

153
2 es.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

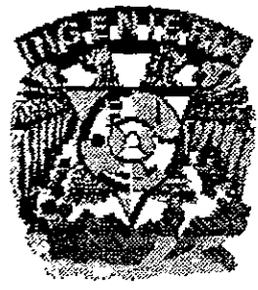
GENERADOR DE SEÑALES DE CONTROL PARA UN
SISTEMA DE DETECCIÓN INFRARROJO PARA
APLICACIONES ASTRONÓMICAS.

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
ÁREA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA

P R E S E N T A:

ROBERTO TORRES DUARTE



DIRECTOR DE TESIS: DR. ELFEGO RUIZ SCHNEIDER

CIUDAD UNIVERSITARIA

1998

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

257540



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

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

A mis padres por su cariño, comprensión, tolerancia
y por impulsarme a seguir siempre adelante.

AGRADECIMIENTOS

Les agradezco a Eloísa y Alejandro por aguantarme y por ser a todo dar, a Toño y José Luis por ser los mejores amigos y a Paulina por su cariño y ayuda.

Al Ing. Renán Castillo y a mi tía Lucita, *por que siempre me han ayudado y apoyado*

Al Ing. Antonio Vives y su esposa, por brindarme su casa desde niño y por que sé que siempre puedo contar con ustedes.

Agradezco al Instituto de Astronomía de la U.N.A.M. por permitirme realizar este trabajo en uno de sus proyectos y especialmente al Dr. Elfege Ruiz por su paciencia y amistad.

A mis compañeros y amigos por los buenos ratos que pasamos juntos

ÍNDICE

1) ANTECEDENTES.....	1
1 1) Breve historia y funcionamiento general de un telescopio.	1
1 2) El espectro electromagnético y el infrarrojo.	7
1 3) Antecedentes de detectores infrarrojos	9
1.4) Antecedentes de la Cámara Infrarroja "Camila" y expectativas de la Cámara Infrarroja de segunda generación "Tequila".....	14
2) JUSTIFICACIÓN, OBJETIVOS Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.....	19
3) REQUERIMIENTOS DE CONTROL DEL DETECTOR.....	21
3 1) Descripción general del detector.	21
3 2) El multiplexor.	25
3.2.1) Descripción de las señales de control para cada uno de los registros.	25
3.3) Métodos de muestreo.....	28
3.3.1) Método de muestreo con reducción de ruido por mínimos cuadrados.	29
3.3.2) Muestreo doble correlacionado.....	33
3 4) Tipos de lecturas.....	35
3.4 1) lectura simple... ..	35
3 4.2) borrar el detector (leyendo pixel siempre)	36
3.4.3) leer+borrar+leer.....	37
3 4.4) borrar+leer	38
3.4.5) borrado rápido.	38
3.5) Señales de control para la cadena de lectura y la interfaz	39

4) DIVERSAS PROPUESTAS DE SOLUCIÓN.....	43
5) EL DSP TMS32050 DE TEXAS INSTRUMENTS, Co.	45
5.1) Arquitectura.	48
5.2) Implementación del secuenciador y de las señales de control mediante el uso del DSP.	51
6) IMPLEMENTACIÓN DE LOS DISTINTOS PROGRAMAS EN EL DSP	53
6.1) Diagramas de flujo	54
6.1.1) Lectura simple.	54
6.1.2) Borrar el detector (leyendo siempre).	55
6.1.3) Leer + borrar + leer.	57
6.1.4) Borrar + leer.	59
6.1.5) Borrado rápido	61
6.2) Listados de los programas implementados ...	62
6.2.1) Lectura simple.	62
6.2.2) Borrar el detector (leyendo siempre).	64
6.2.3) Leer + borrar + leer.	67
6.2.4) Borrar + leer.	70
6.2.5) Borrado rápido	72
7) MEDICIONES REALIZADAS A LOS PROGRAMAS.....	75
7.1) Imágenes del analizador lógico.....	76
7.2) Oscilogramas de señales comunes.....	79
7.3) Mediciones de señales en cada uno de los modos de operación.....	87
7.3.1) Lectura simple.....	87

7.3.2) Borrado leyendo siempre.	88
7.3.3) Lectura + Borrado + Lectura (Muestreo Doble Correlacionado)	88
7.3.4) Borrado + Lectura.	90
7.3.5) Borrado Rápido.	91
8) CONCLUSIONES	93
8.1) Expectativas a futuro.....	93
8.1.1) Acerca del crióstato	93
8.1.2) Comunicación por computadora	94
9) BIBLIOGRAFÍA	95
 APÉNDICES	
I Hojas de especificaciones.....	97
II Resumen mandado a Hawai.....	105

FIGURAS

1.1	Principio de los Telescopios de Refracción.....	3
1.2	Principio del Telescopio de Reflexión.....	4
1.3	Partes de un Telescopio tipo Cassegrain.....	5
1.4	Diagrama de un espejo primario segmentado.....	6
1.5	Figura del Telescopio KECK.....	7
1.6	El Espectro Electromagnético.....	8
1.7	Gráfica esquemática de las uniones del detector y del amplificador en un segmento de arreglo infrarrojo.....	11
1.8	Montaje de un detector híbrido de HgCdTe.....	12
1.9	Diagrama a bloques del sistema Camila.....	15
1.10	Diagrama de bloques del sistema de la Cámara Infrarroja de segunda generación "TEQUILA".....	16
3.1	El HAWAII 1024x1024.....	22
3.2	Gráfica de corriente oscura del detector.....	24
3.3	Eficiencia cuántica del detector.....	25
3.4	Diagrama esquemático de los registros del detector.....	27
3.5	Gráfica de lectura destructiva.....	28
3.6	Lectura no destructiva con varias muestras.....	29
3.7	Gráfica de reducción de ruido.....	33
3.8	Forma de las señales en el muestreo doble correlacionado.....	34
3.9	Señales de control para Lectura simple del detector.....	35
3.10	Señales de control para la Secuencia de Borrado del detector.....	36
3.11	Diagrama de señales de control para el Muestreo Doble Correlacionado.....	37
3.12	Señales de control para borrado y después lectura de cada una de las líneas del detector.....	38
3.13	Señales de control para restablecer el detector sin leer pixeles.....	39
3.14	Señales de temporización y control para cadena de lectura en	

una lectura simple.....	40
3.15 Señales de temporización y control para la cadena de lectura en la secuencia de borrado rápido.....	41
5.1 El Circuito integrado TMS320C50	46
5.2 Diagrama a bloques del sistema de desarrollo.....	47
5.3 Diagrama de la arquitectura del DSP TMS320C5x.....	49
5.4 Interfaz del DSP para puertos Paralelos.....	50
5.5 Diagrama a Bloques de la implementación del secuenciador y las señales de control.....	51
7.1 Osciloscopio TEKTRONIX.....	75
7.2 Analizador Lógico HEWLETT PACKARD.....	76
7.3 Pantalla del analizador lógico para Lectura Simple.....	77
7.4 Pantalla del analizador lógico para borrado leyendo.....	77
7.5 Pantalla del analizador lógico para Muestreo Doble Correlacionado.....	78
7.6 Pantalla del analizador lógico para Borrado + Lectura.....	78
7.7 Pantalla del analizador lógico para Borrado rápido.....	79
7.8 Medición de la señal de PIXEL.....	80
7.9 Características de la señal PIXEL.....	80
7.10 Señales de RESETint vs PIXEL.....	82
7.11 Señales de RESETint vs SAMPLE.....	82
7.12 Señales de SAMPLE vs PIXEL.....	83
7.13 Señales de reloj de 10 MHz vs 2 Mhz.....	84
7.14 Señal de reloj de 10 Mhz.....	84
7.15 Señal de reloj de 2 Mhz.....	85
7.16 Señales PIXEL vs 2 Mhz.....	86
7.17 Señales LINE vs LSYNC.....	87
7.18 Señales LINE vs RESETb.....	88
7.19 Señales LINE vs LSYNC.....	89

7.20	Señales LINE vs RESETb	89
7.21	Señales RESETb vs LSYNC.....	90
7.22	Señales-LINE vs RESETb.....	90
7.23	Señales LINE vs RESETb	91

TABLAS

1	Subdivisiones del infrarrojo.....	8
3.1	Parámetros del detector HAWAII (salida o "readout").....	23
4.1	Cuadro comparativo de propuestas de solución... ..	44

1) ANTECEDENTES.

1.1) BREVE HISTORIA Y FUNCIONAMIENTO GENERAL DE UN TELESCOPIO.

La historia del telescopio se remonta a 1608 cuando una petición de patente de un instrumento para mirar lejos fue presentada en los estados generales de Holanda. Jan Lippershy, quien hizo la solicitud, fue el primero en fabricar un telescopio, pensado originalmente para aplicaciones en la milicia. Era un aparato que combinaba lentes cóncavos y convexos y que hacía parecer las cosas más cercanas.

En mayo de 1609 Galileo Galilei recibió la noticia de la existencia del aparato en un viaje por Venecia y decidió hacer uno. Éste logró magnificar las cosas en tres diámetros y posteriormente fabricó dos mas en los que pudo magnificar hasta 32 diámetros. El objetivo y el ocular en estos telescopios estaba separado una distancia igual a la diferencia de sus longitudes focales. La potencia del dispositivo estaba medida mediante el cociente de la longitud focal del objetivo entre la longitud focal del ocular.

Johannes Kepler le hizo algunas modificaciones al diseño en 1611, cambiando el ocular cóncavo del telescopio de Galileo por uno convexo, además de que la separación de los lentes era equivalente a la suma de sus distancias focales. Pero con estas modificaciones también vinieron otras dificultades, principalmente en la longitud de los telescopios, y un importante descubrimiento: nuestros ojos ven gracias a que la imagen que observamos se forma en la retina por los lentes del ojo. A una mayor distancia a la que se encuentre el objeto se ve más pequeño, y por tanto menor detalle puede ser apreciado. Las cosas que están juntas y a una gran distancia dan la impresión de ser una sola por que no entra suficiente luz al ojo como para causar una impresión en la retina.

De lo anterior se concluyó que la cantidad de luz que entra en el ojo depende directamente del diámetro de los lentes del telescopio y que el propósito del objetivo es coleccionar la mayor cantidad de luz posible.

Se pensó que aumentar el diámetro de los lentes era la solución, pero también se observó que las aberraciones de los lentes aumentaban, ya que los lentes eran esféricos. Para solucionar esto Descartes propuso dos soluciones en 1637. La primera era hacer lentes hiperbólicos o elípticos que teóricamente están libres de aberraciones y la segunda y más práctica era alargar el foco de los lentes manteniendo el mismo diámetro.

En 1663 James Gregory dibujó planos para un telescopio con un lente primario que tenía un orificio en el centro y otro lente que reflejaba la imagen hacia el orificio, el primero captaba los fotones que eran reflejados al segundo y éste a vez los reflejaba hacia el orificio en donde se podía observar mediante un lente ocular.

Este fue el principio de los telescopios que conocemos hoy en día, ya que a partir de este punto se fueron solucionado problemas y diseñando nuevos tipos de telescopios como es el caso del Newtoniano, Cassegrain, etc.

Básicamente existen dos tipos de Telescopios: de Refracción y de Reflexión.

En los primeros el principio es usar dos espejos opuestos además de dos lentes, uno al final y otro situado cerca del observador. Cuando la luz entra en el telescopio, pasa a través del primer lente u objetivo, y se desvía hacia el ocular donde está el observador.

Este tipo de telescopios tienen limitaciones debido a su necesidad de usar dos lentes los cuales es difícil corregir de imperfecciones, especialmente en telescopios grandes, por lo que generalmente son mas pequeños que los de reflexión.

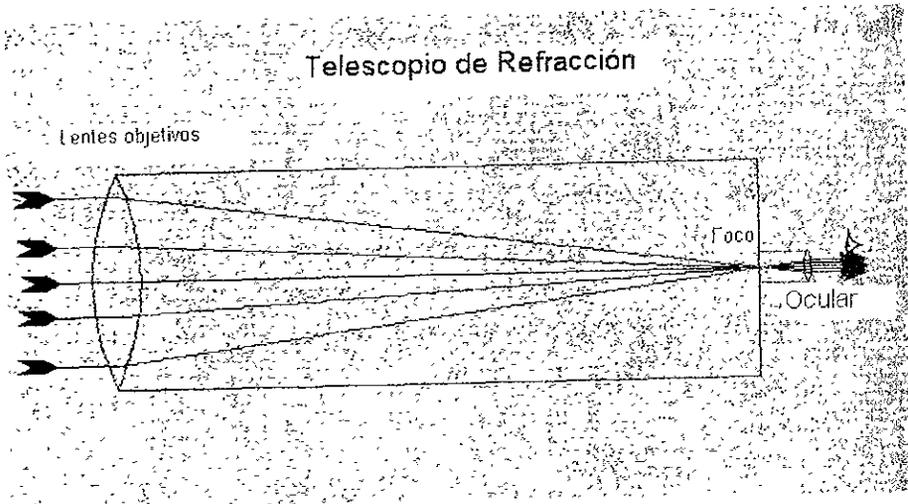


Figura 1.1 Principio de los Telescopios de Refracción

Los telescopios de reflexión están basados en la idea de un espejo cóncavo para enfocar los rayos de luz que le llegan. Existen dos tipos de telescopios de reflexión. El primero fue diseñado por Issac Newton, el tipo Newtoniano, en el cual los arreglos ópticos incluyendo el espejo secundario están colocados en el eje del telescopio de manera que reflejen la imagen hacia algún punto en dirección diferente al eje. El segundo tipo de telescopio es el inventado por el francés G. Cassegrain, el cual utiliza un arreglo óptico en donde un espejo se coloca de manera que intercepte la luz que proviene del objetivo y lo refleje en dirección de un orificio en el centro del espejo primario, atrás del cual se pueden colocar dispositivos como cámaras fotográficas o detectores para recibir las imágenes.

Los telescopios de reflexión son más prácticos y pueden ser más grandes que los de refracción por tres importantes razones:

1. El telescopio refractor requiere dos lentes, lo que significa que cuatro superficies de vidrio necesitan ser pulidas, mientras que en el de reflexión sólo se necesita adecuar la forma de una sola superficie. Esta característica

resulta importante debido a la perfección en el pulido que es necesaria para un telescopio.

2. En un telescopio reflectivo cuando la luz golpea en su espejo primario, todas las longitudes de onda se reflejan en la misma dirección lo que elimina los problemas de aberración cromática mientras que en el telescopio de refracción debido a los lentes es imposible corregir dichos problemas.
3. Es difícil hacer piezas grandes de vidrio sin burbujas de aire para los telescopios refractores, en cambio en los espejos la luz no penetra el vidrio por lo que no resultan problemáticas las burbujas de aire.

