

Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE CIENCIAS



Aplicación de Detectores Fotosensibles
Bidimensionales de Estado Solido a la
Observación Astronómica

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

Rogelio Adrián Enríquez Caldera

MEXICO, D. F.

1982



Universidad Nacional
Autónoma de México



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 esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

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

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

28 N° 13

APLICACION DE DETECTORES FOTOSENSIBLES
BIDIMENSIONALES DE ESTADO SOLIDO
A LA
OBSERVACION ASTRONOMICA

TESIS PROFESIONAL.

I N D I C E .
.....

Introducción	1
Capítulo I BREVE RESERVA DE DETECTORES ASTRONOMICOS BIDIMENSIONALES.	
1. Detector Ideal	3
2. Placa Fotográfica.....	4
3. Electronografía	5
4. Tubos de Cámara de Televisión	5
5. Arreglos Multicanal	10
Capítulo II DISPOSITIVO DE ACOPLAMIENTO CAPACITIVO.	
1. Funcionamiento	14
2. Características del Detector	27
Capítulo III EL SISTEMA PARA LA OBSERVACION ASTRONOMICA.	
1. Descripción del Sistema	43
2. Facilidades del Sistema	44
3. Descripción Detallada	46
Capítulo IV RESULTADOS EXPERIMENTALES.	
1. Pruebas en el Laboratorio	78
2. En el Telescopio	85
3. Comentario Final	90
Apéndice A	91
Apéndice B	100
Bibliografía	104

I N T R O D U C C I O N .

En el transcurso de varios años, desde 1960 aproximadamente, los detectores de imagen han sido de grán utilidad en las observaciones - astronómicas (espectroscopía, fotometría, etc.) por lo que en la actualidad muchos observatorios en el mundo cuentan con uno de ellos como parte del equipo instrumental asociado a un telescopio.

Uno de los detectores de imagen mas modernos es el Dispositivo de Acoplamiento Capacitivo (Charge Coupled Device CCD). Entre sus caracte-rísticas principales cuenta con una gran sensibilidad, una linealidad - practicamente total, una compatibilidad casi inmediata con los sistemas de procesamiento digital de información, un fácil proceso de operación y un bajo consumo de energía. Estas características representan algunas ventajas con respecto a los detectores utilizados hasta el momento, por ello, existen muchos intentos por utilizarlos como instrumentos en la investigación astronómica.

El trabajo aquí presentado consiste en el diseño y construcción de un sistema televisivo digital para la adquisición de imágenes astronó-micas utilizando un CCD como detector principal.

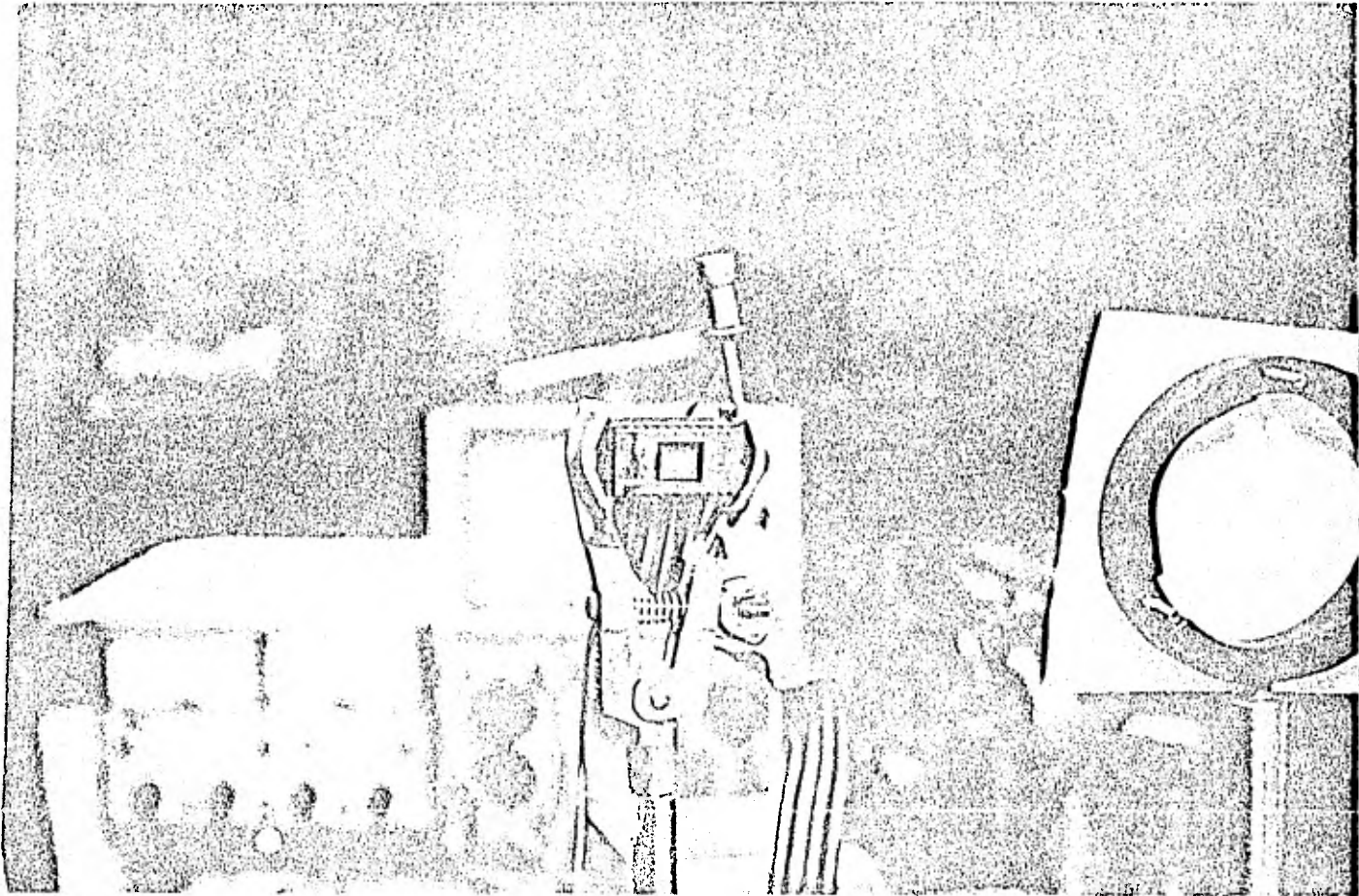
Para poder apreciar las características del detector CCD, se presen-ta en el capítulo I la descripción de un detector astronómico ideal así como un breve compendio de las ventajas y desventajas de los detectores de imagen bidimensionales que progresivamente se han aplicado a la obser-vación astronómica.

Para poder explotar al máximo las características de un CCD se realiza un estudio sobre el funcionamiento interno de dispositivo en el capítulo II, donde también se realiza el cálculo de algunos parámetros de un CCD típico (Eficiencia cuántica equivalente, fuentes de ruido, etc.).

La descripción del sistema televisivo, las facilidades operativas que permite y la discusión de los circuitos electrónicos que lo componen se realiza en el capítulo III.

Finalmente, en el capítulo IV son presentadas las evaluaciones del CCD en el laboratorio y una prueba del sistema total en el telescopio de 1 m del Observatorio Astronómico Nacional de Tonantzintla Pue.

Este aparato se llevó a cabo en el Laboratorio de Electrónica del Instituto de Astronomía UNAM, bajo la dirección del Físico Elfégo Ruíz Schneider, la colaboración de todos los integrantes de dicho Laboratorio y la contribución de los investigadores del mismo Instituto.



DETECTOR CCD 202 UTILIZADO EN ESTE TRABAJO.

C A P I T U L O I .

BREVE RESEÑA DE DETECTORES ASTRONOMICOS BIDIMENSIONALES.

En las últimas décadas se han puesto en funcionamiento gran variedad de detectores de luz para baja intensidad que se han aplicado a la astronomía. Estos detectores están basados tanto en emulsiones fotográficas y electronográficas como en materiales fotoemisivos, fotoconductivos y fotoeléctricos. Por la gran variedad existente de detectores astronómicos se hace necesario efectuar una evaluación clara de ellos para poder compararlos y realizar una elección apropiada cuando sea necesaria.

Para poder realizar la evaluación no basta comparar los detectores entre sí, sino mas bien hacerlo con un detector ideal. Este último debe tener eficiencia cuántica máxima y su única limitación fundamental para realizar medidas precisas de luz debe quedar impuesta por la naturaleza cuántica de la luz en el sentido de que, el arribo de fotones está caracterizado tanto por un ruido espacial como temporal (1).

1.- Detector Ideal.

Un detector ideal tendrá las siguientes características (2):

- 1) Alta probabilidad de detectar fotones (eficiencia cuántica máxima).
- 2) Igual peso estadístico para cada fotón en la imagen acumulada.
- 3) Resolución espacial superior a las características significativas de la imagen.
- 4) Resolución temporal mayor que el tiempo de variación sistemática del brillo, posición o calidad de la imagen.

- 5) Ruido oscuro despreciable en comparación con la señal de la imagen.
- 6) Memoria ilimitada para la información.
- 7) Métodos de lectura carentes de error o ruido.
- 8) Estabilidad durante periodos de horas o aún de días sin pérdida de resolución temporal y/o espacial.

2.- Placa Fotográfica.

Podemos empezar la revisión de detectores astronómicos bidimensionales con la placa fotográfica. Esta sufrió continuas y novedosas modificaciones para superar limitaciones tales como una eficiencia cuántica de 1%, falta de linealidad, intervalos dinámico y espectral limitados y fallas en la ley de reciprocidad (3) (4).

La eficiencia cuántica y excelente linealidad de los fotocátodos dan nuevas perspectivas astronómicas a la placa fotográfica puesto que, para obtener la imagen bidimensional de un fotocátodo se puede enfocar por: proximidad, magnéticamente o electrostáticamente, los fotoelectrones provenientes del fotocátodo sobre una pantalla de fósforo y acoplar una placa fotográfica a ésta. Aunque se logra ampliar el intervalo espectral obtenido con solo la placa fotográfica, se pierde resolución (debido a la pantalla de fósforo) y se mantienen los problemas de la placa con un considerable aumento en el ruido de fondo. Pueden colocarse varias etapas fotocátodo-pantalla de fósforo (intensificadores) precediendo a la placa fotográfica. El problema de la pérdida de resolución de los sistemas intensificadores que emplean enfoque electro-óptico y que es provocada por la dispersión de los fotoelectrones, se ve minimizado al utilizar las placas intensificadoras microcanal,

las cuales ofrecen entre otras cosas, la ventaja de tener área efectiva grande (5) (6).

3.- Electromografía.

Otra forma de extraer la imagen bidimensional del fotocátodo consiste en colocar una emulsión sensible a los fotoelectrones para obtener un registro permanente de ellos; a este método se le conoce como electromografía. Las principales ventajas de este método sobre el de la fotografía intensificada son las de obtener mayor resolución, linealidad prácticamente total, mayor señal de ruido y que no hay falla en la reciprocidad. Los grandes inconvenientes de esta técnica son las múltiples tareas asociadas con la utilización de las cámaras electrónicas, encontrándose entre los más importantes, los complicados sistemas de vacío utilizados para evitar la contaminación y destrucción del fotocátodo y el manejo de la película.

4.- Tubos de Cámara de Televisión.

Estos dispositivos recolectan de una manera mas eficiente la información del fotocátodo y combinan la habilidad de realizar medidas precisas de luz del fotomultiplicador con la recepción bidimensional de la fotografía.

Los tubos de cámara de televisión esencialmente no difieren mucho en su funcionamiento y todos generan una señal electrónica proporcional a la imagen. La mayoría de los autores que tratan estos dispositivos los dividen en dos grupos, los integradores y los no integradores, refiriéndose al hecho de que puedan o no acumular el flujo luminoso. En reali-

dad solo se encuentra entre los no integradores al disector de imagen por el hecho de no tener sección de blanco.

a) Disector de Imagen.

Es muy simple de operar y entre sus ventajas cuenta con la posibilidad de cambiar fácilmente el tamaño y patrón de muestreo y el de tener buena linealidad fotométrica ya que está basado en la estructura fotomultiplicadora (7). Al no poder integrar el flujo fotónico incidente excepto por el tiempo que tarda en barrer un punto del fotocátodo la abertura de entrada del multiplicador electrónico, el detector es poco sensible. Por eso, para obtener un número estadísticamente aceptable de fotones, el barrido debe ser lento o el área por examinar debe ser pequeña (8). Wampler a propuesto el uso de la pantalla de fósforo de la etapa intensificadora como una memoria intermedia, ya que el tiempo de decaimiento del fósforo es aproximadamente de 5 ms lo que permite que un punto en el fotocátodo pueda ser leído varias veces y de esta forma se atenua la falta de integración. A pesar de que el sistema de Wampler es uno de los mejor implementados, quedan presentes muchos problemas ocasionados por las propiedades de la pantalla de fósforo, excesivo ruido de fondo y pérdida de información hasta un 40%, esto último provocado por la degradación que sufre la eficiencia cuántica de su cátodo en proporción directa al número de elementos independientes en los que es descompuesta una imagen (píxeles), esto es, si una escena es descompuesta en N píxeles, la información recogida por el disector es solo $1/N$ de la información presentada en el fotocátodo y así, la eficiencia cuántica es N veces mas pequeña que la de su cátodo. (10)

b) Orticon e Isocón.

Son buenos detectores a niveles bajos de luz pues al usar la estructura del fotomultiplicador logran una amplificación no ruidosa; además, si se enfría el blanco se pueden emplear tiempos de integración largos.

Sufren de limitada capacidad de almacenamiento, lo que repercute en un intervalo dinámico limitado. En el Isocón, al aislarse electromagnéticamente el haz de señal que regresa del haz que escudriña el blanco, se mejora la razón señal a ruido. Cuando con estos detectores se observan fuentes luminosas en movimiento y de poco brillo, se produce una señal rezagada provocada por la distribución de energías en el haz de lectura, este efecto es mas severo en el Isocón; sin embargo, por tener éste menos ruido que el orticon, es mas útil para niveles bajos de luz.

Si se preceden estos detectores de una etapa intensificadora se logra registrar eventos singulares, pero ello exige usar una distancia grande entre el blanco y la rejilla recolectora proporcionando una capacidad pequeña que proporciona mayor sensibilidad. Sin embargo, su pequeño intervalo dinámico los hace poco útiles para medidas fotométricas cuantitativas.

c) Vidicones.

Los miembros de esta familia se diferencian entre sí por el modo de acumular la carga en el blanco. A ella pertenecen los vidicones convencionales (blancos fotoconductores de sulfuro de plomo o de óxido de plomo -Plumbicón-), los vidicones de conducción por electrones secundarios (SEC), los de blanco de silicio y los de blanco intensificado de silicio (SIT o EBS).

En estos tubos cuando están fríos el límite de detectabilidad puede estar dado por el detector mismo o por el preamplificador, dependiendo del tiempo de integración esto es, existe un tiempo t_0 para el cual la contribución del preamplificador, que es constante, y la del detector, que es creciente, son iguales, para $t < t_0$ la detectabilidad se ve limitada por el preamplificador y para $t > t_0$ el detector impone el límite de detección (11). Existe señal rezagada, ya que el haz electrónico se vuelve ineficiente al leer los blancos fotoconductores cuando se emplean a niveles bajos de luz, esto provoca una transferencia no lineal.

Si se los acopla a etapas intensificadoras es posible lograr una detección de fotoeventos únicos con un intervalo espectral extendido.

Se puede lograr una sensibilidad 150 veces mayor si se bombardea un blanco de cloruro de potasio con electrones de alta energía para provocar una conducción por electrones secundarios, lo que ocurre en el modo SEC. La baja capacidad por elemento del blanco da como resultado que se necesiten menos electrones para producir un cambio en el voltaje produciéndose la alta sensibilidad de este detector, pero también reduce el intervalo dinámico. Una de las ventajas más importantes de este blanco es la ausencia de corriente oscura, debida a la alta resistencia del cloruro de potasio. Así mismo, se ha minimizado el efecto por carga rezagada, dando como resultado el poder integrar hasta por varias horas. Su principal desventaja en aplicaciones fotométricas, es su poca estabilidad debida al caracter estadístico del blanco para la generación de electrones secundarios que en general, es una función de la temperatura del blanco y de la energía de los electrones incidentes. Otras desventajas son: el sobremuestreo, la falta de linealidad y el daño irreme-

diable del blanco por sobreexposición, riesgo que se ha reducido en algunos casos al introducir una rejilla supresora(12).

El mas reciente de los vidicones es el que utiliza un blanco semiconductor formado por uniones PN independientes e inversamente polarizadas: el SIT o EBS (silicio bombardeado por electrones). El proceso de multiplicación en el blanco (2000 pares por fotoelectrón) aumenta la carga almacenada por evento, lo que reditua una sensibilidad mayor. La carga rezagada en estos dispositivos, que se presenta al ser sometidos a bajas intensidades luminosas, es provocada por la ineficiencia de recargar los diodos del blanco con el haz electrónico escudriñador. Por las características internas de la unión PN de generar cargas dependiendo de la temperatura, existe corriente oscura que impide usar este tubo por periodos de integración largos.

Existe otro vidicón, el RBV, que utiliza el regreso del haz de electrones para transducir la información lumínica. Este tubo se ha utilizado por su gran resolución, pero debido a la baja eficiencia de lectura del blanco fotoconductor (cuya eficiencia cuántica es 80%), el valor de la eficiencia cuántica equivalente está entre 0.5% y 1% (13).

En general, los sistemas de cámara de televisión tienen como principales ventajas, el poder monitorear instantaneamente la información y utilizar muchas técnicas computacionales para su análisis y síntesis (V.G. integrar en memoria, etc.); pero no son buenos contadores de fotones por su poca resolución temporal(14).

5.- Arreglos Multioanal.

Considerando la alta precisión fotométrica del fotomultiplicador al

ser operado como contador de pulsos, se ha intentado ensamblar un número grande de ellos (≤ 100) solo que, los innumerables problemas prácticos (el mantener el banco de fotomultiplicadores igualmente calibrados, y mantener a la misma temperatura los amplificadores y fotocátodos, etc.) han hecho que estos arreglos multicanales solo tengan aplicación práctica en algunas investigaciones especializadas.

Se ha hecho incidir los electrones provenientes de un fotocátodo sobre una matriz de diodos como otro intento de formar imágenes con elementos discretos fotosensibles, obteniéndose un intervalo dinámico amplio, con buena eficiencia cuántica. El problema en este caso, es que los diodos tienen corriente oscura que se complica si se contaminan con el metal alcalino del fotocátodo, existiendo además una degradación de la unión PN por los rayos X. La limitación fundamental de estos excelentes detectores es su escaso número de elementos de imagen.

En la actualidad, con los avances en la construcción de circuitos integrados, es posible encontrar arreglos de fotodiodos autoescudriñados.

En esta rama podemos encontrar dos tipos de detectores diferenciados entre sí esencialmente por la forma de ser cargados y leídos los elementos del arreglo, estos son: los tipo MOS y los tipo CCD; en este último existen dos subramas, los CCD propiamente dichos que destruyen la información en cuanto es leída y los CID en los que existe la posibilidad de dejar intacta la información después de ser leída.

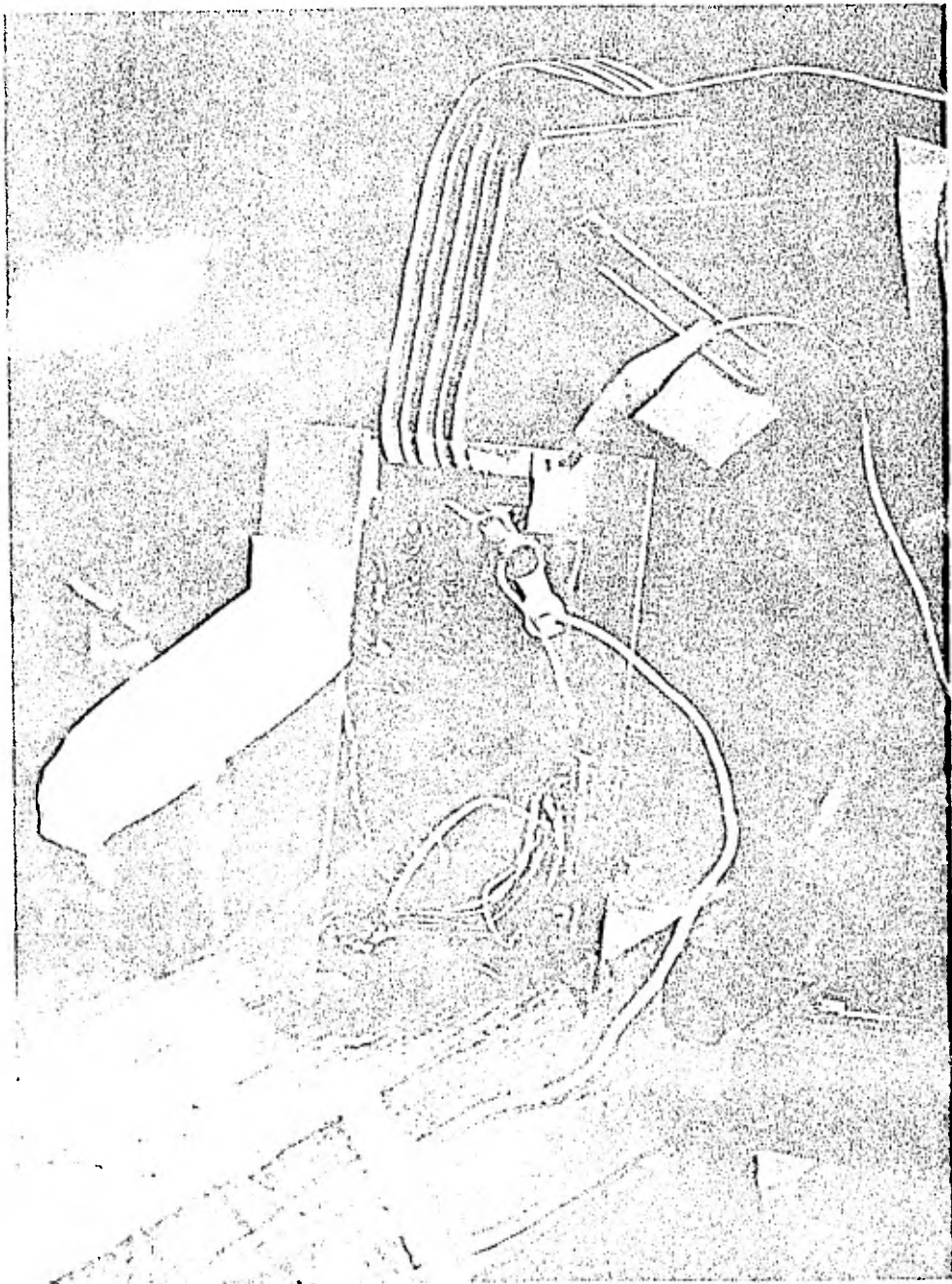
Un sensor tipo MOS está formado por fotodiodos conectados individualmente a una línea de señal común y que son descargados secuencialmente hacia un amplificador por medio de un interruptor de transistor MOS (uno por cada uno) controlado por circuitos lógicos. Este tipo de detector

tiene dos errores sistemáticos: una perturbación justo cuando la señal aparece en el amplificador provocada por las transiciones de los circuitos lógicos internos y un ruido de patrón fijo debido a las desigualdades entre dichos circuitos.

Un CCD consiste en un arreglo de capacitores MOS que al ser controlados por voltaje, descargan secuencialmente su información en un amplificador. Este dispositivo es mas sensible que el anterior ya que su capacidad de salida es tan solo la del último elemento. Sus características son tan buenas como el detector solo, pues el amplificador está prácticamente en contacto directo y muy cerca de los capacitores. El ruido de corriente oscura puede hacerse despreciable si se enfría el dispositivo. Estos sensores de imagen de estado sólido han llegado a sustituir a las antiguas cámaras de televisión en las aplicaciones astronómicas - pues, a pesar de sus problemas, se obtiene de ellos una buena eficiencia cuántica (20%), buen intervalo dinámico (1000 : 1) y excelente linealidad (0.01%).

REFERENCIAS.

- (1). Baum, W.A. Photosensitive Detectors. Annual Review of Astronomy and Astrophysics. Vol 2 año 1964. p. 165.
- (2). Lampton, M. LST Proposition 1975. Preimpreso.
- (3). Boyce, P.B. Low Light Level Detectors for Astronomy. Science. Vol 89 año 1977. p. 145.
- (4). Baum, W.A. Op. Cit. p. 169.
- (5). Carruthers, G.R. Electronic Imaging Devices in Astronomy. Astrophysics and Space Science. Vol. 14 año 1971. pp. 332,377.
- (6). Ford, W.K. Electronic Image Intensification. Annual Review of Astronomy and Astrophysics. Vol 6 año 1968. pp. 1,11.
- (7). Cuevas, S. y Gamboa, A. Cámara de Televisión Controlada por Microcomputadora para Fines Astronómicos. Tesis Profesional de Físico. Fac. de Ciencias UNAM 1977.
- (8). Carruthers, G. OP. Cit.
- (9). Livingston, W.C. Image Tube Systems. Annual Review of Astronomy and Astrophysics. Vol. 11, 1973. p. 108.
- (10). Lowenthal, S. Transmission of information through electro-optical systems. P. 70
- (11). Ruiz, E. Aplicación de Detectores Optoelectrónicos en Espectroscopía. Tesis Profesional de Físico. Fac. de Ciencias UNAM.1974.
- (12). Carruthers, G. Op. Cit. P. 367.
- (13). Livingston, W.C. Op. Cit. p. 111
- (14). Lampton, M. Op. Cit. pp. 15 y 16.



SECCION GENERADORA DE FASES Y DE SINCRONIA.

DISPOSITIVO DE ACOPLAMIENTO CAPACITIVO.

En la 1a. parte de este capítulo se describirá el funcionamiento de un dispositivo de acoplamiento capacitivo utilizado -- como sensor de imagen. En la 2a. parte se discutirán los principales parámetros que caracterizan a este detector.

1.- Funcionamiento.

a) Acoplamiento capacitivo.

El Dispositivo de Acoplamiento Capacitivo (Charge Coupled Device CCD) es un aparato que transfiere colectivamente -- cargas eléctricas de un capacitor semiconductor a otro adyacente. Se puede visualizar como una estructura formada por capacitores-semiconductores (capacitores hechos de materiales de estado so lido) que translada un paquete de cargas cuyo movimiento se controla al aplicar diferencias de potencial al elemento capacitivo correspondiente. (1).

Al poder acumular y transferir paquetes de carga que normalmente representan información, el CCD se convierte en un registro de corrimiento analógico algunas de cuyas aplicaciones al -- proceso de señales son líneas de retardo, memorias y sensores de imagen.

Como primer paso para la descripción de su funcionamiento, se describe un capacitor semiconductor cuyo corte transversal se muestra en la figura II.1

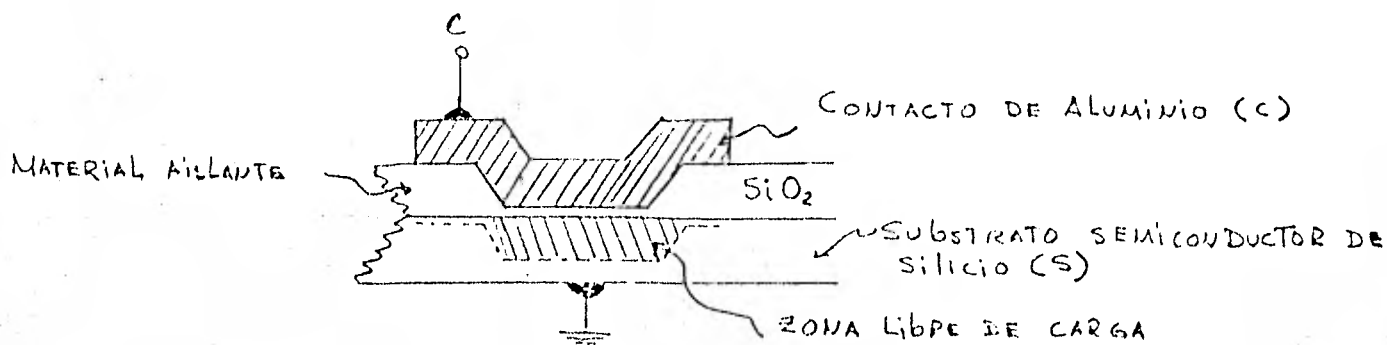


Figura II.1 Capacitor Semiconductor

Se forma así un capacitor Metal-Oxido-Semiconductor (MOS) donde el sustrato es un cristal semiconductor extrínseco tipo P Silicio con contaminación de Boro donde los portadores de carga mayoritarios son los hoyos; una capa de óxido de Silicio como aislante y un electrodo metálico. Puede ser también un semiconductor tipo N, en cuyo caso, el análisis es idéntico, solo que los potenciales son invertidos y los portadores de carga cambian de signo.

Cuando se aplica un voltaje positivo en el electrodo compuerta C respecto al sustrato S, se repele a los portadores mayoritarios, resultando así una región cercana a la superficie llamada zona libre de carga que es una región dispuesta a aceptar cargas negativas con un tiempo de relajamiento térmico propio del dieléctrico, es decir no es una condición estable ya que los electrones generados térmicamente tenderán a invadir los estados aceptantes del semiconductor en un tiempo característico; para tiempos mucho más chicos que éste, existe un pozo de potencial y su profundidad depende de el voltaje V_c aplicado.

Un CCD consiste de un arreglo de capacitores MOS aproximados de tal forma que sus pozos de potencial se traslapen. (figura II.2)

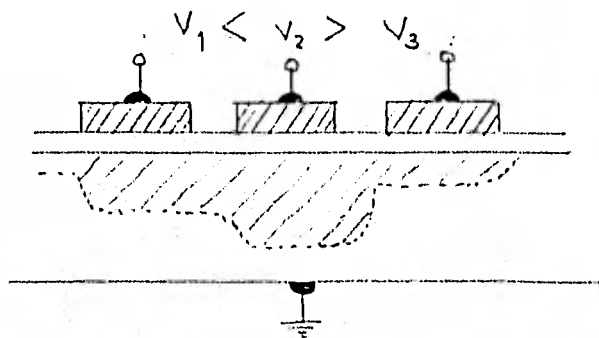


figura II.2

Arreglo de capacitores MOS cuyos pozos son generados por potenciales V_1 , V_2 y V_3 .

Si un pozo de potencial es llenado con un "paquete" de electrones lo podemos "acoplar" o transportar de un elemento capacitivo a otro cuando la profundidad de los pozos es alterada por voltajes periódicos convenientemente secuenciados. La figura II.3 donde se muestran los potenciales aplicados a las diferentes compuertas y el movimiento de electrones en paquetes por el semiconductor. Esto es en esencia el Acoplamiento Capacitivo.

Los potenciales periódicos ϕ que solo tienen dos estados, el nivel más alto de potencial o prendido y el nivel cero de potencial o apagado, los referiremos como pulsos de reloj; aunque en la práctica siempre existe una pendiente finita como se muestra en el intervalo

$[t_2, t_4]$.

El movimiento de cargas a través de la energía potencial formada al traslaparse los pozos individuales, llamado el canal, es gobernado

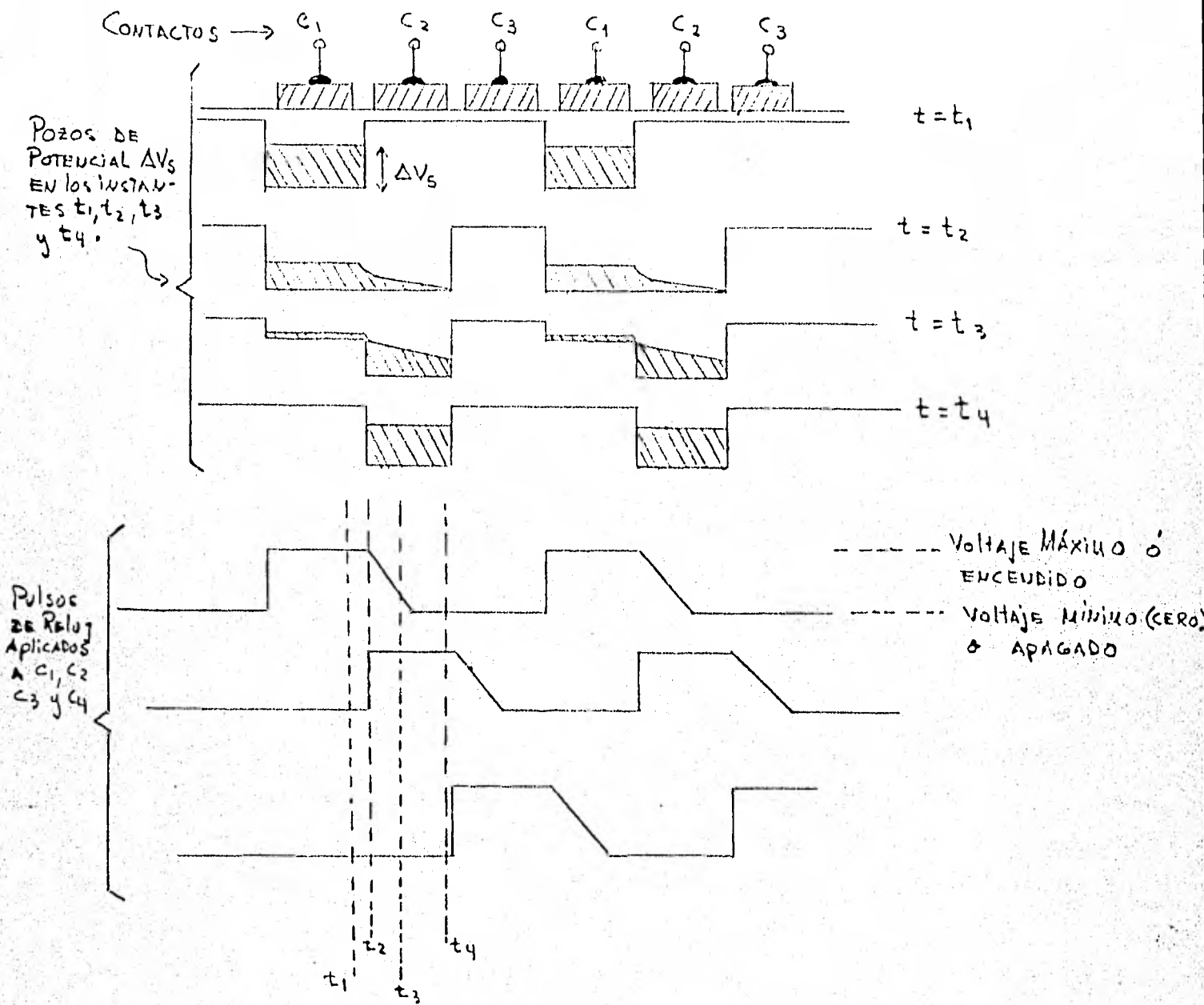


figura II.3 Transporte de carga por un CCD.

por las fuerzas internas del paquete de cargas, por la corriente de difusión provocada por energía térmica y por las fuerzas generadas por el campo eléctrico; la magnitud de estas fuerzas depende de la

densidad de carga en el paquete, de la geometría y parámetros eléctricos del dispositivo. La difusión y las fuerzas de campo eléctrico son las más importantes al final del ciclo de transferencia y las fuerzas internas son las responsables de mover cerca del 90% de la carga total por un cortísimo tiempo al principio del ciclo (2).

b) Ineficiencia de transporte de carga.

