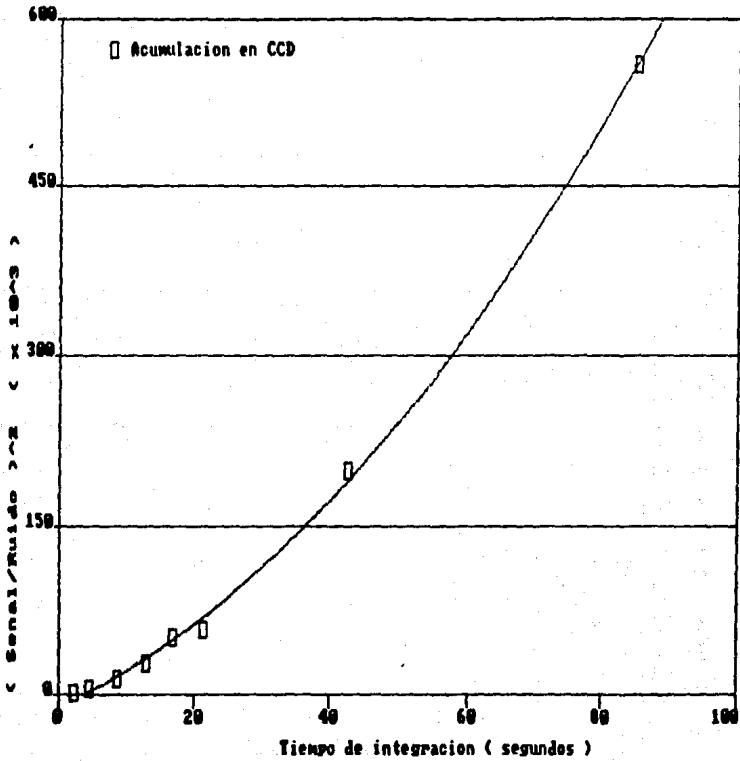
Para conocer la contribución de ruido según el modo de operación de éste, se realizaron mediciones del ruido debido al intensificador, en función del alto voltaje.

El procedimiento seguido fue como en el caso anterior, tomar dos integraciones, pero esta vez de tiempo fijo y tomando como señal en la primera integración los eventos individuales del tubo, mientras que en la segunda integración, el alto voltaje se hacía cero.

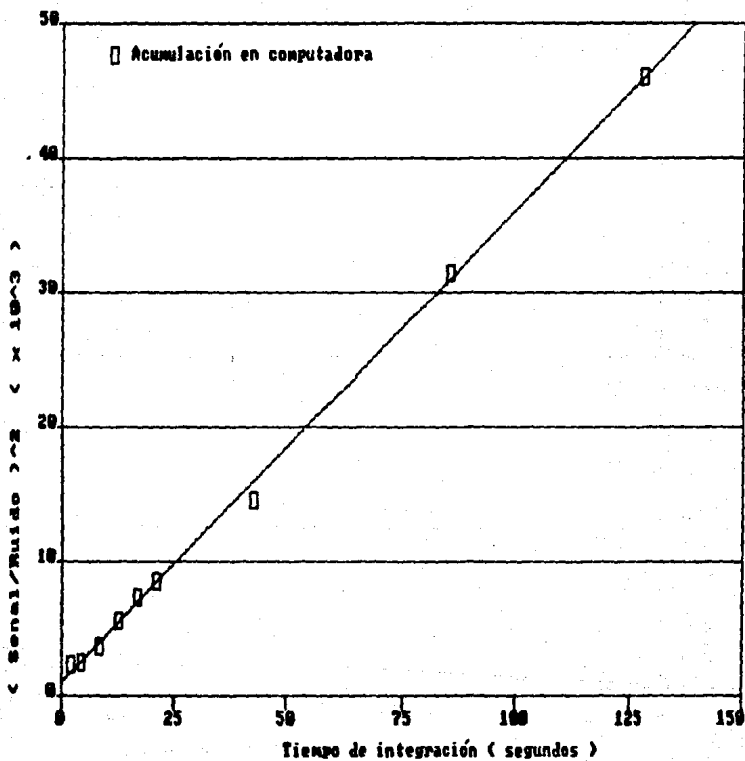
Los resultados obtenidos en este caso se presentan en la figura VI.3.e, y se observa que es hasta el punto marcado en el dial como 3.7 es donde empiezan a manifestarse los conteos de ruido debido a los eventos individuales del tubo intensificador.