Telescopio de Reflexión

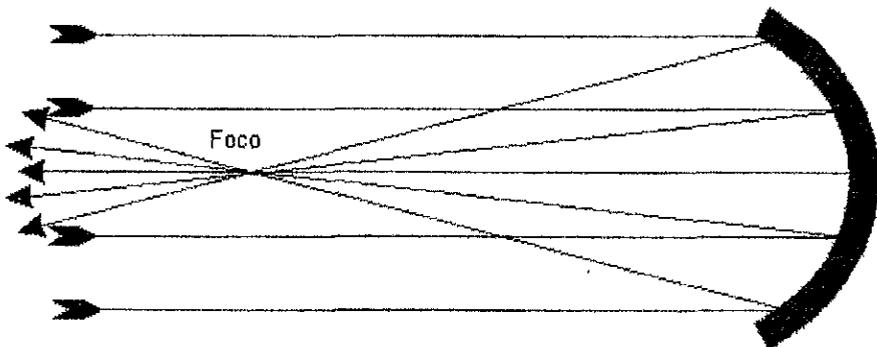


Figura 1.2 Principio del Telescopio de Reflexión.

Los telescopios refractores resultan más caros en su construcción que los de reflexión por lo que todos los grandes telescopios son de este último tipo.

A grandes rasgos un telescopio está formado por dos lentes, un primario y un secundario, en el espejo primario perforado en el centro inciden los fotones que son reflejados al secundario el cual los concentra y nos permite obtener una imagen en su foco.

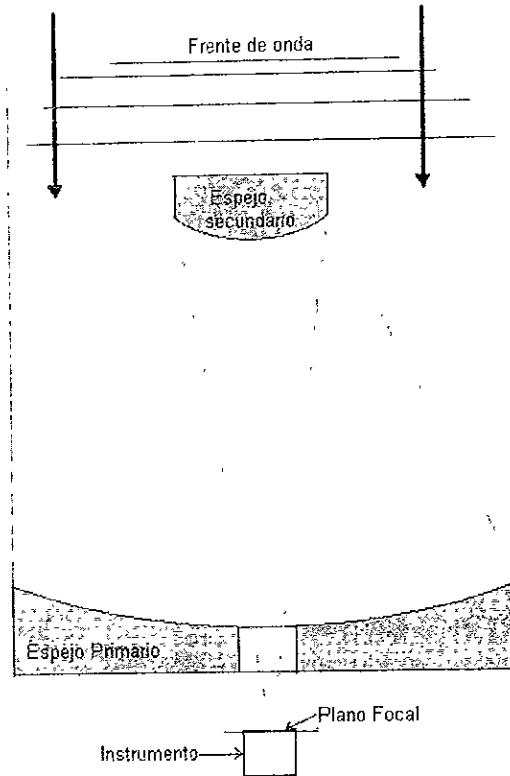


Figura 1.3 Partes de un Telescopio tipo Cassegrain.

Existen varios tipos de lentes primarios, entre los más utilizados se tienen los siguientes:

- 1) Monolíticos o de una sola pieza, como es el caso del Telescopio de San Pedro Mártir, B.C.
- 2) Segmentado, que son espejos generalmente hexagonales unidos entre sí formando una superficie también hexagonal con mucho mayor área de captación y mucho más ligeros que uno de una sola pieza.

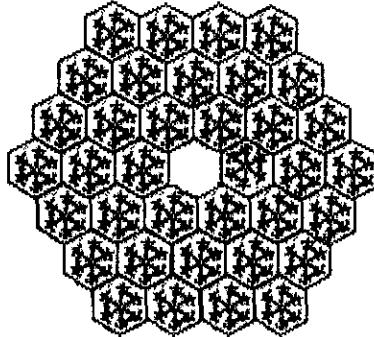


Figura 1.4 Diagrama de un espejo primario segmentado.

3) Meniscos, son espejos que tienen el mismo ancho en todo el espejo, los cuales son muy ligeros y por esta razón presentan grandes dificultades en su transporte y colocación.

4) Panal de abejas, son espejos que tienen la misma forma que uno monolítico pero tienen huecos que forman una estructura semejante a un panal de abejas.

Este tipo de segmentación permite la corrección de deformaciones en la imágenes debidas a la gravedad, deformaciones de los lentes, etc.

Actualmente se requiere que los telescopios sean activos, es decir, que puedan corregir la aberraciones ópticas causadas por errores de pulido en los espejos o por efectos de la gravedad y el propio peso del espejo.

Resolver problemas de compensación atmosférica, es decir, la manera en que influye la atmósfera (turbulencias) en las observaciones, es un problema actual que se trata de resolver con óptica adaptativa.

Se tiene un telescopio adaptativo cuando se tiene la infraestructura para corregir la deformaciones en la imágenes debidas a la atmósfera, esto se logra

mediante el uso de uno o varios espejos deformables dispuestos en algún arreglo particular para cada una de las zonas en las que este construido el telescopio

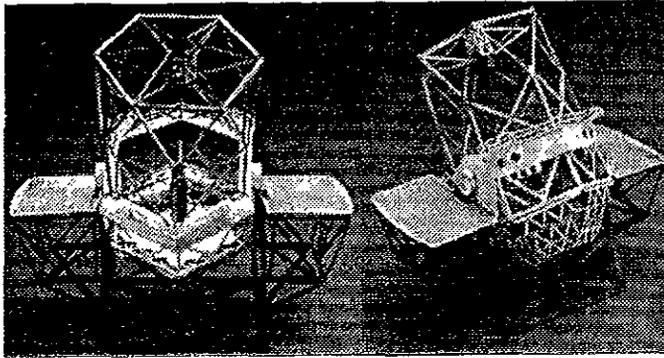


Figura 1.5 Figura del Telescopio KECK

1.2) EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO Y EL INFRARROJO

En el ambiente se encuentran muchos diferentes tipos de radiación, mencionando algunas de ellas, tenemos las ondas de radio, los rayos X, etc., las cuales se encuentran agrupadas en algo que llamamos radiación electromagnética, esta radiación se encuentra clasificada por frecuencia o bien por longitud de onda en un espectro electromagnético. Cabe mencionar que la clasificación se hace con base en los parámetros antes mencionados ya que todas las formas de radiación obedecen las mismas leyes de reflexión, refracción, difracción y polarización además de tener la misma velocidad.

En la figura 1.6 podemos ver una representación del espectro electromagnético con una ampliación del infrarrojo, que comúnmente se relaciona con la parte del espectro donde se encuentra el calor y que es conveniente dividir en cuatro partes, las cuales varían dependiendo de los autores, siendo una de las más aceptadas la siguiente clasificación

Nombre de la parte	Abreviatura	Límites en micras
Infrarrojo cercano	NIR	0.75-3
Infrarrojo medio	MIR	3-6
Infrarrojo lejano	FIR	6-15
Infrarrojo extremo	XIR	15-1000

Tabla 1. Subdivisiones del infrarrojo

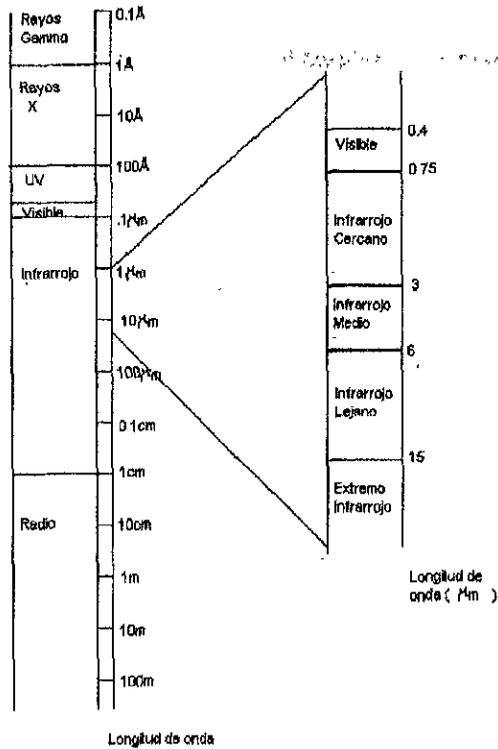


Figura 1.6 El Espectro Electromagnético.

1.3) ANTECEDENTES DE DETECTORES INFRARROJOS.

La región infrarroja del espectro electromagnético tiene un intervalo mayor de longitudes de onda que el espectro visible, por lo que no resulta sencillo desarrollar aparatos que permitan a los astrónomos un mejor estudio de esta región.

Se estima que la astronomía infrarroja comenzó en 1800 cuando Sir William Herschel notó que un termómetro colocado justo al final del rojo del espectro visible incrementaba su temperatura, debido a lo que él llamó "rayos caloríficos", cabe mencionar que esto ocurrió 65 años antes de que James Clerk Maxwell llegara a la teoría de la existencia de un espectro completo de radiación electromagnética.

Se puede decir que la astronomía infrarroja no tuvo algún desarrollo notable hasta los años 50's de nuestro siglo, en la era del transistor, cuando fue posible la elaboración de detectores fotoeléctricos mediante el uso de cristales semiconductores. Tal es el caso de Frank Low de Texas Instruments Co quien en 1961 inventó un bolómetro de germanio dopado con galio.

En 1971 comenzó una nueva generación de telescopios dedicados a la astronomía infrarroja y con ello una mayor preocupación por los dispositivos a usarse para el estudio del cosmos en esta región de espectro, esto se pudo apreciar cuando en 1983 países como EUA, Reino Unido y Holanda lanzaron un satélite de astronomía infrarroja (IRAS) (Infrared Astronomical Satellite)

Posterior a ese año comenzó una revolución por los "arreglos" infrarrojos, dispositivos que son grupos de detectores. El arreglo matricial de detectores infrarrojos fue muy bien recibido debido a que se sólo tenían dispositivos detectores simples, y no se contaba con algo que realmente permitiera una fotografía en el infrarrojo.

Estos arreglos fueron evolucionando desde matrices de 2x10, 32x32, 62x58, 256x256 pixeles, hasta el arreglo plano focal de 1024x1024 pixeles el cual concierne al presente trabajo.

En la creación de arreglos de detectores, fotoconductores y fotodiodos se combinan con electrónicas para multiplexar y dar salida a las señales.

Este tipo de arreglos pueden tener varios miles de detectores que pueden trabajar en distintas longitudes de onda que van desde 1 a 30 μ m. Para el rango visible y el infrarrojo cercano, las estructuras monolíticas del detector pueden hacerse de sílice formando arreglos de millones de píxeles de alto desempeño.

Conceptualmente es una simple combinación de un arreglo de amplificadores conectados a un arreglo de detectores, de primera mano resultaría muy sencilla la construcción para unos pocos píxeles, pero una tarea casi imposible para una mayor cantidad de detectores, esta es la razón por la cual se tienden a mejorar los procesos de fabricación de tal manera que los amplificadores de salida no sean más grandes que los detectores con los que van a funcionar.

Los amplificadores son fabricados en un arreglo y expuestos al contacto de la señal de entrada proporcionada por el detector, el cual es producido como un pequeño espejo con contactos de salida expuestos.

El nexa entre el arreglo de amplificadores y detectores se hace mediante "gotas" de indio las cuales son colocadas tanto en los amplificadores como en los detectores, uniéndolos entre sí teniendo sumo cuidado en el alineamiento y en la posterior presión para unirlos.

La presión utilizada en la unión causa una oxidación natural que sirve de unión electrónica entre detector y amplificador

La figura 1.7 Muestra esquemáticamente la unión entre el multiplexor (amplificadores y el arreglo de detectores).

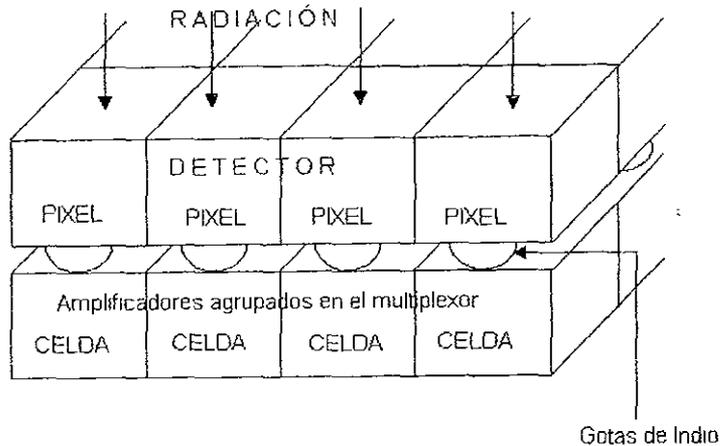


Figura 1.7 Gráfica esquemática de las uniones del detector y del amplificador en un segmento de arreglo infrarrojo.

Este proceso presenta desventajas como son la dificultad del alineamiento de los arreglos de detectores y amplificadores así como la irrepitibilidad de los arreglos de detectores debido al material. Todo esto nos causa que la probabilidad de que se obtenga un híbrido satisfactorio sea muy pequeña, es decir, se desechan una gran cantidad de híbridos antes de obtener uno que satisfaga las características requeridas.

Sin embargo el proceso no es del todo malo debido a que presenta la ventaja de poder escoger los materiales del detector y optimar de manera separada los amplificadores.

Los detectores se pueden hacer de InSb, HgCdTe u otro material que sea óptimo para los propósitos específicos. En el caso de los primeros dos materiales mencionados, el campo eléctrico se produce por una unión P-N polarizada inversamente. La zona de rechazo que se produce debido a esta polarización funciona de manera semejante a un capacitor descargándose, este "capacitor" funciona como almacén temporal de carga debido a los fotones que inciden en la superficie del detector. El cambio de voltaje en el "capacitor" es leído por un FET

que transfiere la información a los buses de salida cuando se selecciona cada uno de los pixeles. La saturación de un pixel ocurre cuando el "capacitor" se descarga completamente y no puede seguir integrando carga.

Los amplificadores son hechos generalmente de sílice sobre el que se tiene una tecnología muy desarrollada y se pueden obtener microcircuitos de alto desempeño. La figura siguiente ilustra al híbrido terminado.