Claramente el 100% de la carga no puede moverse instantáneamente de un pozo de potencial a otro; esta ineficiencia de transporte ξ se debe principalmente a la captura de cargas por estados de interfase, (la interrupción abrupta de la estructura periódica del cristal en la interfase silicio-óxido de silicio introduce una alta densidad de estados energéticos en la banda prohibida creando trampas para los portadores de carga). Esto representa una pérdida de carga entre pozo y pozo, pero también, cada paquete obtiene una contribución del paquete de carga previo que pasó por ahí ya que las cargas son liberadas por las trampas en un tiempo característico, que es más grande que el tiempo característico de captura.

Lo anterior nos lleva a pensar que es beneficioso tener carga previamente en el pozo (alrededor de 20%) para que los estados superficiales sean llenados, esta carga es llamada carga de fondo. De esta forma la pérdida y la ganancia en cada transferencia puede cancelarse a primer orden (3).

Otra forma de eliminar la pérdida de carga debida a los estados superficiales es haciendo que el canal se aleje de la superficie, esto es, formar un canal profundo; lo que se logra incluyendo una capa delgada de material semiconductor de tipo opuesto al del sustrato que cuando

se vacía de portadores mayoritarios al aplicar un voltaje apropiado, genera el potencial resultante es de forma parabólico cuyo comportamiento es similar al canal de superficie. Vease figura II.4

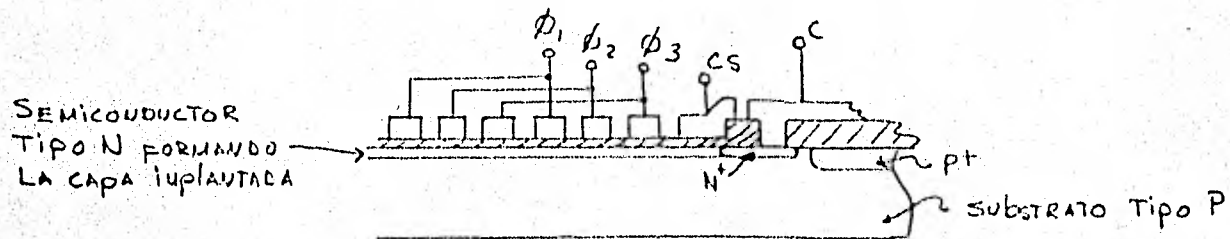


figura II.4 CCD de canal profundo.

Con esta técnica se han logrado eficiencias de transporte η mayores al 99.99%.

Una ventaja de este tipo de CCD es que aumenta la movilidad de los portadores de carga, ya que el transporte se realiza en una zona profunda donde el material es más uniforme y aumentan las fuerzas por campo eléctrico. Con esto, puede llegarse a trabajar con pulsos de reloj de una frecuencia mayor a los 100 MHz.

Sin embargo tiene como desventaja que al disminuir la capacidad efectiva se reduce la cantidad de carga que se puede transportar.

En el caso mostrado en la figura II.3 los pozos de potencial

son simétricos por lo que la dirección del flujo de cargas esta dada por la asimetría de los pulsos de reloj (que pueden ser tres o más). Sin embargo, si se logra una asimetría en cuanto a la profundidad de los pozos, el flujo se dirigirá hacia el más profundo con tan solo dos fases ~~asimétricas~~, esta asimetría se realiza por la implantación de iones figura II.5 o por utilizar dos gruesos diferentes en el óxido figura II.6

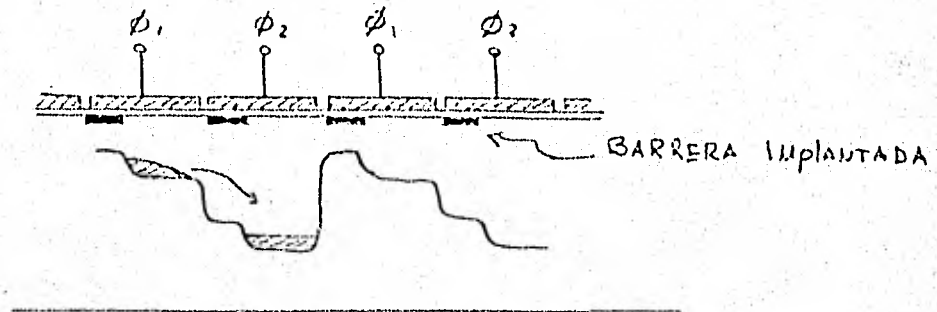


Figura I.4 Implantación de Iones en un CCD de dos Fases Simétricas

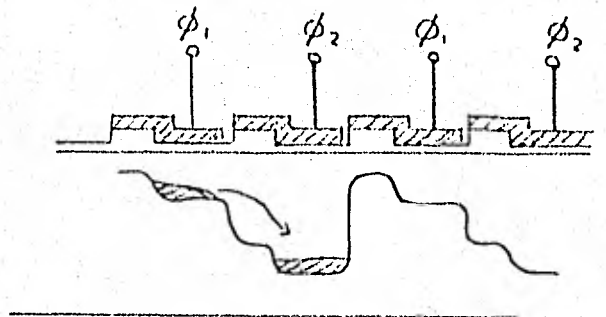


Figura I. 5 CCD de dos fases Simétricas con el Oxido en Escalón.

c) Detección de luz.

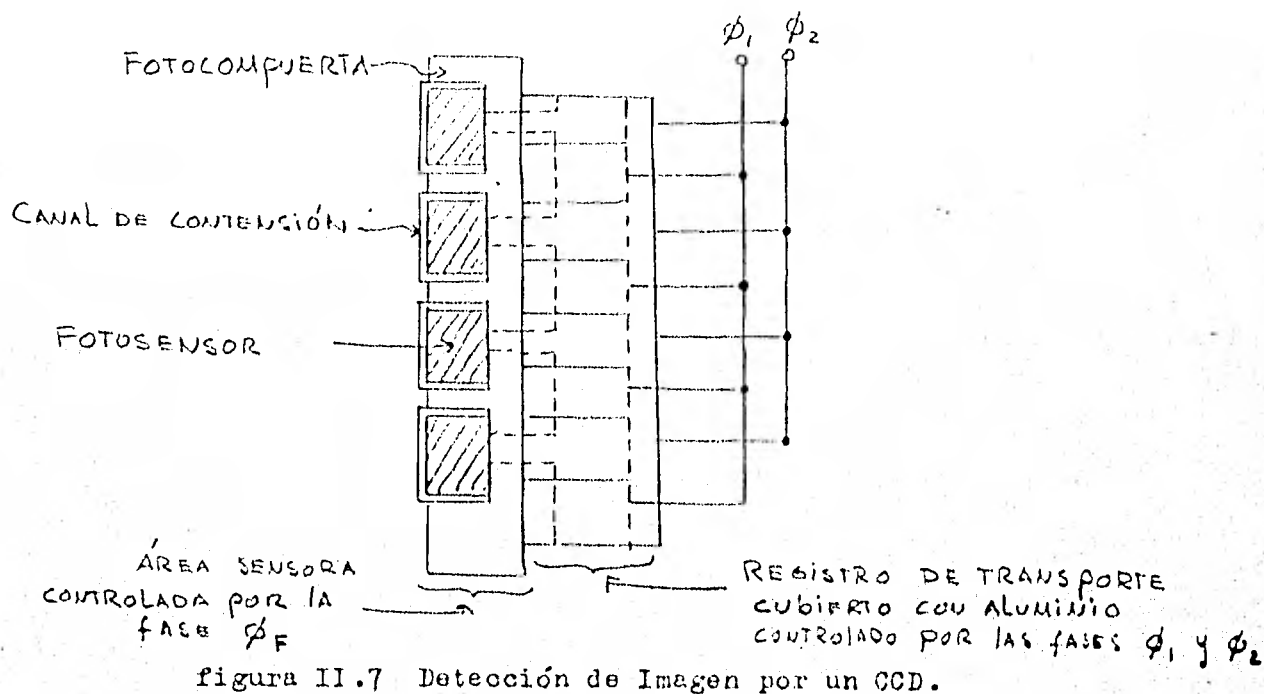
De forma específica y particular se describe el funcionamiento del CCD a la detección de imágenes.

Los paquetes de carga que son transportados por un CCD pueden generarse fotoeléctricamente al iluminar un elemento capacitivo ^{DeL} dispositivo. La iluminación puede hacerse por la parte del sustrato o por el electrodo conductor cuando este es fabricado con un material transparente (normalmente silicio policristalino). De esta forma puede emplearse al CCD como un detector de Luz.

La siguiente descripción de un CCD como sensor de imagen está limitado al tipo de iluminación por el electrodo conductor.

Se puede formar toda una área fotosensora si se colocan juntos varios capacitores semiconductores separados entre si por canales de contención y se hace que el electrodo conductor sea común y transparente formando así la fotocpuerta; la carga generada y acumulada bajo la fotocpuerta puede ser transportada por acoplamiento capacitivo si se coloca un arreglo CCD adyacente al área sensora, este último es denominado registro de transporte.

La figura II.7 muestra lo anteriormente descrito y la operación de detección de luz se realiza como sigue:



Se aplica un pulso de reloj ϕ_F a la fotoc compuerta y se mantiene prendido por un intervalo de tiempo. Durante ese periodo, el llamado tiempo de integración, se adquiere la imagen.

Los fotones pasan a través de la estructura del silicio policristalino incidiendo en el sustrato de silicio que es altamente sensitivo a la radiación electromagnética comprendida entre el visible y el cercano infrarrojo.

Al ser absorbidos esos fotones, por efecto fotoeléctrico, generan pares electrón-hoyo en cantidad proporcional al flujo de luz incidente.

Los hoyos se recombinan en el silicio mientras los electrones ocupan los pozos de potencial (fotosensores) generados por ϕ_F . La cantidad de carga acumulada es una función lineal de la intensidad luminosa incidente y del tiempo de integración.

Al final del tiempo de integración las compuertas del registro de corrimiento adyacentes son mandadas a un nivel de voltaje encendido ϕ_1

y el voltaje ϕ_F es apagado permitiendo que la fotocarga se transfiera al área de transporte.

Se inicia otro periodo de integración mientras el patrón de carga generado anteriormente es transportado por las fases ϕ_1 y ϕ_2 hacia una etapa donde será convertida en una señal eléctrica equivalente a la imagen óptica.

Se puede aumentar la resolución si se disminuye la distancia vertical entre los fotodetectores obligando a que se realice una lectura entrelazada de ellos, esto es, primero se leen y transportan los detectores adyacentes a los pozos controlados por ϕ_1 del registro de transporte y posteriormente se realiza el proceso de lectura y transporte de los detectores adyacentes a los pozos controlados por ϕ_2 .

Para un CCD en arreglo bidimensional existen dos formas para ejecutar la transferencia de información:

a) La transferencia por línea, que consiste simplemente en juntar varias columnas CCD sensores de luz del tipo de la figura II.7 y donde cada registro de transporte deposita un paquete de carga en otro registro de transporte (colocado perpendicularmente a los primeros y que transporta rápidamente los paquetes de carga hacia la sección sensora antes de que las columnas depositen sobre él nuevos paquetes de información (figura II.8)

b) La transferencia por cuadro consiste en que toda el área sensora esta formada por varias columnas juntas de elementos fotosensibles individuales, es decir, la fotocompuerta no es común. Esto permite que después del tiempo de integración todos los paquetes de carga sean transferidos por la propia área sensora hacia un área de almacenamiento donde posteriormente es transmitido al sensor de carga en una forma analoga a la transferencia de línea (figura II.9)

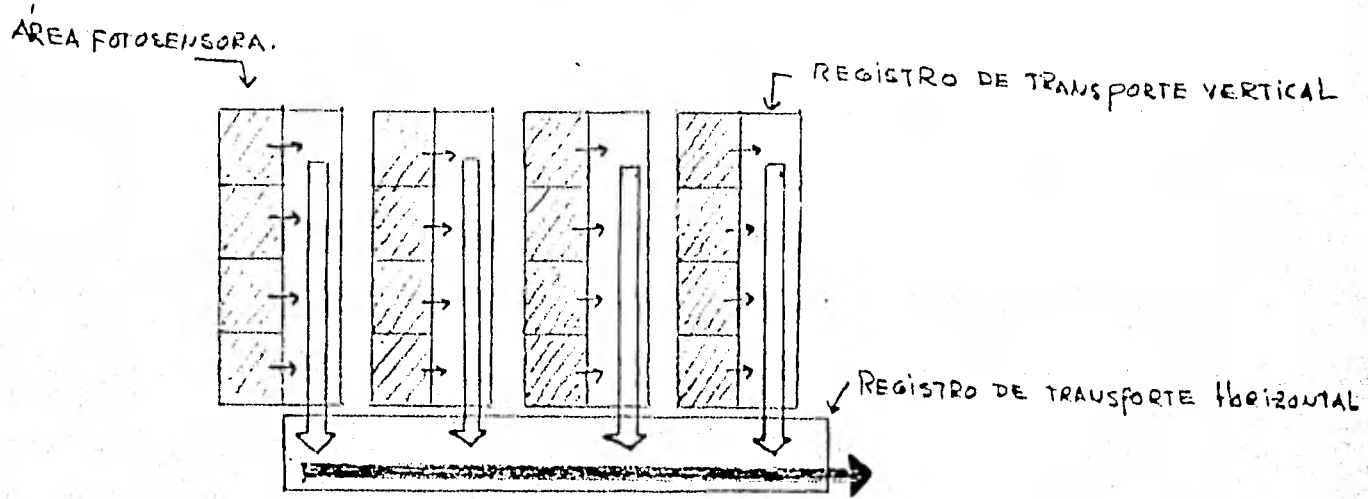


Figura II.8 Transfencia Interlinea.

- Transporte Capacitivo Inicial.
- Transporte Capacitivo que translada "paquete" por "paquete" al registro Horizontal.
- Transporte Capacitivo que translada los "paquetes" provenientes del registro vertical hacia el área de detección antes de que desemboquen en él nuevos "paquetes".

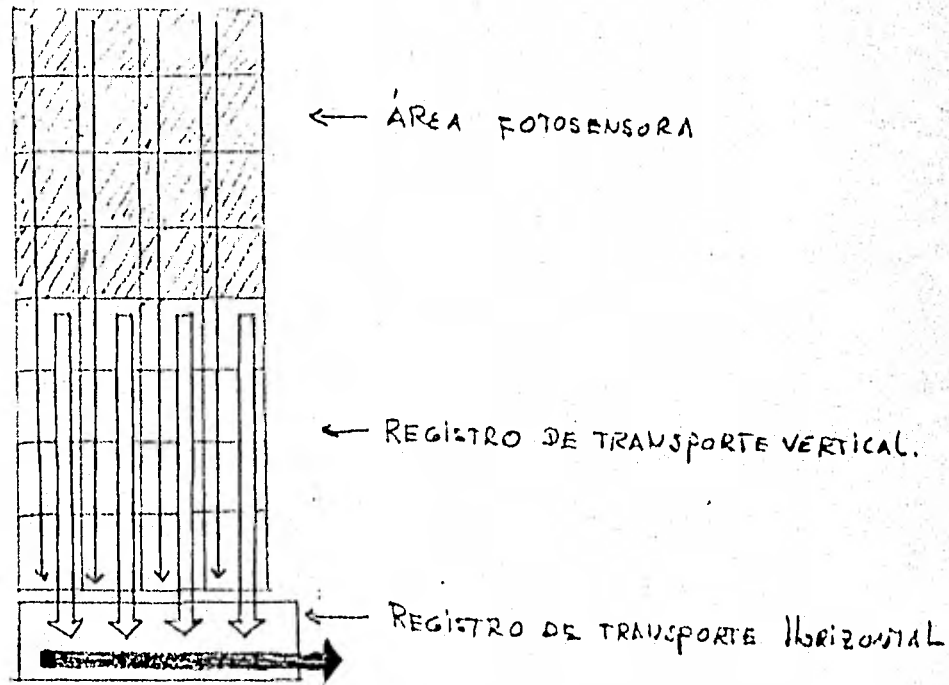


Figura II.9 Transfencia de Cuadro.

d) Detección de la carga.

De acuerdo con las descripciones anteriores puede apreciarse que la señal de cualquier CCD consiste de un paquete de portadores minoritarios que requieren de un circuito detector que sense la carga y la convierta a una señal electrónica en forma de voltaje o corriente. El diseño más popular y simple es el de difusión flotada, figura II.10

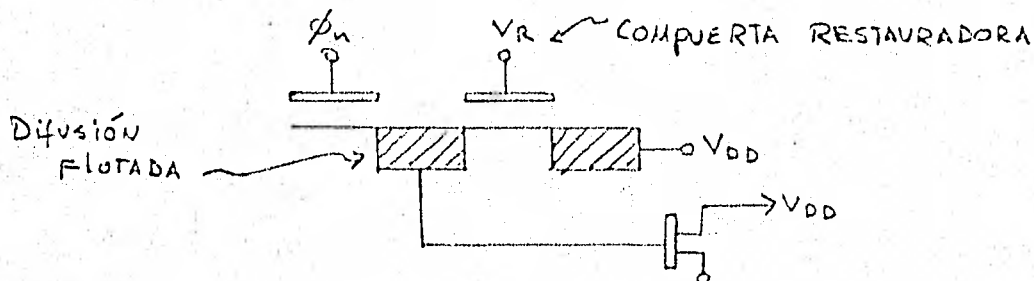


Figura II.10 Difusión Flotada.

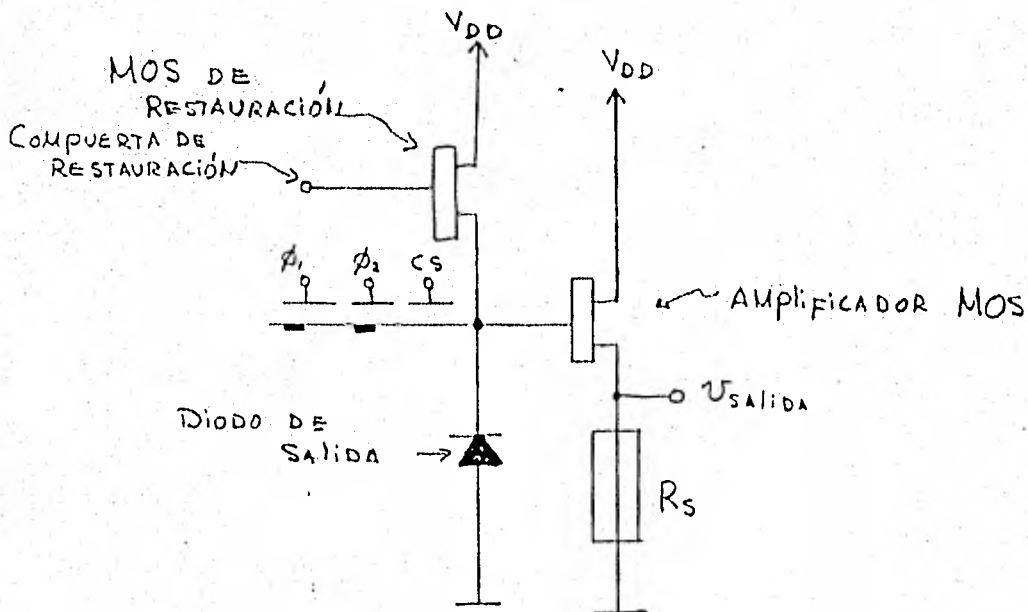


Figura II.11 Circuito Sensor y Convertidor de Carga a Voltaje.

En el esquema el diodo es cargado a algún valor fijo de voltaje, (el voltaje restaurador de drenaje) el interruptor restaurador tipo MOS se abre permitiendo que el diodo funcione como un capacitor para los portadores minoritarios cuando estos son transferidos a esta sección, resultando un cambio en el voltaje del diodo que puede ser monitoreado por una etapa amplificadora posterior.

El pulso de restauración introduce ruido coherente que pasa a través de la capacidad que existe entre la compuerta y la fuente del transistor MOS; éste puede ser eliminado si la salida final es ampliada diferencialmente junto con la señal de un diodo detector apócrifo implementado de igual forma que el primero, pero sin conectarse al canal del CCD y conectado a la misma línea restauradora a través de un interruptor MOS idéntico al del diodo detector.

Se aprecia la característica esencial de que todos los elementos de imagen son tratados por el mismo amplificador, permitiendo de esta forma uniformidad en el tratamiento de la información.

e) Características adicionales.

Cuando los pozos de potencial localizados bajo el electrodo ópticamente transparente son saturados con fotocarga, los portadores de carga pueden fluir y fluirán fuera de este pozo hacia los adyacentes llegando a esparcirse sobre todo el canal. Esto provocará que toda una columna pareciera estar expuesta a la misma cantidad de luz que generó el exceso de carga. Este esparcimiento puede prevenirse incorporando un diodo sumidero polarizado inversamente en lugar de todo

un canal de contención para drenar portadores de carga en su vecindad (4).

Cada elemento en la que fue subdividida una imagen (pixel), al ser detectado, transportado y amplificado ordenada y secuencialmente, tiene una posición definida permitiendo una gran compatibilidad con el tratamiento digital de la información.

2.- Características del Detector.

a) Intervalo Espectral.

El hecho de que el CCD utiliza las propiedades fotosensibles del silicio (material del que está fabricado el substrato de los chips), delimita directamente el intervalo espectral de detección; es decir, es sensible a las longitudes de onda comprendida entre $5\ 000\ \text{Å}$ y $1\ 000\ \text{Å}$ aproximadamente. Esto se muestra en la figura II.12.

b) Ruido.

La información representada por los paquetes de portadores minoritarios se mantiene aislada dentro del cristal semiconductor durante el proceso de transferencia por lo que, el CCD es esencialmente un dispositivo de bajo ruido. El ruido existente se debe a las siguientes fuentes: ruido de fotones, ruido de disparo, ruido de trampas, ruido introducido por el pulso de restauración y ruido del amplificador.

Un modelo para las fuentes de ruido se presenta en la figura II.13.

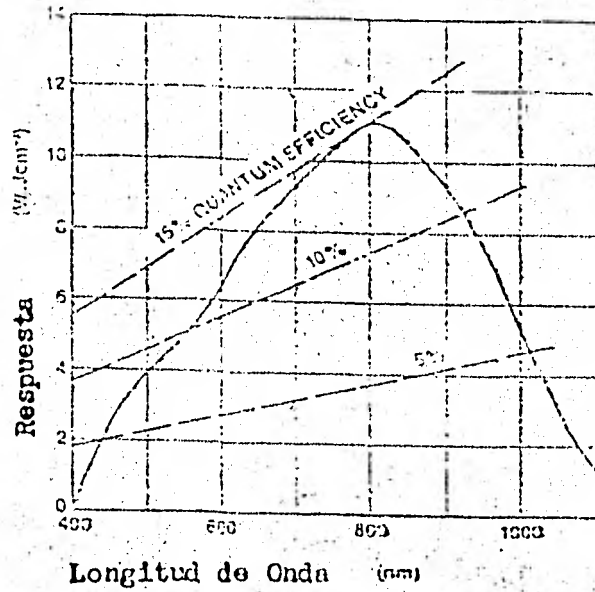


Figura II.12 Respuesta Espectral Típica de un CCD Fairchild.

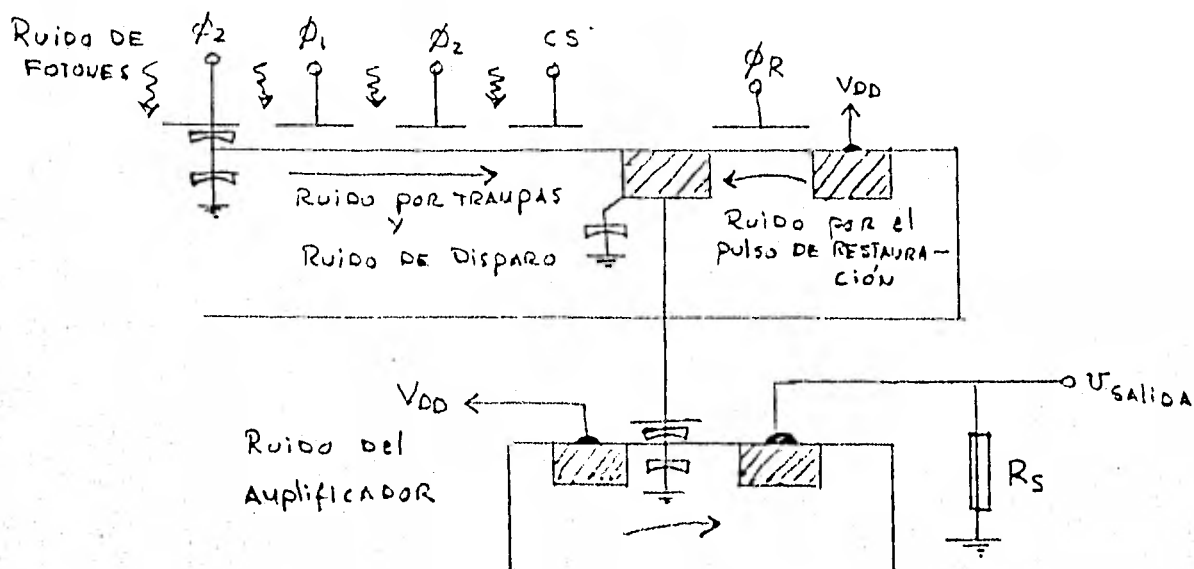


Figura II.13 Fuentes de ruido en un CCD.

1) Ruido de Disparo.

Se origina al haber fluctuaciones en la generación térmica y fotoeléctrica de los portadores de carga. La densidad de probabilidad de estas generaciones de carga tienen una distribución Poissoniana por lo que el número de electrones de ruido es:

$$\overline{\Delta n^2} = \bar{n} = \frac{I_e}{2e \Delta f}$$

donde I_e es la corriente interna, $T = \frac{1}{2\Delta f}$ es el tiempo mínimo para registrar una fluctuación individual y e es la carga del electrón.

Este ruido no limita el intervalo dinámico del dispositivo ya que es proporcional a la magnitud de la señal.

ii) Ruido de Trampas.

Surge como resultado del proceso aleatorio de atrapar y emitir cargas por las trampas del canal profundo; el proceso tiene una

distribución binomial.

La probabilidad de ser liberado un electrón en un tiempo t después de ser capturado por una trampa que se encuentra en una banda de energía E bajo la banda de conducción es:

$$P = 1 - e^{-t/t_e}$$

donde t_e es la constante del tiempo de emisión dada por:

$$t_e = A e^{-E/kT}$$

y A es un factor que depende del número de electrones y de la velocidad y movilidad de éstos.

La variancia en el número de electrones en función del número de estados profundos por unidad de volumen será:

$$\overline{\Delta n^2} = N_T e^{-t/t_e} [1 - e^{-t/t_e}]$$

Esta variancia depende de la frecuencia de operación. Si el pozo de potencial existe por un tiempo mayor que el tiempo característico de emisión (frecuencia de operación muy baja), todos los electrones atrapados serán emitidos y el ruido será pequeño; si la frecuencia de operación es muy alta, los electrones atrapados no tendrán tiempo de ser emitidos y el ruido será pequeño también y en alguna frecuencia intermedia habrá un máximo de ruido.

iii) Ruido de Johnson-Nyquist o Ruido KTC.

Ocurre cuando el capacitor del diodo es cargado para detectar la fotocarga. Las fluctuaciones del voltaje a través del capacitor son provocadas por las variaciones térmicas en el voltaje a través de la resistencia equivalente del transistor MOS que carga dicho capacitor.

Así, si el ruido en el voltaje a una temperatura T en el capacitor

es :

$$\overline{\Delta V^2} = \frac{kT}{C}$$

se generarán los siguiente electrones de ruido:

$$\overline{\Delta n^2} = \frac{kTC}{e^2}$$

iv) Ruido del Preamplificador.

El transistor MOS del preamplificador también introduce ruido cuyo origen es principalmente térmico.

El ruido térmico generado en el canal del MOS es aproximadamente el equivalente al ruido generado en una resistencia igual a $\frac{1}{g_m}$ (g_m es la transconductancia de dicho canal). Esto es, si el ruido en el voltaje está dado por

$$\overline{\Delta V^2} = 4kT \frac{1}{g_m} \Delta f$$

tendremos $\overline{\Delta n^2} = \frac{e^2}{e^2} \overline{\Delta V^2}$ electrones de ruido(5).

o) Corriente Oscura.

La corriente oscura tiene tres fuentes principales:

i) La corriente de difusión debida a la transición de electrones de banda a banda energética en el sustrato del CCD. Por tanto, si G es la razón de generación de portadores dada por:

$$G = \frac{n_p}{2t_0}$$

con $n_p = N_i e^{-E/2kT}$ el número de portadores generados térmicamente en una banda de energía E y t_0 es el tiempo de vida de estos electrones dentro de la zona libre de carga de ancho X , tendremos una densidad de corriente

$$\begin{aligned} J_{GEN} &= e G X \\ &= \frac{e X}{2t_0} n_p \end{aligned}$$

ii) la corriente debida a la generación de cargas en la zona profunda libre de cargas:

$$J_{\text{dif}} = D \frac{dn}{dx}$$

donde D es la constante de difusión, y $n = \frac{n_p^2}{N_A} [1 - e^{-x/L}]$ es el perfil de la distribución con N_A la densidad de electrones en dicha zona, y $L = \sqrt{Dt}$ la longitud de difusión en el tiempo t , de vida de los portadores minoritarios. Si el cálculo se hace en la interfase óxido-semiconductor se tendrá una densidad de corriente

$$J_{\text{dif}} = \frac{eD}{L} \frac{n_p^2}{N_A} \quad (x=0)$$

iii) La generación de cargas en la superficie. En la interfase óxido-semiconductor la razón de generación de cargas es:

$$G = \frac{1}{2} S_0 n_p$$

donde S_0 es la velocidad de recombinación superficial, por lo que la densidad de corriente es:

$$J_{\text{sup}} = \frac{1}{2} e S_0 n_p$$

El conjunto de las densidades de corriente anteriores dá un total de :

$$J_{\text{osc}} = \frac{e}{2t_0} n_p + \frac{eS_0}{2} n_p + \frac{eD}{LN_A} n_p^2$$

Y como n_p es proporcional a $e^{-E/kT}$ se tiene a partir de esta ecuación la dependencia de la corriente oscura con la temperatura.

Para un CCD típico el valor de la densidad de corriente oscura es de 10 nA/cm².

En un CCD de imagen se tiene, además de una densidad de corriente oscura J_f generada en los fotodetectores, una densidad de corriente oscura J_p generada en los pozos de transporte; así, cuando en dicho CCD se integra la imagen durante un tiempo T_i y el transporte se realiza

en un tiempo T_T , la cantidad de carga Q_{osc} debida a la corriente oscura será de :

$$Q_{osc} = A_F J_F T_i + A_P J_P T_T$$

donde A_F es el área del fotosensor y A_P es el área del pozo de transporte. En algunos casos cuando se integra por intervalos de tiempo suficientemente largos de tal forma que el tiempo de integración T_i sea mucho mayor que el tiempo de transporte T_T , como ocurre en el caso astronómico, solamente se tiene:

$$Q_{osc} \approx A J_F T_i$$

donde además se ha considerado que las áreas involucradas son iguales y por lo tanto las densidades de corriente J_F y J_P son iguales (lo que ocurre típicamente).

En un fotosensor siempre es deseable que la carga provocada por la corriente oscura Q_{osc} sea menor una fracción α de la carga de saturación Q_{SAT} que puede acumular dicho sensor; esto es,

$$\frac{Q_{osc}}{Q_{SAT}} < \alpha .$$

En términos del potencial ΔV_s y de la capacidad total C_o del fotosensor, la carga de saturación Q_{SAT} puede expresarse como:

$$Q_{SAT} = C_o \Delta V_s ,$$

por lo que la condición impuesta sobre la carga de corriente oscura es ahora :

$$\frac{Q_{osc}}{Q_{SAT}} = \frac{A J_{osc} T_i}{C_o \Delta V_s} < \alpha ,$$

de donde se puede calcular un límite para el tiempo de integración:

$$T_i < \frac{C_o \Delta V_s}{A J_{osc}} \alpha .$$

d) Cálculo Numérico de algunos Parámetros de Interés.

Se pueden realizar los cálculos de algunos parámetros de un CCD con la ayuda de los siguientes valores típicos (6):

Area del fotosensor	$A = 10 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$
Densidad de corriente oscura	$J_{osc} = 10 \text{ nA/cm}^2$
Ancho de banda	$f = 5 \text{ MHz}$
Capacidad total del fotosensor	$C_o = 0.07 \text{ pfarads}$
Diferencia de potencial en el fotosensor	$V_s = 5 \text{ volts}$
Transconductancia del preamplificador	$g_m = 130 \text{ mhos}$
Capacidad total de salida	$C_T = 0.1 \text{ pfarads}$ (esta capacidad está formada por la capacidad del diodo sensor de carga y la capacidad del transistor MOS del preamplificador)

- i) Carga total que puede ser acumulada por un fotosensor individual:

$$Q_{s\Delta} = C_o \Delta V_s = 0.35 \text{ pCoul}$$

lo que significa 2×10^6 electrones aproximadamente.