Cabe señalar que si bien en la posición 4.4 la contribución del tubo es mayor, también lo es su ganancia, por lo que dependiendo de la luminosidad del objeto a estudiar se tiene un compromiso en cuanto al punto de operación.

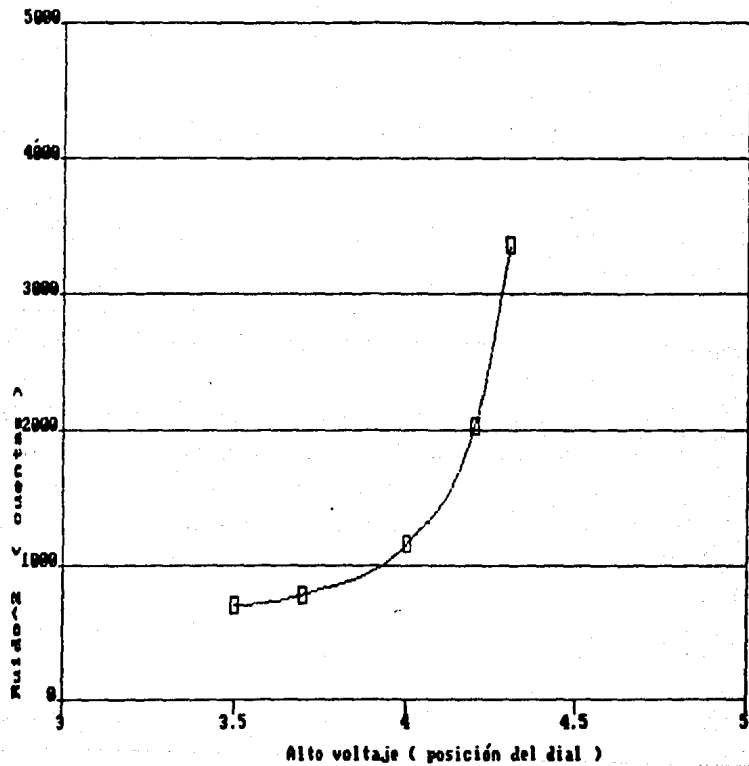
Razon señal a ruido vs Tiempo de integracion



Razon señal a ruido vs Tiempo de integración



Ruido² vs Alto voltaje



4) Enfriamiento del CCD :

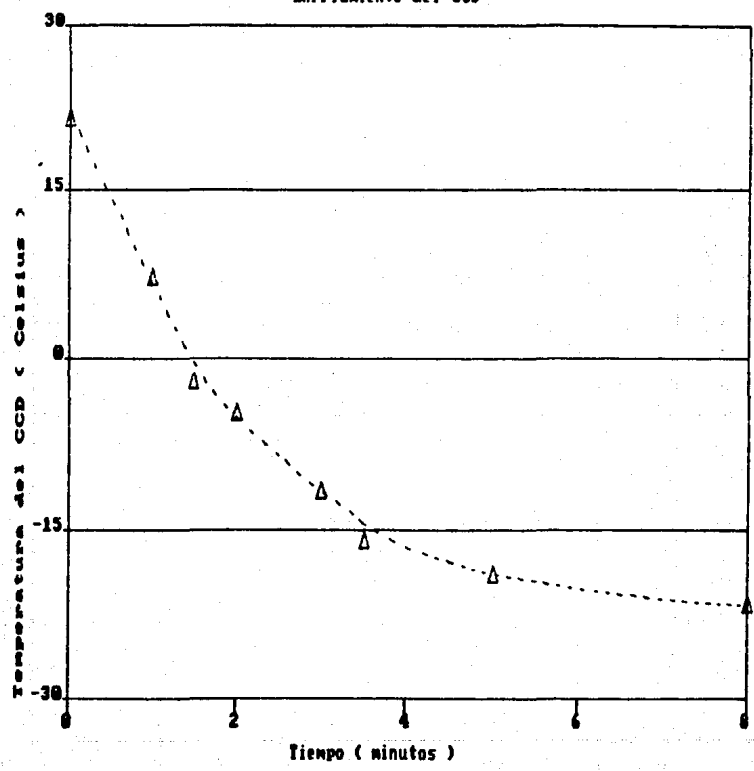
Con el objeto de evaluar experimentalmente la eficiencia del sistema de refrigeración, se realizaron mediciones de temperatura y voltaje a la salida del muestreador (S/H) contra el tiempo.