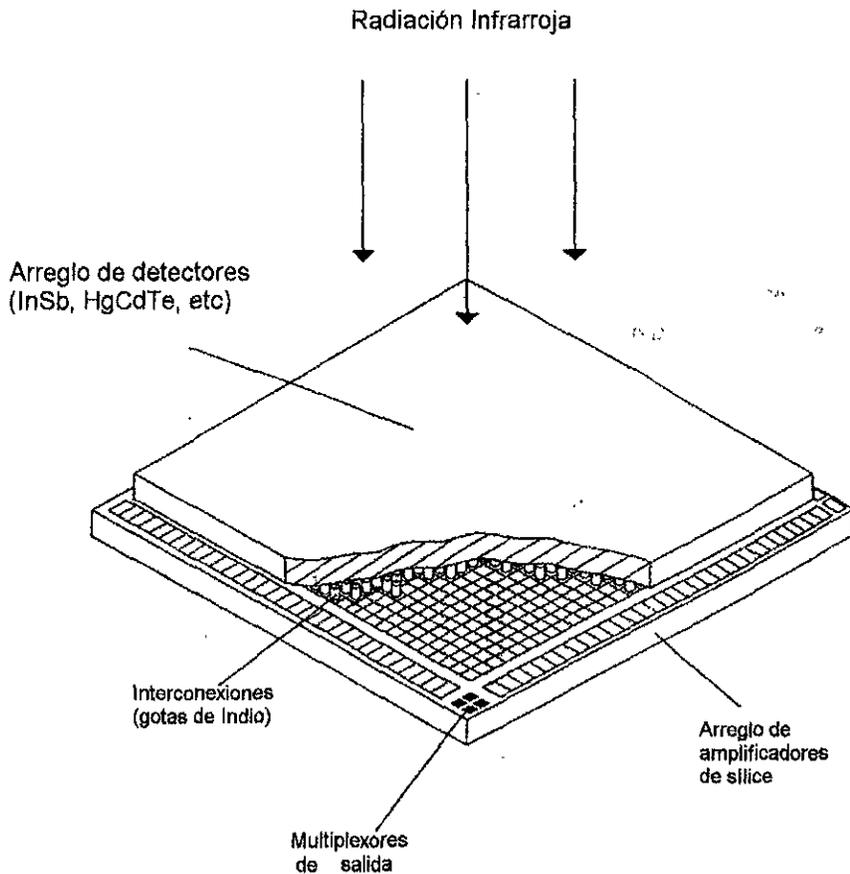


Figura 1.8 Montaje de un detector híbrido de HgCdTe

Los arreglos de detectores infrarrojos hechos de HgCdTe con una longitud de corte de $2.5\mu\text{m}$ han tenido una gran aplicación en la astronomía sobre la tierra, aunque inicialmente fueron diseñados para aplicaciones espaciales como es el caso de una generación de detectores NICMOS3, que fue desarrollado para el Telescopio Espacial Hubble.

Las razones de la elección del detector NICMOS3 para este telescopio se basaron principalmente en la longitud de onda de corte que se adecua con las emisiones de temperatura del telescopio y la facilidad en el mismo para enfriar el equipo y el detector a 77K, siendo esta la temperatura de trabajo del detector.

Estas condiciones resultan también beneficiosas para realizar astronomía en la Tierra, siendo este tipo de detectores una opción económica.

Desde el surgimiento de los detectores NICMOS3 en 1989, la fabricación de detectores híbridos de HgCdTe ha progresado de matrices de 256×256 pixeles, saltando 640×480 hasta el formato 1024×1024 , el cual es el detector del presente trabajo.

El detector HAWAII¹ 1024×1024 presenta mejoras con respecto a la primera generación NICMOS 3, como son multiplexores más grandes con más funciones en los transistores, un mejor acoplamiento térmico entre el multiplexor de sílice y el detector de HgCdTe y su tamaño de pixel que es de $18.5\mu\text{m}$.

El diseño del multiplexor se terminó en marzo de 1993 y los primeros fueron producidos en marzo de 1994, fabricándose los primeros híbridos al siguiente mes, y alcanzando el primer prototipo funcional en julio del mismo año.

Los detectores del tipo HAWAII tienen similitudes con los de la generación anterior NICMOS3 en sus cuatro cuadrantes independientes con salida en un amplificador cada uno de ellos, lo que permite una velocidad de lectura máxima de $2\mu\text{s}/\text{pixel}$ o 0.5s en todo el arreglo si se usan 4 señales de control independientes y simultáneas.

Actualmente existen en el mundo detectores también infrarrojos muy avanzados como es el caso del Aladdin 1024×1024 hecho con InSb o un detector de alta velocidad fabricado por Hughes, el IBC que está hecho de SiAs, con

320x240 píxeles, del cual se pueden seleccionar 16 ó 32 salidas lo que permite una mayor velocidad de lectura.

1.4) ANTECEDENTES DE LA CÁMARA INFRARROJA "CAMILA" Y EXPECTATIVAS DE LA CÁMARA INFRARROJA DE SEGUNDA GENERACIÓN "TEQUILA".

A continuación se describe al grandes rasgos el sistema que forma parte de la Cámara Infrarroja llamada CAMILA que se construyó en el Instituto de Astronomía de la UNAM. Esta cámara se basa en un detector NICMOS3 de grado científico, actualmente se encuentra instalada y en operación en el Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Mártir, B.C. El diagrama a bloques del sistema se muestra en la figura 1.9.

Como se mencionó anteriormente el elemento detector del sistema es un híbrido NICMOS3 de 256x256 píxeles, colocado dentro de un crióstato enfriado a temperaturas de nitrógeno líquido (77 K).

Las conexiones del exterior al crióstato se hacen por medio de un conector de vacío y la radiación proveniente del telescopio entra al detector por una ventana que tiene el crióstato.

Las señales de control para el detector las proporciona el secuenciador. Este circuito además de manejar al detector, se encarga de mandar señales a la cadena de lectura.

La cadena de lectura es un dispositivo que está conectado a cada una de las cuatro salidas del detector y tiene la finalidad de amplificar, integrar, muestrear y convertir la señal analógica que nos entrega el detector en una digital.

¹ HAWAII (HgCdTe Astronomical Wide Infrared Imager).

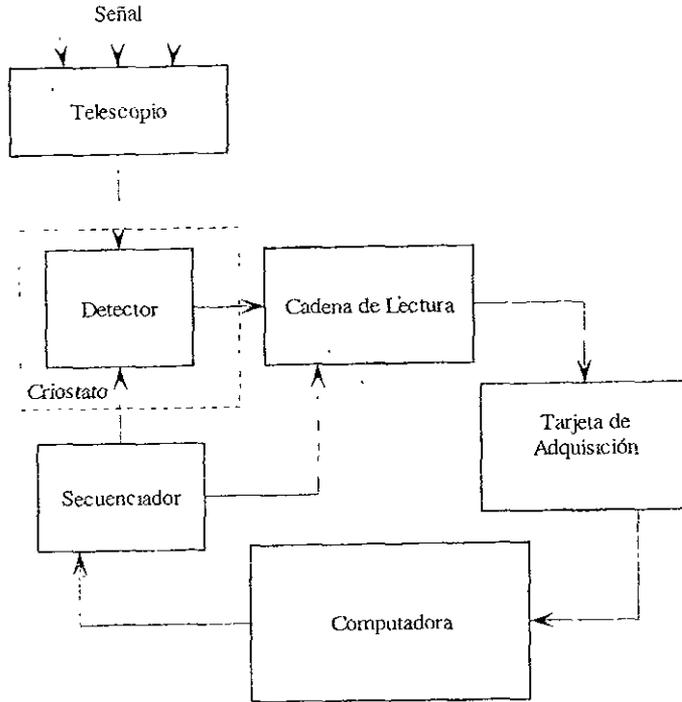


Figura 1.9 Diagrama de bloques del sistema Camila

Una vez que se obtiene la señal digital, esta es multiplexada y mandada por varios cables coaxiales hacia una tarjeta de adquisición de PC, la cual da un tratamiento a los datos y un posterior despliegue y proceso de la imagen mediante un software de astronomía.

El caso de la cámara infrarroja de segunda generación TEQUILA es muy similar a la de su antecesora, es decir, esta basada en un detector de HgCdTe de mayor cantidad de pixeles, tiene un secuenciador y cadena de lectura pero presenta algunas diferencias y mejoras con respecto a la anterior:

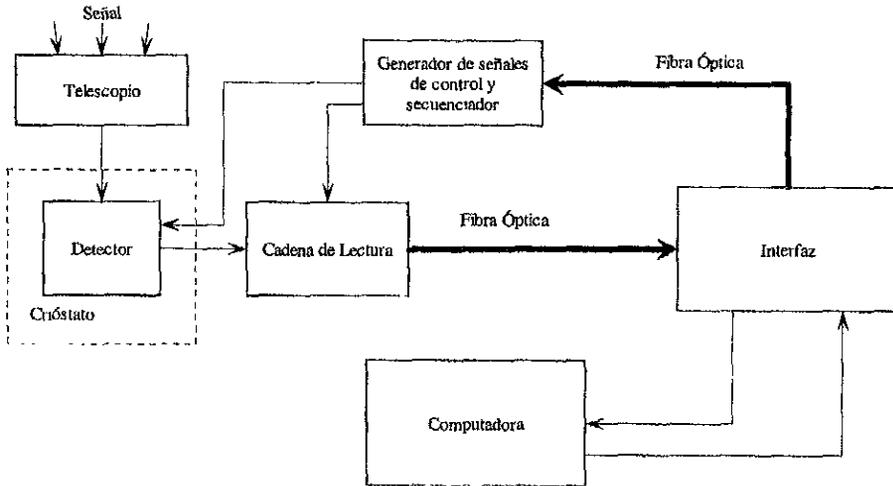


Figura 1.10 Diagrama de bloques del sistema de la Cámara Infrarroja de segunda generación "TEQUILA".

Del diagrama anterior se puede observar la siguiente secuencia: La radiación infrarroja colectada por el telescopio va directamente a un detector de 1024x1024 pixeles, el cual es controlado mediante un secuenciador, y que tiene como salida una señal analógica que es recibida por la cadena de lectura en la cual se amplifica, muestrea y se digitaliza con la finalidad de ser procesada.

La interfaz recibe la señal digital de la cadena de lectura y realiza un preproceso de las señales para su posterior despliegue mediante el uso de una computadora.

La interfaz y la computadora están separadas mediante una conexión de fibra óptica de entre 15 y 20m, ya que se espera que estén en el cuarto de procesamiento de información y control del telescopio, mientras los otros dispositivos estarán muy cerca del telescopio o colocados en él como es el caso del crióstato que contendrá el detector.

Individualmente se esperan mejoras en los dispositivos con respecto a la cámara "Camila". En el secuenciador se esperan no solamente secuencias de

lectura y borrado sino también muestreos de distintos tipos e implementación de algoritmos para reducción de ruido, además de una mayor velocidad en las señales de secuencia y control debido a la velocidad de barrido del detector.

La cadena de lectura tendrá que recibir una cantidad mayor de datos y en un menor tiempo con respecto a su antecesora, además de que se espera la mayor resolución digital en un lapso de tiempo más pequeño.

La interfaz es un dispositivo nuevo con respecto a la cámara anterior y tiene por objetivo el realizar un preprocesamiento de alta velocidad en las señales de manera que sean más eficientes y rápidos los despliegues y mediciones para calibraciones del dispositivo.

De la cámara de segunda generación se espera obtener mayor resolución en las imágenes, una mayor velocidad de lectura del detector, lo que permite la observación más precisa de los cuerpos celestes, y una continuidad en el uso de dispositivos de vanguardia para la observación de el universo en intervalo infrarrojo de frecuencias del espectro.

3) REQUERIMIENTOS DE CONTROL DEL DETECTOR

Dentro del presente capítulo se da una descripción general del detector HAWAII 1024x1024 FPA¹, una explicación de las señales que más interesan a este trabajo como son las de entrada del multiplexor. Se explican los distintos métodos de muestreo utilizados, los tipos de lecturas para realizar esos muestreos así como una explicación de las señales de control para la cadena de lectura y para la interfaz.

3.1) DESCRIPCIÓN GENERAL DEL DETECTOR

El arreglo plano focal (FPA) HAWAII es un detector híbrido que une un detector de HgCdTe/A1203, con un multiplexor de tecnología CMOS de silicio mediante interconexiones de Indio. Tiene un área de pixel de $(18.5\mu\text{m})^2$ que fue seleccionada con base en las características generales de los telescopios de manera que el detector resultante tuviera un área aproximada de $(20 \times 20 \text{mm}^2)$. En la figura 3.1² se puede apreciar el arreglo plano focal HAWAII.

El HAWAII FPA está estructurado en cuatro cuadrantes independientes cada uno con una salida, seis relojes CMOS, dos fuentes de potencia de 5 volts (una para la parte analógica y otra para la parte digital).

La arquitectura del multiplexor está optimada de tal manera que la electroluminiscencia³ (glow) se disminuye si se disminuye el voltaje de 5v.

El multiplexor es un arreglo de interruptores MOSFET unidos a seguidores en cascada. La señal de voltaje de cada pixel es leída a través de la primera etapa seguidora de corriente que consiste en un transistor MOSFET cuya base está conectada directamente al pixel y una fuente de corriente mediante un FET, el cual es compartido por los elementos de la columna.

¹Arreglo plano focal (FPA) por sus siglas en inglés.

² Imagen obtenida en http://www.risc.rockwell.com/funtion/779/met_fpa/hawaii/hframe.html (Se dejó en el idioma original para respetar el derecho de autor del fabricante)

³ Radiación infrarroja generada por los propios dispositivos del detector

A continuación se presenta una tabla con las características de salida (readout) del detector medidas en la universidad de Hawaii⁴

Parámetro	Mínimo	Máximo	Unidades.
Formato	1024x1024		pixeles
Ancho de pixel	18.5		μm
empaquetamiento	84		pinos
Señales de alimentación al detector.	Método directo de integración que se desee.		-----
Supresión de ruido	Muestreo doble correlacionado.	Método de mínimos cuadrados	---
Voltaje de alimentación	5		volts
Capacitancia de integración	20	35	fF
Capacidad de carga a 0.5V	0.102	0.105	Me
no uniformidad del voltaje de "offset" de entrada	<15		mV p-p
Rango dinámico	>0.8	1	10^3
Tasa de datos (Data Rate)	<1		MHz
Pixeles óptimos para operar	>98	<100	%
Ruido de lectura	<10	<100	e ⁻
Ganancia de conversión (Sv)	3.4	6.85	$\mu\text{V}/\text{e}^-$

Tabla 3.1 Parámetros del detector HAWAII (salida o "readout").