- ii) Tiempo de integración para cuando $\alpha = 10^{-3}$ y $T_i \gg T_T$:

$$T_i < \frac{C_o \Delta V_s}{A J_{osc}} = 17.5 \text{ ms}$$

- iii) Ruido total en términos de electrones (Δn_p) para cuando las fuentes de ruido son: el ruido de corriente oscura (Δn_{osc}), el ruido de disparo (Δn_{Dis}), el ruido KTC (Δn_{KTC}), el ruido generado por trampas (Δn_{tram}) y el ruido térmico en el preamplificador (Δn_{Amp});

esto es:

$$\overline{\Delta n_T^2} = \overline{\Delta n_{osc}^2} + \overline{\Delta n_{Dis}^2} + \overline{\Delta n_{KTC}^2} + \overline{\Delta n_{TRAM}^2} + \overline{\Delta n_{AMP}^2}$$

Si se opera fuera de la frecuencia donde Δn_{tram} es máximo, este ruido es despreciable, por lo que solo tendremos los siguientes ruidos:

$$1) \overline{\Delta n_{\text{osc}}^2} = \frac{J_{\text{osc}} A T_i}{e} \approx 1250 \text{ electrones}$$

$$2) \overline{\Delta n_{\text{Dis}}^2} = \frac{I_e T_i}{e} \approx 1414 \text{ elec. cuando la señal es máxima}$$

$$3) \overline{\Delta n_{\text{KTC}}^2} = 400 \sqrt{C} \approx 165 \text{ elec. a temperatura ambiente con}$$

$C = C_T + C_o$ en pfarads

$$4) \overline{\Delta n_{\text{amp}}^2} = \frac{4kT}{q_m} \Delta f \approx 36 \text{ elec. a temperatura ambiente.}$$

y finalmente $\overline{\Delta n_T^2} \approx 2900$ electrones.

o) Eficiencia Cuántica Equivalente E.C.E.

La E.C.E. se define en función de la razón señal a ruido de entrada $\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{ENT}}$ y de la razón señal a ruido de salida $\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{SAL}}$ como:

$$\text{E.C.E.} = \frac{\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{SAL}}^2}{\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{ENT}}^2}$$

Si \dot{N}_F es el número de fotones por unidad de tiempo por unidad de área que inciden sobre un detector de tipo CCD, el ruido asociado a éstos durante un tiempo de integración T es:

$$\overline{R^2} = \dot{N}_F T,$$

mientras que la señal es

$$S = \dot{N}_F T$$

y por lo tanto el cuadrado de la razón señal a ruido de entrada es:

$$\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{ENT}} = \dot{N}_F T.$$

En el detector, el ruido en función de la eficiencia cuántica η estará compuesto por:

el ruido de fotones transferido al detector $\overline{R_F^2} = \eta^2 \dot{N}_F T,$

el ruido de disparo $\overline{R_{Dis}^2} = \eta \dot{n}_{FT}$ y

el ruido de la corriente oscura $\overline{R_{osc}^2} = \frac{J_{osc} T}{e}$.

Por tanto el ruido total $\overline{R_T^2}$ será:

$$\overline{R_T^2} = \overline{R_F^2} + \overline{R_{Dis}^2} + \overline{R_{osc}^2} = \eta^2 \dot{n}_{FT} + \eta \dot{n}_{FT} + \frac{J_{osc} T}{e}$$

la señal de salida del detector es :

$$S_{SAL} = \eta \dot{n}_{FT} + \frac{J_{osc} T}{e}$$

donde la señal debida a la corriente oscura, por ser una constante, puede ser facilmente restada. Por tanto el cuadrado de la razón señal a ruido de salida es:

$$\left(\frac{S}{R}\right)_{SAL}^2 = \frac{\eta \dot{n}_{FT}}{\eta \dot{n}_{FT} \left(\eta + 1 + \frac{J_{osc}}{\eta \dot{n}_{FT} e} \right)}$$

Finalmente la eficiencia cuántica equivalente será:

$$E.C.E. = \frac{\eta \dot{n}_{FT}}{\eta + 1 + \frac{J_{osc}}{\eta \dot{n}_{FT} e}}$$

Si el detector se coloca a bajas temperaturas para disminuir el ruido tal que $J_{osc}/e \ll \eta \dot{n}_{FT}$ tendremos una mayor E.C.E.:

$$E.C.E. = \frac{\eta}{\eta + 1} ;$$

la cual es válida aún cuando las señales sean débiles.

Si el detector no se enfría, la expresión anterior solo se obtiene para señales intensas ya que solo así la contribución al ruido por parte de la corriente oscura es despreciable.

e) Función de Transferencia de Modulación F.T.M.

La función de transferencia de modulación es la respuesta del sistema a frecuencias espaciales senoidales de entrada normalizada a una frecuencia espacial cero.

El teorema de muestreo de Shannon establece que la frecuencia de muestreo debe ser dos veces la frecuencia máxima por recuperar, esta última es llamada frecuencia de Nyquist. Se puede establecer para un arreglo de fotodetectores que solamente se reconstruirán las frecuencias espaciales que tengan longitudes de onda $\lambda = 2\Delta d$ con Δd la distancia entre los detectores, lo que da la frecuencia de Nyquist como:

$$f_N = \frac{1}{2\Delta d} .$$

En el caso de un CCD se tendrá como límite para la frecuencia de Nyquist la distancia de centro a centro entre fotodetectores.

En la figura II.14 se muestra la F.T.M. para cuando los pixeles están colocados juntos, por lo que la distancia de centro a centro coincide con el tamaño del pixel (eje vertical en un CCD bidimensional de lectura entrelazada) y donde se muestra también la F.T.M. para cuando los pixeles están colocados a una distancia igual al doble de uno de los lados del pixel (esto ocurre normalmente en un CCD bidimensional para el eje horizontal cuando existe un registro de transporte intercalado).

La ineficiencia de transporte ϵ degrada la F.T.M. geométrica ya que la carga que se quedó del paquete anteriormente transportado es transferida al paquete que está siendo trasladado, causando un efecto dispersor a la salida. En la figura II.15 puede verse que para ineficiencias de transporte ϵ pequeñas la F.T.M. es casi la puramente geométrica y que conforme la ineficiencia crece hay una mayor degradación de la F.T.M.

La radiación que penetra hasta el substrato genera carga provocando una corriente de difusión desde el punto de generación hasta la región libre de carga afectando también a la F.T.M. geométrica. En la figura II.15 se aprecia que para mayor poder de penetración en el substrato (λ grandes) existe mayor difusión y por lo tanto mayor degradación de la F.T.M.

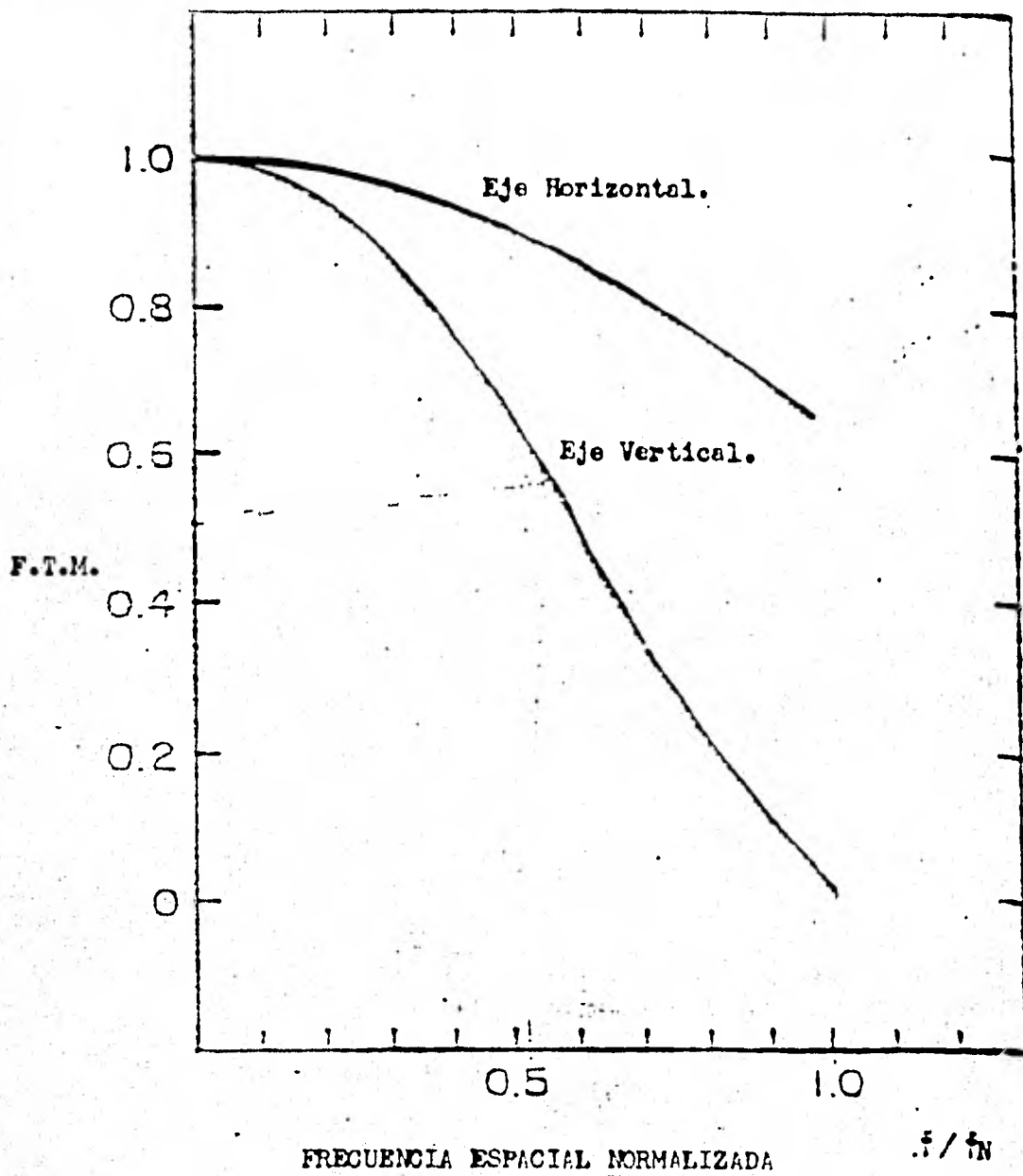
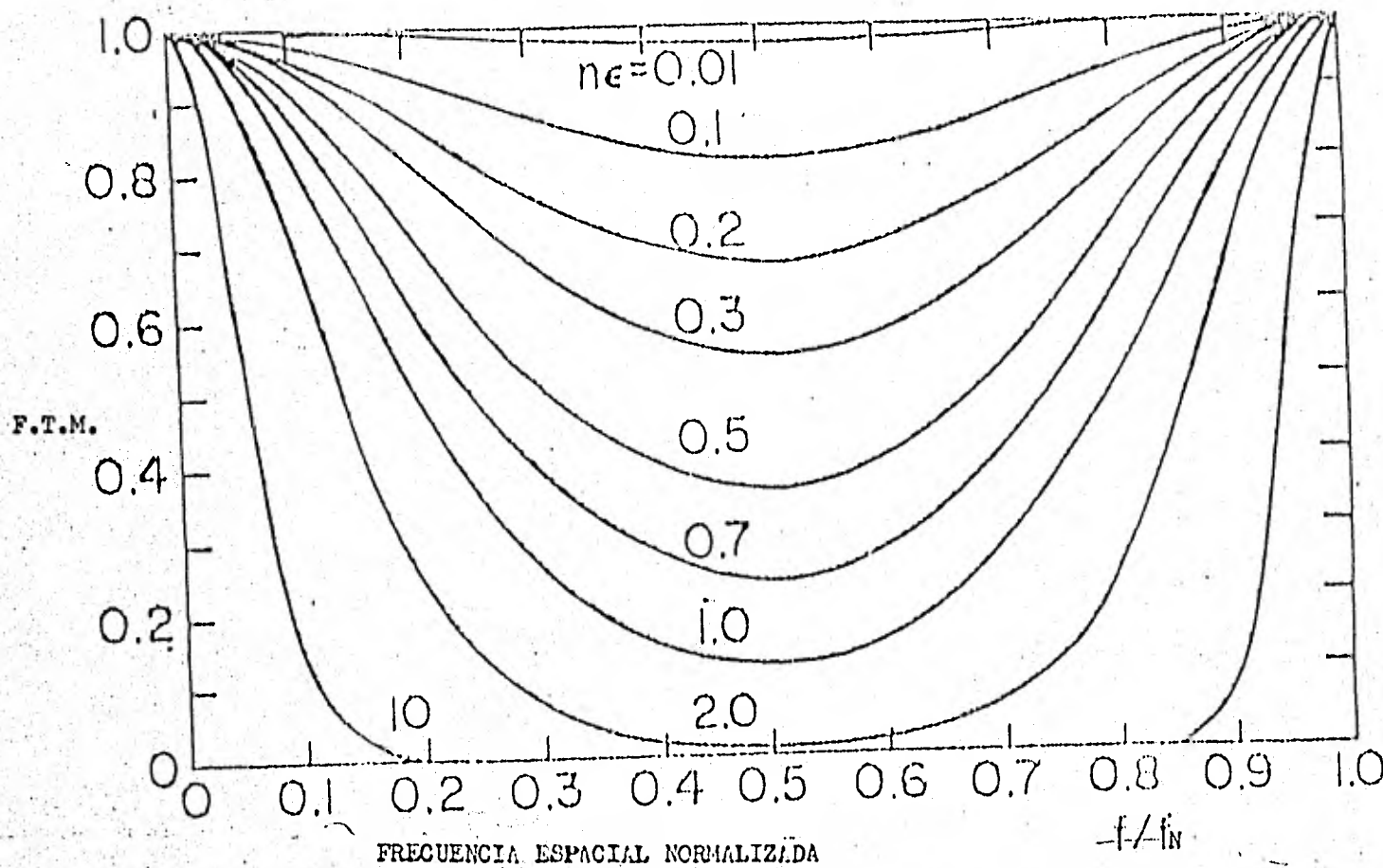


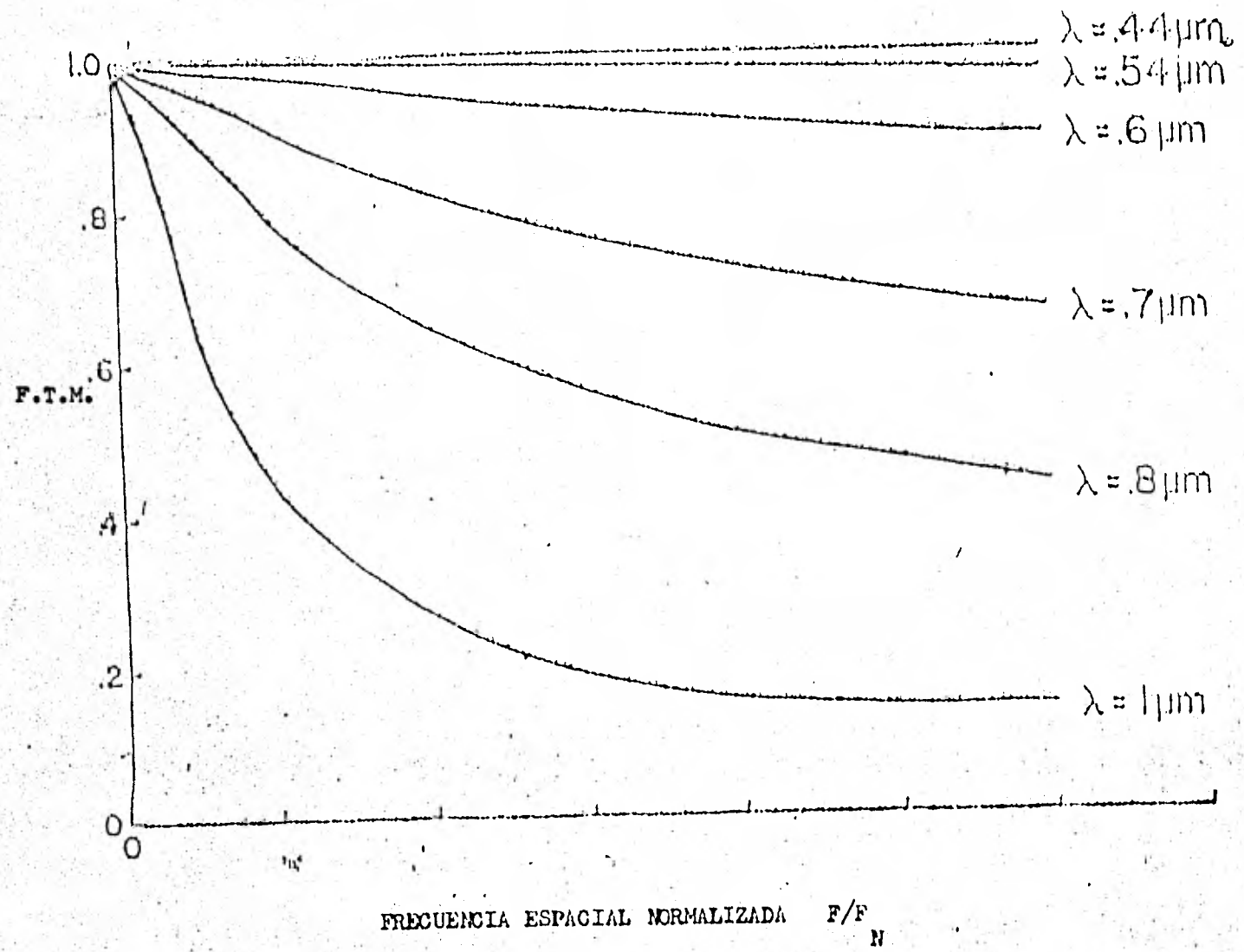
Figura II.14 F.T.M. Debida tan solo a la Geometría del CCD.



n es el número de transferencias.

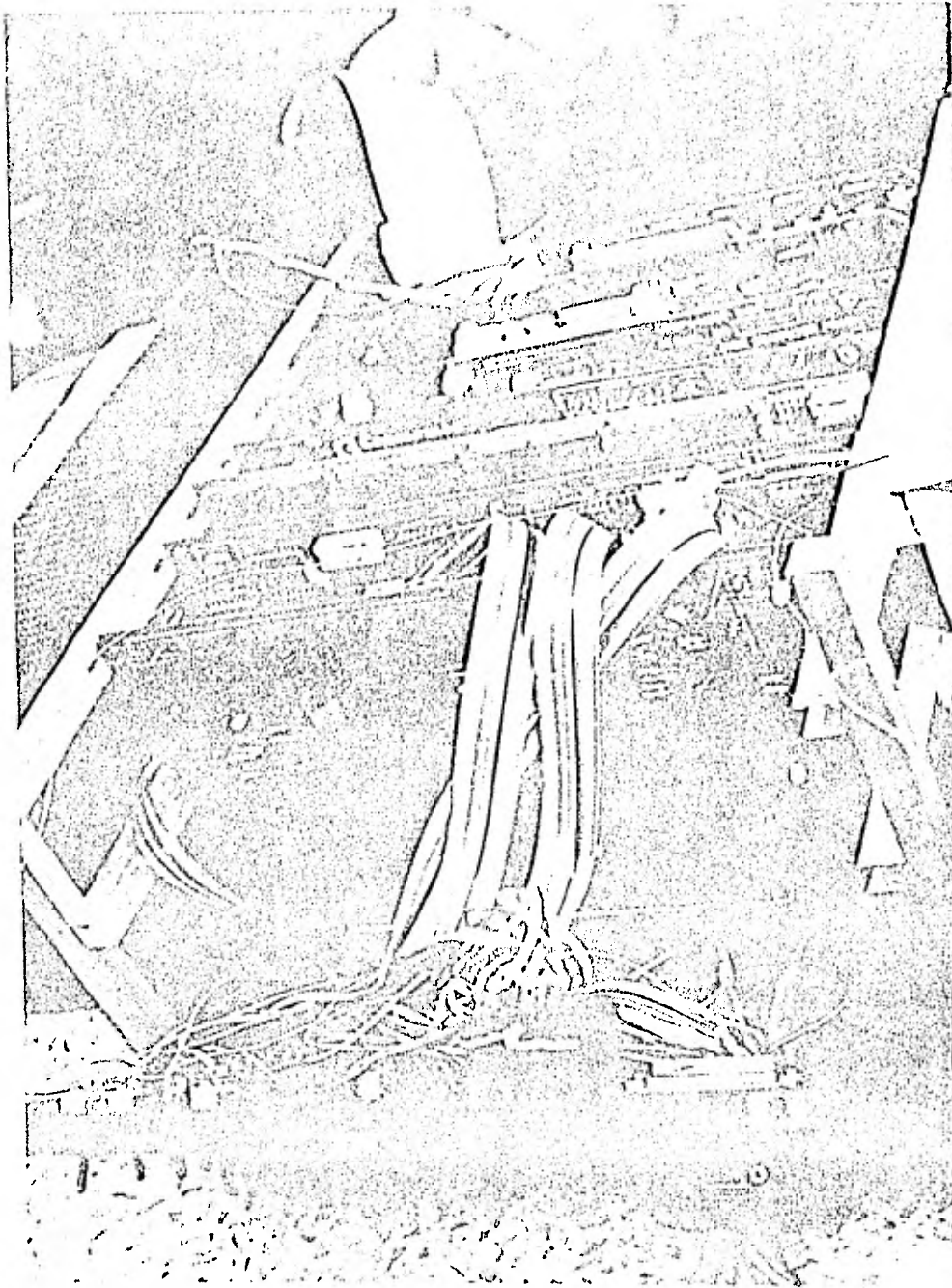
Figura II.15 Efecto de la ineficiencia en el Transporte sobre la F.T.M.

Figura II.16 Efecto de la Difusión sobre la F.T.M.



REFERENCIAS.

- (1). NASA. SP-335 Advanced Scanners and Imaging Systems for Earth
Observations. 1973. p 329.
- (2). NASA. SP-335. Op. Cit. p 336.
- (3). NASA. SP-338. Advanced Electro-Optical Imaging Techniques. 1973. p57.
- (4). NASA. SP-335. Op. Cit. p 358.
- (5). Sevin, L. Field Effect Transistors. Ed. Mc.Graw-Hill. 1965. p 47.
- (6). UCLA. Extension Continuing Education in Engineering and Mathematics.
Solid State Imaging. January 25-29 1982.



VISTA INTERNA DE LOS CIRCUITOS QUE CONFORMAN EL
SISTEMA TELEVISIVO DIGITAL.

C A P I T U L O I I I .

EL SISTEMA PARA LA OBSERVACION ASTRONOMICA.

Se describirá a continuación el sistema televisivo digital basado en un CCD bidimensional en un arreglo de 100x100 elementos fotosensibles. Posteriormente se detallarán los circuitos que conforman dicho sistema.

1.- Descripción del Sistema.

El diagrama de bloques mostrado en la figura III.1 describe de forma general el sistema televisivo basado en un CCD. La parte esencial del sistema es la lógica de control y sincronía quien provee de las fases necesarias para el funcionamiento del CCD y sincroniza los diferentes elementos del conjunto.

El flujo de información a través del sistema es como sigue:

- 1) Se proyecta una imagen por medio de un sistema óptico sobre un CCD de 100x100 fotoelementos, el CCD transmite una señal de video en forma de voltaje (voltaje de video) proporcional a la imagen integrada durante un tiempo seleccionado previamente.
- 2) El voltaje de video de cada sensor es amplificado y convertido a una señal digital de cuatro dígitos binarios (bits).
- 3) Por medio de la lógica de control, los diferentes píxeles son almacenados en un registro de memoria de acceso aleatorio (Random Acces Memory - RAM -). Cada píxel en la memoria es actualizado al terminar el tiempo de integración y/o refrescado cada treinta y dos segundos aproximadamente.

4) Con los datos de la imagen digitalizada se realizan algunas operaciones programadas electrónicamente y que han sido manualmente elegidas; estos datos son nuevamente convertidos a una señal analógica y desplegados en un monitor de televisión a una razón de 30 cuadros por segundo para evitar "parpadeos" en la imagen mostrada.

5) Con los datos en memoria puede pasarse el control de la misma a una microcomputadora; una vez pasado el control a esta última, los datos de video no pueden ser actualizados pero pueden procesarse.

2.- Facilidades del Sistema.

Por ser el convertidor analógico a digital tan solo de cuatro bits y cada registro de memoria de un byte (8 bits) se pueden separar los registros de memoria que son empleados por el CCD en dos registros aparentes de cuatro bits, la parte A y la parte B. Figura III.2.

Por medio del control A se puede almacenar en la parte A la información proveniente directamente del CCD o bien recircular su propio contenido. Por medio del control B se puede almacenar en la parte B la información contenida en la parte A o bien recircular su contenido. La información contenida en A tardará $1/30$ de segundo en ser copiada por B ya que este es el tiempo en el cual cada pixel es presentado por el registro de memoria correspondiente para ser desplegado.

De esta forma se almacenan dos cuadros de video en 10 kbytes (1 024 bytes) de memoria aproximadamente y donde cada byte de la memoria contiene 4 bits de A y 4 bits de B formándose de esta manera la "memoria A" y la "memoria B".

Por medio de la unidad aritmética se puede realizar operaciones sobre los arreglos numéricos que contienen los datos de las imágenes; estas operaciones son seleccionadas electrónicamente y se pueden mostrar en el monitor como sigue:

El contenido de la memoria A.

El contenido de la memoria B.

El arreglo $-A$.

El arreglo $-B$.

El arreglo $A + B$.

El arreglo $A - B$.

El arreglo $B - A$.

Estas funciones de la unidad aritmética en la práctica tienen las siguientes aplicaciones:

a) La capacidad de restar el voltaje de corriente oscura o el fondo de una imagen si las señales no deseadas son memorizadas en la memoria B y luego son restadas de la memoria A que contiene tanto la imagen deseada como la imagen espurea.

b) La realización de una resta dinámica al restarse la memoria A y la memoria B cuando están actualizándose; por tanto, para los objetos estáticos, el resultado de la operación realizada será cero y así se reflejará en el monitor y si algo está en movimiento, el resultado será distinto de cero y se observará en el monitor.

Cuando los datos sean de interés se pueden almacenar en algún equipo periférico de la microcomputadora (disco flexible, cassette digital, etc.). Para realizar esto, la microcomputadora debe tener la posesión de la memoria.

3.- Descripción Detallada.

a) Descripción del CCD empleado.

El CCD utilizado es de la fábrica Fairchild denominado CCD202A y es un arreglo tipo matriz de 100X100 fotodetectores que realizan la transferencia de información por línea y son leídos de forma entrelazada. Dichos elementos sensores tienen un área de $18\mu\text{m} \times 30\mu\text{m}$ agrupados en una columna de 100 elementos que se traslapan $2\mu\text{m}$ por el lado menor dando una separación de centro a centro entre detectores de $30\mu\text{m}$; estas columnas son en total 100 y están separadas entre sí por los registros de transporte que las obligan a estar a una distancia de $40\mu\text{m}$. El área sensora y el área de transporte ocupan un área total de $3\text{ mm} \times 4\text{ mm}$; al restar el área de transporte queda un área sensora efectiva de $1.8\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ (45% respecto al total).

La imagen se adquiere bajo la acción de una fase denominada ϕ_p misma que se encarga de transferir los paquetes de carga generados por la luz a los registros de transporte, donde las fases ϕ_v y ϕ_v se encargan de transferirlos al registro perpendicular a las columnas (el registro horizontal) en donde las fases ϕ_{H1} y ϕ_{H2} desembocan los paquetes en el preamplificador construido dentro del mismo circuito integrado para formar la señal de voltaje proporcional a la carga detectada, esto es, el voltaje de video.

El preamplificador es del tipo de compuerta flotada que además emplea la técnica del diodo apócrifo para eliminar el ruido coherente introducido por la fase ϕ_R utilizada para restaurar el diodo detector.

La diferencia de potencial empleada en la generación de los pozos de potencial es de 5 volts y la alimentación del detector es de 10 volts.

b) Filosofía de Diseño.

Siendo el CCD la base del sistema, es necesario que éste funcione correctamente; para ello hay que proporcionarle al dispositivo los pulsos de reloj que permiten: el acumulamiento de carga generada por los fotones incidentes (fase ϕ_p), el transporte de dicha carga a través de los registros que la llevarán hasta el lugar donde será convertida a una señal electrónica (las fases ϕ_{v_1} y ϕ_{v_2} para los registros verticales, las fases ϕ_{h_1} y ϕ_{h_2} para el registro horizontal) y la fase ϕ_R para la restauración del diodo sensor.

Estos pulsos de reloj se obtienen a partir de una sola frecuencia base $2f_0$, en donde f_0 es la frecuencia de operación del dispositivo elegida de tal forma que cada pixel aparezca en la pantalla de video aproximadamente $3.3 \mu s$ para formar un cuadro en $1/30$ de segundo y lograr una imagen estable en el monitor.

Para poder almacenar en una memoria digital la información proveniente del CCD ésta debe ser convertida en su forma analógica a una forma digital; para ello es necesario amplificar la señal de video y situarla dentro del intervalo de operación del circuito convertidor analógico a digital considerando la posibilidad de eliminar señales espurias subóndulas de ese intervalo por medio de un voltaje de corriente directa que se suma al voltaje de video. Además se realiza una operación de logaritmo sobre la señal de voltaje antes del convertidor analógico a digital para acoplar la información resultante al intervalo

dinámico de la pantalla de video utilizada como monitor (Tektronix 605).

El almacenamiento en memoria debe realizarse de una forma ordenada y secuencial para cada pixel. Cada registro debe separarse en dos partes para formar la memoria A y la memoria B. Esto se llevará a cabo escribiendo el dato correspondiente a un solo pixel en la primera mitad de un registro de memoria, cuya dirección será indicada por medios externos, e inmediatamente después será leído el contenido de esa misma localidad para que el dato extraído sea escrito en la segunda mitad de esa misma localidad de memoria cuando corresponda al mismo pixel del CCD, esto último ocurrirá un treintavo de segundo después.

Para el despliegue de la información correspondiente a una imagen debe de controlarse la intensidad del cañón electrónico que barre una pantalla de video con una señal analógica proporcional a los datos presentados por los registros de memoria, para lo cual, se deben de convertir estos últimos de su forma digital a una forma analógica. Además, el barrido de la pantalla de video debe ser tal que muestre sucesivamente cada pixel en un lugar distinto de la pantalla a la vez que un mismo pixel aparezca siempre en el mismo lugar en los barridos sucesivos. El barrido formará un cuadro de imagen por medio de 100 líneas horizontales, paralelas y equidistantes entre sí compuestas por 100 pixeles cada una. La sincronía del barrido también está dada por las fases del CCD.

c) La Lógica de Control y Sincronía.

El objetivo primordial de esta sección es proporcionar los potenciales requeridos para el funcionamiento correcto del CCD.

La frecuencia base $2f_0 = 1\ 509.12 \pm 0.01$ KHz se logra con un oscilador a cristal formado por circuitos CMOS. Figura III.3.

Las fases ϕ_{H_1} y ϕ_{H_2} para el transporte horizontal son obtenidas al dividir la frecuencia base entre dos por el flip-flop JK Z4A cuyo control R está gobernado por los contadores Z1 y Z2 via el flip-flop JK Z3A que permite la salida de 127 pulsos de f_0 .

Las fases ϕ_{V_1} y ϕ_{V_2} encargadas del transporte vertical se logran con los mismos contadores Z1 y Z2 y un flip-flop JK Z3B que nos proporciona 63 pulsos con un periodo tal que un pulso de ϕ_V corresponda a 127 pulsos de ϕ_{H_1} o de ϕ_{H_2} . Estos pulsos controlan además el control S del flip-flop JK Z4A para lograr la diferencia en el tiempo entre ϕ_{H_1} y ϕ_{H_2} . Figura III.5.

Los contadores Z5, Z6 y Z7 gobernando el flip-flop JK Z4B que tiene a $\overline{\phi_{V_2}}$ como pulso de reloj permiten obtener la fase de la fotocameta ϕ_p . Esta a su vez controla a través del flip-flop D Z8B las fases horizontales y verticales para realizar el formato de lectura entrelazada.

El pulso de restauración ϕ_R se obtiene al implementar un circuito monoestable disparado por $\overline{\phi_{H_2}}$ formado por la compuerta OR Z9 y un circuito RC.

El tiempo de integración se obtiene al seleccionar, por conmutadores digitales, los pulsos apropiados de los contadores adicionales Z12 y Z13 (controlados por el flip-flop D Z8A) que al ser multiplicados logi-

camente controlan el interruptor electrónico Z14, prolongando el tiempo en estado encendido de ϕ_p . Lo anterior queda deshabilitado al controlar directamente dicho interruptor colocándolo permanentemente cerrado por medio del interruptor S1. Figura III.6.

Todas las fases son amplificadas en corriente y puestas al nivel de voltaje necesario para las entradas del CCD por medio del circuito Z10. Figura III.4.

Este conjunto de circuitos requieren unicamente de los voltajes de alimentación y el control del tiempo de integración para realizar la sincronización de todo el sistema televisivo. Los pulsos utilizados como sincronizadores son reforzados en corriente por un circuito CMOS para ser transmitidos a la interfase a memoria. Figura III.7.

Con el propósito de transmitir la señal de video para su tratamiento posterior, se emplea un transistor en configuración de colector común que además permite el acoplamiento de impedancias a la línea de transmisión. Figura III.8.

d) Amplificación, Conversión de la Señal analógica a digital e Interfase a Memoria.

Esta sección está construida en una sola tarjeta compatible con el ducto general de señales conocido como Ducto S-100, mismo que es empleado por la microcomputadora. Es ahí donde se realiza el tratamiento de la señal de video y se controla su almacenamiento en memoria.