En cuanto a la curva de enfriamiento (Figura VI.4.a), se observa que una vez encendido el sistema, el tiempo necesario para que llegue a la temperatura de operación de -25°C , es de 8 minutos aproximadamente (a partir de la temperatura ambiente de $\approx 22^{\circ}\text{C}$), por lo que este es el tiempo mínimo recomendado que debe esperar el usuario antes de empezar a adquirir información con el sistema.

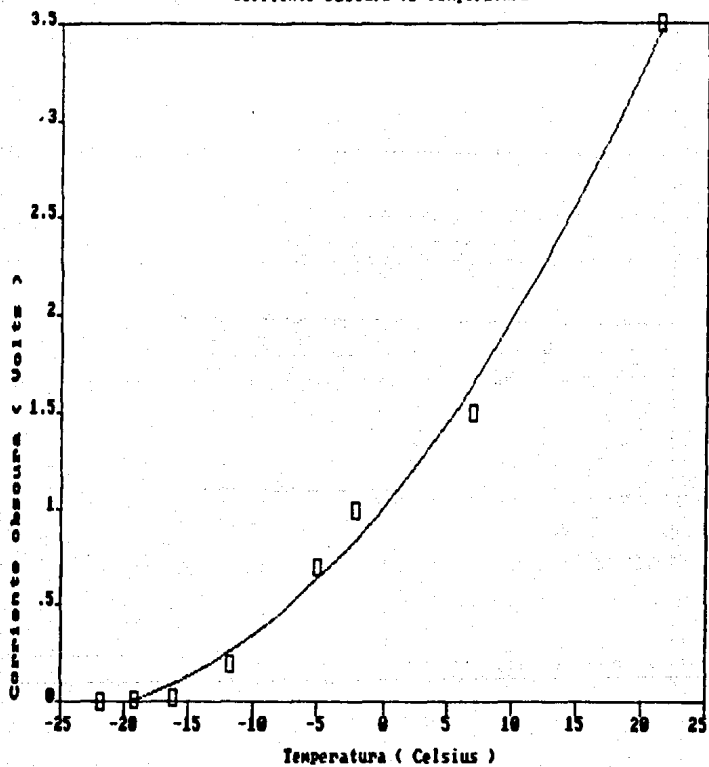
Por otro lado en cuanto a la corriente oscura respecto a la temperatura, se mide el voltaje a la salida del muestreador a partir del momento en que se enciende el equipo, sin aplicar señal al CCD. Los voltajes de corriente oscura del CCD (para integraciones de un ciclo básico 2.13 segundos), medidos en función de la temperatura se presentan en la curva VI.4.b donde se observa que inicialmente la corriente oscura reduce el intervalo dinámico del sistema en un 35 % (3.5 volts de un total de 10).

A medida que la temperatura disminuye, el voltaje se reduce a menos de 0.035 volts lo cual confirma la reducción de la corriente oscura en aproximadamente 2 órdenes de magnitud.

Enfriamiento del CCD



Corriente oscura vs Temperatura



5) Uso astronómico :

La aplicación principal que se pretende dar al instrumento acoplado al espectrógrafo Boller & Chivens, es la de espectroscopía de baja dispersión de estrellas y nebulosas.

Por medio de éste tipo de espectroscopía, es posible realizar mediciones de la distribución espectral del continuo y las líneas en el intervalo visible de los objetos celestes. Con esta información se puede conocer la temperatura, densidad superficial, aceleración gravitacional, así como determinar abundancias iónicas y químicas.