⁴ L.J. Kozlowski, K. Vural, et al, "2.5 micron PACE-I HgCdTe 1024x1024 FPA for Infrared Astronomy", publicado en la dirección de internet http://www.risc.rockwell.com/function/779/met_fpa/hawaii/hframe.html

De la caracterización hecha por el fabricante de los detectores, se obtienen distintas mediciones de parámetros de los mismos como son la corriente oscura y la eficiencia cuántica que son presentadas en las figuras siguientes⁵:

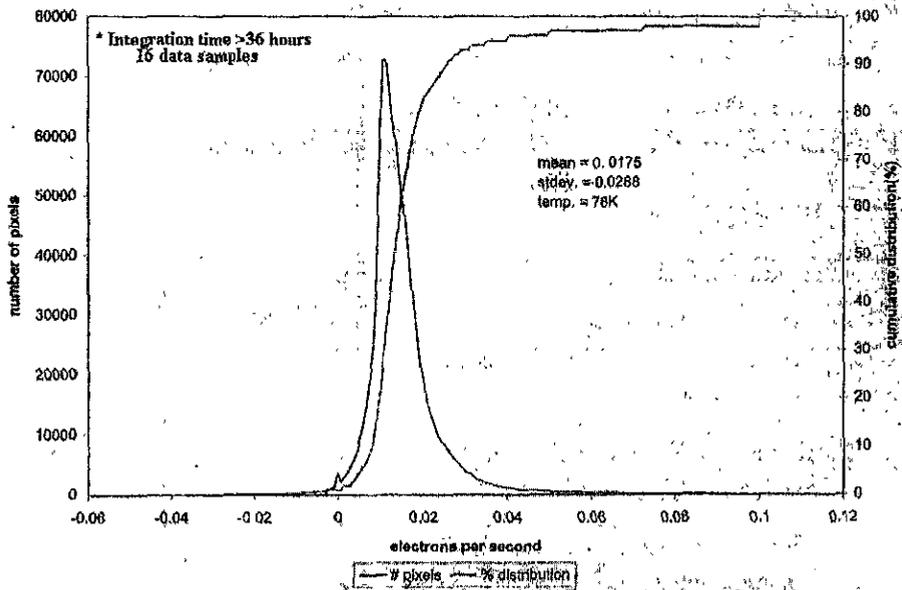


Figura 3.2 Gráfica de corriente oscura del detector

⁵ Las figuras se obtuvieron del fabricante en la dirección http://www.risc.rockwell.com/funtion/779/met_fpa/hawaii/hframe.html (Se dejó en el idioma original para respetar el derecho de autor del fabricante)

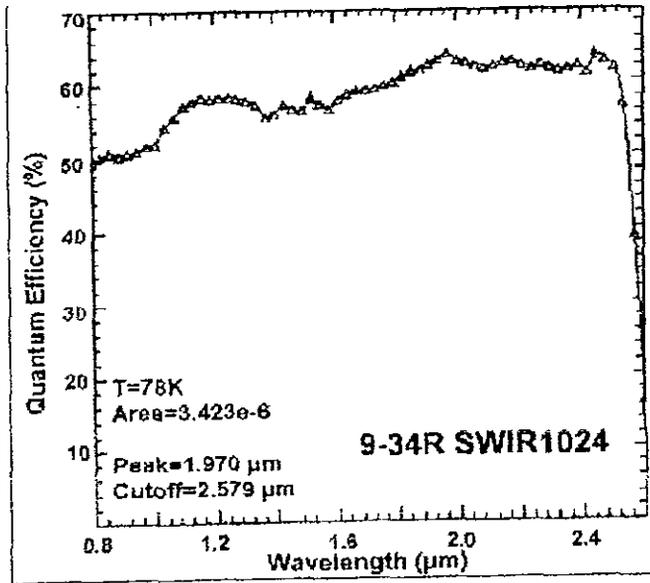


Figura 3.3 Eficiencia cuántica del detector.

3.2) EL MULTIPLEXOR.

El multiplexor está compuesto de dos registros de corrimiento: uno horizontal y otro vertical, cada uno de los registros requiere 2 señales de reloj, uno que se dispare tanto con flancos de subida como de bajada, y otro que se dispare solamente con alguno de los dos. Generalmente el registro horizontal es más rápido que el vertical debido a que la lectura se realiza por líneas en el caso del segundo, y pixel a pixel en el primero.

3.2.1) Descripción de las señales de control para cada uno de los registros.

Registro Horizontal:

Este registro selecciona la salida (bus) de la columna que se conecta al amplificador de salida.

Se necesitan dos relojes para controlar este registro llamados "pixel y Lsync". La señal de "pixel" se requiere que sea disparada tanto por flancos de subida como de bajada.

En el detector las columnas nones se seleccionan con transiciones negativo a positivo y las columnas pares con transiciones positivos a negativo.

"Lsync" es un reloj que activa al detector mediante una señal de bajo que coloca un cero el primer (latch) y un uno lógico en los subsiguientes. Al ser asíncrono con respecto al reloj "pixel" se requiere que se encuentre en bajo o cero lógico poco tiempo antes de la señal de pixel.

Registro Vertical.

Este registro selecciona la línea que va a ser leída y borra la línea dependiendo de las señales de Read y Resetb.

Se necesitan también dos señales de reloj llamadas "line y Fsync". Al igual que pixel en el caso del registro horizontal, line es una señal de reloj que se activa por flancos de subida y bajada. Las líneas nones se seleccionan por una transición negativa a positiva y las pares por una transición positiva a negativa.

"Fsync" es un reloj que activa al detector mediante una señal de bajo que coloca un cero el primer (latch) y un uno lógico en los subsiguientes. Al ser asíncrono con respecto al reloj "line" se requiere que se encuentre en bajo o cero lógico poco tiempo antes de la señal de pixel.

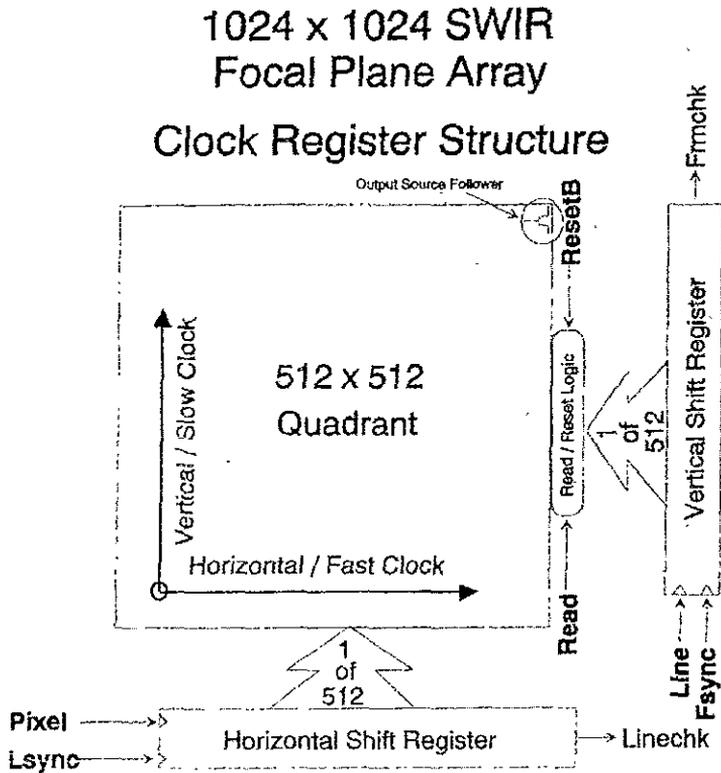
"Resetb" y "Read"

Estas dos señales de reloj se usan para permitir el paso de las señales hacia el amplificador de salida.

Resetb es un reloj activo bajo que restaura el voltaje Vrst en la línea seleccionada. Para restaurar a todo el arreglo del detector se selecciona por línea y se mandan pulsos con el Resetb en bajo.

Read es un reloj activo alto que permite que las señales de línea se transmitan por las columnas (vertical bus).

La siguiente figura 3.4⁶ ilustra al registro.



- Six required clocks / quadrant
- No extra overhead clocking required
- Each quadrant has it's own indepent shift registers

Figura 3 4 Diagrama esquemático de los registros del detector

⁶ Imagen tomada de la dirección de internet http://www.nsc.rockwell.com/function/779/met_fpa/hawaii/hframe.html (Se dejó en el idioma original para respetar el derecho de autor del fabricante)

3.3) MÉTODOS DE MUESTREO.

El muestreo es una parte fundamental del funcionamiento de la cámara ya que de él depende en gran medida la fidelidad de las imágenes obtenidas con respecto a las reales. Para obtener la mayor fidelidad se tiene que tomar muy en cuenta uno de los factores que más afectan la lectura como es el ruido, el cual es inherente a cualquier circuito electrónico, este se puede atenuar grandemente mediante el uso de algoritmos estadísticos de lectura aprovechando las características del detector.

Para realizar las lecturas existen varios tipos de muestreos ya que los detectores infrarrojos permiten hacer lecturas tanto no destructivas como destructivas.

En el tipo de lectura destructiva se tiene que las señales solamente pueden ser leídas una vez después de la primera lectura, lo que resulta en el no tener información inmediata del detector, es decir si el tiempo de lectura fue suficiente o demasiado como para saturar al detector, un ejemplo de lo anterior se muestra en la figura 3.5.

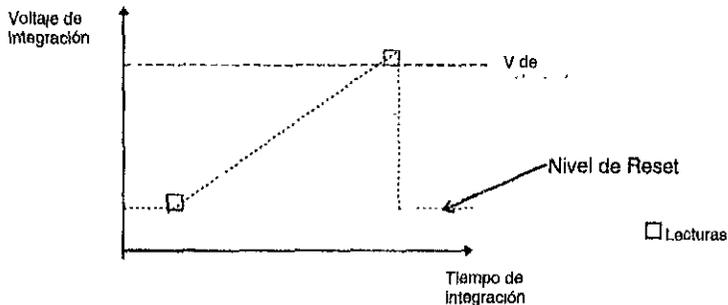


Figura 3.5 Gráfica de lectura destructiva.

En el tipo de lectura no destructiva se pueden realizar varias lecturas del detector durante una exposición, lo que resulta muy conveniente ya que se puede censar el nivel de la señal inmediatamente después de que se haya restablecido, lo que nos garantiza una mayor *certidumbre* en la pendiente obtenida en *contraposición* de la gráfica anterior. Lo anterior se observa en la gráfica 3.6.

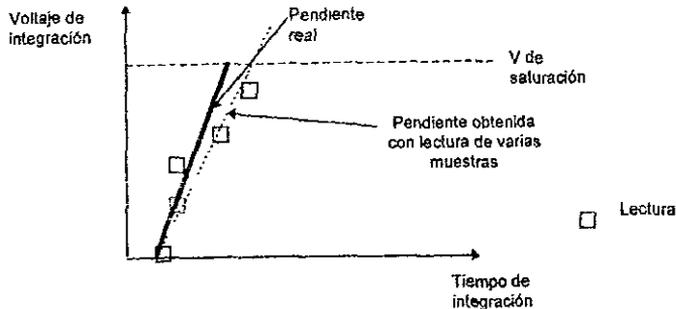


Figura 3.6 Lectura no destructiva con varias muestras.

Este tipo de lectura puede mejorar la relación señal a ruido mediante la implementación de distintos esquemas de lectura como son los métodos expuestos a continuación debido a que el detector HAWAII puede trabajar con lecturas tanto destructivas como no destructivas.

3.3.1) Método de muestreo con reducción de ruido por Mínimos Cuadrados.

El método consiste en realizar un ajuste estadístico por mínimos cuadrados, de los voltajes de integración a la salida del detector, de distintas muestras tomadas sobre una misma imagen durante la exposición.

Es importante recordar que la pendiente resultante del ajuste es directamente proporcional al flujo de electrones detectados.

Aun cuando se puede obtener una pendiente con solo dos puntos resulta en una mayor exactitud el tomar varias muestras debido a las influencias del ruido en las mediciones.

Para probar que el método realmente funciona se repiten ajustes sucesivos para una misma señal y se encuentra la desviación estándar de la componente vertical de las pendientes, es decir, el voltaje. Este error es equivalente al ruido de lectura.

La formula utilizada para determinar la pendiente es la siguiente:

$$m = \frac{\sum_{i=1}^n V_i \left[i - \frac{(n+1)}{2} \right]}{dt \cdot \frac{n}{12} (n^2 - 1)} \quad (3.1)$$

donde V_i es el voltaje de la muestra i
 n es el numero total de muestra
 dt es el intervalo de tiempo entre muestras

Esta forma de ecuación resulta mas sencilla debido a que los intervalos de tiempo se conocen con antelación .

La manera en la que se reduce el ruido utilizando este algoritmo se deduce partiendo de la formula de error de la pendiente.

$$\sigma_m = \left(\frac{n}{\Delta} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma_r \quad (3.2)$$

donde σ_i es el error de cada muestra.

n es el numero de muestras

Δ se define como:

$$\Delta = n \cdot \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left[\sum_{i=1}^n t_i \right]^2 \quad (3.3)$$

donde t_i es el tiempo de la muestra i ,

Reemplazando en la ecuación 3.2, t_i por $i \times \delta t$ donde este último es el intervalo de muestreo la ecuación nos queda.

$$\sigma_m^2 = \frac{n \sigma_i^2}{n \delta t^2 \sum i^2 - \delta t^2 (\sum i)^2} \quad (3.4)$$

si se usan las siguientes identidades

$$\sum_{i=1}^n i = \frac{n(n+1)}{2} \quad (3.5)$$

$$\sum_{i=1}^n i^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} \quad (3.6)$$

la ecuación 3.4 se puede arreglar de la siguiente manera

$$\sigma_m = \frac{\sigma_i}{\delta t (n(n+1)(n-1)/12)^{1/2}} \quad (3.7)$$

para encontrar el error equivalente de lectura, se multiplica el error de pendiente por el tiempo de integración.

$$\sigma_{re} = \sigma_m \cdot (n - 1) \delta t \quad (3.8)$$

$$\sigma_{re} = \frac{\sigma_r}{(n(n+1)/12(n-1))^{1/2}} \quad (3.9)$$

para valores grandes de n esta ecuación se reduce a:

$$\sigma_{re} = \frac{\sigma_r}{(n/12)^{1/2}} \quad (3.10)$$

Esta ecuación muestra la relación entre el ruido de una lectura simple y el ruido equivalente resultante del método.

La figura siguiente muestra una gráfica de reducción de ruido donde se gráfica $A=(n/12)^{1/2}$ vs el número de muestras.

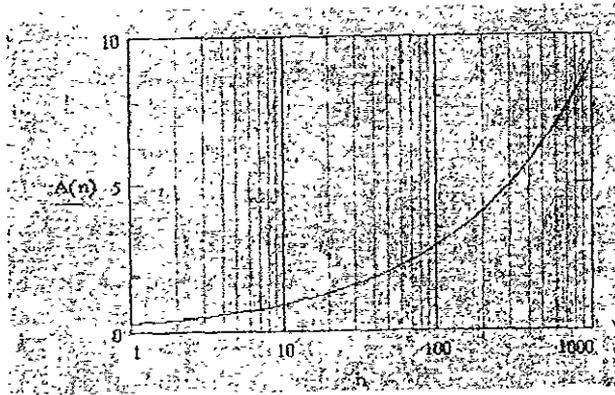


Figura. 3.7 Gráfica de reducción de ruido.