La señal de video se amplifica 3.5 veces por el amplificador A1 con

acoplamiento para señales de corriente alterna. Este acoplamiento impide una referencia absoluta para las señales por lo que es necesario obtenerla utilizando los pixeles falsos (los pulsos de reloj adicionales tanto en ϕ_{H1} y ϕ_{H2} como en ϕ_{V1} y ϕ_{V2}). Figura III.9. El circuito compuesto por Q3 y Q4 hace que el capacitor C3 contribuya con un potencial que se -- ajusta con cada $\overline{\phi_{V2}}$ para formar la referencia.

La salida del amplificador A1 puede sumarse íntegra o atenuadamente (potenciómetro P2) con un voltaje de corriente directa ajustable con el potenciómetro P3 y es transferido a un amplificador seguidor de voltaje A2 cuya salida está acotada al limitarse su alimentación para no salirse del intervalo de operación del convertidor analógico a digital. La salida de este seguidor de voltaje es logarítmica al colocarse los diodos D1, - D2 y D3 para acoplar el intervalo dinámico de la pantalla del monitor Tektronix 605 e impedir además que una señal muy brillante oculte a otra de menor brillo que se encuentre junto a la primera. El comportamiento del voltaje de entrada al convertidor analógico a digital (salida del seguidor de voltaje A2) con respecto a la señal de video es mostrado en la figura III.10.

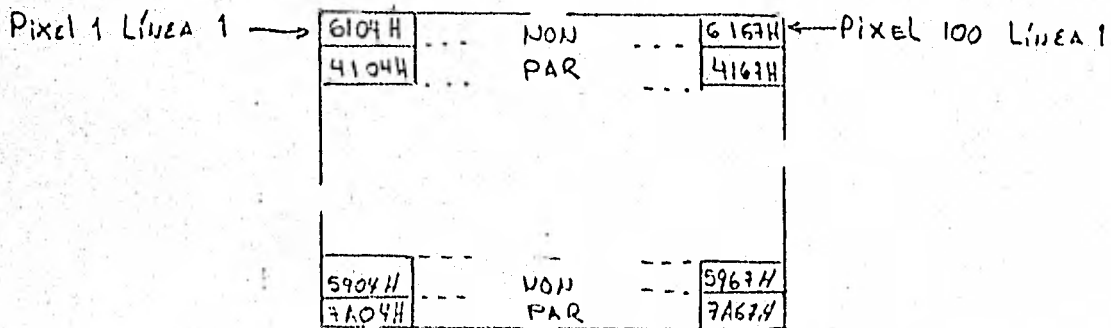
El convertidor analógico a digital tiene ajustados sus voltajes de comparación entre 45 mvolts y -220 mvolts. Figura III.11.

La señal para ejecutar la conversión de un pixel, que debe ser rápida para que los datos permanezcan estables el mayor tiempo posible, está dada por un monoestable (circuito integrado Y2 de la figura III.9) controlado por $\overline{\phi_{H1}}$ y cuya duración es de 100 ns.

Los datos digitales provenientes del CCD son multiplexados por el circuito Y6 con los cuatro bits menos significativos provenientes de la memoria (memorizados temporalmente por el circuito Y16) y de esta forma se puede seleccionar sincronizadamente con el barrido de cuadro (Y5A) si se actualiza la memoria A al finalizar el tiempo de integración o simplemente recirculan los datos. Figura III.12.

Para implementar la memoria B se toman los bits de la salida de la memoria A y se multiplexan por medio del circuito Y4 con los cuatro bits más significativos del mismo registro para lograr que la memoria B se actualice (copie a la memoria A) o recircule, sincronizadamente con el barrido de cuadro (Y5B).

Las direcciones de los registros de memoria están dadas por los contadores Y11, Y12, Y13 y Y14. Cada pixel se almacena en un único registro a partir de la dirección 4000H; las direcciones más significativas A14, y A15 están permanentemente en 1 y 0 respectivamente lo cual equivale a comenzar en la dirección mencionada. Estos valores pueden ser alterados para tener el mapa de memoria deseado. Puesto que existen pixeles falsos la imagen auténtica se forma con el siguiente mapa de memoria:



La unidad aritmética está compuesta por el sumador Y21, las compuertas And y Or (Y17, Y18, Y19 y Y20) y opera sobre los datos de salida de la memoria temporal Y16 de acuerdo a la operación seleccionada por los interruptores -A, -B, AV y BV.

Todos los ductos (datos, direcciones y control) están colocados en los circuitos Y8, Y9, Y10 y Y11 que pueden estar en estado de alta impedancia (el llamado tercer estado digital) para liberar u ocupar las líneas que comparte el sistema televisivo con la microcomputadora cuando así se desee. La microcomputadora en este caso está formada por: Una tarjeta basada en el microprocesador Z80 que forma la Unidad Central de Proceso y es de la marca Ithaca Audio modelo IA-1010 Revisión 1.3 cuyo ciclo de reloj es de 250 ns , una tarjeta ByteSaver con capacidad para 8 kbytes de memoria del tipo que solo se puede leer (Read Only Memory), una tarjeta controladora de tocadiscos y dos tarjetas mas en donde se tienen varios puertos de entrada y salida tanto en serie como en paralelo e inclusive puertos analógicos. Aquí no se ha incluido la tarjeta de memoria que comparten la microcomputadora y el sistema televisivo ya que será tratada mas tarde.

La elección de que actue sobre la memoria la tarjeta de interfase o el Z80 es llevada a cabo por los circuitos de control Y4A de la figura III.12.

La interfase del sistema televisivo utiliza un ciclo de Acceso Directo A Memoria (ADM) que se inicia apagando la línea PHold del Ducto S-100 sincronizadamente con la señal que indica el inicio de un cuadro de video. Simultaneamente con la línea PHold se activan las líneas STADSB, CCDSB, ABDBSB Y DDBSB para que todas las tarjetas que conforman el sistema mi-

crocomputadora coloquen sus ductos de datos, direcciones, control y estado en alta impedancia respectivamente. La línea PHold actúa directamente sobre el microprocesador Z80 a través de su contacto BUSR. El Z80 muestrea este contacto con la subida del último periodo de su propio pulso de reloj en cualquier ciclo de procesador, suspende todas sus operaciones con el próximo pulso de reloj y activa su contacto BUSAK que maneja a la línea HLDA del ducto S-100 y que comunica la concesión del ADM, colocando además todas sus líneas correspondientes al ducto de datos, direcciones y control en estado de alta impedancia. Con la señal HLDA la tarjeta de interfase habilita todos sus ductos a través de los circuitos Y8, Y9, Y10 y Y11. La operación de ADM concluye cuando PHOLD es de nuevo inactivado sincronizadamente cuando el cuadro concluye.

Todas las señales de control utilizadas en la tarjeta de interfase provenientes de circuitos CMOS están acopladas a los circuitos TTL por medio de los amplificadores de corriente CMOS Z16.

e) Memoria, Señales de Control y Tiempos de Ejecución.

La tarjeta de memoria que utiliza el sistema televisivo digital es una tarjeta EXPANDORAM de la marca SD Systems que utiliza un arreglo de cuatro bancos de memoria, cada uno con ocho chips de memoria dinámica RAM de 16 384 bits cada uno (4,116); por tanto, cada banco tiene 16 kbytes de memoria.

La tarjeta EXPANDORAM proporciona el control y decodificación de las señales para el arreglo tipo matriz de los bancos. Estas señales son:

i) El multiplexado de las direcciones para el arreglo matricial de los registros de memoria, que consiste en proporcionar en primer lugar las direcciones correspondientes al renglón deseado las cuales son memorizadas con el pulso de \overline{RAS} y posteriormente las direcciones correspondientes a la columna deseada memorizadas con el pulso de \overline{CAS} .

ii) La generación de \overline{CAS} y \overline{RAS} a partir de los pulsos MEMR, SYNC, MEMW, RFSH, DBIN y WAIT. MEMR y MEMW son las señales que indican la acción de leer o escribir en memoria respectivamente, SYNC indica el momento preciso en que pueden ser muestreada la información en el ducto de datos y en el ducto de estado, la señal de WAIT se utiliza cuando las memorias tienen tiempos de acceso grandes y es necesario realizar los ciclos de interés lentamente, DBIN es la señal que indica cuando el ducto de datos está en modo de entrada, y finalmente se utiliza un pulso de RFSH para refrescar periódicamente las memorias dinámicas ya que éstas así lo requieren (en esencia se realiza una operación de lectura sin transferencia de datos).

Es aquí donde hay que realizar la compatibilidad entre la interfase del CCD y la Unidad Central de Proceso (UCP) Z80 puesto que éstas -- actuarán en modos diferentes de operación. La interfase opera sobre la memoria bajo un ciclo de escritura y lectura simultaneos (READ MODIFY WRITE), en este tipo de ciclo es necesario leer un dato en la memoria un tiempo T_a antes de dar la indicación de escritura, ocurriendo ambas cosas para una misma localidad de memoria.

El ciclo de escritura y lectura simultaneos se lleva a cabo en la interfase al se disparado el circuito monoestable Y2B de la figura III.12 con el pulso de ϕ_{H1} (practicamente) para que sea ejecutada la acción de

leer un pixel en la memoria, este pulso dura 700 ns para que permanezca activo mientras se escribe de la memoria y concluya antes de que cambie la dirección del registro de memoria, este mismo pulso es conectado en paralelo a las líneas asociadas con el ciclo de lectura, DBIN y SYNC y se aprovecha además para refrescar los datos con RFSH. Figura III.13.

El intervalo de tiempo T_a se logra disparando el monoestable Y3B simultáneamente con el de MEMR, este pulso dura 300 ns y dispara al monoestable Y3A para dar la indicación de escritura (MEMW).

El pulso de escritura es lo mas corto posible para que MEMR no se prolongue mucho y se tengan problemas de inestabilidad con las direcciones, el pulso de MEMW dura 100 ns. Figura III.13.

Tanto $\overline{\text{CAS}}$ y $\overline{\text{RAS}}$ se encuentran relacionados con el multiplexado de las direcciones en el sentido de que estas últimas deben estar estables durante $\overline{\text{CAS}}$ y $\overline{\text{RAS}}$, esta relación corre a cargo de la propia EXPANDORAM.

Como el diseño de la EXPANDORAM no contemplaba el modo de operación a altas velocidades del ciclo de escritura y lectura simultaneos, fue necesario modificar el pulso generador de $\overline{\text{CAS}}$ y $\overline{\text{RAS}}$ extendiéndolo a 400 ns. Vease Apéndice B.

La tarjeta de la UCP al realizar ciclos de escritura y lectura a velocidades normales resulta ahora incompatible con la modificación hecha pues, cuando el procesador manda el pulso de RFSH resultan cancelados $\overline{\text{CAS}}$ y $\overline{\text{RAS}}$. Este problema se corrige implementando un ciclo de escritura adelantada que se logra haciendo mas pequeño el pulso generado por RFSH (y que comanda a $\overline{\text{CAS}}$ y $\overline{\text{RAS}}$) por el tiempo suficiente para que no exista el problema de inestabilidad de las direcciones. Apéndice B.

En la figura III.14 se muestran las señales de control MEMR y MEMW así como las señales \overline{CAS} y \overline{RAS} generadas por la EXPANDORAM para el ciclo de escritura y lectura simultáneos ejecutado por el sistema Televisivo digital. En la figura III.15 se muestran las mismas señales cuando es ejecutado un ciclo de lectura y uno de escritura adelantada por el microprocesador Z80. En las figuras III.16 y III.17 se muestra la relación entre las direcciones (en este caso la denominada A6) y la señal RFSH transmitida por el Z80 para refrescar los registros de memoria.

f) Despliegue.

Los datos correspondientes a una imagen son finalmente convertidos a una señal analógica por medio del circuito 1408 y transferidos al monitor Tektronix vía un amplificador seguidor de voltaje A3 junto con las señales $\overline{\Phi}_2$ y $\overline{\Phi}_p$ que permiten apagar el haz electrónico en su retroceso de línea y de cuadro respectivamente.

El barrido X-Y del monitor se realiza por medio de los transistores Q1 y Q2 que por ser fuentes de corriente, generan voltajes proporcionales al tiempo (rampas) en los capacitores C1 y C2 de la figura III.18; el potencial a través de estos capacitores es restablecido a cero volts por los interruptores electrónicos Z14, cuando $\overline{\Phi}_2$ y $\overline{\Phi}_p$ están activos, provocando el retroceso para los barridos horizontal y vertical respectivamente.

Para lograr el barrido entrelazado, se suma resistivamente $\overline{\Phi}_2/2$ (salida del flip-flop D Z8B) a la señal del barrido vertical y su simetría se ajusta con el potenciómetro P1. Figura III.18.

g) Fuentes de Voltaje.

Al tener resuelto la microcomputadora su problema de alimentación de voltajes, se necesitan únicamente los voltajes para la sección de Control y Sincronía (alimentación de los circuitos y el que genera los pozos de potencial en el CCD) y la referencia negativa para el convertidor analógico a digital.

Todos los voltajes son obtenidos de la manera convencional y solo hay que comentar que para el generador de fases del CCD el voltaje - óptimo se puede seleccionar entre 3.4 volts y 5.6 volts por medio del potenciómetro P4. Figura III.19.

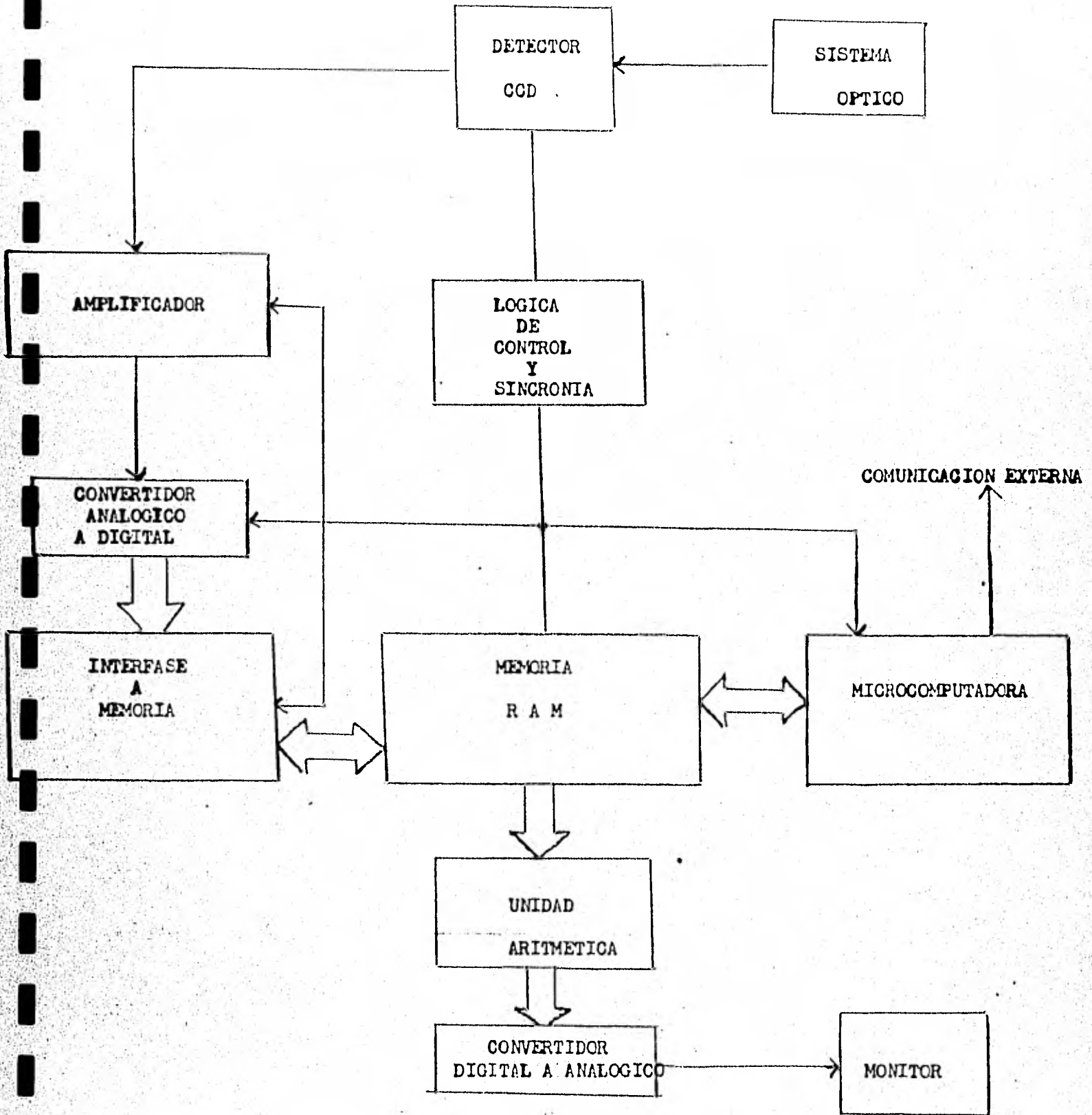


Figura III.1 Diagrama de Bloques del Sistema Televisivo Digital.

REGISTRO DE MEMORIA DE 1 BYTE

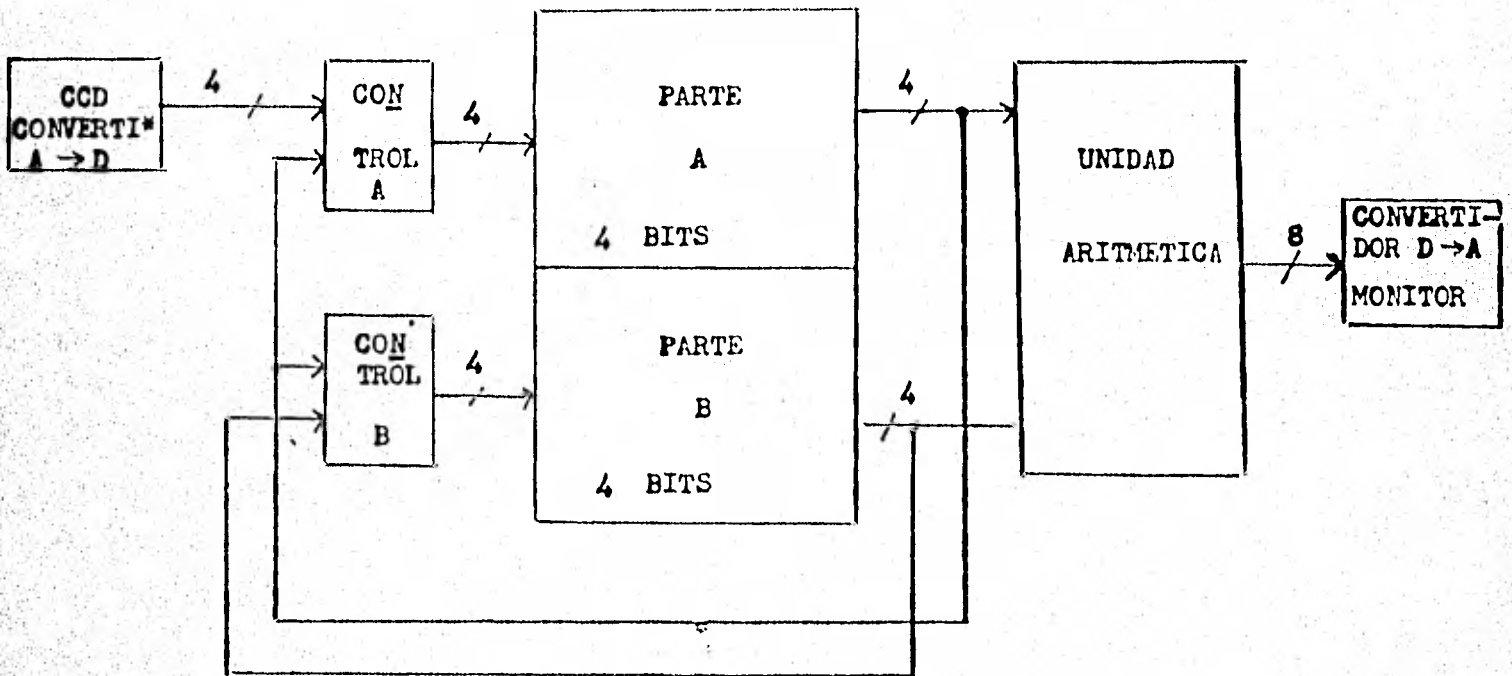
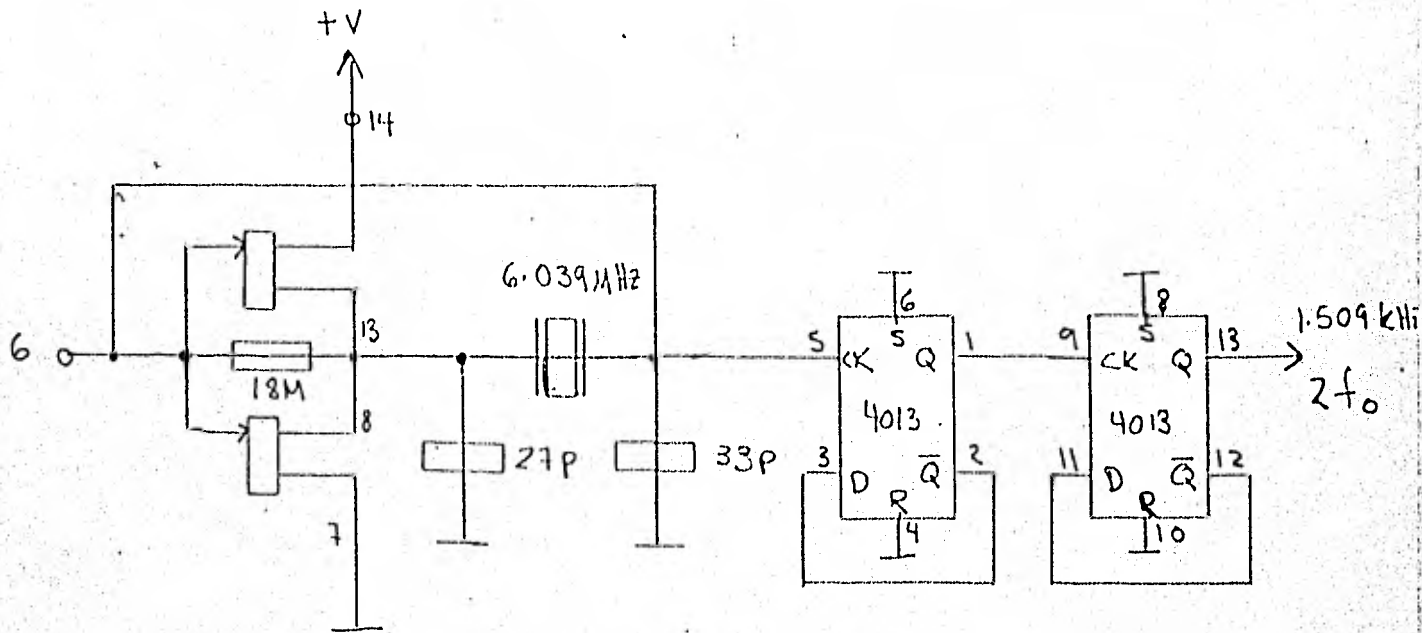


Figura III. 2 Facilidades Operativas del Sistema Televisivo Digital.



4007

Figura III.3 Generador de la Frecuencia Base $2f_0$.

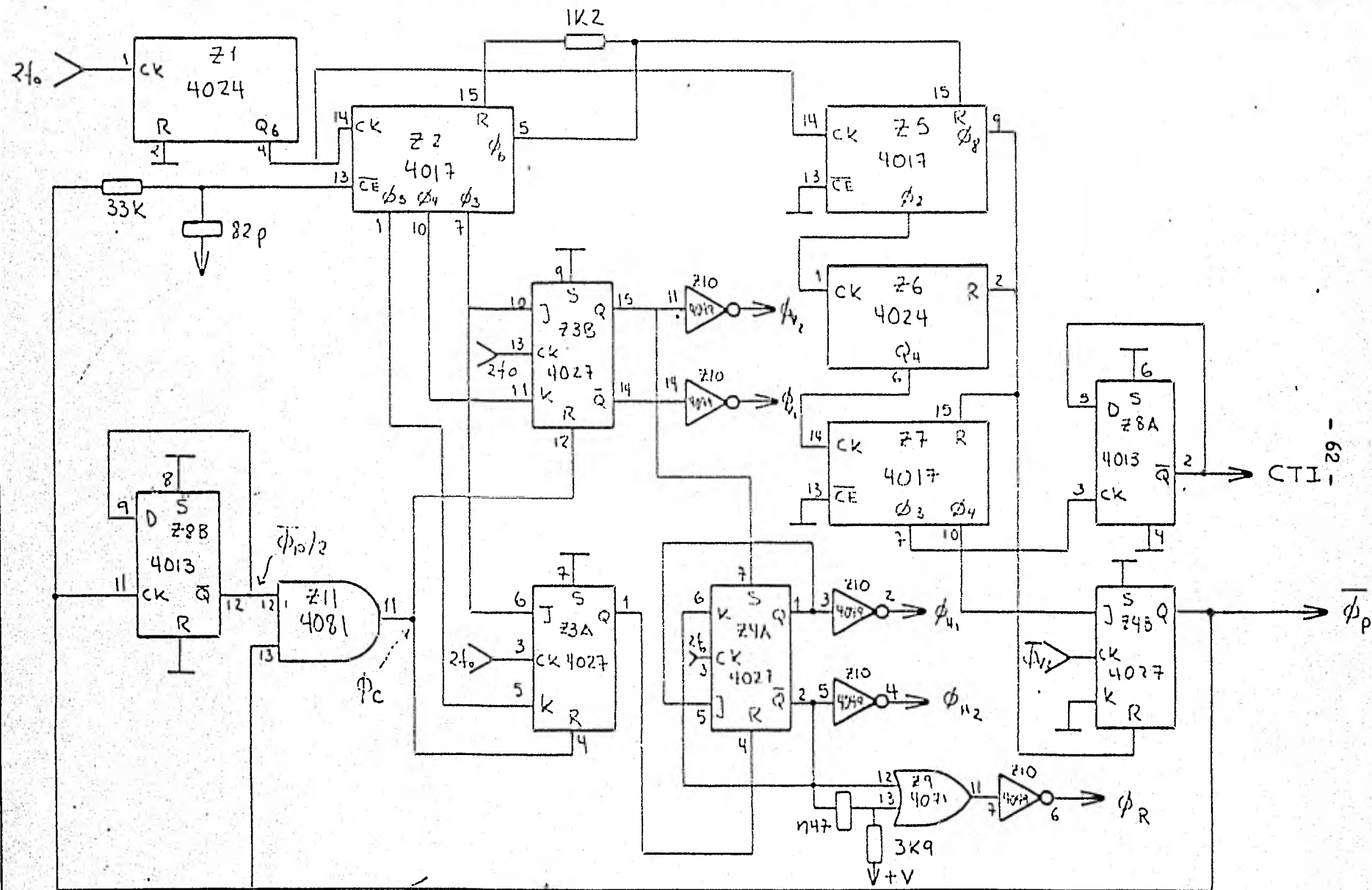


Figura III. 4. Generador de Fases para el CCD202

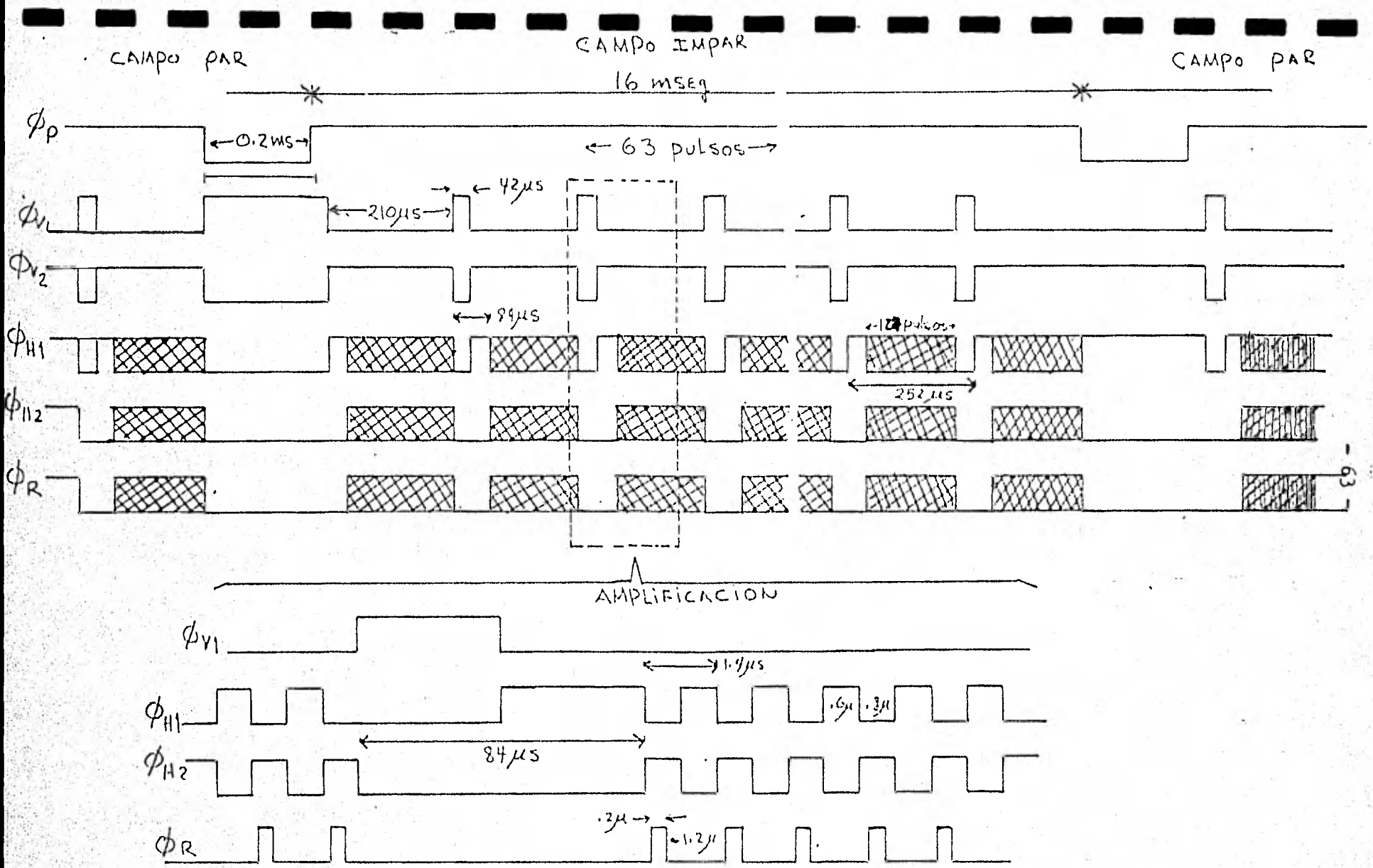
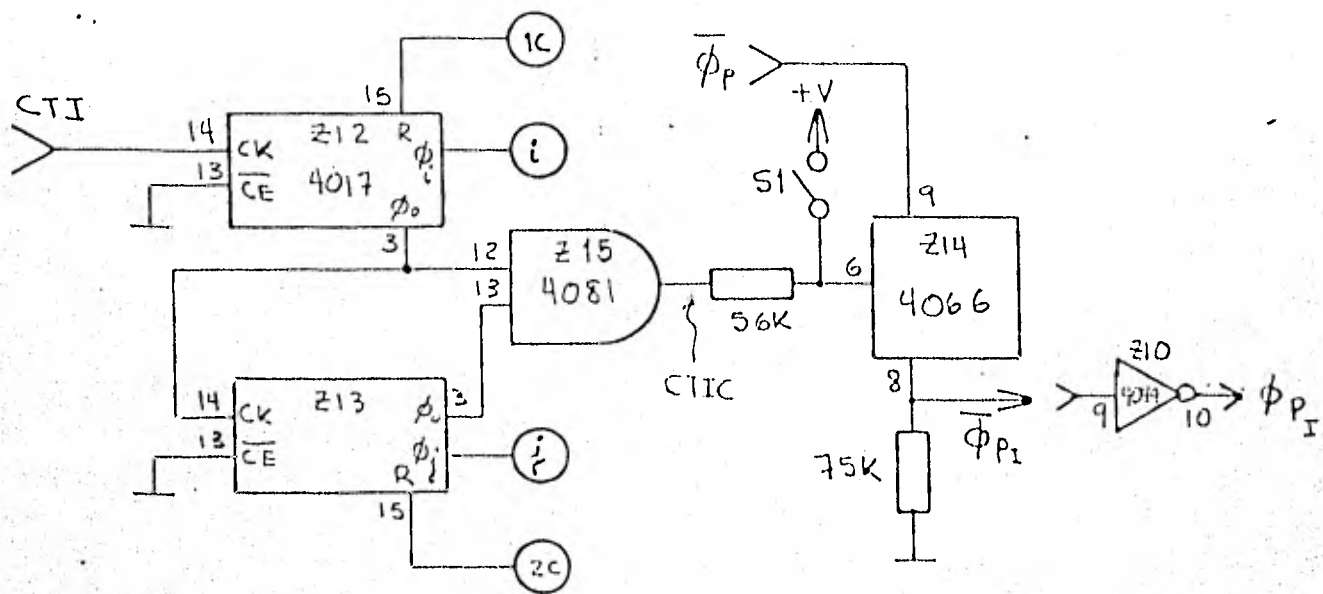


Figura III.5 Tiempos para las fases del CCD202 .



- 1C COMÚN DEL CONMUTADOR Digital 1
- i $i = 1, 2, \dots, 9$
 CONTACTOS 1, 2, \dots , 9 DEL CONMUTADOR Digital 1
- 2C COMÚN DEL CONMUTADOR Digital 2
- j $j = 1, 2, \dots, 9$
 CONTACTOS 1, 2, \dots , 9 DEL CONMUTADOR Digital 2

Figura III.6 Control del Tiempo de Integración.