Dado que los registros horizontales del CCD se encuentran orientados en el sentido de la dispersión, se obtiene la máxima resolución en la información espectroscópica (385 pixeles).

Asimismo, dado que en el formato para espectroscopía se pueden capturar hasta 70 registros horizontales y los espectros de los objetos estelares en general solo ocupan unos 5 de ellos, se tiene que en los restantes registros queda almacenada también la información correspondiente al cielo, lo que permite por medio de procesamientos posteriores restar su contribución, lo cual como se mencionó al inicio de este trabajo es de suma importancia debido a las condiciones del OAN de Tonantzintla, Puebla.

La espectroscopía de objetos extendidos es posible siempre y cuando estos sean menores que el largo de la rendija (25 mm.), y dado que la escala de placa es de $14''/\text{mm}$. se tiene un campo de ≈ 5.8 minutos de arco.

Asimismo, dado que la ventana de entrada del sistema es de 40 mm., correspondientes al fotocátodo del tubo intensificador, se tiene un campo total de $9.3''$.

6) Pruebas en Telescopio :

Durante la temporada del 20 al 25 de Julio de 1989 en el telescopio de 2 metros del OAN de San Pedro Martir, B.C., se tomaron un total de 52 espectros con el sistema ICCD acoplado al espectrógrafo Echelle en el modo de baja dispersión con rejillas de 300 y 900 líneas/mm.

Las figuras 6.a a la 6.c corresponden a espectros capturados utilizando una rejilla de 900 l/mm, por lo que el intervalo espectral va 3530 a 5030 Å, mientras que las restantes 6.d a 6.f se utilizó una rejilla de 300 l/mm teniendo un intervalo que va de 3050 a 7820 Å.

Figura 6.a : Objeto Z¹ Lyrae, estrella de tipo espectral Am, magnitud aparente 4.4, tiempo de integración 2 segundos, señal máxima 1875 conteos, líneas del CCD 169 a 172.

En el espectro se aprecia emisión en todas las longitudes de onda por lo que se llama espectro continuo, que se puede aproximar como un cuerpo negro al que se le superponen líneas de absorción. La serie de Balmer es prominente y dominan al espectro las líneas de 3798 (H10), 3835 (H8), 3970 (H_ε), 4101 (H_γ), 4340 (H_δ) y 4861 (H_β) del hidrógeno. También aparecen 3933 y 3968 del Ca II, así como la llamada banda G en 4300 Å.

Todas las líneas que aparecen son reales, y corresponden a líneas de absorción de Fe, Mn y otros elementos neutros o en el primer estado de ionización.

Figura 6.b : Objeto HR 7222, estrella de tipo espectral F2, magnitud aparente 6.9, tiempo de integración 2 segundos, señal máxima 2176 conteos, líneas del CCD 160 a 162.

El espectro es similar al de Z¹ Lyrae. Las líneas en 3933 y 3968 de Ca II aparecen mas predominantes.

Figura 6.c : Objeto Feige 92, estrella estandar de tipo espectral DP, magnitud aparente 11.4, tiempo de integración 60 segundos, señal máxima 4751 conteos, líneas del CCD 165 a 167.

Figura 6.d : Objeto NGC 7469, galaxia Seyfert 1.5, magnitud aparente 13.04, $Z = \Delta\lambda/\lambda = 0.0161$, tiempo de integración 170 segundos, señal máxima 16965 conteos, líneas del CCD 193 a 197.

Se puede ver la luz continua que proviene de las estrellas y las líneas de emisión del gas caliente. Las líneas mas intensas que aparecen son 4102 ($H\gamma$), 4340 ($H\delta$), 4861 ($H\beta$), 4959 y 5007 de O III, y 6563 ($H\alpha$).

Figura 6.e : Objeto LDS 749B, enana blanca, magnitud aparente 14.7, tiempo de integración 213 segundos, señal máxima 7963 conteos, líneas del CCD 206 a 210.