En resumen la implementación de esta técnica de muestreo consiste en la cosuma de lecturas completas del detector seguidas de una división. La única operación que se tiene que realizar en tiempo real es la multiplicación del voltaje V_i por w_i donde $w_i = 1 - (i-1)/n$, pudiendo este último valor ser calculado y guardado en una tabla previamente.

Hay dos factores que determinan el número de muestras que se pueden hacer durante una integración, la velocidad de procesamiento del sistema de adquisición de datos y el ancho de banda de la electrónica utilizada.

La velocidad de procesamiento indica cual es el rango máximo de operaciones que se pueden hacer en tiempo real y el ancho de banda limita la velocidad máxima de muestreo que se puede usar antes de que las señales se correlacionen. Es importante que si el sistema lo permite, el ancho de banda sea pequeño de manera tal que el número de muestras para alcanzar la reducción de ruido sea menor.

3.3.2) Muestreo doble correlacionado.

Es un método para obtener señales poco ruidosas en detectores infrarrojos. En este método el tiempo de lectura se divide en tres partes donde S_n es la señal al

final de la integración, R_n es la señal mientras el pulso que indica lectura del pixel se encuentra activo, y P_n es el nivel al comienzo de la integración. las cuales se ilustran en la figura 3.8.

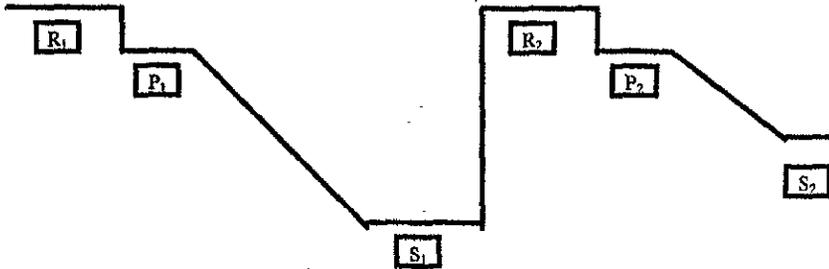


Figura 3.8 Forma de las señales en el Muestreo Doble Correlacionado.

Una de las características del detector HAWAII es que la señal de restablecimiento o "reset", es por líneas, es decir, no se pueden restablecer pixeles de manera individual, hasta que se lean los 512 pixeles de cada línea se restablecen los 512.

Lo anterior causa que el tiempo S_n se incremente de un pixel a otro, teniendo el primero la menor duración y la mayor el último. La relación que siguen es la siguiente:

$$t_n = S_b + 12\mu s(512 - n)$$

donde: t_n es el tiempo de S_n
 S_b es la duración del pixel 512
 n es el número de pixel que se lee.

La diferencia de este método con respecto al de ajuste por mínimos cuadrados consiste en que en este último se toman varias muestras y en el de

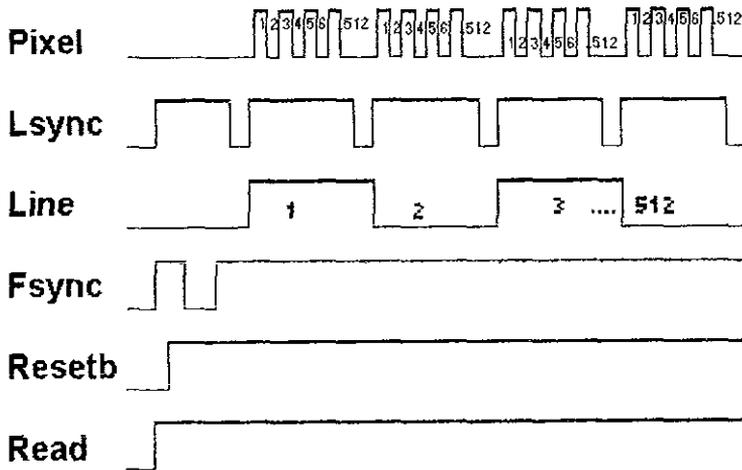
doble muestreo correlacionado se toman solamente dos y con estos dos puntos se obtiene una pendiente.

3.4) TIPOS DE LECTURAS

3.4.1) Lectura simple.

Esta lectura consiste en un *barrido de cada uno de los pixeles del arreglo* hecho por líneas, es decir, se leen los 512 pixeles de una línea antes de pasar a la siguiente, durante 512 líneas de cada uno de los cuadros.

Las señales de control son las mismas y se proporcionan de manera simultánea a los cada uno de los cuatro cuadrantes del detector. A continuación se presenta un diagrama de tiempos en los cuales se puede apreciar la secuencia que deben tener las señales



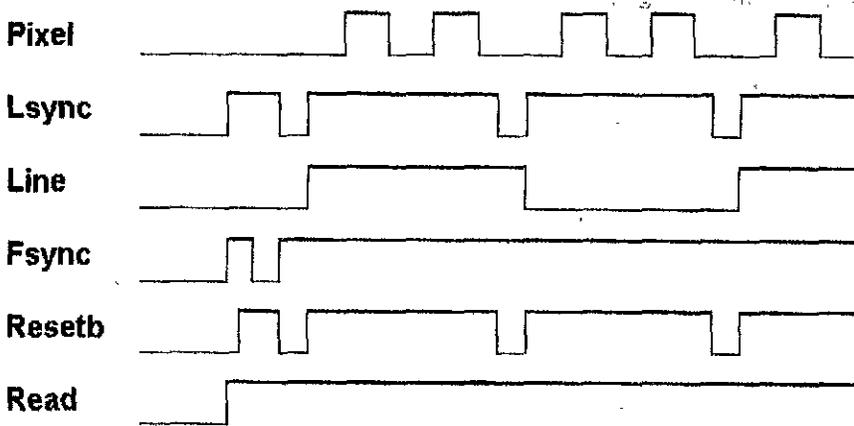
LECTURA SIMPLE DEL DETECTOR.

Figura 3.9 Señales de control para Lectura Simple del detector.

La figura 3.9 muestra sin escala de manera general como deben ser las señales en este modo de operación. Se dibujan únicamente una parte de las señales que como se ve se repetirán 512 veces para completar el cuadrante del detector.

3.4.2) Borrar el detector (leyendo pixel siempre)

Este modo de operación consiste en una lectura de cada uno de los pixeles y después un borrado por línea de cada uno de ellos de manera que al final de la operación se tengan todos los detectores con un voltaje de restablecimiento. Al igual que en el modo anterior solamente se representan una fracción tanto de los pixeles como de las líneas para evitar la repetición.



SECUENCIA DE BORRADO (LEYENDO PIXELxPIXEL)

Fig. 3.10 Señales de control para la secuencia de borrado del detector.

3.4.3) Leer+Borrar+Leer.

Este modo de operación se utiliza para llevar a cabo un muestreo del tipo doble correlacionado, se puede observar en la figura 3.8⁷ la manera en que se borra la línea después de la lectura para leer la misma línea nuevamente.

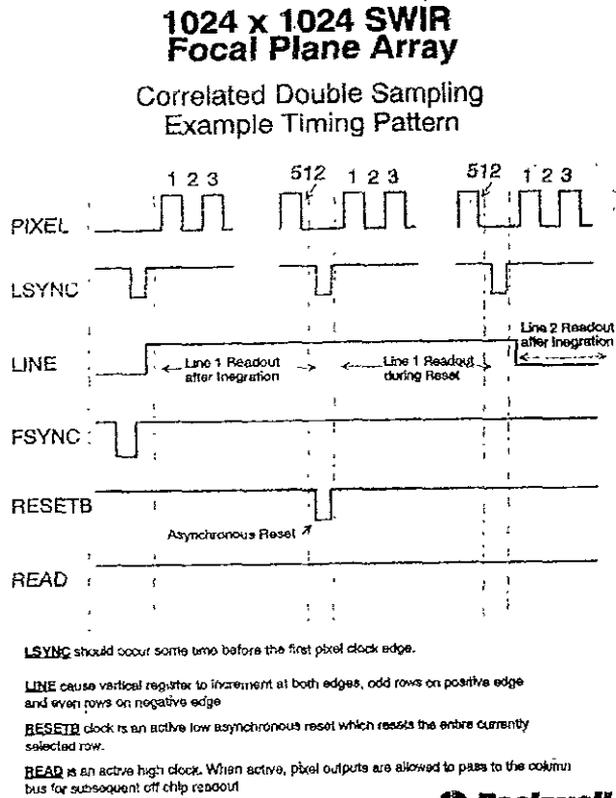
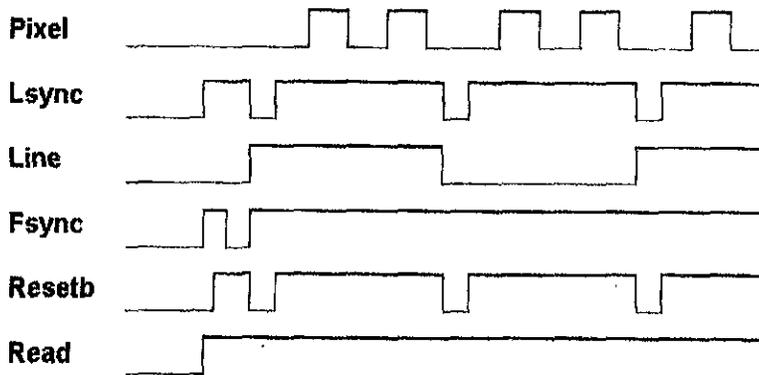


Figura 3.11 Diagrama de señales de control para el Muestreo Doble Correlacionado

⁷ imagen tomada de la dirección: http://www.risc.rockwell.com/function/779/mc1_fpa/hawaii/iframe.html
(Se dejó en el idioma original para respetar el derecho de autor del fabricante)

3.4.4) Borrar+leer.

Esta secuencia de borrado y posteriormente lectura se utiliza para conocer de que nivel parten la señales y así tener un punto de referencia para determinar que tanto se incrementan o decremantan los niveles de señales obtenidas. Se muestra una gráfica que tiene la misma metodología que las anteriores



Secuencia de borrado seguido de lectura.

Figura 3.12. Señales de control para borrado y después lectura de cada una de las líneas del detector.

3.4.5) Borrado rápido.

Debido a que el detector permite la posibilidad de un borrado por líneas se implementa este tipo de lectura en la cual no se activa la señal de pixel de manera que únicamente se barren las líneas y por tanto el borrado se lleva a cabo en un tiempo muy corto.

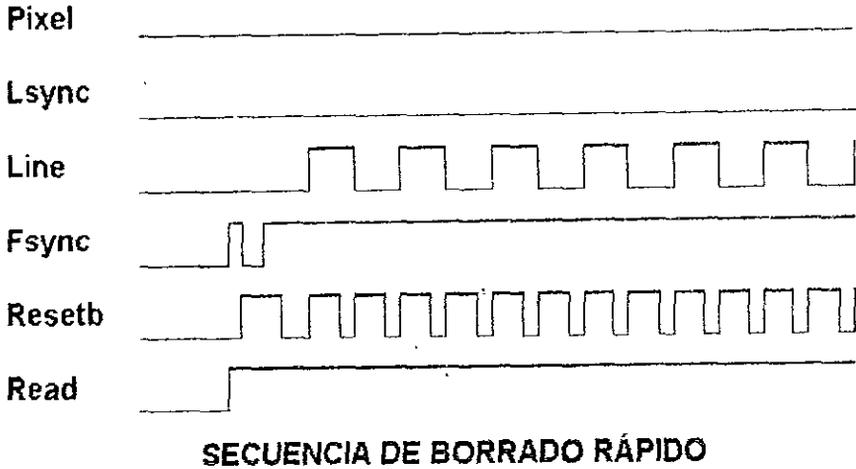


Figura 3.13 Señales de control para restablecer el detector sin leer pixeles.

3.5) SEÑALES DE CONTROL PARA LA CADENA DE LECTURA Y LA INTERFAZ.

Existen básicamente cuatro señales de control que deben ser proporcionadas al resto de la cámara, tres a la cadena de lectura y la restante a la interfaz.

Las señales de la cadena de lectura son las siguientes: RESETInt, SAMPLE y una señal de reloj de una frecuencia de 2MHz, las cuales se utilizan para el muestreo e integración de las señales que salen del detector durante la lectura.

La señal proporcionada a la interfaz es un reloj de 10MHz en sincronía con el de la cadena de lectura.

A continuación se anexan los diagramas de tiempo de dos de los modos de lectura, para ver únicamente la forma y la temporización.

En general de las señales en los casos de lectura simple y borrado rápido, resultan ser las señales semejantes para los demás modos de lectura. Posteriormente se analizarán los tiempos óptimos para un adecuado desempeño, de cada uno de los modos.

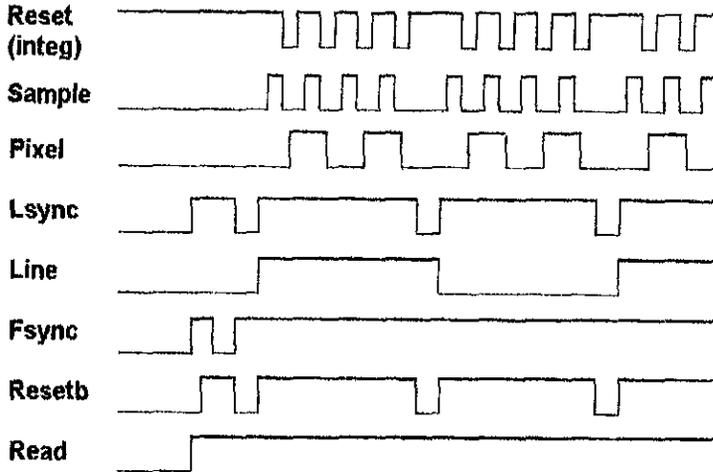
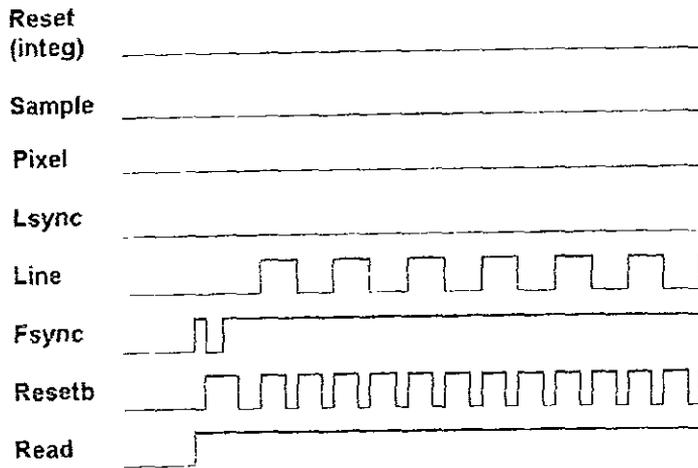


Figura 3.14 Señales de temporización y control para cadena de lectura en una lectura simple.