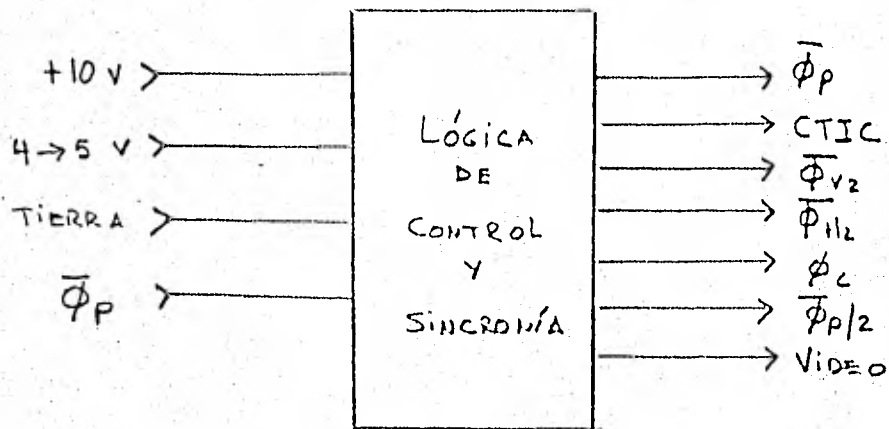


Figura III. 7 Entradas y Salidas de la sección
Lógica de Control y Sincronía.

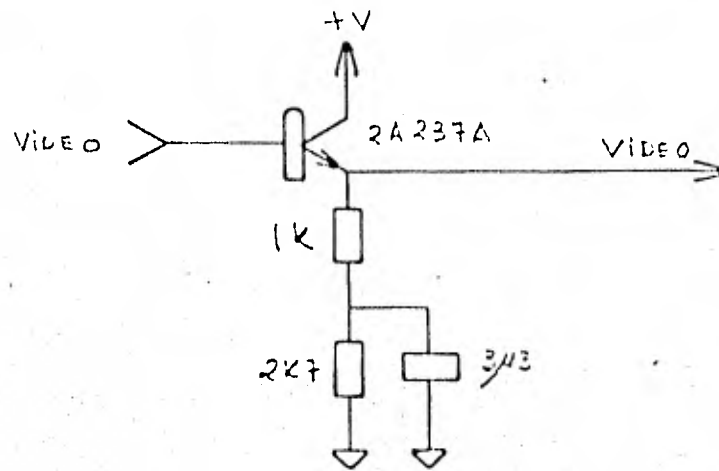


Figura III.8 Amplificador para Transmitir el Voltaje de Video.

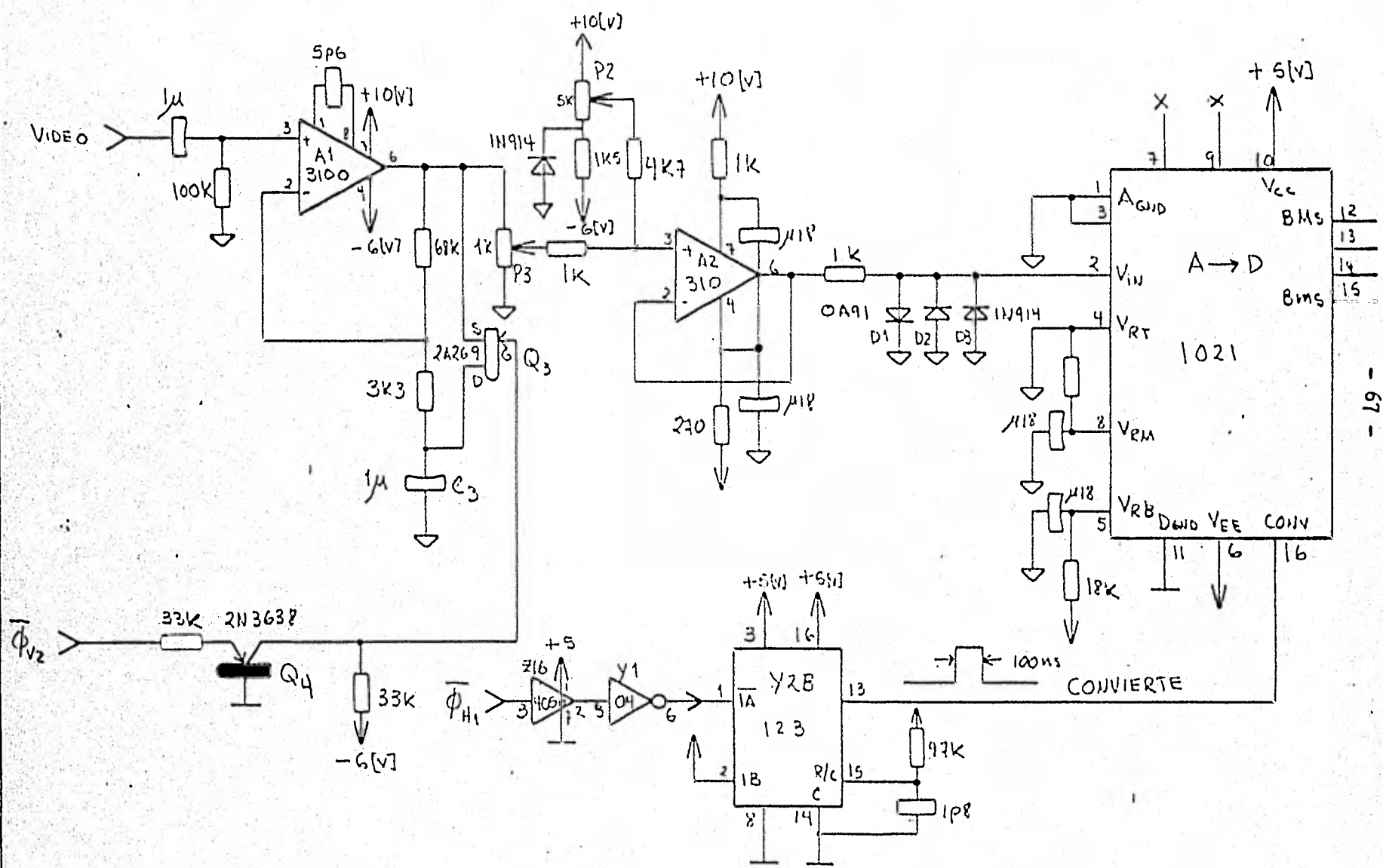


Figura III.9 Amplificación y Conversión analógico a digital del voltaje de video.

VOLTS CAD.

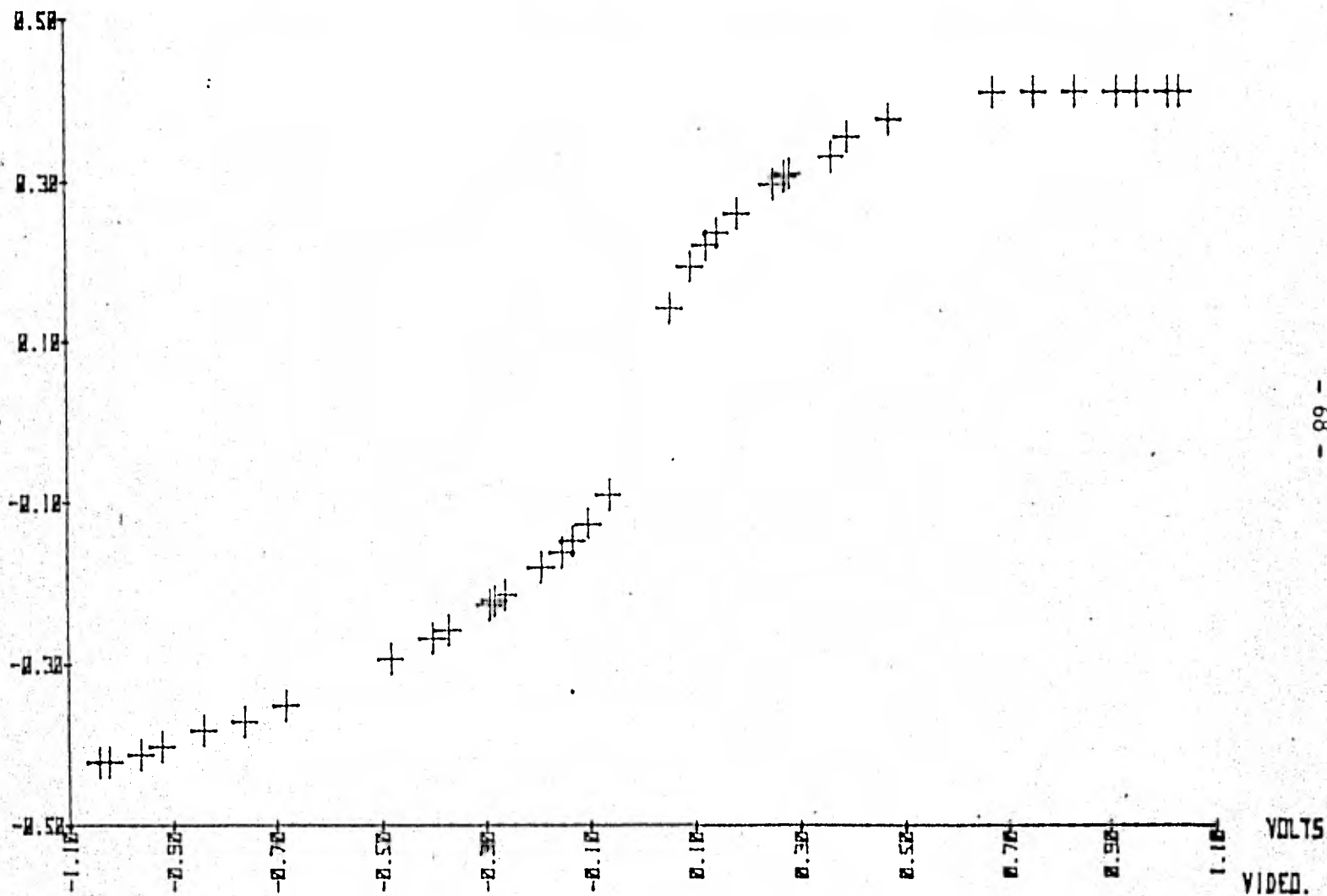


Figura III.10 Voltaje de entrada al convertidor analógico a digital (CAD)

contra el voltaje de video.

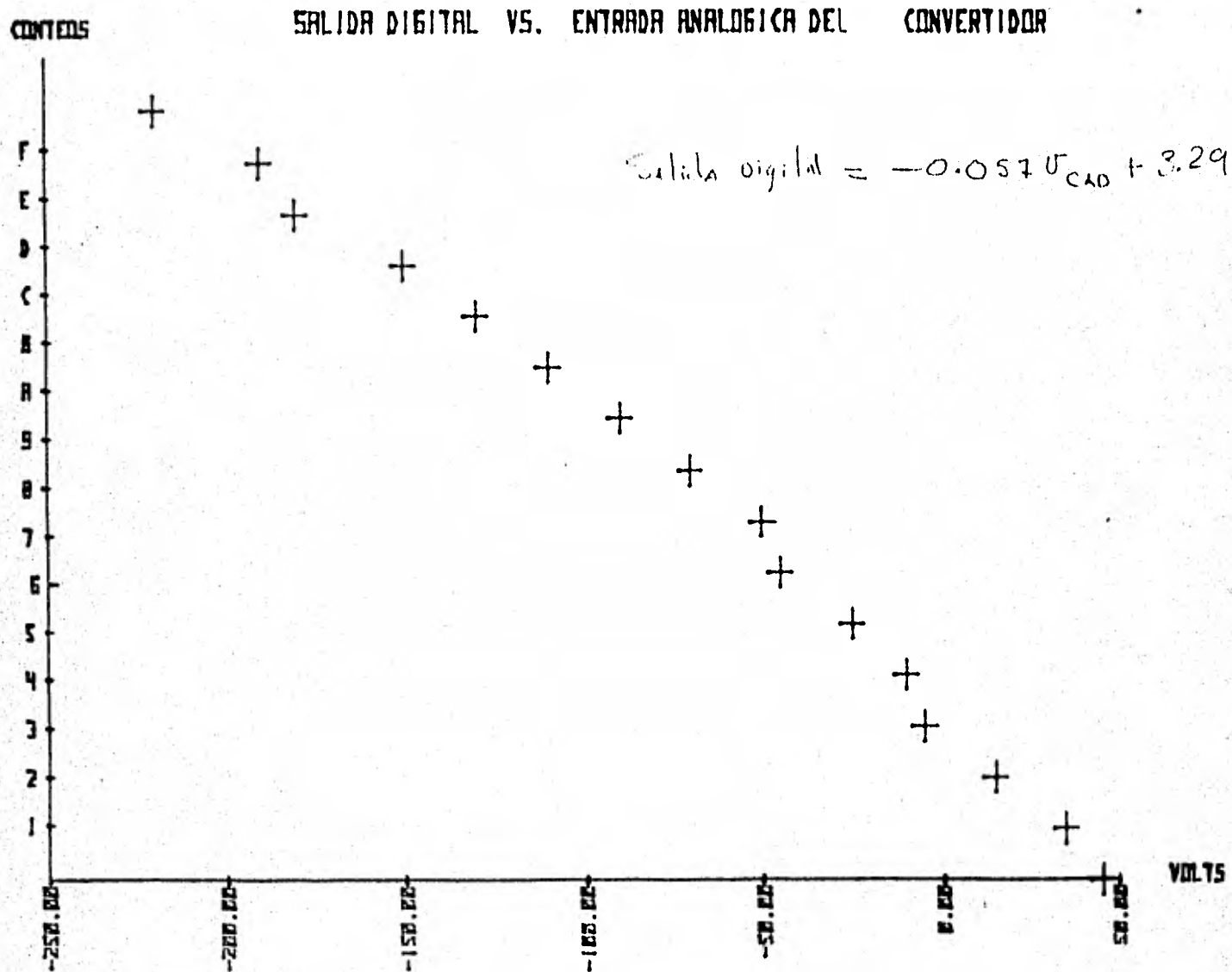


Figura III.11 Salida digital del CAD.

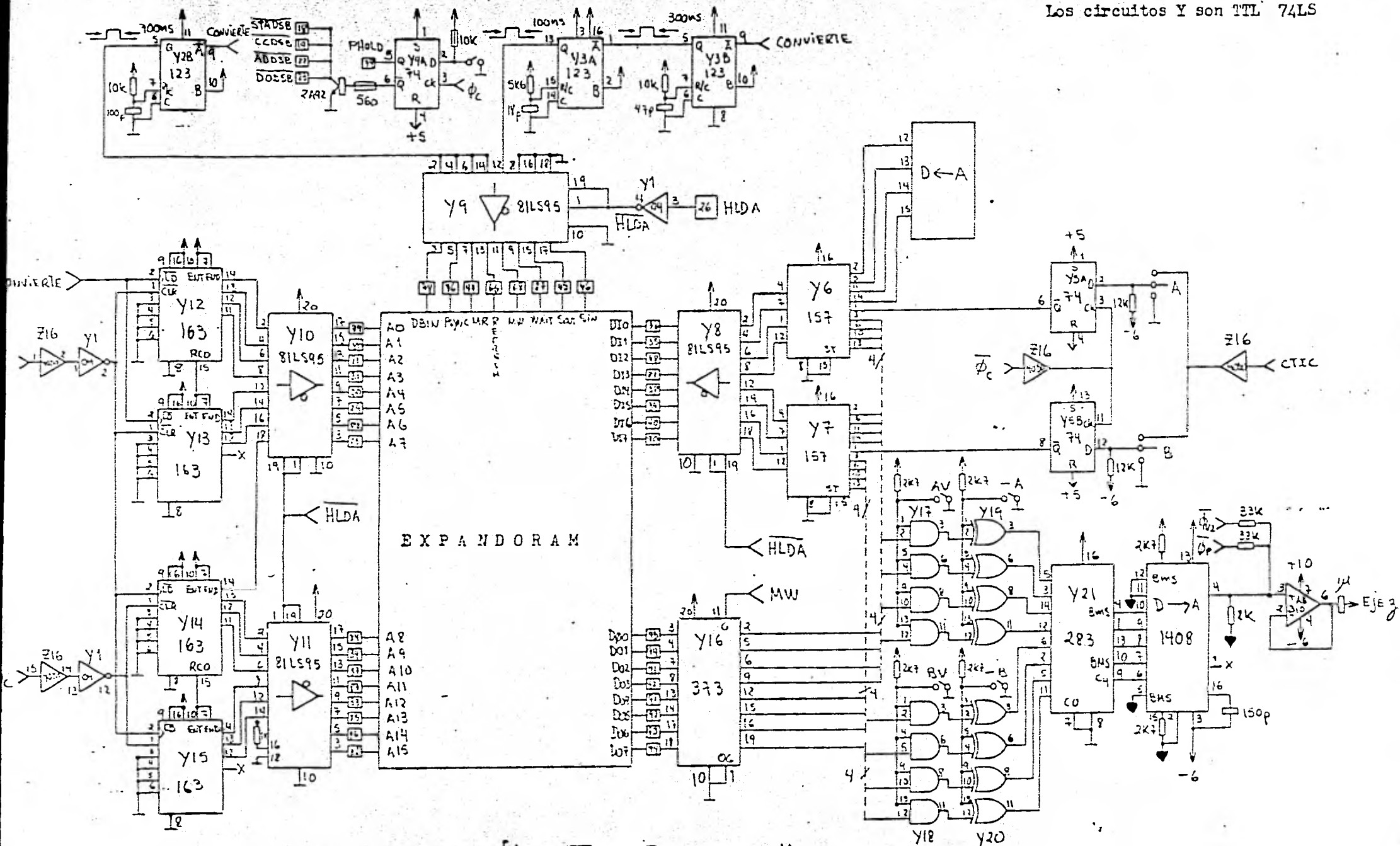


Figura III.12 INTERFASE A MEMORIA.

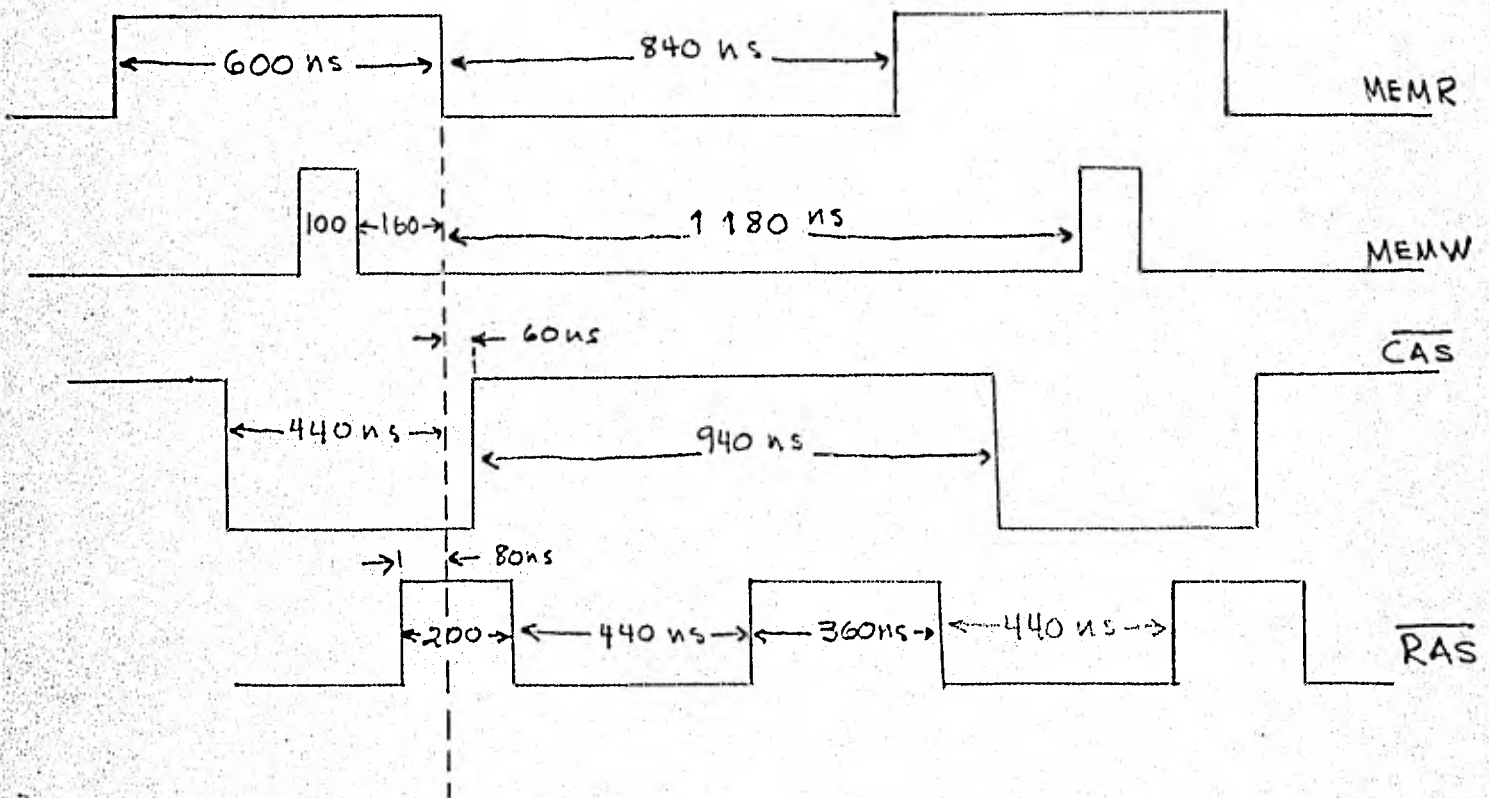
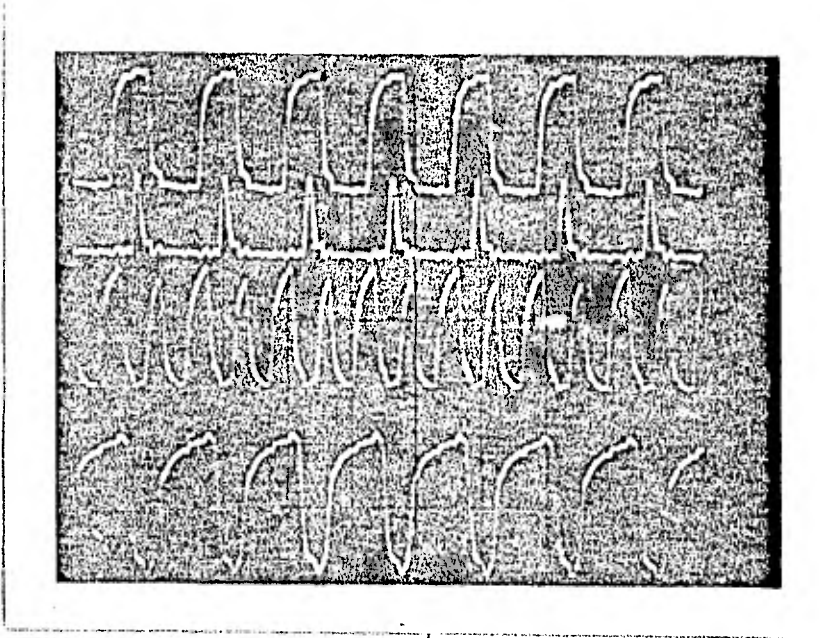


Figura III.13 Tiempos de ejecución para el Ciclo de Escritura y lectura simultáneos.

MEM R
MEM W
 $\overline{\text{RAS}}$
 $\overline{\text{CAS}}$



2 volts/cuadro

1 μ s/cuadro

Figura III.14 Señales de Control Generadas por la Interfase

$\overline{\text{MEM R}}$
 $\overline{\text{MEM W}}$
 $\overline{\text{RAS}}$
 $\overline{\text{CAS}}$

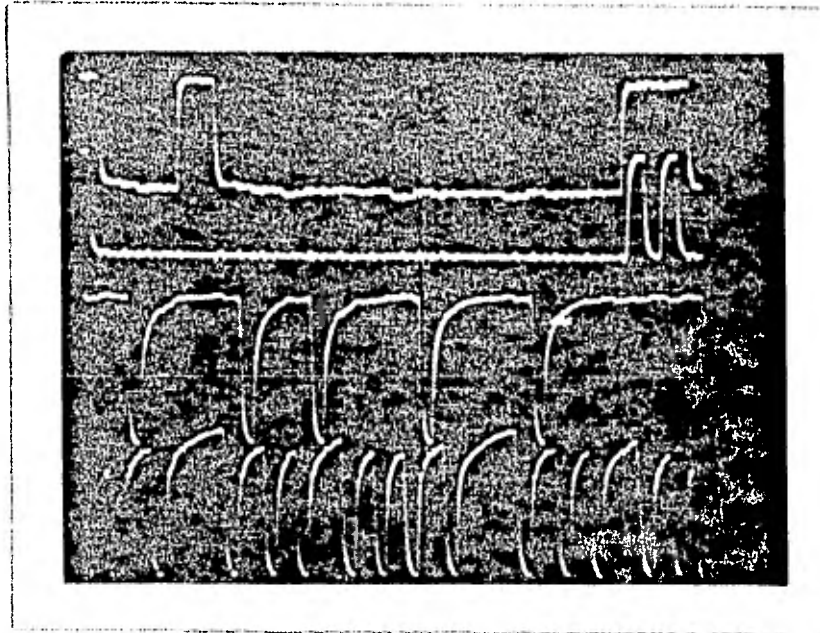
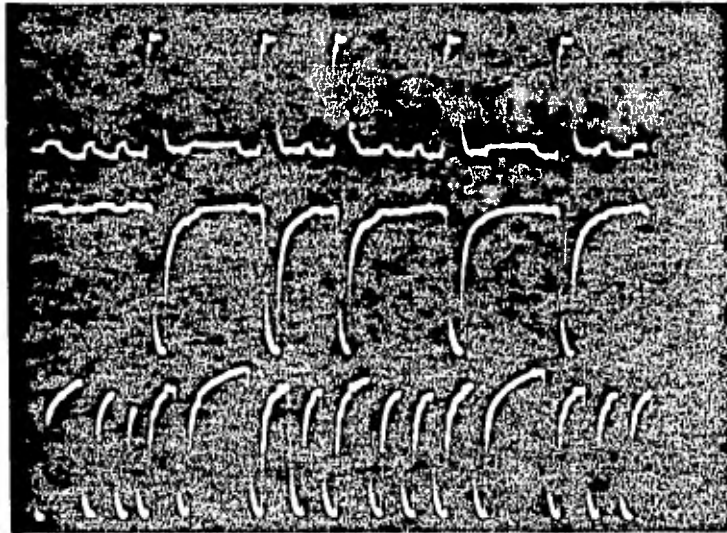


Figura III.15 Señales de Control Generadas por el UCP 280.

RFSH

\overline{RAS}

\overline{CAS}



2 volts / CUADRO

$\leftarrow 1 \mu s / CUADRO$

Figura III.16 Pulso de RFSH generado por la UCP 280.

A6

\overline{RAS}

\overline{CAS}

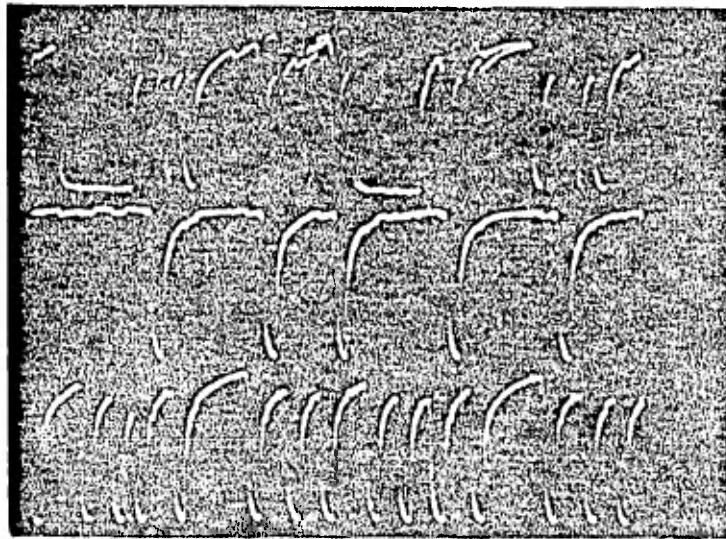


Figura III.17 Dirección A6 durante las señales CAS y RAS.

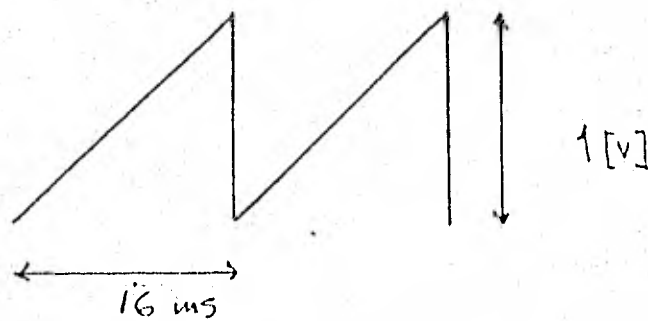
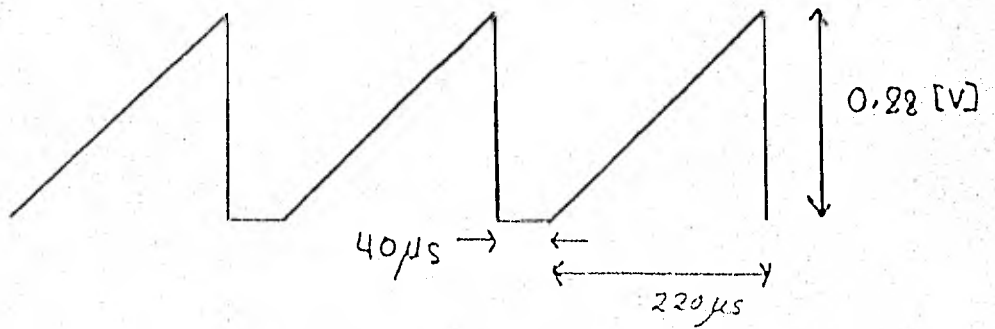
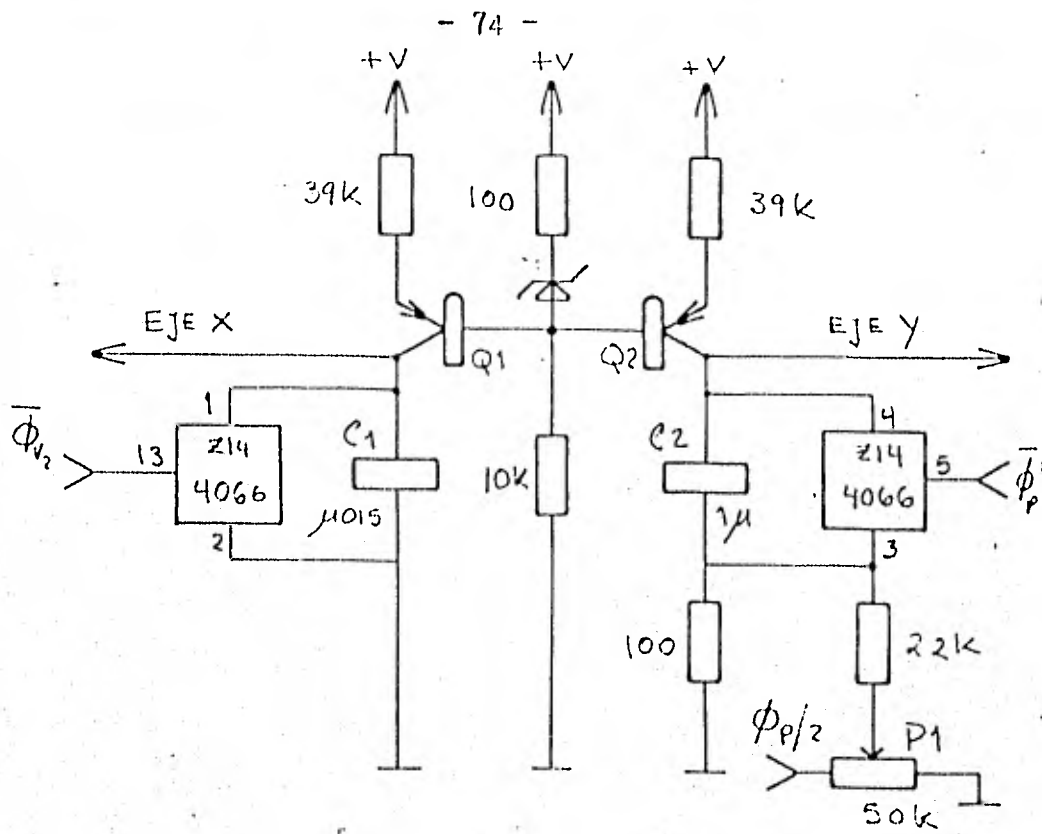


Figura III.18 Generador del Barrido X-Y del Monitor de Video.