Figura 6.f : Objeto 1623+268, cuasar, magnitud aparente 16, tiempo de integración 852 segundos, señal máxima 3265, líneas del CCD 194 a 196.

La luz continua proviene de las estrellas y las líneas de emisión del gas caliente. Este objeto se aleja con velocidad cercanas a la de la luz, por lo que el corrimiento al rojo de las líneas es de $Z = 2.518$.

Se pueden apreciar las líneas 1240 N V, 1335 del C II, 1549 del C IV, 1640 He II, 1909 cIII y 2800 del Mg. En este espectro la línea mas brillante corresponde a 5577 del O I del cielo nocturno.

Este último objeto fue el mas debil observado durante la temporada por lo que debido al largo tiempo de integración, se aprecia un valor de corriente oscura mayor que el de cualquiera de los otros espectros.

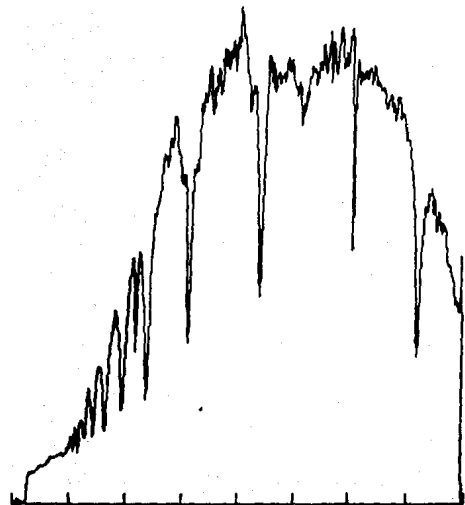


Figura 6.a : ζ^1 Lyrae

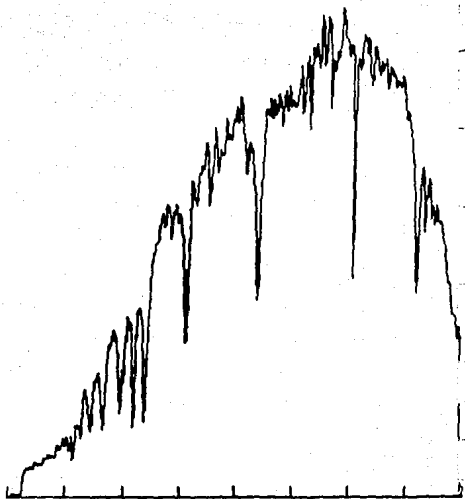


Figura 6.b : HR 7222

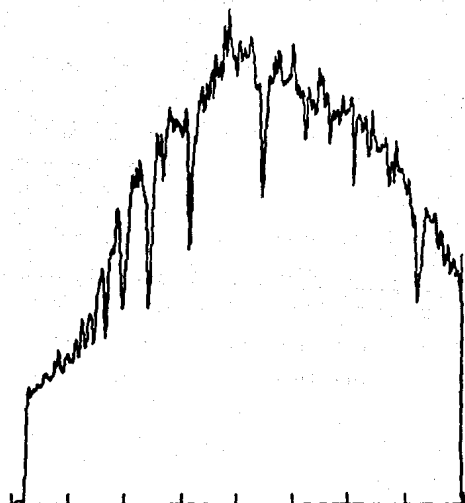


Figura 6.c : Feige 92

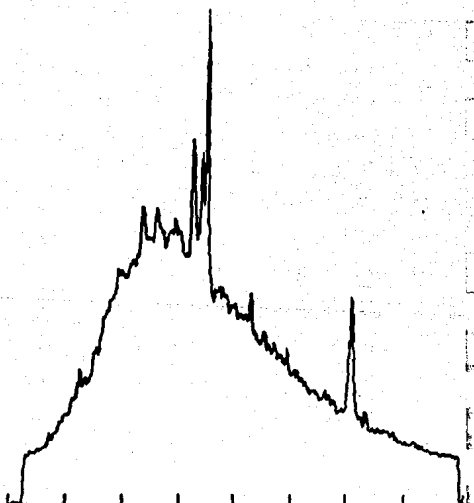


Figura 6.d : NGC 7469



Figura 6.e : LDS 749B

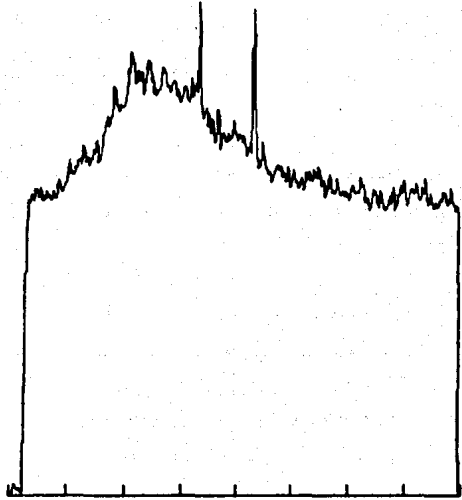


Figura 6.f : 1623+268

7) Desarrollo a futuro :

Mas allá de los objetivos del presente trabajo se están desarrollando, como complementos y mejoras al sistema a corto plazo dos puntos :

A) Conversión de archivos obtenidos con la computadora del sistema al formato FITS (Flexible Image Transport System), el cual es un estandar para manejo de archivos de imagen en todo el mundo y permite el acceso a los programas de análisis de información (reducción de datos) con que se cuenta en el Instituto de Astronomía.

B) Construcción de un conjunto refrigerador tambien basado en Celdas de efecto Peltier que se encargue de disminuir la temperatura del líquido refrigerante antes de llegar al intercambiador de calor del cabezal, de modo de obtener aun menos contribución por el efecto de corriente oscura. Con este sistema se espera alcanzar la temperatura de $\approx -30^{\circ}\text{C}$.

Cámara directa :