**SECUENCIA DE BORRADO RÁPIDO
(SIN LEER PÍXELES)**

Figura 3.15 Señales de temporización y control para la cadena de lectura en la secuencia de borrado rápido.

4) DIVERSAS PROPUESTAS DE SOLUCIÓN

El secuenciador en la cámara anterior, CAMILA, fue implementado mediante circuitos integrados de tecnología TTL, esto causó algunos problemas como fueron la dificultad de sintonizar y sincronizar las señales unas con otras, así como la dificultad en la detección de errores debida a la gran cantidad de circuitos de la tarjeta. Estas son algunas de las razones por las que para el presente proyecto se deseaba la menor cantidad de circuitos integrados posible, lo cual además de facilitar el mantenimiento, los hace factibles de cambiarse rápidamente.

Inicialmente se pensó en el uso de un microprocesador y en particular en el circuito HC11 de Motorola, pero un funcionamiento adecuado de este requiere un reloj externo de 8MHz lo que nos da un ciclo de máquina de 500ns, el cual no cumple con los requerimientos por lo siguiente:

Por razones astronómicas el detector tiene un tiempo mínimo de exposición de un segundo, es decir, en un segundo se tienen que leer 512 líneas con 512 pixeles cada una, ya que el HAWAII 1024x1024 está dividido en cuatro cuadrantes que reciben las señales de manera simultánea.

Esto nos da un tiempo de lectura por pixel de:

$$t = \frac{1s}{512 \times 512} = 3.815 \mu s$$

Pero además se desea un control completo de las señales, teniendo en cuenta que no todas estas están sincronizadas con la señal de pixel, por lo que uno de los objetivos en la selección que se deseaba era de un dispositivo tan rápido que fuera capaz de hacer la mayor cantidad de cambios en la salida en ese tiempo de pixel, teniendo como mínimo dieciséis.

$$f_{optimo} = \frac{1s}{512 \times 512 \times 16} = 238.42 ns$$

Esto nos da una frecuencia mínima de 4.194 MHz.

Se tenía en el laboratorio de electrónica del Instituto de Astronomía de la UNAM, un "DSP¹ Starter Kit" que contiene un Procesador Digital de Señales de la quinta generación de esos dispositivos fabricados por la compañía TEXAS Instruments Co. Se encontró que este dispositivo cumplía con los requerimientos de secuencia al tener un ciclo de máquina de 50ns y dos ductos ("buses"), uno de datos y otro de direcciones donde el primero puede ser utilizado como puerto paralelo para generar las señales.

Se decidió utilizar este DSP ya que cumple y sobrepasa los requerimientos necesarios para el secuenciador, lo que permite un mejor control sobre las señales a generar, además de ser una tarjeta que en caso de falla es fácilmente sustituible.

A continuación se presenta la tabla 4.1 que muestra un cuadro en el que se comparan las tres propuestas de solución antes mencionadas.

Dispositivo	Ventajas	Desventajas
Lógica TTL	-Relativa fácil implementación -Reemplazo barato de los componentes	-Voluminoso debido a la gran cantidad de circuitos. -Dificultad para sintonizar y sincronizar.
Microprocesador (Motorola HC11)	-Tamaño compacto -Facilidad de uso -Reemplazo barato de los componentes	-No cumple con los requerimientos máximos de velocidad para una lectura mínima del detector.
DSP TMS320C50	-Tamaño compacto -Facilidad de reemplazo -Ciclo de máquina de duración corta. -Mayor control de las señales generadas -Versatilidad en el control de las señales, es decir, que si se quiere mayor velocidad en la generación se puede obtener.	-Reemplazo relativamente caro -En caso de falla de algún elemento se tiene que reemplazar toda la tarjeta

Tabla 4.1 Cuadro comparativo de propuestas de solución.

¹ DSP (Digital Signal Processor), Procesador Digital de Señales.

5) EL DSP TMS320C50.

En el presente capítulo se proporciona información general del DSP y en particular la utilización que se le da al dispositivo para el presente trabajo.

La familia TMS320C5x a la cual pertenece este Procesador Digital de Señales es fabricada con tecnología CMOS estática en circuitos integrados, su arquitectura está basada en un DSP anterior como es el TMS320C25.

El TMS320C50 presenta características como:

- Un CPU¹ a 16 bits
- Alimentación con 5V y 3V.
- Ciclos de máquina de 20, 25, 35 y 50ns en una operación a 5V.
- Ciclos de máquina de 25, 40 y 50ns en una operación a 3V.
- Multiplicación y suma de 16 bits en un solo ciclo de máquina.
- Un puerto serial síncrono Full-Duplex para la interfaz de codificación/decodificación.
- Un puerto serial para multiplexaje por división de tiempo (TDM)
- Capacidad en generación de estados de espera (wait-state)
- Temporizador (timer) interno para operaciones de control
- Instrucciones de repetición para aprovechar el espacio de programa
- Disipación de 47mA (2.35mA/MIP) a 5V,40MHz.
- Un puerto de acceso de prueba (JTAG²) conforme al estándar 1149.1 de la IEEE³

¹ CPU (Central Processing Unit) Unidad central de procesamiento

² JTAG (Joint Test Action Group) Grupo conjunto para acciones de prueba.

³ IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos.

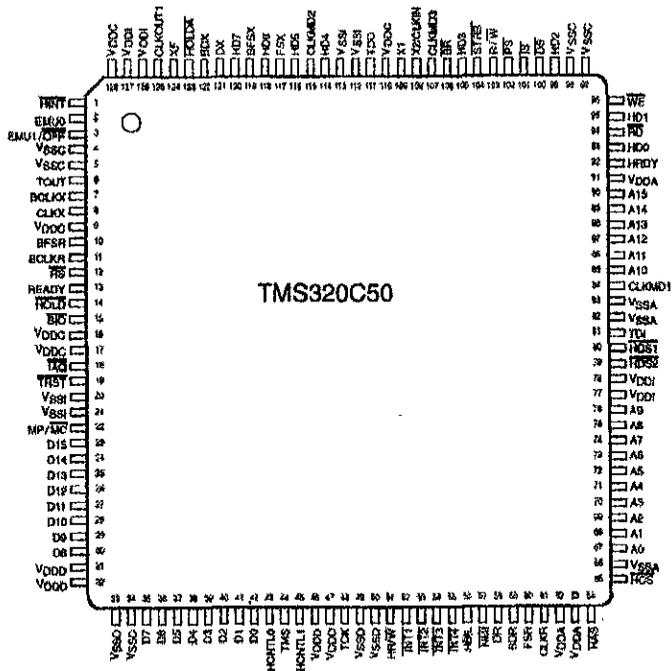


Figura 5.1 El Circuito integrado TMS320C50

Este Procesador Digital de Señales (DSP) esta incluido dentro de un sistema de desarrollo que es el "TMS 32050C5x DSP Starter Kit", el cual tiene las siguientes especificaciones:

- Es un procesador con punto fijo para aplicaciones industriales.
- Tiene un ciclo de máquina de 50 ns.
- Tiene una memoria PROM⁴ de 32 Kbytes.
- Gran calidad en la adquisición de datos analógicos mediante el circuito TLC32040 AIC.⁵

⁴ PROM (Programmable read only memory), Memoria programable de solo lectura, en adelante se usará el término en ingles.

⁵ AIC (Analog Interface Circuit), Circuito de Interfaz analógica.

- Conectores del tipo RCA estándar que proporcionan entrada y salida analógica en las cuales se pueden conectar directamente micrófono y bocina.
- Conector para el emulador XDS510.
- Conectores para expansión de entrada/salida, para diseño externo.

La figura 5.2 muestra un diagrama a bloques del sistema de desarrollo en el cual se incluyen las partes antes mencionadas.

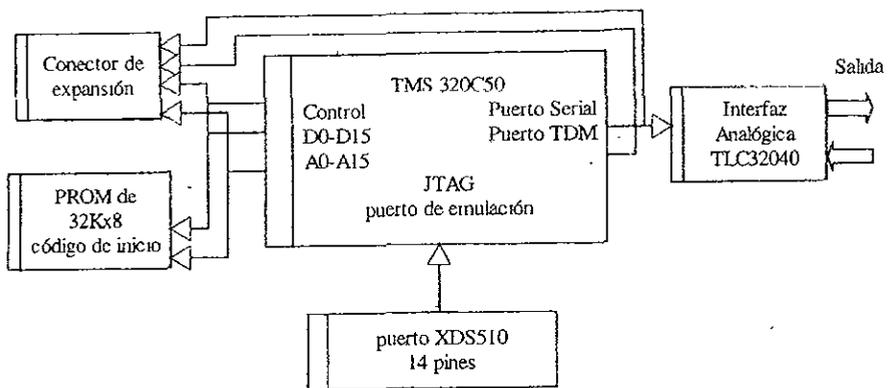


Figura 5.2 Diagrama a bloques del sistema de desarrollo.

EL TLC32040 proporciona entradas y salidas analógicas en canal simple, con una conversión analógica digital y viceversa con un intervalo dinámico de 14 bits, con un intervalo de muestreo y filtrado variable.

Existen conexiones directas en el "kit" hacia las distintas señales de entrada y salida así como los ductos ("buses⁶ⁿ") de datos y de direcciones, las cuales están representadas en el bloque de conectores de expansión. También

⁶ "Buses", ductos, en adelante se utilizará el término en inglés

existe una conexión directa a una memoria PROM⁷, además de permitir la expansión de memoria mediante bancos externos.

5.1) ARQUITECTURA.

La arquitectura del DSP es del tipo Harvard, es decir que tiene un bus datos D0-D15 y uno de direcciones A0-A15. Las instrucciones del DSP están diseñadas para soportar transferencias entre los dos buses, esta arquitectura permite que los coeficientes guardados en la memoria de programa sean leídos en la RAM⁸, lo que elimina una memoria ROM⁹ para el almacenamiento de los coeficientes antes mencionados, permitiéndole al dispositivo una mayor velocidad.

Las instrucciones del DSP están basadas en un ciclo de multiplica y acumula o suma con opción para poder mover los datos, en un solo ciclo de máquina. También cuenta con ocho registros auxiliares con una unidad aritmética dedicada a ellos, una unidad lógica paralela y una transmisión de entrada y salida lo suficientemente rápida para procesar señales de audio en tiempo real.

La arquitectura del dispositivo está diseñada principalmente para proporcionar una gran velocidad, comunicación y flexibilidad para implementar configuraciones con el procesador.

En la figura 5.3 se presenta un diagrama funcional de la arquitectura del Procesador.

⁷ PROM (Programable Read Only Memory) Memoria programable de solo lectura, en adelante se utilizará el término en inglés

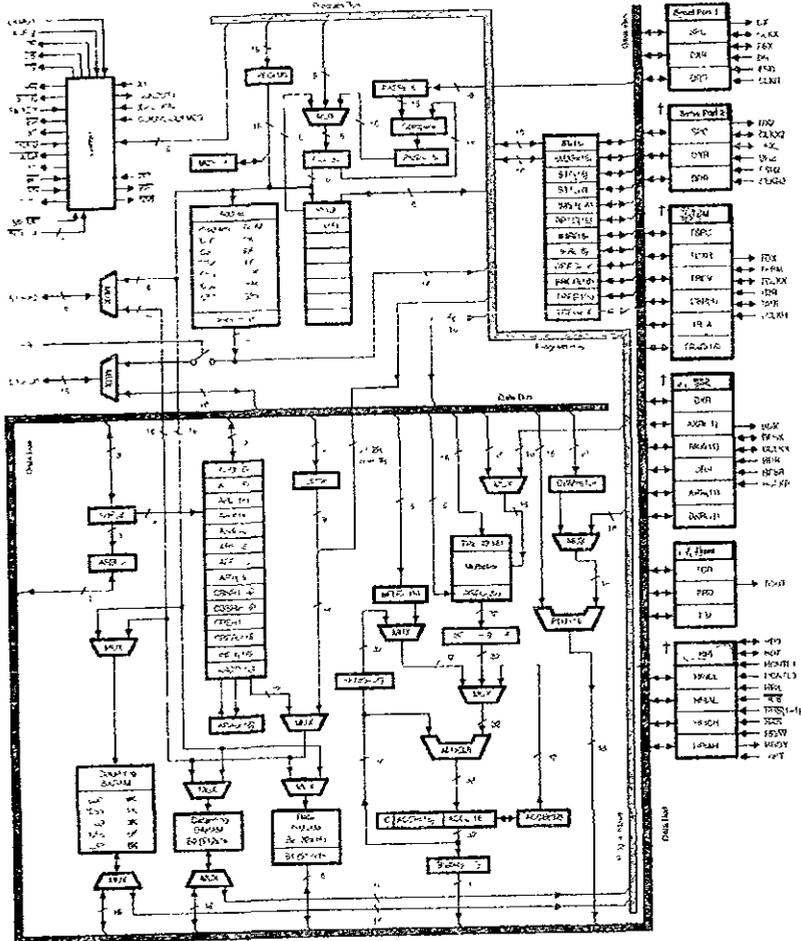
⁸ RAM (Random Access Memory) Memoria de acceso aleatorio, en adelante se utilizará el término en inglés.

⁹ ROM (Read Only Memory) Memoria de solo lectura.

TMS320C5x, TMS320LC5x
DIGITAL SIGNAL PROCESSORS

SPRS030A - APRIL 1995 REVISED APRIL 1996

functional block diagram



† Not available on all devices
 NOTES. A. Signals in shaded text are not available on 100-pin QFP packages
 B. Symbol descriptions appear in Table 3

Figura 5.3 Diagrama de la arquitectura del DSP TMS320C5x¹⁰

¹⁰ Imagen tomada de la dirección de internet <http://www.ti.com> (se dejó en el idioma original respetando el derecho de autor del fabricante).

El DSP no cuenta con puertos paralelos pero se tiene una configuración en la cual se pueden obtener hasta 16 puertos paralelos de 16 bits cada uno utilizando los buses de datos y direcciones.

La manera en que funciona depende de ciertas direcciones que se tienen predeterminadas para salida y que al ser seleccionadas por la instrucción correspondiente mandan las señales de la dirección en el bus de direcciones (A0-A15) y que le permiten a un decodificador dar una señal que habilite a un buffer conectado a la los pines del bus de datos (D0-D15), siendo este último el que propiamente funciona como puerto paralelo. La figura siguiente ilustrá la manera de utilizar varios puertos paralelos.