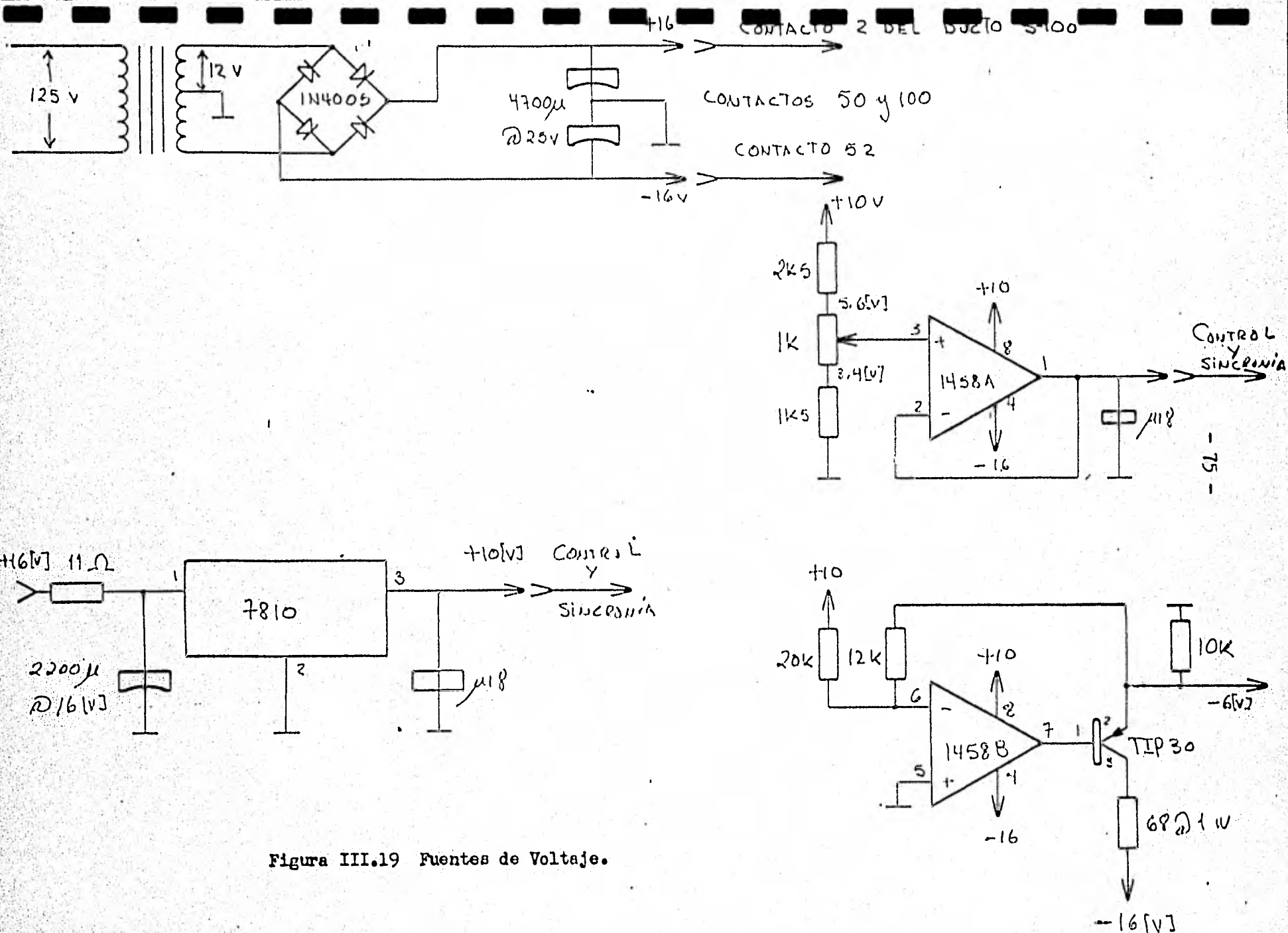
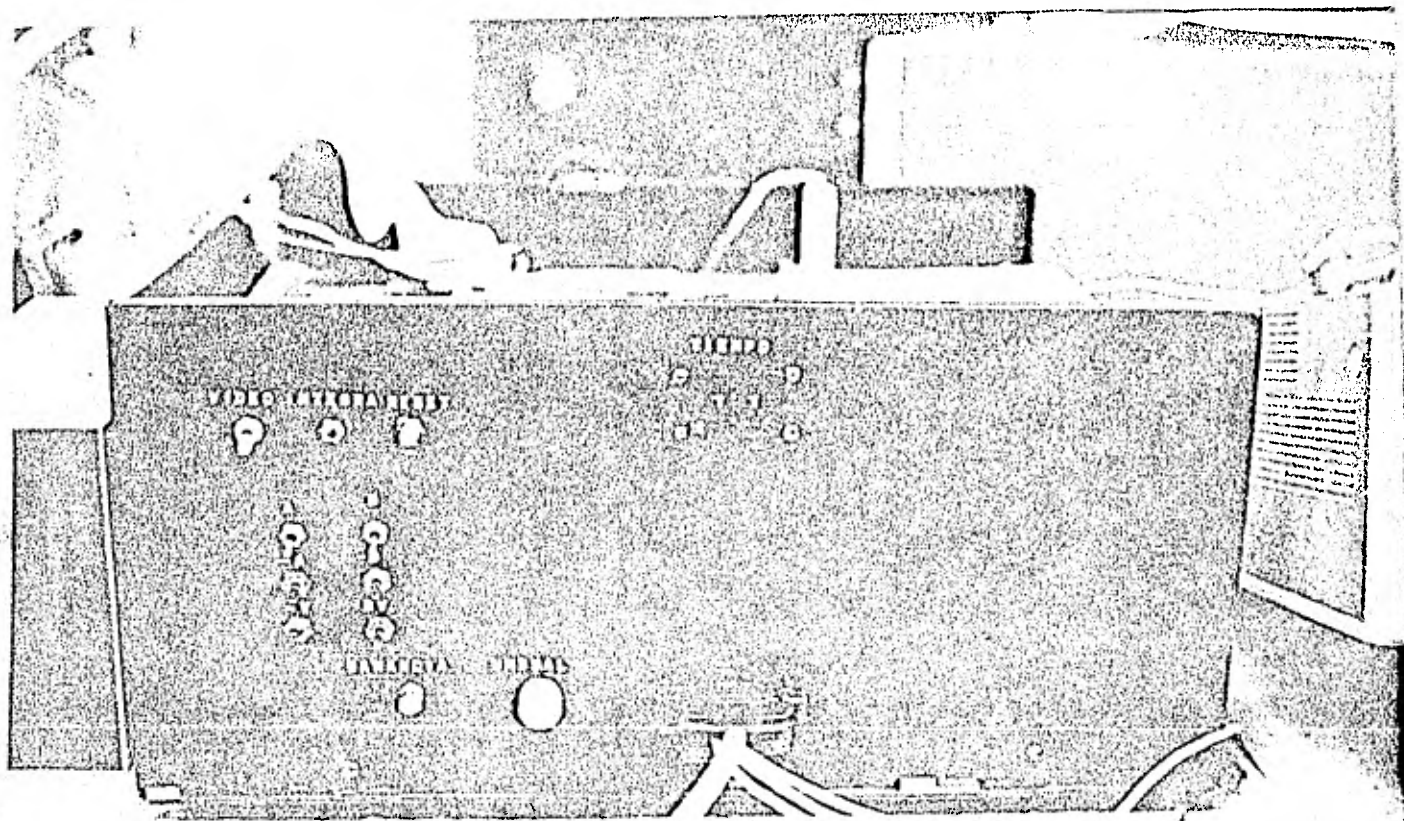


Figura III.19 Fuentes de Voltaje.



TABlero DE Control

C A P I T U L O I V
RESULTADOS EXPERIMENTALES

Entre las características fundamentales del CCD utilizado en particular se encuentran las siguientes:

- a) Linealidad.
- b) Ruido en el voltaje de señal.
- c) Eficiencia cuántica.
- d) Intervalo Dinámico.
- e) Voltaje debido a la corriente oscura.

La linealidad se puede encontrar a partir de dos pruebas:

- 1) La respuesta del detector a la irradiancia a tiempo de integración constante y 2) La respuesta del detector a la irradiancia con el tiempo de integración variable.

El ruido en el voltaje de señal permite conocer el umbral de detección mínimo y a partir de ahí el intervalo dinámico además de que permite calcular la eficiencia cuántica.

Encontrando el voltaje oscuro como función del tiempo de integración se puede calcular para cualquier instante el ruido asociado a dicho voltaje. Este último dato es necesario pues es el ruido el que impone el límite para la detección de luz.

1.- Pruebas en el Laboratorio.

a) Linealidad.

Para conocer la respuesta del CCD a la energía radiante se utilizó como fuente luminosa un laser de Helio-Neón ($\lambda = 6328 \text{ \AA}$), un par polarizador-analizado para controlar la intensidad de luz, una lente colimadora y un material difusor para obtener una irradiancia homogénea sobre el detector, un radiómetro calibrado al 20% para medir la irradiancia R y un osciloscopio para medir el voltaje de video.

Se realizaron dos estudios sobre el detector. En el primero la irradiancia R se varió manteniendo el tiempo de integración constante en 32 ms (figura IV.1) y en el segundo se varió el tiempo de integración manteniendo la irradiancia R constante en 0.065 watts/cm² (figura IV.2). Un ajuste por cuadrados mínimos de una recta para los datos antes del punto de saturación muestra una linealidad de 1.5% para el primer caso y de 1.3% para el segundo.

b) Eficiencia cuántica.

Para conocer la eficiencia cuántica del dispositivo se recurrió a utilizar la razón señal a ruido en términos del voltaje de salida.

El voltaje de señal V_S es:

$$V_S = \eta \dot{n}_F T \frac{e}{C_0} \quad (1)$$

donde \dot{n}_F es el número de fotones por unidad de tiempo por unidad de área, η es la eficiencia cuántica, T es el tiempo de integración, e es la carga del electrón y C_0 es la capacidad total asociada a un pixel.

El ruido en el voltaje V_R se supone que es tan solo el provocado por el ruido de disparo ya que se espera que la eficiencia cuántica η sea pequeña, por tanto V_R^2 es:

$$V_R^2 = \eta \dot{n}_F T \frac{e}{C_0} \quad (2)$$

y por tanto, la razón señal a ruido al cuadrado será

$$\left(\frac{V_S}{V_R}\right)^2 = \eta \dot{n}_F T, \quad (3)$$

de donde se puede despejar la eficiencia cuántica η . En base a la ecuación (2) puede suponerse una relación lineal entre V_R^2 y V_S de la forma $V_R^2 = m_1 V_S$ y por tanto también una relación

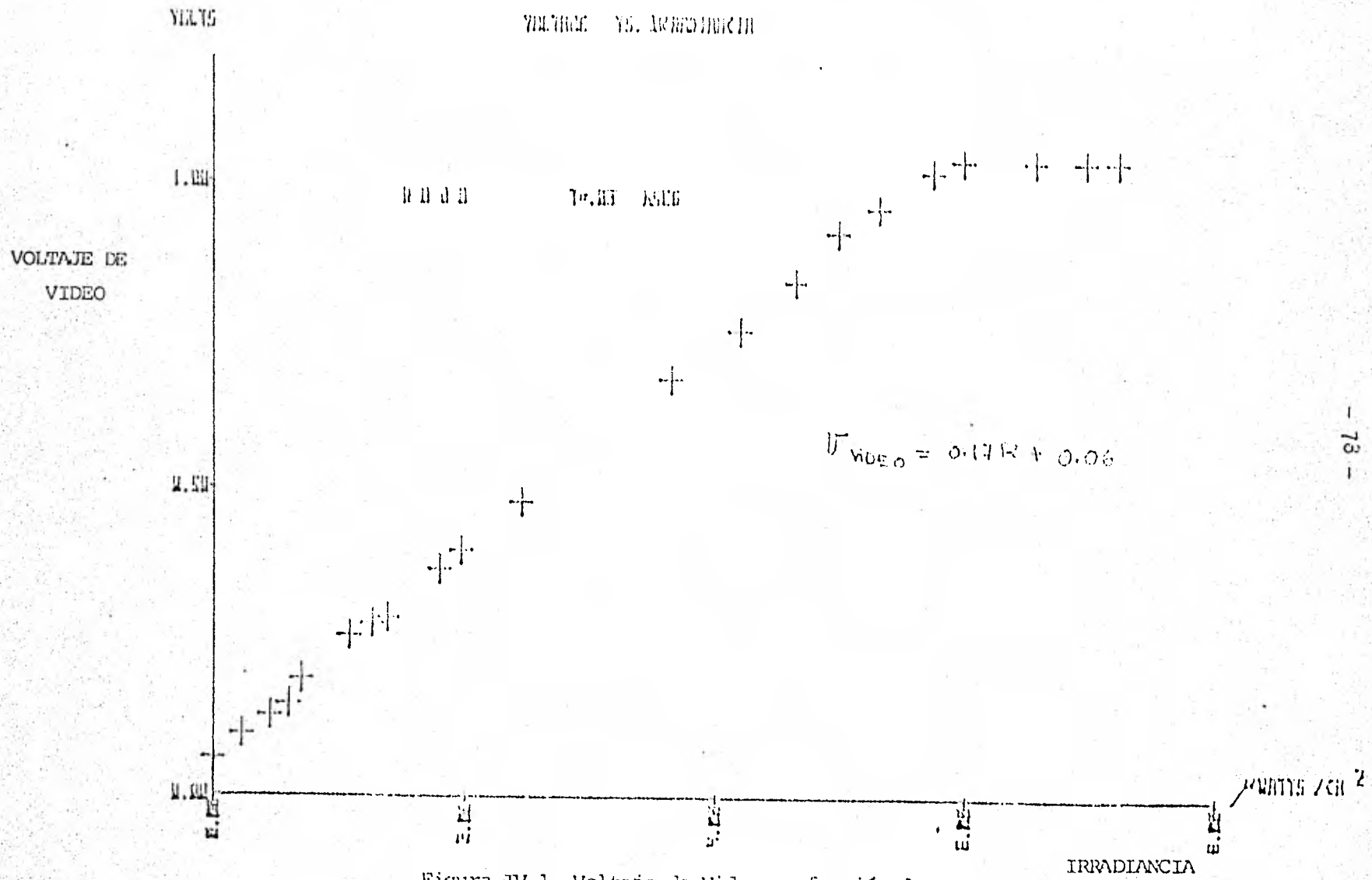


Figura IV.1 Voltaje de Video en función de la Irradiancia.

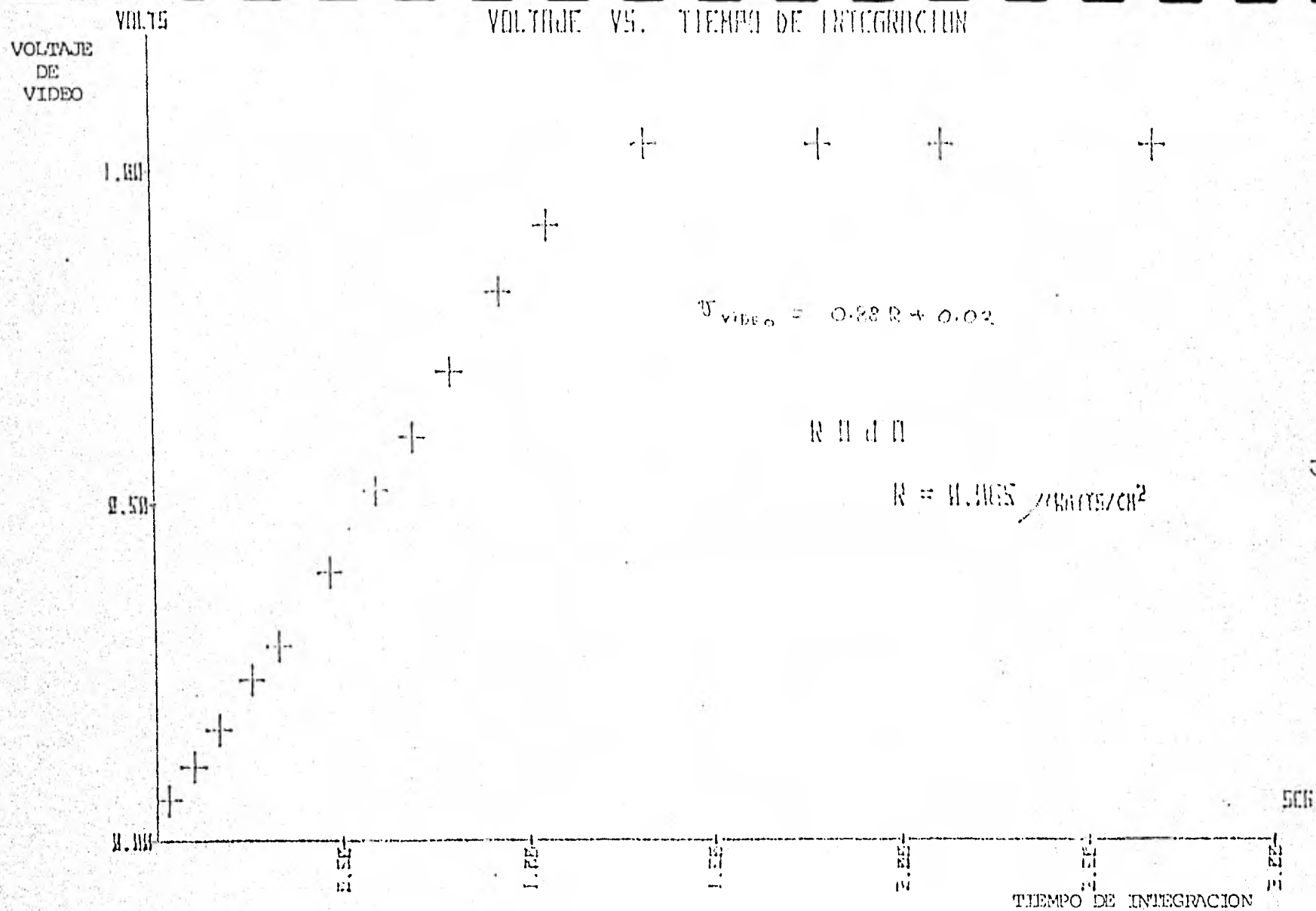


Figura IV.2 Voltaje de video en función del Tiempo de Integración.

lineal entre V_R^2 y R de la forma $V_R^2 = m_2 R$. En la figura IV.3 se muestra la relación V_R^2 contra V_s y en la figura IV.4 se muestra la relación V_R^2 contra R . Partiendo de estos resultados experimentales y de las ecuaciones (1) y (2) se tiene que la eficiencia cuántica es:

$$\eta = \frac{m_2}{m_1^2} \frac{R}{\dot{n}_{FT}} \quad (5)$$

El número \dot{n}_F lo podemos encontrar a partir de la irradiancia como

$$\dot{n}_F = \frac{RA\lambda}{hc}$$

donde A es el área de un pixel, λ es la longitud de onda, h es la constante de Planck y c es la velocidad de la luz. Finalmente la eficiencia cuántica es:

$$\eta = \frac{m_2}{m_1^2} \frac{hc}{TA\lambda} \quad (6)$$

Realizando el cálculo para los valores experimentales se tiene una eficiencia cuántica de 0.15 ± 0.05 lo cual no está lejos del valor dado por el fabricante (figura II.12) y que es de 0.12.

Es importante mencionar que el ruido en el voltaje de salida fue medido con una probabilidad de error muy grande pues fue leído únicamente con el osciloscopio; sin embargo, se muestran estos resultados para que de alguna forma se corroborara la eficiencia cuántica dada por el fabricante.

Como resultado adicional e importante se puede calcular un factor de conversión \mathcal{F}_c que nos permitirá encontrar a partir de cualquier voltaje de video el número de fotones que inciden sobre el detector. De la ecuación (1) vemos que la señal se convierte en voltaje precisamente por el factor \mathcal{F}_c esto es:

$$\begin{aligned} S &= \eta \dot{n}_{FT} \\ &= \mathcal{F}_c V_s \end{aligned}$$

por tanto, el factor buscado es:

$$F_c = \frac{C_0}{2},$$

cuyo valor podemos calcular con ayuda de la relación experimental entre v_R^2 y v_S :

$$F_c = 3.87 \times 10^5 \frac{\text{ELECTRONES}}{\text{VOLT}}.$$

c) Intervalo Dinámico.

El intervalo dinámico lo podemos calcular desde la irradiancia precisa para saturar hasta el umbral mínimo de detección. El umbral mínimo de detección está asociado íntimamente con el ruido en el voltaje oscuro puesto que es necesario sobrepasar este ruido para apreciar una señal provocada por una fuente luminosa.

En este caso se tiene un tiempo de integración de 32 ms (dicho tiempo es el mínimo permitido por los circuitos electrónicos y que responde al hecho de formar un cuadro cada treinta y dos segundos) y un ruido en el voltaje oscuro de 0.19 mv que se le puede dar un intervalo de validez del 50% por la poca confiabilidad de la lectura; Esto define el punto a partir del cual encontraremos el intervalo dinámico, y haciendo uso del factor de conversión F_c se obtiene un intervalo dinámico de 347.

d) Voltaje Oscuro.

Para finalizar el estudio se muestra en la figura IV.5 el voltaje oscuro como función del tiempo de integración con la finalidad de conocer el ruido asociado a él en cada instante. Esta relación se encuentra a temperatura ambiente.

Para obtener un voltaje oscuro menor al 60% del voltaje de satu-

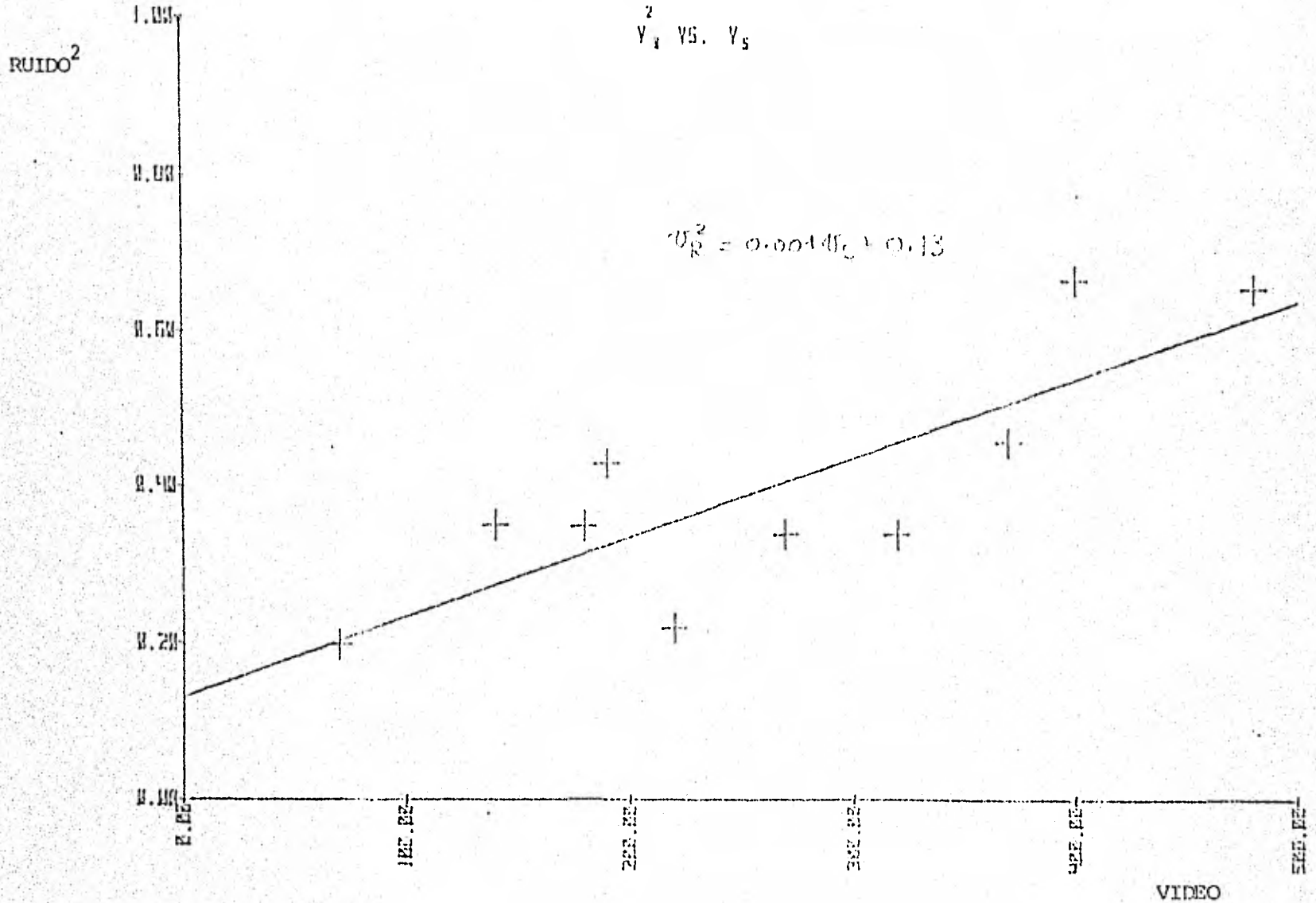


Figura IV.3 El Cuadrado del Ruido en El voltaje de video en función del voltaje de video.

V_R^2 VS. IRRADIANCIA

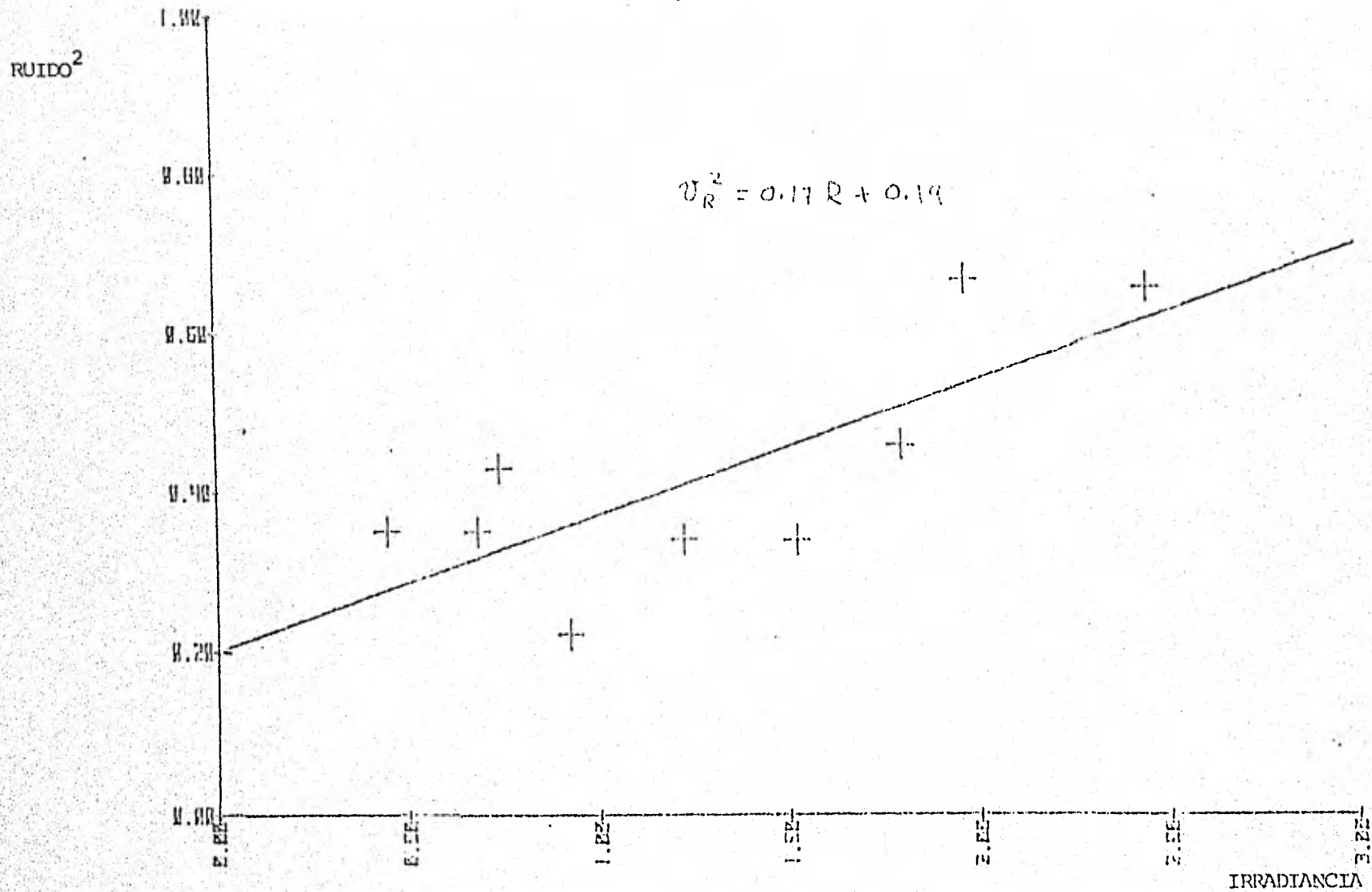


Figura IV. 4 El cuadrado del voltaje de ruido en función de la Irradiancia.

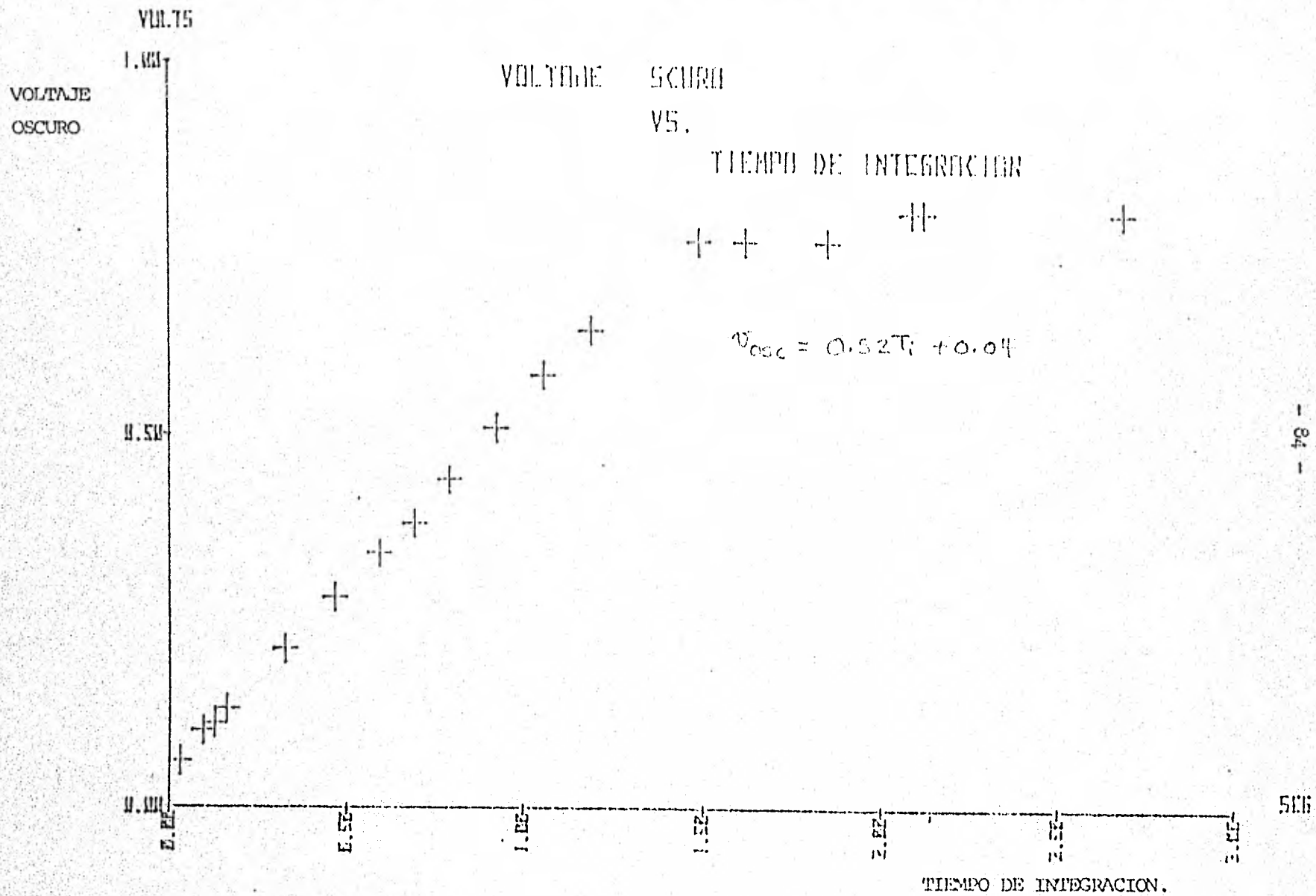


Figura IV.5 Voltaje oscuro en función del Tiempo de Integración.

ración es necesario integrar un tiempo menor o igual a 1.02 s.

El tiempo de integración no puede sobrepasar este límite para no reducir demasiado el intervalo dinámico.

2.- En el Telescopio.

a) Cálculo de la magnitud estelar mínima detectable.

1) Detector solo

Puesto que el ruido es el que impone el límite de detección, se puede calcular la magnitud estelar que proporciona una cantidad de fotones igual a la cantidad de fotones equivalentes al ruido en el voltaje oscuro para un tiempo de integración dado. Esto es, obtener una razón señal a ruido unitario.

Los cálculos se harán para el tiempo máximo de integración dado en la sección anterior y que es de 1.02 s.

Se puede encontrar el número de fotones a los que equivale el ruido en el voltaje oscuro como sigue: de acuerdo a la gráfica del voltaje oscuro como función del tiempo de integración para 1.02 s se tiene un voltaje oscuro de 0.58 volts, por lo que haciendo uso del factor de conversión dado en la sección anterior se tiene un total de 2.25×10^5 electrones por pixel que por ser generados térmicamente tienen asociados 4.74×10^2 electrones de ruido por pixel. Por otro lado, en el telescopio de 1m de Tonantzintla una estrella de magnitud visual 15 proporciona 2.5 fotones/segundo \AA (Firmani, Claudio comunicación privada) por lo que se tendrán 12.8×10^3 fotones en 1.02 s de integración dentro de un intervalo de 5000\AA (intervalo de detección para este CCD)(figura II.12). Suponiendo que una estrella ocupa al

menos 10 pixeles (figura IV.6) se tiene que sobre un pixel inciden 1.28×10^3 fotones, los que convertidos a electrones por la eficiencia cuantica de 0.12 dan un total de 1.56×10^2 electrones/pixel.

Emplenado la relación de luminosidades entre estrellas de diferente magnitud m_1 y m_2

$$\frac{S_1}{S_2} = 10^{-0.4(m_1 - m_2)}$$

Se concluye que una estrella que permita tener una razón señal a ruido unitaria es de una magnitud visual de 13.7.

ii) Sistema televisivo.

Al tomar al detector como parte de un sistema debe considerarse que ahora el límite de detección lo dará el convertidor analógico digital puesto que éste necesita un mínimo de 20 mvolts para producir un conteo y que además existe involucrada en el sistema una respuesta logarítmica (fig. III.10).

Para encontrar el límite de detección para el sistema se ha supuesto que el voltaje de corriente oscura es restado por sumar un voltaje de corriente directa igual e inverso el voltaje oscuro y que se opera en el punto donde el convertidor requiere una señal de video de 0.257 volts para producir el primer conteo. Por tanto, haciendo uso del factor de conversión se encuentra un número de electrones equivalente a este voltaje de 7.75×10^3 electrones por pixel, que sumados con el ruido de corriente oscura a 1.02 s de integración (4.74×10^2 electrones/pixel) dan un total de 6.74×10^4 fotones por pixel.