Otra alternativa de operación para este sistema es el de cámara directa, donde se aprovechan todos los elementos fotosensibles del detector (385 X 288 pixeles). Para utilizar al sistema en esta modalidad, es necesario substituir al espectrógrafo por una cámara óptica, construir una montura mecánica apropiada y desarrollar nuevos programas para el manejo de la información enviada por el CCD.

Esta aplicación permite hacer fotometría espacial de campos estelares con los filtros UBV (3600, 4400 y 5500 Å), así como de

objetos nebulares extendidos utilizando filtros de interferencia.

En cuanto a la resolución espacial del sistema en la aplicación como cámara directa, se tiene que como se mencionó, la escala de placa en el plano focal del telescopio es de $14 \hat{''}/\text{mm.}$, y dado que en el CCD los pixeles de $22 \mu\text{m.}$ por lado corresponden a pixeles de $86 \mu\text{m.}$ por lado a la entrada del intensificador, entonces se tiene que la resolución del sistema es de $\approx 1.2 \hat{''}/\text{pixel}$, la cual es mejor que la del telescopio de 1 mt., que corresponde a $2 \hat{''}$. Se tiene, entonces que la resolución espacial del conjunto se encuentra limitada por la resolución espacial del telescopio mas la turbulencia atmosférica y no por el detector.

BIBLIOGRAFIA :

- 1) Boller & Chivens, " Instruction Manual for Cassegrain Espectrograph ", USA 1967.
- 2) ITT, " Channel Intensifier Tube type F4113, Serial No. 19-338/1 ", USA 1982.
- 3) EEV, " CCD Imaging Technical Notes ", England 1983.
- 4) Melcor, " Solid state cooling with thermoelectrics ", USA 1986.
- 5) Carrasco, B.E., " Sistema de adquisición de información espectrofotométrica basado en un detector de estado sólido intensificado ", tesis de maestría, UNAM 1988.
- 6) Sotelo, P., " Fuente de alto voltaje para intensificador de imagen ", Reporte técnico # 46, Instituto de Astronomía, UNAM 1988.
- 7) Sanchez, B., Iriarte, A., Sotelo, P., " Interfaz ICCD - Computadora ", Reporte técnico # 63, Instituto de Astronomía, UNAM 1989.
- 8) Eccles, M.J., Sim, M. and Tritton, K.P., " Low light level detectors in astronomy ", Cambridge University Press, England, 1983.