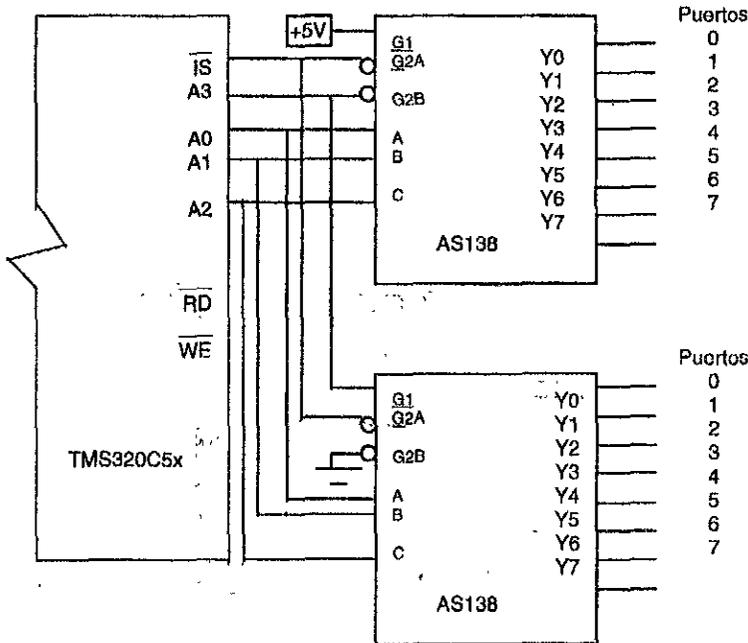


Figura 5.4 Interfaz del DSP para puertos Paralelos¹¹

¹¹ Referencia de "TMS320C5x User's Guide", Texas Instruments, pag 9-22.

5.2) IMPLEMENTACIÓN DEL SECUENCIADOR Y DE LAS SEÑALES DE CONTROL MEDIANTE EL USO DEL DSP.

Para la implementación del secuenciador y de las señales de control se utiliza un "puerto paralelo" del procesador, en el cual las señales se obtienen directamente de los pines del bus de datos (D0-D15). En este caso no es necesario el uso de un decodificador, debido a que se maneja solamente un puerto.

La señal de reloj de diez megahertz se obtiene directamente del timer interno del DSP, el cual es capaz de dividir la frecuencia interna de oscilación (20MHz) entre números enteros. Debido a la sincronía necesaria entre la señal de 10MHz y 2MHz, esta última se obtiene dividiendo la primera entre cinco mediante el uso del circuito contador 74LS90.

La figura siguiente muestra a bloques la manera en que está implementado el secuenciador y las señales de control que se requieren.

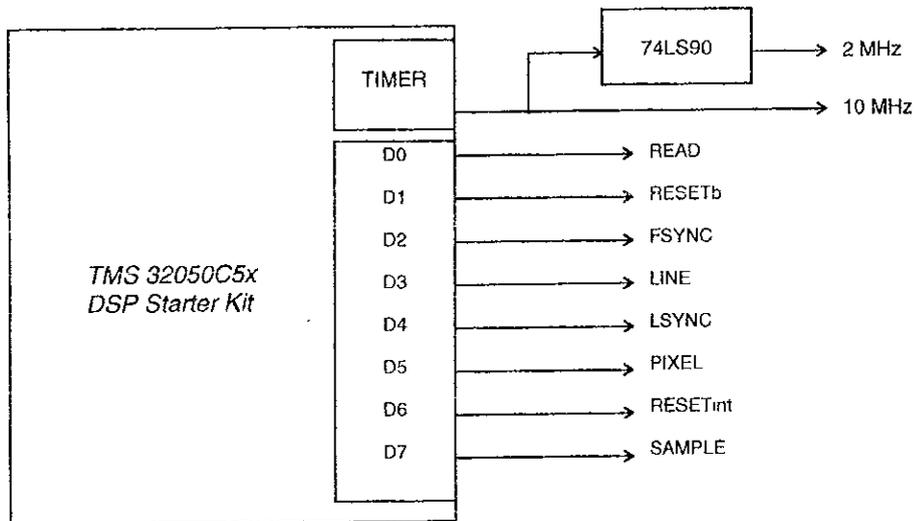


Figura 5.5 Diagrama a Bloques de la implementación del secuenciador y las señales de control

6) IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN EL DSP.

En la implementación de los programas se siguió la siguiente secuencia de pasos para poder generar el código de máquina que interpreta el procesador:

- 1.- Escribir el programa en cualquier editor de palabras como por el ejemplo: el editor de MsDOS o el programa NOTEPAD de Windows.
- 2.- Ensamblar el programa mediante el uso del software dsk5a.exe, el cual genera dos archivos con el mismo nombre y con extensiones .lst y .dsk, siendo este último el archivo que "lee" el dsp.
Este programa también proporciona avisos de error y advertencias sobre la compilación de los programas escritos.
- 3.- Posteriormente se conecta el kit a la computadora a través del puerto serial, se polariza el dsp y se ejecuta el programa dsk5d.exe, el cual genera una pantalla que permite "bajar" al dsp distintos programas y correrlos a pasos o de manera continua.

En la escritura del programa existen ciertos parámetros que deben respetarse para una adecuada interpretación de los programas. Estas reglas son:

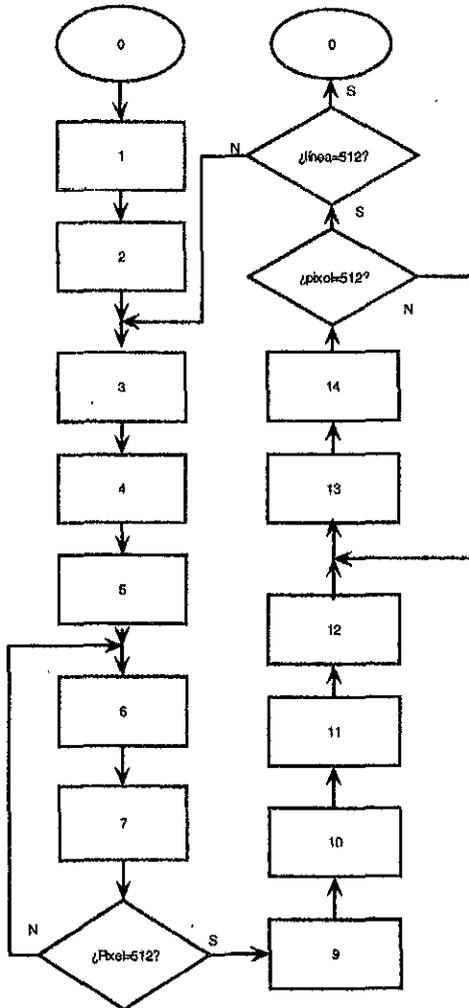
- 1.- Colocar las etiquetas siempre a la izquierda.
- 2.- Las instrucciones deben estar en una columna separada de la columna de etiquetas al menos por un espacio en blanco.
- 3.- Las direcciones y cantidades se colocan en una tercera columna de derecha a izquierda, después de la columna de instrucciones.

La manera gráfica de las instrucciones anteriores se podrá observar en los programas fuentes presentados en las paginas subsiguientes.

6.1) DIAGRAMAS DE FLUJO.

A continuación se presentarán los diagramas de flujo que se siguen para cada uno de los cinco tipos de lectura expuestos en el capítulo tres de este trabajo.

6.1.1) Lectura simple.



Edo 0) Todas las señales en cero lógico (0 V), además de inicializar el timer a 10MHZ.

Edo 1) Coloca ceros en los contadores de pixeles y líneas .

Edo -2) Prepara todas las señales para sus primeras transiciones.

Edo 3) Brinca al estado 0 si la cantidad de líneas es igual a 512, si no, prepara con LSYNC, la señal de pixel de la siguiente línea

Edo 4) Restablece la señal que se activó en el estado anterior.

Edo 5) Coloca cero en el contador de pixeles, da la duración de la señal de SAMPLE y comienza la señal de RESETint, todo esto en línea non.

Edo 6) Si el numero de pixeles es igual a 512 "brinca al estado 9, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea non, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal

de RESETint, e incrementa contador de pixeles

Edo 7) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL par en línea non, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles.

Edo 8) Pregunta si el contador de pixeles es igual a 512 y "brinca al estado 6

Edo 9) Prepara con LSYNC, la señal de pixel de la siguiente línea

Edo 10) Incrementa contador de líneas

Edo 11) Restablece la señal que se activó en el Edo 9.

Edo 12) Coloca un cero en el contador de pixeles, realiza la señal de SAMPLE e inicia la señal de RESETint.

Edo 13) Si el numero de pixeles es igual a 512 "brinca al estado 15, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles.

Edo 14) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL par en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, incrementa contador de pixeles, pregunta si el contador de pixeles es igual a 512 y "brinca al Edo 13.

Edo 15) Pregunta si la cantidad de líneas es igual a 512 y "brinca" al estado 3.

Edo 16) Brinca al estado cero.

6.1.2) Borrado del detector (leyendo siempre).

Edo 0) Todas las señales en cero lógico (0 V), además de inicializar el timer a 10MHZ.

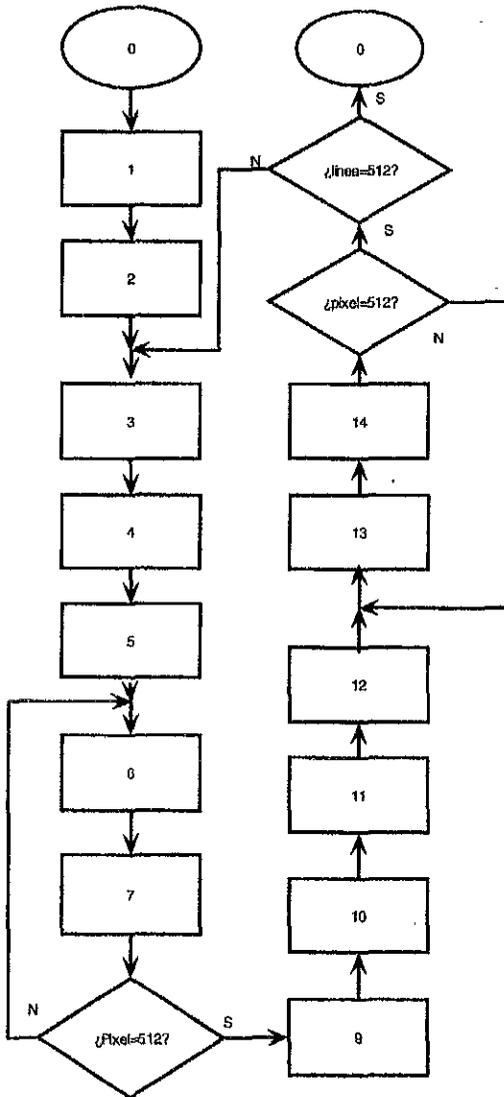
Edo 1) Coloca ceros en los contadores de pixeles y líneas .

Edo 2) Prepara todas las señales para sus primeras transiciones

Edo 3) Brinca al estado 0 si la cantidad de líneas es igual a 512, si no, borra línea par y prepara con LSYNC, las señal de pixel de la siguiente línea

Edo 4) Restablece las señales que se activaron en el estado anterior.

Edo 5) coloca cero en el contador de pixeles, da la duración de la señal de SAMPLE y comienza la señal de RESETint, todo esto en línea non.



Edo 6) Si el numero de pixeles es igual a 512 "brinca al estado 9, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea non, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles

Edo 7) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL. par en línea non, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles.

Edo 8) pregunta si el contador de pixeles es igual a 512 y "brinca al estado 6

Edo 9) borra línea non y prepara con LSYNC, las señal de pixel de la siguiente línea

Edo 10) Incrementa contador de líneas

Edo 11) Restablece las señales que se activaron en el Edo 9.

Edo 12) Coloca un cero en el contador de pixeles, realiza la

señal de SAMPLE e inicia la señal de RESETint.

Edo 13) Si el número de píxeles es igual a 512 "brinca" al estado 15, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de píxeles.

Edo 14) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL par en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, incrementa contador de píxeles, pregunta si el contador de píxeles es igual a 512 y "brinca" al Edo 13.

Edo 15) Pregunta si la cantidad de líneas es igual a 512 y "brinca" al estado 3.

Edo 16) Brinca al estado cero.

6.1.3) Leer + Borrar + Leer .

Edo 0) Todas las señales en cero lógico (0 V), además de inicializar el timer a 10MHZ.

Edo 1) Coloca ceros en los contadores de píxeles, líneas y el contador de lecturas.

Edo 2) Prepara todas las señales para sus primeras transiciones.

Edo 3) "Brinca " a cero si el número de líneas es igual a 512, activa la señal de LSYNC e incrementa el contador de líneas

Edo 3A)"Brinca" al estado 8 si el contador de lecturas es igual a dos, borra línea y activa LSYNC para la segunda lectura.

Edo 4) Incrementa el contador de lecturas y restablece las señales de los estados 3 y 3A

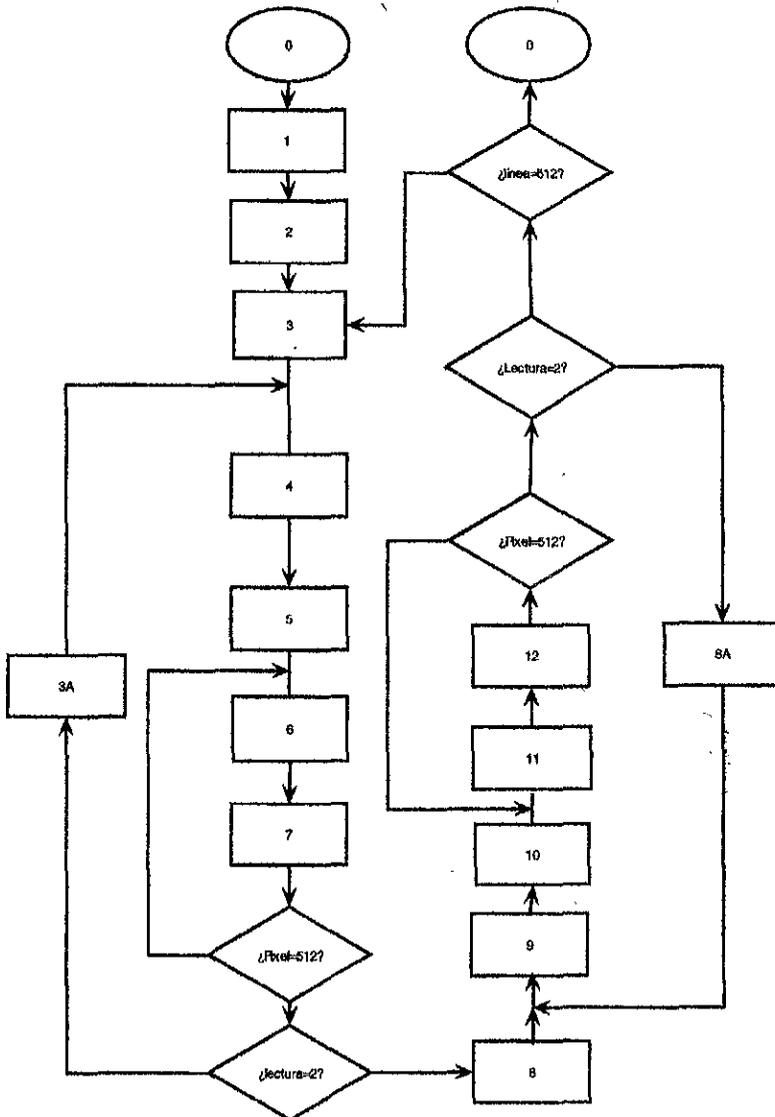
Edo 5)Coloca un cero en el contador de píxeles, activa la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint

Edo 6) "Brinca" al estado 7A si el contador de píxeles es igual a 512, concluye con la señal de RESETint anterior, activa la señal de pixel non, línea non, genera nuevamente la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint

Edo 7) Concluye con la señal de RESETint anterior, activa la señal de pixel par, línea non, genera nuevamente la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint, y "brinca" al estado 6.