Este número de fotones es equivalente al proporcionado por una estrella de magnitud visual 10.5 en el telescopio de 1m de Tonantzintla quedando esta última magnitud como el límite de detectabilidad

para el sistema televisivo digital, pues con esta estrella se tiene una razón señal a ruido de uno en 1.02 s de integración.

b) Observación de estrellas.

Las pruebas del sistema se realizaron en el telescopio de propiedad del Instituto de Astronomía de la U.N.A.M. en Tonantzintla Pue. con el CCD a temperatura ambiente.

Se monto el detector en un reductor focal cuya relación focal con el telescopio es de 15.78 (telescopio F 15 y lente del reductor focal f 0.95) utilizando una lente optimizada para $H\alpha$.

La figura IV.6 muestra la imagen de β orionia obtenida en 398 ms. La substracción del voltaje de corriente oscura se logra por medio del potencial D.C. que se proporciona externamente.

La figura IV.7 se obtuvo con un tiempo de integración de 1.02 s y corresponde a la nebulosa de Orión; el trapecio no logra ser resuelto. El voltaje de corriente oscura es restado al memorizarse en B y desplegar A-B, la memoria A contiene el ruido más las estrellas.

La estrella BD + 8 2015 lograda con 1.02 s de integración se muestra en la figura IV.8. El voltaje de corriente oscura se anula con el control de D.C. y para lograr observar entre el ruido se memoriza el ruido más las estrellas en la memoria B, se desplaza un poquito el telescopio, se actualiza la memoria A y se despliega A-B. De esta manera aunque el ruido dificulta la observación se logra detectar los objetos de interés al crearse "huecos" perfectamente distinguibles.

Se intentó realizar observaciones con el detector colocado directamente en el plano focal del telescopio. Las dificultades para enfocar dado montaje improvisado, el aumento en el tamaño de la imagen

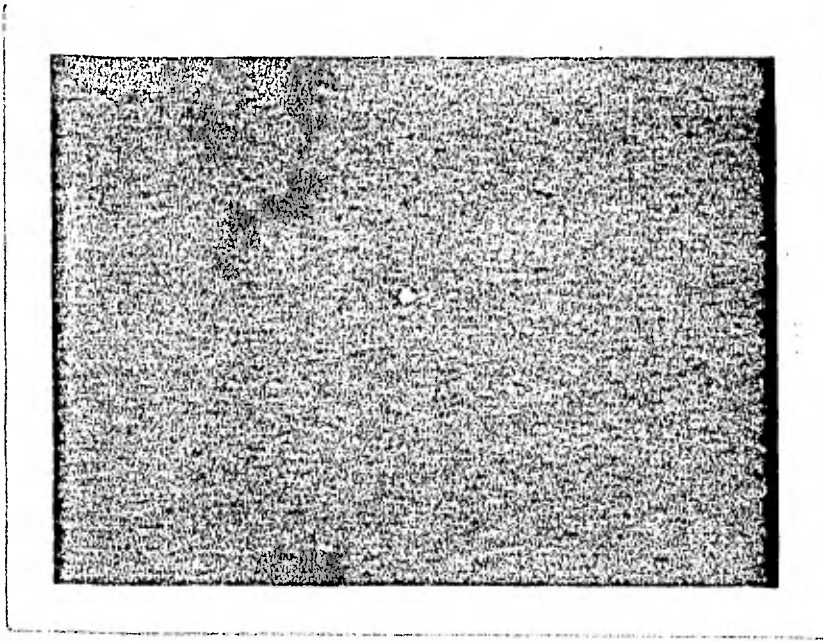


Figura IV.6 β Orionis.

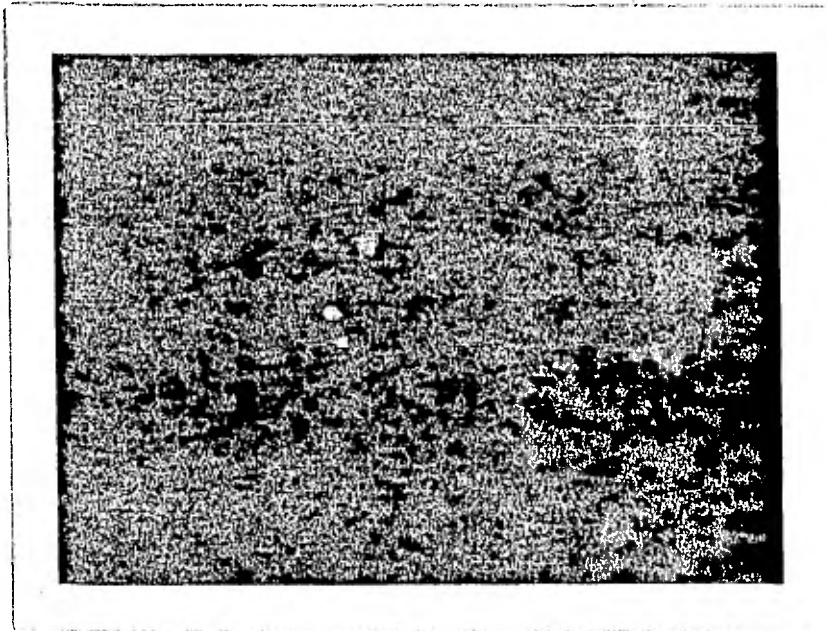
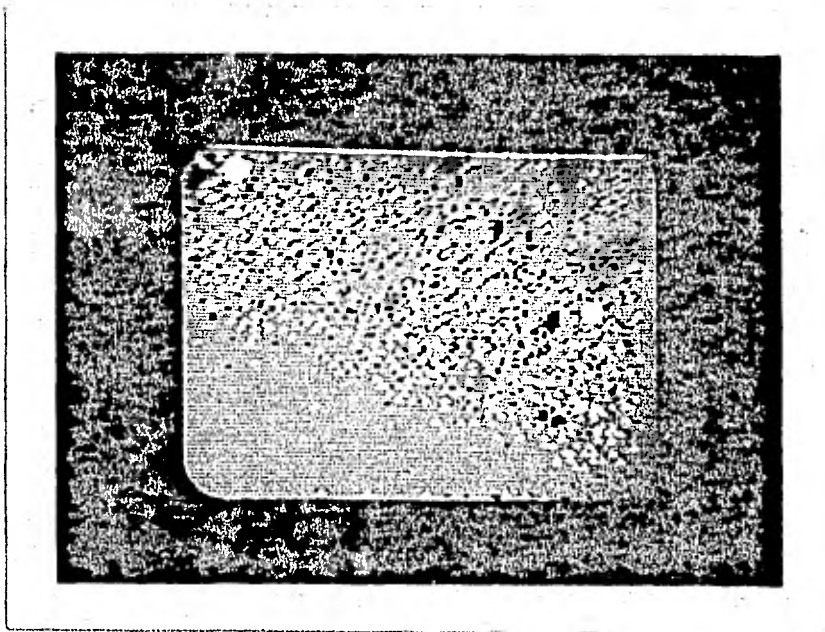


Figura IV.7 Nebulosa de Orión.



← +8° 2015

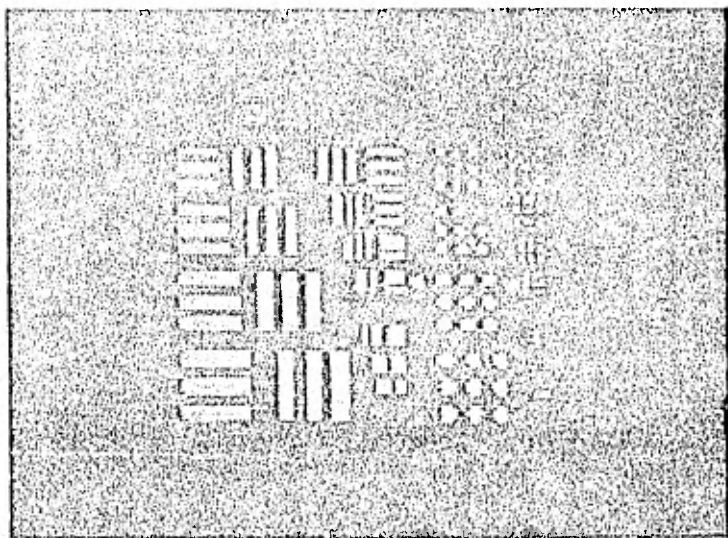
Figura IV.8 Estrella +8° 2015.

y la poca calidad de la misma no permitieron realizar observaciones.

Se puede comparar la magnitud de la estrella BD +8 2015 de magnitud visual 10.3 con la esperada en la sección 2.- a) de este capítulo y notar que el resultado es satisfactorio; máxime si en el cálculo de dicha sección se considera una pérdida del 15% en el flujo luminoso provocada por el reductor focal (Pishmish, Paris comunicación privada) y que reduce la magnitud visual detectable por el sistema a 10.4 .

3.- Comentario Final.

Con esta primera evaluación del sistema se puede hacer una apreciación del mismo para cuando se optimice la razón señal a ruido al disminuir el voltaje oscuro por enfriar el detector. Según la gráfica proporcionada por el fabricante donde se muestra el promedio del voltaje oscuro pico contra la temperatura (Apéndice A), el voltaje oscuro disminuye en un factor de 10 por cada 25° C, por tanto, si se logra que el detector se enfríe 50° C, se tendrá un voltaje oscuro de 5.8 mvolts y encontrando la estrella que proporcione una señal a ruido de uno, se tendrá una magnitud 16.2 como límite de detección para el CCD integrando durante 1.02 s. Sin embargo, como el convertidor analógico a digital limita esta característica, se recomienda hacer la siguiente mejora: Emplear para la señal de video un amplificador diferencial de ganancia variable aunado a un control fino para la suma del voltaje de corriente directa; con esto, se puede intentar alcanzar el límite de detección del detector cuando funcione a temperatura baja por sumar cuidadosamente el voltaje de D.C. que permita colocar la señal de video muy cerca del voltaje necesario para el primer conteo en el convertidor analógico a digital.



APENDICE A .

Se proporciona la nota técnica que describe al CCD202. Entre otras cosas se encontrarán: especificaciones eléctricas detalladas y algunas características típicas.

CCD202

100X100 ELEMENT AREA IMAGE SENSOR

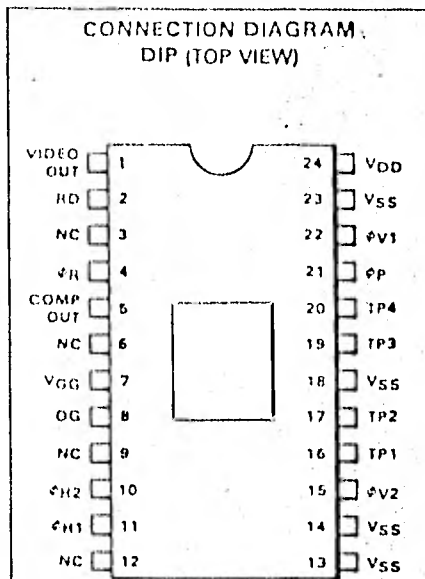
CHARGE COUPLED DEVICE

GENERAL DESCRIPTION - The CCD202 is a solid state area image sensor organized in an array of 100 horizontal lines by 100 vertical columns. The 10,000 image sensing elements are 18 μm horizontally and 30 μm vertically and are located on 40 μm horizontal centers and 30 μm vertical centers. The dimensions of the image sensing area are 4 mm by 3 mm.

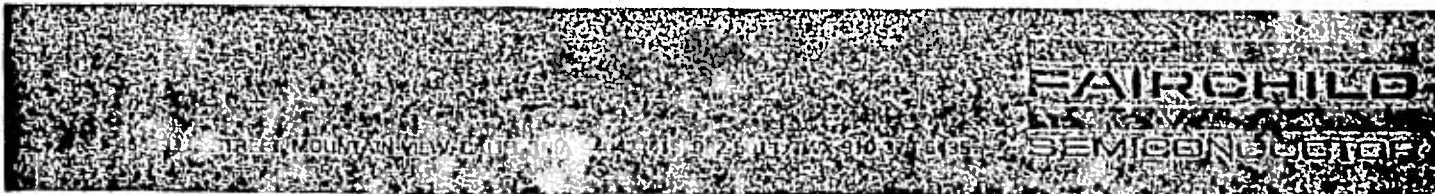
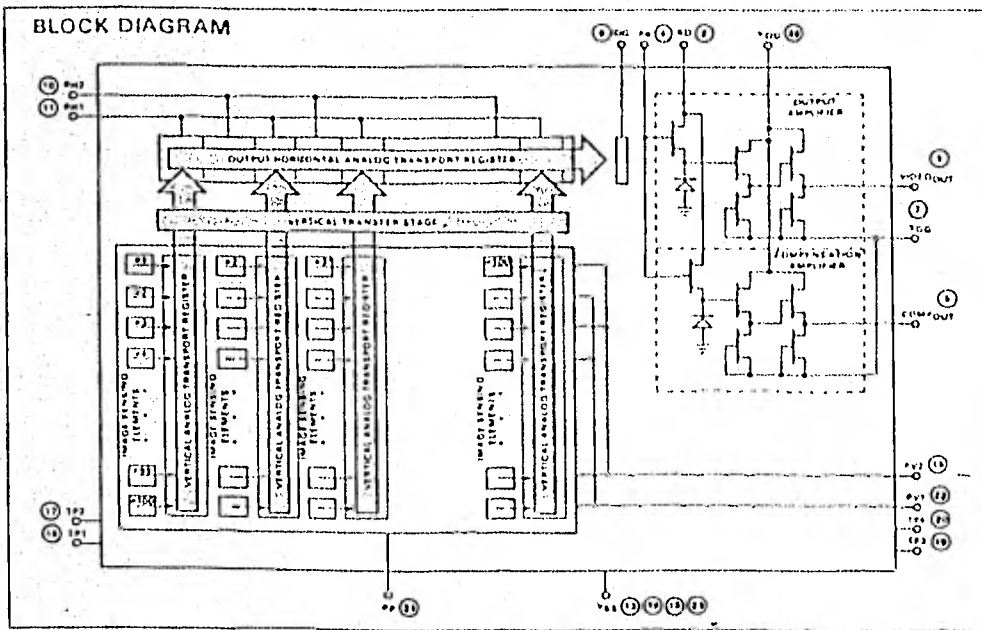
The X-Y format of the array was selected to provide a 4 x 3 image aspect ratio. The highly precise location of the photosites allows precise identification of each component of the image signal. This feature allows the device to be used in applications requiring precise dimensional measurement. The device is also intended to be used in video cameras that require low power, small size, high sensitivity and high reliability.

The CCD202 is an improved version of the CCD201 100 x 100 Area Image Sensor. The device is manufactured using Fairchild buried channel charge coupled device technology and is packaged in a 24-pin hermetic DIP with an optical glass window.

- 10,000 IMAGE SENSING ELEMENTS ON A SINGLE CHIP
- NO LAG, NO GEOMETRIC DISTORTION
- GAMMA CHARACTERISTIC OF APPROXIMATELY 1.0
- ON-CHIP PREAMPLIFIER PROVIDING TYPICALLY 1.0 V OF VIDEO SIGNAL
- HIGH DYNAMIC RANGE: TYPICALLY 300:1
- WIDE RANGE OF VIDEO DATA RATE UP TO 500 FRAMES/s
- LOW POWER DISSIPATION: TYPICALLY 75 mW
- HIGH RELIABILITY
- 24-PIN HERMETIC PACKAGE WITH AN OPTICAL GLASS WINDOW



PIN NAMES	
VIDEO OUT	Video Output
COMP OUT	Compensation Output
ϕP	Photogate Clock
$\phi V1, \phi V2$	Vertical Analog Transport Register Clocks
$\phi H1, \phi H2$	Horizontal Analog Transport Output Register Clocks
ϕR	Reset Clock
RD	Reset Drain
OG	Output Gate
VDD	Output Drain D.C. Supply
VGG	Signal Ground
VSS	Substrate Ground
NC	No Connection
TP1 - TP4	Test Points



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating Temperature	-25°C to +55°C
Storage Temperature	-25°C to +100°C
Pins 1, 2, 5, 16, 24	-0.6 V to +15 V
Pins 4, 8, 10, 11, 15, 17, 19, 20, 21, 22	-10 V to +15 V
Pins 7, 13, 14, 18, 23	V _{SS} = 0 V

Caution: The device has limited built-in gate protection. Static charge build-up should be minimized.

FUNCTIONAL DESCRIPTION – The CCD202 consists of the following subsections as illustrated in the Block Diagram.

1. 10,000 image sensing elements in a 100 x 100 array.
2. 100 columns of 50 element 2-phase vertical analog transport registers.
3. A 102 element 2-phase horizontal analog output shift register charge coupled to the output of each of the 100 column shift registers.
4. A two-stage gated charge integrator which detects and converts the charges delivered from the horizontal analog transport register to the output terminal VIDEO_{OUT} (pin 1).

Light energy incident on the image sensor elements generates a packet of electrons at each sensing element. Electrical clocking of the photogate, the vertical analog transport registers, and the horizontal analog output register sequentially deliver the charge packets to the preamplifier. Detailed descriptions of the functional subsections follows.

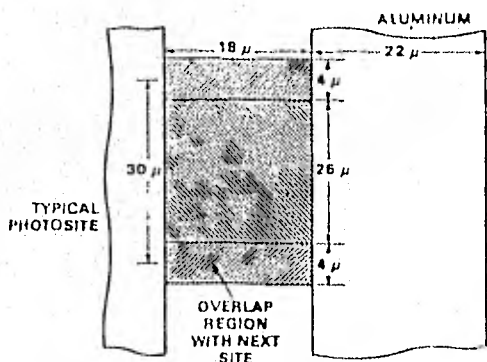
Image Sensing Elements – Image photons pass through a transparent polycrystalline silicon gate structure and are absorbed in the single crystal silicon producing hole-electron pairs. The resulting photoelectrons are collected in the photosites during the HIGH state of the photogate. The amount of charge accumulated is a linear function of the incident illumination intensity and of the integration period. The output signal voltage ranges from a thermally generated background level in the absence of illumination to a maximum at saturation.

Vertical Analog Transport Registers – At the end of an integration period, the charge packets are transferred out of the array in two sequential fields of 50 lines each. When the photogate voltage is lowered, alternate lines of charge packets are transferred to their corresponding sites in the vertical registers (*i.e.*, the odd numbered photoelements in the block diagram). Clocking of the vertical register at ϕ_{V1} and ϕ_{V2} delivers the charge packets from the 100 vertical registers to the horizontal analog transport register through a vertical transfer stage. A minimum of 51 vertical transfers (51 clock cycles on ϕ_{V1} and ϕ_{V2}) are required to transport each field of charge packets out of the vertical registers. Subsequent to the removal of one field a second field cycle is initiated to receive the information from photosites corresponding to the other field (*i.e.*, the even numbered photoelement rows). Clocking of the register transports these charge packets in a similar fashion to the output.

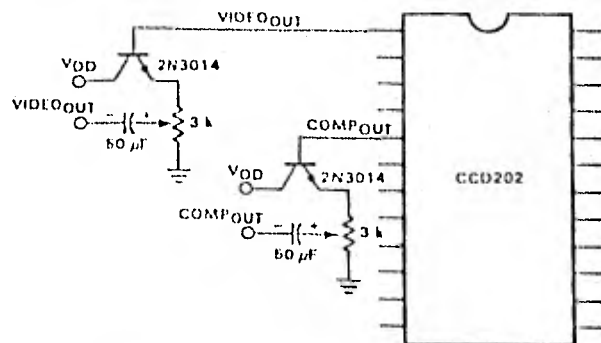
Horizontal Analog Output Transport Register – The horizontal output register is a 102 element 2-phase register that receives the charge packets from the vertical transport registers line by line. As each row of information is received from the vertical registers it is serially moved to the output amplifier by the horizontal clocks ϕ_{H1} and ϕ_{H2} . A minimum of 102 horizontal clock pulses are required to complete transfer of one row of information to the on chip amplifier.

A Two-Stage Gated Charge Integrator – Charge packets are transported to a pre-charged diode whose potential changes linearly in response to the quantity of the signal charge delivered. This potential is applied to the gate of the first stage of a two-stage n-channel MOS amplifier producing a signal output at VIDEO_{OUT} (pin 1). A reset transistor, driven by a reset clock (ϕ_R), recharges the charge-detector diode capacitance before the arrival of each new signal charge packet from the transport registers. The output of the CCD202 is a series of video levels corresponding to the optical information. The VIDEO_{OUT} pin provides a typical saturation voltage of 1.0 V. Present in the output waveform are reset clock coupling pulses from the clock ϕ_R . Also provided at the output is a signal (COMP_{OUT}, pin 5) which can be used to cancel any ϕ_R clock coupling in VIDEO_{OUT} by differential amplification. (See timing diagram).

PHOTOSITE DIMENSIONS



TEST LOAD CONFIGURATION



DC CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	PARAMETER	RANGE			UNITS	CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
V_{RD}	Reset Drain Voltage	5.0	10	15.5	V	
V_{DD}	Output Drain D.C. Supply	14.5	15	15.5	V	
V_{OG}	Output Gate Voltage	-1.0	0	+1.0	V	Note 1
V_{SS}	Substrate Ground		0		V	Clock Return Line
V_{GG}	Signal Ground		0		V	Signal Return Line
TP1	Test Point 1	10	15	15.5	V	Can be Tied to V_{DD}
TP2	Test Point 2		0		V	Ground to V_{SS}
TP3	Test Point 3					Connect to ϕ_{H2}
TP4	Test Point 4					Connect to ϕ_{H1}
$C_{\phi P}$	Photogate Clock Capacitance		1500		pF	With respect to V_{SS} . All Other Terminals Gnd.
$C_{\phi V1}, C_{\phi V2}$	Vertical Clocks Capacitance		1000		pF	With respect to V_{SS} . All Other Terminals Gnd.
$C_{\phi H1}, C_{\phi H2}$	Horizontal Clocks Capacitance		35		pF	With respect to V_{SS} . All Other Terminals Gnd.
$C_{\phi R}$	Reset Clock Capacitance		50		pF	With respect to V_{SS} . All Other Terminals Gnd.
R_{OUT}	Output Resistance		700		Ω	

CLOCK CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	PARAMETER	RANGE			UNITS	CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
$V_{\phi PL}$	Photogate Clock LOW		0		V	
$V_{\phi PH}$	Photogate Clock HIGH	4.0	6.0	12	V	Note 2
$V_{\phi RL}$	Reset Clock LOW		0.0		V	
$V_{\phi RH}$	Reset Clock HIGH	4.0	10	12	V	Note 2
$V_{\phi H1L}, V_{\phi H2L}$	Horizontal Analog Transport Register Clock LOW		0		V	
$V_{\phi H1H}, V_{\phi H2H}$	Horizontal Analog Transport Register Clock HIGH	4.0	9.0	12	V	Note 2
$V_{\phi V1L}, V_{\phi V2L}$	Vertical Analog Transport Register Clock LOW		0		V	
$V_{\phi V1H}, V_{\phi V2H}$	Vertical Analog Transport Register Clock HIGH	4.0	6.0	12	V	Note 2
$f_{\phi H1}, f_{\phi H2}$	Horizontal Analog Transport Register Clock Frequency	0.1	2.0	6.0	MHz	
$f_{\phi V1}, f_{\phi V2}$	Vertical Analog Transport Register Clock Frequency	0.001	0.02	0.06	MHz	
$f_{\phi R}$	Reset Clock Frequency (Video Data Rate)	0.1	2.0	6.0	MHz	

AC CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{\phi H1} = f_{\phi H2} = 2 \text{ MHz}$, $t_{INT} = 6.6 \text{ ms}$ (see Note 8); Light source is 2854°K Tungsten illumination with a Corning 1-75 I.R. cutoff filter.

SYMBOL	PARAMETER	RANGE			UNITS	CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
DR	Dynamic Range	200	300			Note 3
SE	Saturation Exposure	0.3	0.4		$\mu\text{J}/\text{cm}^2$	Note 4
V_{sat}	Saturation Output Voltage	0.8	1.6		V	Note 5
R	Responsivity		4.0		$\text{V}/\mu\text{J cm}^{-2}$	
S	Shading		± 2.0	± 10	% of V_{sat}	Note 6
V_D	Average Peak Dark Voltage		0.08		V	Note 7

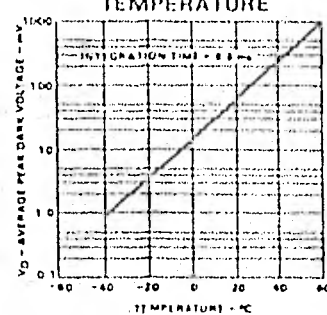
NOTES:

1. Adjustment in the range of -10 V to +10 V is required for optimum performance
2. Adjustment in the range of 4.0 V to 12 V is required for optimum performance
3. Measured by adjusting incident illumination to the signal saturation point, then attenuating the incident light with a neutral density filter of density $N.D. = 2.3$ (which corresponds to a reduction in incident light of 200 times). The resultant off chip video signal should be $\geq 4 \text{ mV}_{p-p}$
4. $1 \mu\text{J}/\text{cm}^2 = 0.02 \text{ fcs}$ at 2854°K
 $1 \text{ fcs} = 50 \mu\text{J}/\text{cm}^2$ at 2854°K
5. Saturation output voltage (V_{SAT}) is measured by reading the output signal voltage (VIDEO_{OUT}) obtained when the illumination level is adjusted just below the point where the output signal starts to flatten. The saturation voltage includes the signal plus dark pedestal but not the clock transients which are present in the unprocessed video. (See Timing Diagram)
6. Shading is measured at 50% of saturation with uniform illumination by observing the variations in photoelements amplitude across a particular line (as shown in the Timing Diagram) or field. The first and last three bits of a line and first and last three rows of a field are excluded from the measurement.
7. Average dark signal is the video output obtained from the device in the dark. In making the measurement care must be taken to distinguish between the dark signal and the normally present clock transients. The value stated is the average of the peak values from all photosites.
8. The minimum integration time (t_{INT}) is equal to $t_{INT} = 2 \times 52 (102 t_{PH} + 2 \mu\text{s})$
 $= (1.0608 \times 10^7 / f_{PH} + 0.208) \text{ ms}$

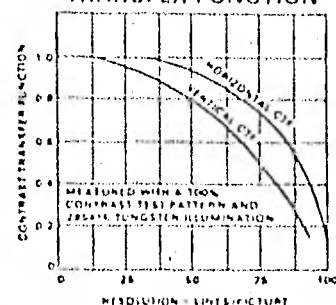
Example: If $f_{PH} = 2 \text{ MHz}$; then $t_{INT} = 1.0608 \times 10^7 / 2 \times 10^6 + 0.208 = 5.548 \text{ ms}$ and $f_{FRAME} = 180 \text{ Hz}$.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

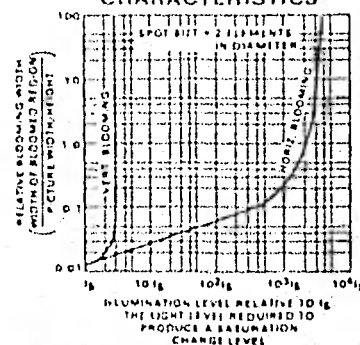
AVERAGE PEAK DARK VOLTAGE VERSUS TEMPERATURE



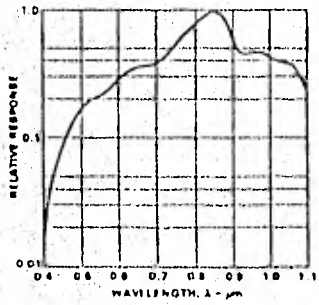
CONTRAST TRANSFER FUNCTION



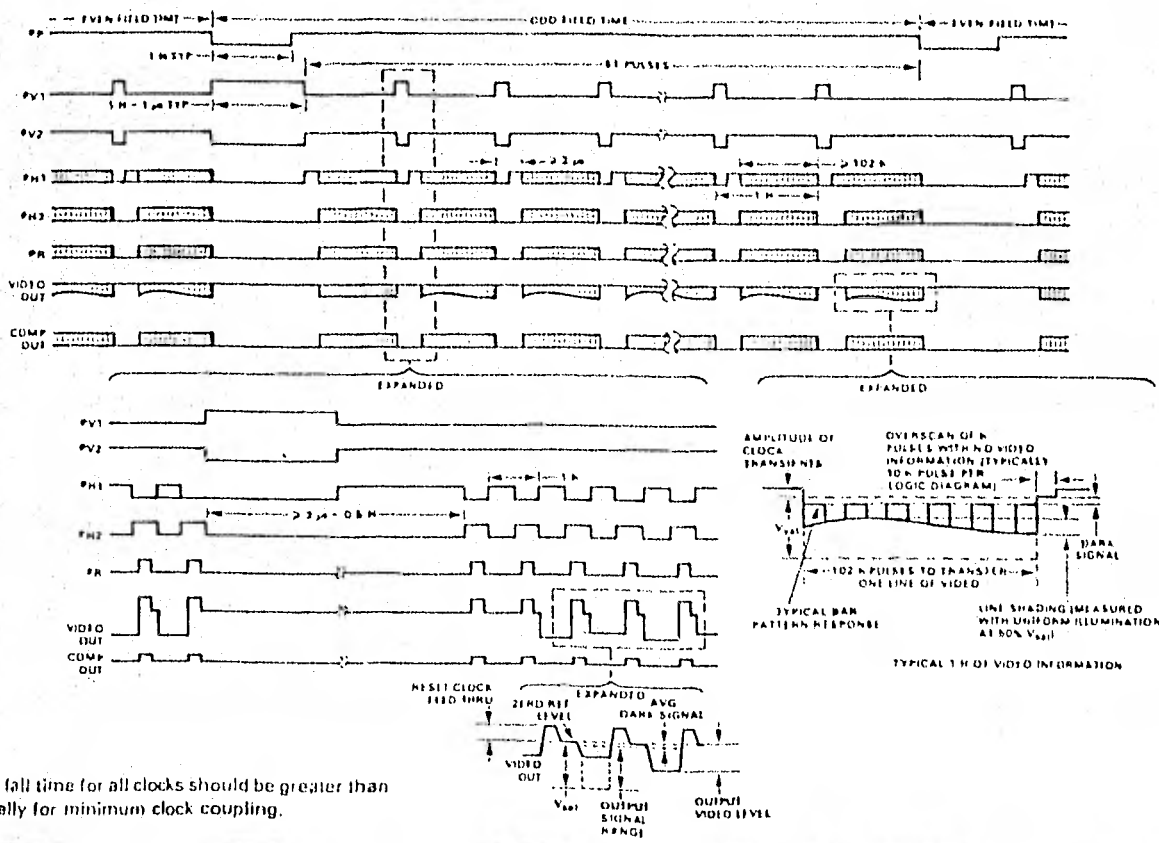
BLOOMING CHARACTERISTICS



SPECTRAL RESPONSE



TIMING DIAGRAM DRIVE SIGNALS



All rise and fall time for all clocks should be greater than 15 ns typically for minimum clock coupling.

CCD202 DRIVE CIRCUITRY

The drive electronics described here can be used over a fairly wide frequency range (0.1 MHz – 6.0 MHz video data rate). Figure 1 shows the necessary logic for generating the waveforms required by the CCD202. Figure 2 shows a discrete driver stage and Figure 3 shows a typical sweep circuit.

The *master clock* in Figure 1 operates at four times the horizontal frequency rate. It covers the frequency range from 0.4 MHz to 24 MHz for a $f_{\phi H}$ range of 0.1 MHz to 6.0 MHz. The output of the master clock goes to a *frequency divider* via a buffer stage, T4D. The divider provides outputs at $f_{\phi H}$ and $2 f_{\phi H}$ rates.

The $f_{\phi H}$ waveforms are shifted by the master clock pulse within the *phase shifter* section. This shift places the $2 f_{\phi H}$ waveform inside the leading and falling edges of the $f_{\phi H}$ waveforms. The outputs of the phase shifter are complementary square waves.

The *phase control logic* establishes the necessary control over the output waveforms at the ends of lines and fields. Here the $f_{\phi H}$ and $2 f_{\phi H}$ waveforms are gated by control signals V_{OFF} and $H_{INHIBIT}$, two waveforms derived from the low frequency logic section. The $H_{INHIBIT}$ logic holds the high frequency output waveforms in a fixed state while the next row of data from the vertical registers is being transferred to the horizontal register of the CCD202. $H_{INHIBIT}$ goes LOW at the beginning of the vertical shift time and remains LOW for 16 $f_{\phi H}$ clock periods. It then returns HIGH for 112 $f_{\phi H}$ periods.

The V_{OFF} waveform overrides the $H_{INHIBIT}$ control to give the special shape shown associated with the $f_{\phi H}$ inhibit interval. V_{OFF} goes LOW at the end of the vertical transfer time for eight horizontal clock periods. It is a 50% duty cycle waveform except during the field transfer time where it is gated off for one complete horizontal line time.

One output taken from the phase shifter section is fed through a buffer amplifier to the low frequency logic. This, in effect, becomes the clock for the low frequency section.

The low frequency logic contains a frequency dividing network which divides down the clock input to produce the vertical and photogate pulses for the CCD202. Additional outputs available from this circuitry are the timing pulses necessary for generating an interlaced display and those required for blanking.

The *line counter* section establishes the duration of a horizontal line. In this design, 128 h counts are permitted. When the terminal count is reached by T12, the line start flip-flop T7B is toggled. This enables gate T14A, which allows the next clock pulse to set horizontal inhibit flip-flop T9B and vertical control flip-flop T9A.

The *field counter* divides the terminal count of the line counter down further to generate the pulse rates required at field and frame rates. This circuit produces a pulse for every 52 input pulses. Thus, there are 52 $f_{\phi V}$ pulses for every field for this design.

The *vertical logic* section produces the $f_{\phi V1}$ and $f_{\phi V2}$ waveforms. The vertical control flip-flop T9A is set at the end of each line and at the end of even fields, but not at the end of odd fields. This condition is created by gating out the line start pulse by T14C with the mixed field and frame control signal from T1D. T9A is reset after eight counts of T11 by control gate T14D. At the end of a field the count will be 128 plus eight, for a total of 136 before T9A is reset.

The *photogate logic* produces the $f_{\phi P}$ waveform. The field control flip-flop T10A is set by the terminal count from the field counter and reset by the terminal count of the line counter. Thus the $f_{\phi P}$ pulse duration will be one line time.

The *frame control logic* contains a flip-flop T10B which toggles with each terminal count pulse from the field counter. Its output is a 50% duty cycle pulse at the frame frequency. One output can be used as input to an interlace circuit.

All drive pulses required by the CCD202 are coupled from the logic circuits via driver circuits. The driver outputs are voltage variable over the range of -10 V to +10 V. Rise and fall times of 20 ns are achievable with these circuits. A typical driver configuration is shown in Figure 2.

The sweep circuit illustrated in Figure 3 will provide two linear ramps corresponding in time to the line and field scanning rates of the CCD202. The vertical and horizontal sweep blanking pulses, in combination with the interlace signal, control the sweep duration, blanking and base line offset required for interlace field scanning.

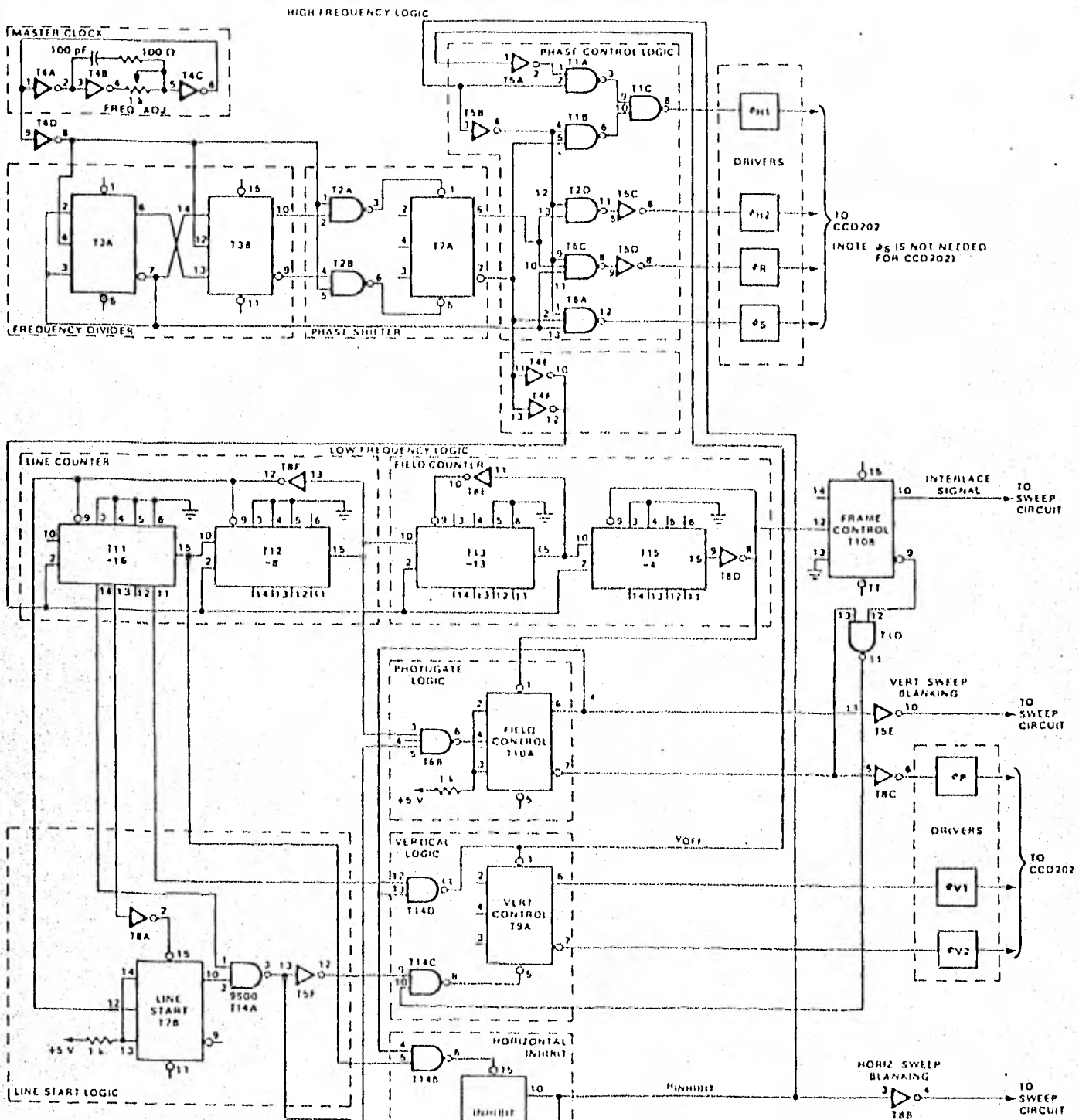
For both sweeps, linear ramp generation is accomplished by using a Fairchild $\mu A740$ FET input operational amplifier with a capacitor in its feedback loop. With the $\mu A740$ supplying constant current to the capacitor, the only non-linearity will be due to leakage paths across the amplifier. Two possible leakage paths exist: those due to the capacitor and those due to the clamp transistor; both should be selected for low leakage.

Horizontal sweep blanking is accomplished using both vertical and horizontal blanking pulses which control the output of T30A. Each time the output of T30A goes HIGH, clamp transistor T31 turns on providing a discharge path across C1 and amplifier T28, returning the output level to zero. Upon completion of the blanking period, T31 turns off and capacitor C1 starts to recharge at a linear rate. Rate of charge across C1 is controlled by horizontal width control R1.

Vertical sweep generation is accomplished by amplifier T32 and controlled by clamp transistor T33 in the same manner as for the horizontal sweep. Vertical sweep charge rate is controlled by height adjustment R2. The positive going linear sawtooth from the output of T32 is mixed at the summing junction of amplifier T35 with the dc voltage from R3, the vertical base line adjustment, and a 50% duty cycle square wave from R4, the interlace adjustment control.

R3 is adjusted to cause amplifier T35 to produce a linear negative going sawtooth with base line at a positive 1.01 V when interlace signal from R4 is LOW (even field). When the interlace signal is HIGH, R4 is adjusted so that the base line of the sawtooth is 1.0 V positive (odd field). The vertical height adjustment R2 is then adjusted to give a 1.0 V amplitude negative going sawtooth sweep voltage with properly interlaced sweep.

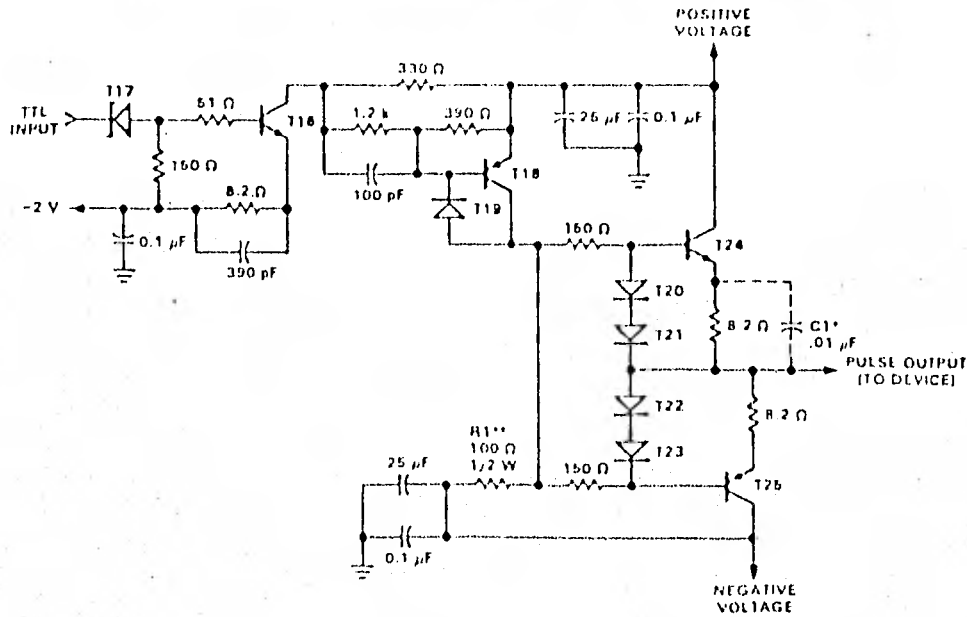
FAIRCHILD CHARGE COUPLED DEVICE • CCD202



PARTS LIST FOR FIGURES 1, 2 AND 3

TP	DEVICE	DESCRIPTION
11, 12, 114, 130	9500	Dual 2-Input NAND Gate
14, 16, 18, 129	9504	Hex Inverter
18	9510	Triple 3-Input NAND Gate
13, 17, 19, 110	95109	Positive Edge Triggered JK Flip-Flop
111, 112, 113, 116	R3516	Edge Triggered, Fully Synchronous 4-Bit Binary Counter
118, 124	2N3611	npn Transistor
131, 133	2N3014	npn Transistor
118, 126	2N6455	pnp Transistor
117	1N749	4.3 V Zener Diode
119, 120, 123, 127, 123	FD600	Switching Diode
126, 127, 134	FD100	Switching Diode
128, 132, 136	μA740	JLT Input Operational Amplifier

Fig. 1. Logic Diagram



*C1 installed on ϕ_p , ϕ_{V1} and ϕ_{V2} clocks. This allows faster rise time without tripping over current circuit.

**R1 can be increased in value for low frequency operation.

Fig. 2. Typical Driver

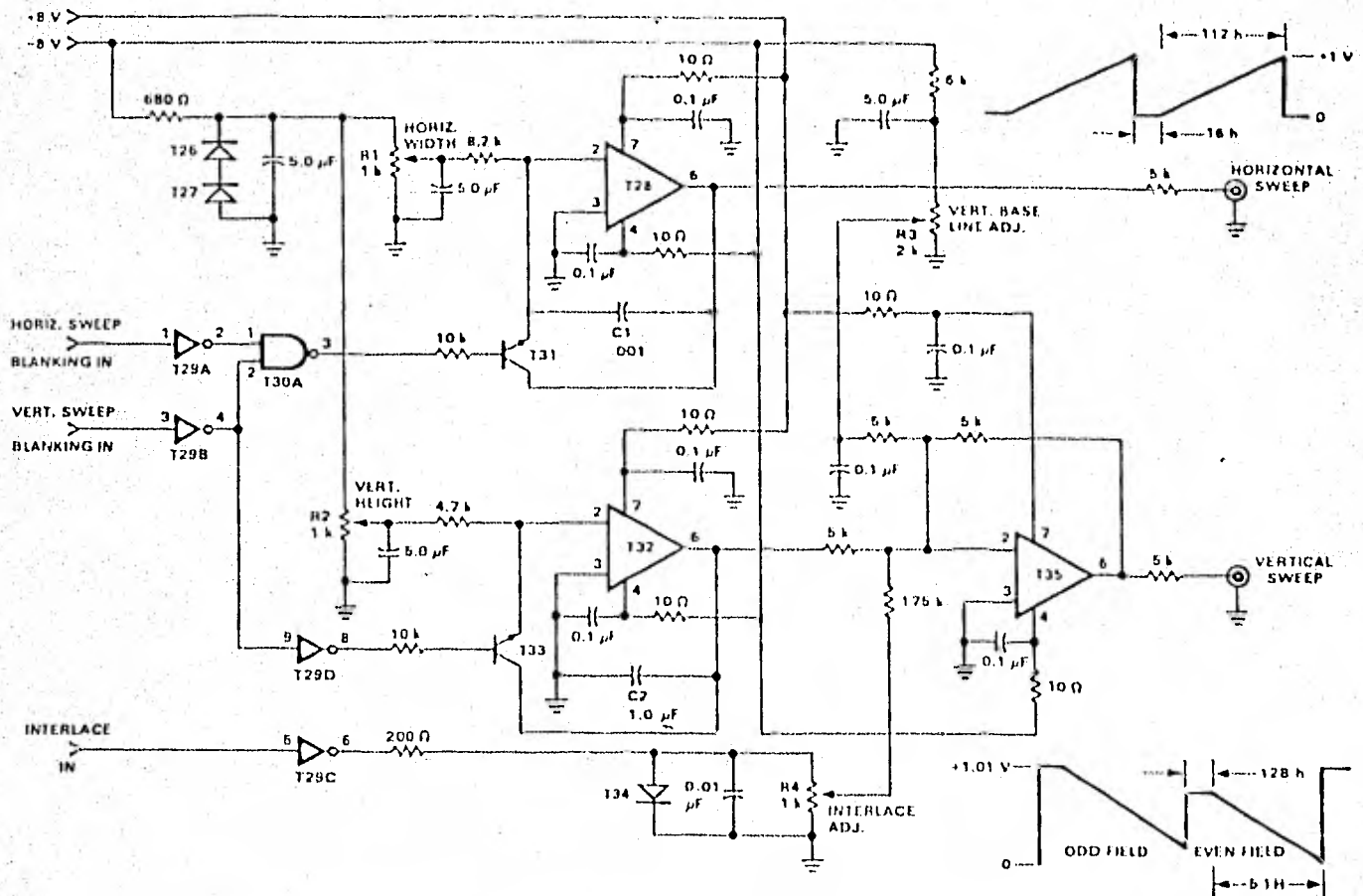


Fig. 3. Sweep Circuit

FAIRCHILD CHARGE COUPLED DEVICE • CCD202

ORDER INFORMATION - The CCD202 as described in this data sheet can be ordered in its various classes as a standard device. The CCD202 has on chip a charge injection port where analog information can be fed to an input horizontal analog transport register in series form. This register is similar to the output register and is situated at the bottom of the block diagram on page 1. This information is then clocked in parallel through the vertical column registers to the output horizontal analog transport register which is then clocked in series and provides at the output a line by line reproduction of the electrical input information. The device is thus organized in a series-parallel-series (SPS) configuration. It can be used in conjunction with an imaging array for frame to frame comparison type of applications. For further information concerning S.P.S. operation refer to the CCD351 data sheet.

Standard CCD202 devices are not tested to have their input registers operational. To order a CCD202 in its various forms order the corresponding device types outlined in the table below.

DESCRIPTION	DEVICE TYPE
Standard CCD202, Class A Blemish Classification	CD202ADC
Standard CCD202, Class B Blemish Classification	CD202BDC

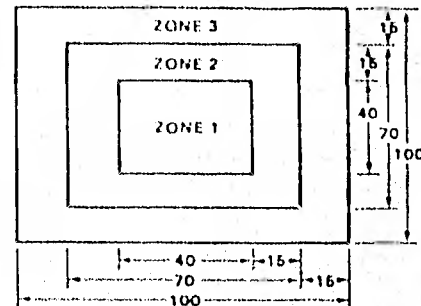
Also available are printed circuit boards that contain all the necessary clock, logic, drivers, amplifiers and sweep circuits to operate the CCD202. For further information regarding these PC boards, contact your nearest Fairchild sales office.

CLASSIFICATIONS - CCD202's are classified in terms of maximum number of image blemishes allowed and their position on the image format. The array is divided into three zones (see Figure), since blemishes near the periphery of the array are usually less objectionable than those near the center. The area of the array has a 4 x 3 aspect ratio. Zone 1 encompasses 16% of the photoelements, Zone 2, 33% and Zone 3, 51%.

An image element is blemished if it shows a spurious output $\geq 10\%$ of saturation. The output waveform of the array is analyzed under two conditions. (1) in the dark and (2) at 50% of the saturation level.

BLEMISH SPECIFICATION

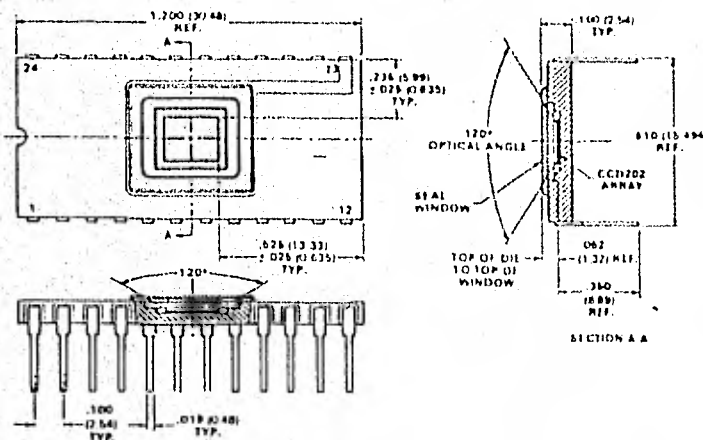
CLASSES	ZONE 1	ZONE 2	ZONE 3	TOTAL
A TYPE	0	2	4	6
B TYPE	1	3	5	9



All dimensions in Elements

PACKAGE OUTLINE

24-Pin Dual In-line Hermetic Package



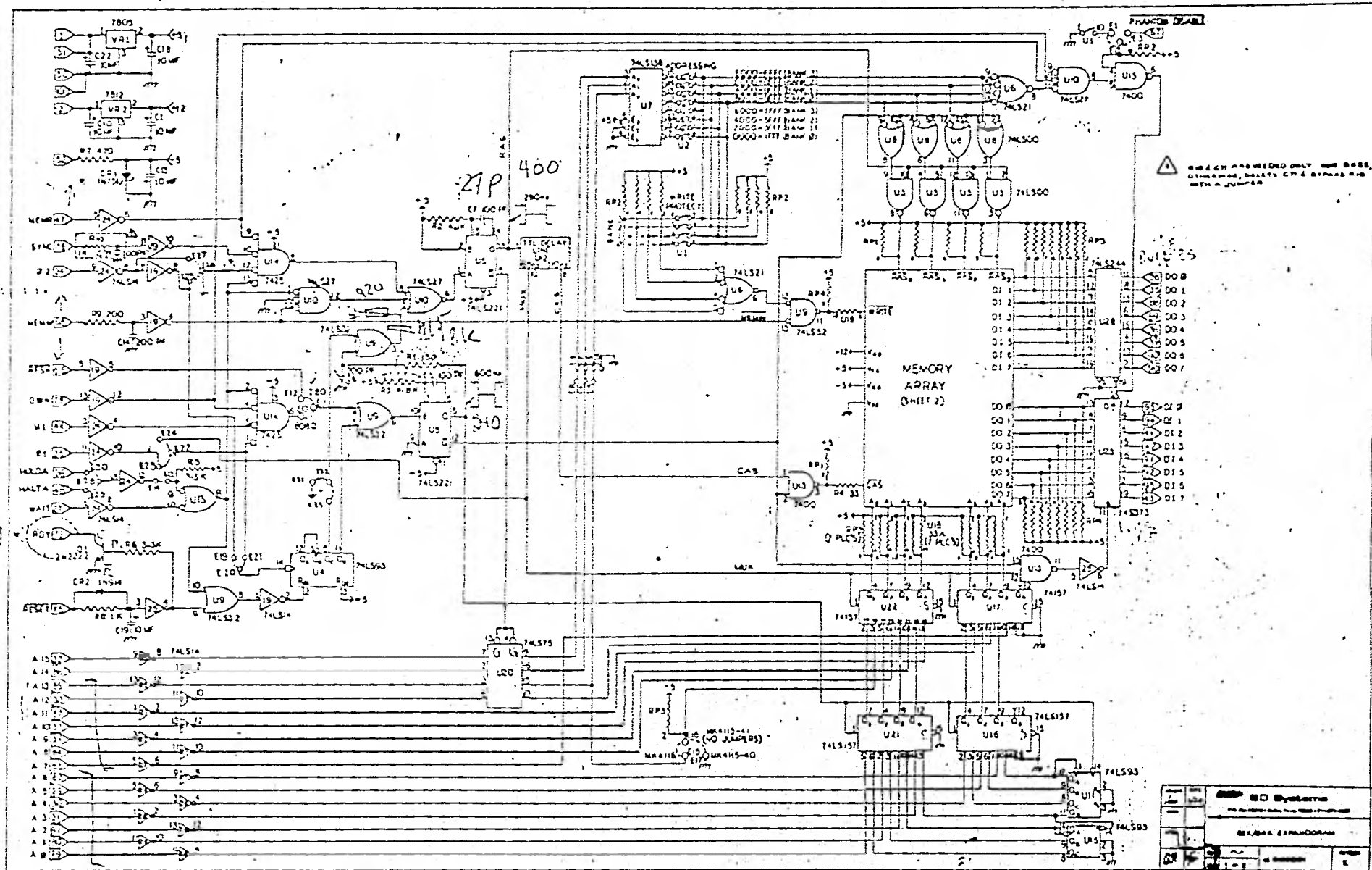
NOTES:

- All dimensions in inches (bold) and millimeters (parentheses)
- Header is black ceramic (Al_2O_3)
- Transparent cover is glass
- Photoelement No. 1 is closest to pin 12 on CCD202 die
- Photoelement No. 100 is closest to pin 1 on CCD202 die

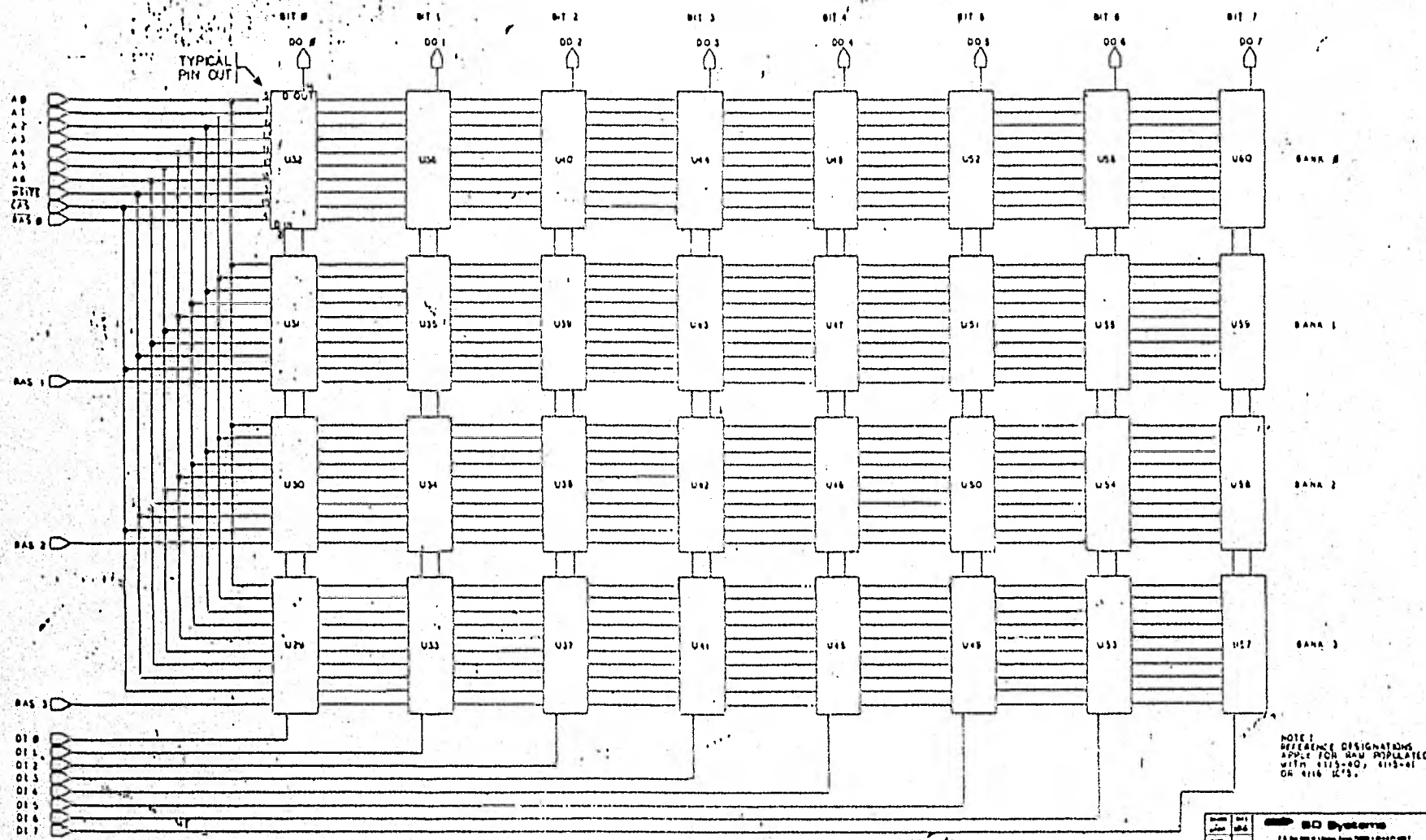
APENDICE B .

Se muestra el diagrama electrónico de la tarjeta de memoria EXPANDORAM y se indican las modificaciones realizadas para su correcto funcionamiento, tanto con el sistema televisivo como con la tarjeta UCP 280.

La modificación I permite el ciclo de escritura y lectura simultáneos necesario para el sistema de televisión y la modificación II proporciona la ejecución correcta del ciclo de escritura adelantado ejecutado por el microprocesador 280.



E16-B3



TYPICAL PIN OUT

NOTE: REFERENCE DESIGNATIONS APPLY FOR PARTS REPLACED WITH 4115-00, 4115-01 OR 4116 IC'S.

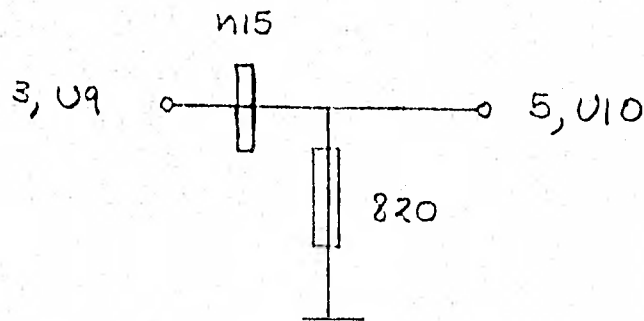
DO Systems	
75 DO 001 (Rev. 10-1964)	
SINCE MANUFACTURE	
DATE	BY
10-1-64	W. J. BROWN

Modificación I.

Para prolongar el tiempo de duración del pulso generado por el circuito monoestable U5 se le colocó un capacitor de pfarads en paralelo con el capacitor C7 para alterar la constante de tiempo RC.

Modificación II.

El pulso a la salida del circuito U10 se logra del tiempo justo para evitar la cancelación de CAS y RAS colocando un circuito RC entre el contacto 5 del circuito U10 y el contacto 3 del circuito U9.



B I B L I O G R A F I A .

- 1.- Advances in Electronics and Electron Physics. Vol. 22A. Año 1969
Fourth Symposium on Photoelectronic Image Devices. Ed. Academic Press.
- 2.- Advances in Electronics and Electron Physics. Vol. 28B Año 1969.
Fourth Symposium on Photoelectronics Image Devices. Ed. Academic Press.
- 3.- Advances in Electronics and Electron Physics. Vol. 33A Año 1972.
Fifth Symposium on Photoelectronic Image Devices. Ed. Academic Press.
- 4.- Advances in Electronics and Electron Physics. Vol. 33B Año 1972.
Fifth Symposium on Photoelectronic Image Devices. Ed. Academic Press
- 5.- Advances in Electronics and Electron Physics. Vol. 52 Año 1979.
Seventh Symposium on Photoelectronic Image Devices. Ed. Academic Press.
- 6.- Amelio, G.P. Charge Coupled Devices. Scientific American. Feb 22.1974.
- 7.- Ascoli-Bartoli, U.; De Angelis, A. y Kardi, M. Use of the Image
Orthicon Tube for Detecting Low Intensity Pulsed Light Signals.
Applied Optics. Vol. 8 N^o. 1 Año 1969. pp 59-64.
- 8.- ^A Astronomical Observations with Television Type Sensors. Proceedings
of a Symposium held by Institute of Astronomy and Space Science at
University of British Columbia Vancouver 8 B.C. Canada. Editores
Glaspey, J.W. y Walker, G.A.E.
- 9.- Barden, W. The Z80 Microcomputer Handbook. Sams Publications. 1978
- 10.- Baum, W.A. Photosensitive Detectors. Annual Review of Astronomy and
Astrophysics. Vol. 2 Año 1964. pp 165-194.
- 11.- Boyce, F.B. Low Light Level Detectors for Astronomy. Science. Vol
198 Año 1977. pp 145-148.
- 12.- Broadfoot, A., Sandel, B. Self-scanned Anode Array a Microchannel
Plate Electron Multiplier; The OSAMA/CUN. Applied Optics. Vol 16 Año 1977
pp 1533-1538.

- 13.- Brophy, J. Basic Electronics for Scientist. Ed. Mc Grow Hill. 1972.
- 14.- Burstein, P. y Michels, D. Direct Detection of XUV Radiation with a CCD. Applied Optics. Vol. 19, 10 May 1980. pp. 1563-1565.
- 15.- Carruthers, G. Electronic Imaging Devices in Astronomy. Astrophysics and Space Science. Vol. 14, año 1971. pp. 332-377.
- 16.- Catchpole, C. y Johnson, C. The Multianode Photomultiplier. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 84, February 1972. pp. 134-136.
- 17.- Charged Coupled Devices and Systems. Ed. by Homes, E.J. and Morgan, D.V., John Wiley & Sons, 1979.
- 18.- Crane, J. y Davis, E. Characteristics of the Silicon Diode Vidicon. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 87, February 1975. pp. 207-216.
- 19.- Colgate, S. y Colburn, J. Sit Vidicon with Magnetic Intensifier for Astronomical Use. Applied Optics. Vol. 14 no. 6, June 1975. pp. 1429-1436.
- 20.- Malmstadt, H. y Erke, Ch. Instrumentation for Scientific Series. 4 volúmenes. Ed. Benjamin, 1973.
- 21.- Cuevas Cardona, S. y Gamboa Aldeco, A. Cámara de Televisión Controlada por Microcomputadora para fines Astronómicos. Tesis profesional de Físico. Fac. de Ciencias, UNAM. 1977.
- 22.- Dargis, A. Point Light Source Detection Characteristics of a SEC vidicon Digital TV Camera. Review for Scientist Instruments. Vol. 49 no. 3, March 1978. pp. 308-313.
- 23.- Deutschman, W. A Calibration model for stellar Photometer using a SEC Vidicon. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 84 February 1972. pp. 123-126.

- 24.- ExpandoRAM- Operations Manual. SD Systems.
- 25.- Ford, W. Electronic Image Intensification. Annual Review of Astronomy and Astrophysics. Vol. 6 año 1968. pp. 1-12.
- 26.- Rnatek, E. A user's Handbook of Semiconductor Memories.^{2d}. Wiley Interscience 1977.
- 27.- Hunten, D. y Stump, C. Performance of a Silicon Vidicon at low Signals Levels. Applied Optics. Vol. 15 no. 12 December 1976. pp. 3105-3110-
- 28.- Lampton, M. LST Propositions. 1975. Preprint.
- 29.- Leach, R. Schild, R. y Gursky, H. Description, Performance and Calibration of a Charge-Coupled-Device Camera. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 92 April 1980. pp. 233-245.
- 30.- Livingston, W. Image Tube Systems. Annual Review of Astronomy and Astrophysics. Vol. 11 año 1973. pp. 95-114.
- 31.- McCord, T. y Frankton, E. Silicon Diode Array Vidicons at the Telescope: Observational Experience. Applied Optics. Vol. 14, no. 6 June 1975. pp. 1437-1446.
- 32.- Metz, W. Astronomy: TV Cameras are replacing Photographic Plates. Science. Vol. 175 año 1972. pp. 1443-1449.
- 33.- Metz, W. Television-Type Sensors for Astronomy: New Pictures. Science. Vol. 181 año 1973. pp. 930-931.
- 34.- National Aeronautics and Space Administration Sp- 256. Astronomical Use of Television Type Sensors. A Symposium held at Princeton University. May 20-21 1970.
- 35.- NASA SP- 335. Advanced Scanners and Imaging Systems for Earth Observations. Report of a working group meeting at Cocoa Beach, Florida. December 11-15, 1972.

- 36.- NASA SP-333. Advanced Electro-Optical Imaging Techniques. A Symposium held at NASA Headquarters, Washington, D.C. September 22, 1972.
- 37.- Nature. Vol. 239. Año 1972. Instrument Review. pp. 116-117.
- 38.- Powers, W. T., y Burns, J. Experimental Evaluation of Geometric Accuracy and Stability of the Image Cathicon for Astronomical Applications. Applied Optics. Vol. 9 año 1970. pp. 2172-2175.
- 39.- Seminar Proceedings of the Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. Electronic Imaging Technics for Engineering, Laboratory, Astronomical and other Scientific Measurements. Los Angeles, Cal. 1975.
- 40.- Proceedings of the SPIE. Applications of Electronic Imaging Systems. Vol. 143. March 30-31 1978.
- 41.- Proceedings SPIE. Applications of Digital Image Processing. August 28-29, San Diego, Cal. Vol. 149.
- 42.- Robinson, L.B. y Wampler, E.J. The Lick Observatory Image Dissector Scanner. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 34 año 1972. pp. 161-166.
- 43.- Rosell, F., Svenson, E., Willson, R. Performance of the Intensified Electron Bombardeed Silicon Camera Tube in low light level Television Systems. Applied Optics. Vol. 11. 1972.
- 44.- Ruiz Schneider, E. G. Aplicación de detectores optoelectrónicos en espectroscopía. Tesis profesional de Físico. Fac. de Ciencias, UNAM 1974.
- 45.- Sandel, B. y Broadfoot, A. Photoelectron Counting with an Image Intensifier Tube and Self-scanned Photodiode Array. Applied Optics. Vol. 15, 1976. pp. 3111-3114.
- 46.- Sevin, L. Field Effect Transistors. Ed. McGraw-Hill Serie Texas

Instruments Electronics. 1965.

47.- Solar Schultz, A.H. Espectroscopía Digitalizada usando Detectores Optoelectrónicos. Tesis profesional de Físico. Fac. de Ciencias, UNAM, 1977.

48.- The Los Memory Data Book for Design Engineers. Texas Instruments Inc. 1978.

49.- Taylor, G.W., et al. Characteristics of Large Area CCD Imaging Systems. IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. NS-24 . 1977. pp. 497-500.

50.- Tifft, W. Two Dimensional Area Scanning with Image Disectors. Publications of the Astronomical Society of the Pacific. Vol. 84. 1972.

51.- UCLA Extension Continuing Education in Engineering and Mathematics. Solid State Imaging. January 25-29, 1982.

52.- Zucchini, P., Lowrance, J., Walker, J. Light Emission from CCDs. Applied Optics. Vol. 19. 1980. p. 2276.