Edo 7A) Pregunta si el contador de lecturas es igual a 2, y va al estado 3A

Edo 8) coloca un cero en el contador de lecturas, activa la señal de LSYNC e incrementa el contador de líneas



Edo 8A) "Brinca" al estado 14 si el contador de lecturas es igual a dos , activa las señales de LSYNC y RESETb

Edo 9) Incrementa el contador de lecturas y restablece las señales de los estados 8 y 8A

Edo 10) Coloca un cero en el contador de pixeles activa la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint

Edo 11) "Brinca" al estado 13 si el contador de pixeles es igual a 512, concluye con la señal de RESETint anterior, activa la señal de pixel non, línea non, genera nuevamente la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint

Edo 12) Concluye con la señal de RESETint anterior, activa la señal de pixel par, línea non, genera nuevamente la señal de SAMPLE e inicia la de RESETint, y "brinca" al estado 11.

Edo 13) Pregunta si el contador de lecturas es igual a dos y va al estado 8AA

Edo 14) Pregunta si el contador de líneas es igual a 512 y va al estado 3

6.1.4) Borrar + Leer.

Edo 0) Todas las señales en cero lógico (0 V), además de inicializar el timer a 10MHZ.

Edo 1) Coloca ceros en los contadores de pixeles y líneas .

Edo 2) Prepara todas las senales para sus primeras transiciones.

Edo 3) Brnca al estado 0 si la cantidad de líneas es igual a 512, si no, borra línea non y prepara con LSYNC, las señal de pixel de la siguiente línea

Edo 4) Restablece las señales que se activaron en el estado anterior.

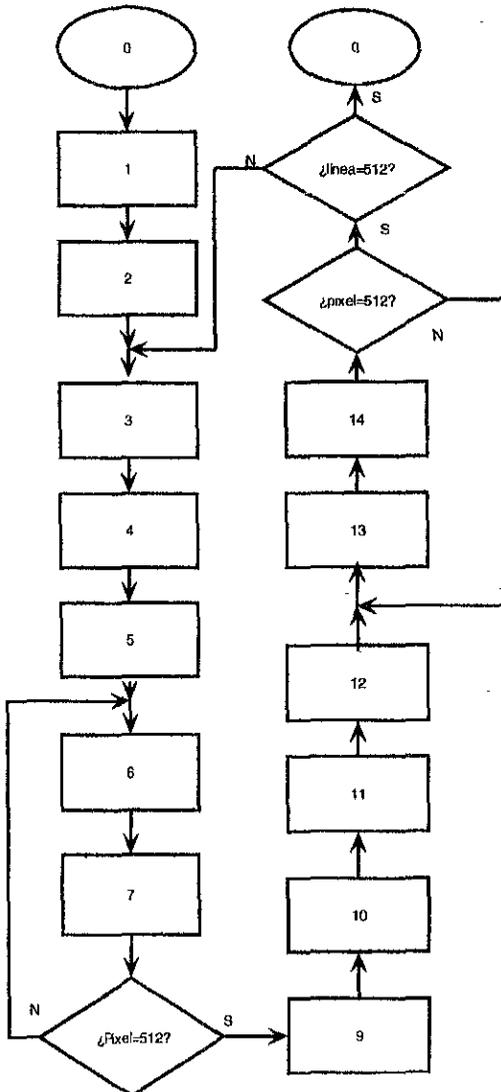
Edo 5) coloca cero en el contador de pixeles, da la duración de la señal de SAMPLE y comienza la señal de RESETint, todo esto en línea non

Edo 6) Si el numero de pixeles es igual a 512 "brinca al estado 9, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea non, realiza la señal de SAMPLE. inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles

Edo 7) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL par en línea non, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles.

Edo 8) pregunta si el contador de pixeles es igual a 512 y "brinca al estado 6

Edo 9) borra línea par y prepara con LSYNC, las señal de pixel de la siguiente línea



Edo 10) Incrementa contador de líneas

Edo 11) Restablece las señales que se activaron en el Edo 9.

Edo 12) Coloca un cero en el contador de pixeles, realiza la señal de SAMPLE e inicia la señal de RESETint. .

Edo 13) Si el numero de pixeles es igual a 512 "brinca al estado 15, concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL non en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, e incrementa contador de pixeles.

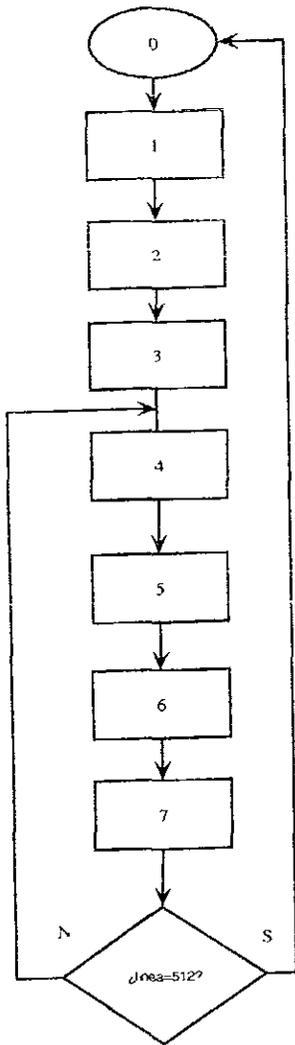
Edo 14) Concluye la señal de RESETint anterior, activa la señal de PIXEL par en línea par, realiza la señal de SAMPLE, inicia nuevamente la señal de RESETint, incrementa contador de pixeles, pregunta si el

contador de pixeles es igual a 512 y "brinca al Edo 13.

Edo 15) Pregunta si la cantidad de líneas es igual a 512 y "brinca" al estado 3.

Edo 16) Brinca al estado cero.

6.1.5) Borrado rápido.



Edo 0) Todas las señales en cero lógico (0 V), además de inicializar el timer a 10MHZ.

Edo 1) Coloca ceros en los contadores de pixeles y líneas .

Edo 2) Prepara todas las señales para sus primeras transiciones.

Edo 3) borra la línea par

Edo 4)regresa al estado cero si se completaron las 512 líneas, si no, selecciona línea non e incrementa contador de línea.

Edo 5) borra línea non.

Edo 6)selecciona línea par e incrementa contador de línea.

Edo 7) borra línea par y pregunta si se completaron las 512 líneas y regresa al estado 4.

6.2) LISTADOS DE LOS PROGRAMAS IMPLEMENTADOS.

En los programas implementados se espera que algunas de las señales duren cierto tiempo, el cual pueda ser cambiado según los requerimientos del detector durante la calibración de toda la cámara en conjunto.

Los siguientes listados presentan señales de PIXEL de 12 μ s de duración tanto en bajo como en alto, duraciones de 2 μ s en las señales de SAMPLE y RESETint . Las demás señales tienen duraciones arbitrarias dentro de un intervalo pertinente, las cuales pueden ser cambiadas, hasta encontrar la más óptima.

6.2.1) Lectura simple.

```
;
;  PROGRAMA DE LECTURA SIMPLE DEL DETECTOR
;
      .mmregs
      .ps 0a00h
      ldp #0      ;inicia reloj a 10Mhz
      splk #1,prd ;carga 1 en prd para 10mhz
      splk #20h,tc
edo0 lar ar7,#0h ;coloca un cero en el reg7, data=00h
      rpt #40
      out ar7,57h
edo1 lar ar2,#0h ;coloca tc=0 para lineas
      lar ar1,#0h ;inic el vec de linea
edo2 lar ar7,#55h
      rpt #30
      out ar7,57h
      lar ar7,#57h
      rpt #30
      out ar7,57h
      lar ar7,#53h
      rpt #120
      out ar7,57h
edo3 bcmd edo16,tc
      lar ar7,#47h
      rpt #120
      out ar7,57h
      mar *,ar1
      mar *,ar1 ;incrementamos linea
edo4 lar ar7,#5fh
      rpt #32
      out ar7,57h
```

CAP. 6 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN EL DSP.

```

edo5 lar ar2,#0h ;inicial, vector de cont de pixeles
     lar ar7,#0dfh ;inician las se;ales de control, linea non
     rpt #6
     out ar7,51h
     nop
     lar ar7,#1fh
     rpt #2
     out ar7,51h
edo6 bcnd edo9,tc ;pixel non, linea non
     lar ar7,#3fh
     rpt #2
     out ar7,57h
     lar ar7,#7fh
     rpt #30
     out ar7,51h
     lar ar7,#0ffh
     rpt #6
     out ar7,51h
     nop
     lar ar7,#3fh
     rpt #2
     out ar7,51h
     mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
     mar *,ar2
edo7 lar ar7,#1fh ;pixel par, linea non
     rpt #2
     out ar7,57h
     lar ar7,#5fh
     rpt #30
     out ar7,51h
     lar ar7,#0dfh
     rpt #6
     out ar7,51h
     nop
     lar ar7,#1fh
     rpt #1
     out ar7,51h
edo8 mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
     cpl #200h,ar2 ;pixel=512?
     b edo6

edo9 lar ar7,#4fh
     rpt #120
     out ar7,57h
edo10 mar *,ar1
     mar *,ar1 ;incrementa lineas pares
edo11 lar ar7,#57h
     rpt #32
     out ar7,57h
edo12 lar ar2,#00h ;inicia se;ales de control, linea par
     clrc tc ;tc=0
     lar ar7,#0d7h
     rpt #6
     out ar7,57h
     nop
     lar ar7,#17h

```

```

    rpt    #2
    out   ar7,57h
edo13 bcnd edo15,tc
    lar   ar7,#37h
    rpt   #2
    out   ar7,51h
    lar   ar7,#77h
    rpt   #30
    out   ar7,57h
    lar   ar7,#0f7h
    rpt   #6
    out   ar7,57h
    nop
    lar   ar7,#37h
    rpt   #2
    out   ar7,57h
    mar   *,ar2
    mar   *+,ar2      ;pixel=pixel+1
edo14 lar   ar7,#17h  ;pixel par, linea par
    rpt   #2
    out   ar7,51h
    lar   ar7,#57h
    rpt   #30
    out   ar7,57h
    lar   ar7,#0d7h
    rpt   #6
    out   ar7,57h
    nop
    lar   ar7,#17h
    rpt   #1
    out   ar7,57h
    mar   *+,ar2      ;pixel=pixel+1
    cpl   #200h,ar2   ;pixel=512?
    b     edo13
edo15 cpl   #200h,ar1 ;lineas=512?
    b     edo3
edo16 b     edo0
    .end

```

6.2.2) Borrar el detector (leyendo siempre)

```

;
;   PROGRAMA DE BORRADO CON LECTURA.
;
    .mmregs
    .ps 0a00h
    ldp #0      ;inicia reloj a 10Mhz
    spik #1,prd ;carga 1 en prd para 10mhz
    spik #20h,tcr
edo0 lar ar7,#0h ;coloca un cero en el reg7, data=00h
    rpt #40
    out ar7,57h

```

CAP. 6 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN EL DSP.

```

    clrc tc           ;coloca tc=0 para lineas
edo1 lar ar2,#0h     ;inicializamos el vector de cont de pix
    lar ar1,#0h     ;inicializamos el vec de cont de linea
edo2 lar ar7,#55h   ;este bloque prepara las se;ales de control
    rpt #30        ;para el primer pixel y la primera linea
    out ar7,51h
    lar ar7,#57h
    rpt #30
    out ar7,57h
    lar ar7,#53h
    rpt #120
    out ar7,51h
edo3 bcnd edo16,tc
    lar ar7,#45h
    rpt #120
    out ar7,57h
    mar *,ar1
    mar *,ar1      ;incrementamos linea
edo4 lar ar7,#5fh
    rpt #32
    out ar7,51h
edo5 lar ar2,#0h    ;inicial, vector de cont de pixeles
    lar ar7,#0dfh  ;inician las se;ales de control, linea non
    rpt #6
    out ar7,51h
    nop
    lar ar7,#1fh
    rpt #2
    out ar7,51h
edo6 bcnd edo9,tc  ;pixel non, linea non
    lar ar7,#3fh
    rpt #2
    out ar7,57h
    lar ar7,#7fh
    rpt #30
    out ar7,51h
    lar ar7,#0ffh
    rpt #6
    out ar7,51h
    nop
    lar ar7,#3fh
    rpt #2
    out ar7,51h
    mar *,ar2      ;pixel=pixel+1
    mar *,ar2
edo7 lar ar7,#1fh  ;pixel par, linea non
    rpt #2
    out ar7,57h
    lar ar7,#5fh
    rpt #30
    out ar7,51h
    lar ar7,#0dfh
    rpt #6
    out ar7,51h
    nop
    lar ar7,#1fh

```

CAP. 6 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN EL DSP.

```
    rpt #1
    out ar7,51h
edo8 mar  *,ar2      ;pixel=pixel+1
    cpl #200h,ar2   ;pixel=512?
    b    edo6
edo9 lar  ar7,#4dh
    rpt #120
    out  ar7,57h
edo10 mar *,ar1
    mar  *,ar1      ;incrementa linea
edo11 lar ar7,#57h
    rpt #32
    out  ar7,57h
edo12 lar ar2,#00h   ;inicia se;ales de control, linea par
    clrc tc          ;tc=0
    lar  ar7,#0d7h
    rpt #6
    out  ar7,57h
    nop
    lar  ar7,#17h
    rpt #2
    out  ar7,57h
edo13 bcnd edo15,tc ;pixel non, linea par
    lar  ar7,#37h
    rpt #2
    out  ar7,51h
    lar  ar7,#77h
    rpt #30
    out  ar7,57h
    lar  ar7,#0f7h
    rpt #6
    out  ar7,57h
    nop
    lar  ar7,#37h
    rpt #2
    out  ar7,57h
    mar  *,ar2
edo14 lar ar7,#17h   ;pixel=pixel+1
    rpt #2          ;pixel par, linea par
    out  ar7,51h
    lar  ar7,#57h
    rpt #30
    out  ar7,57h
    lar  ar7,#0d7h
    rpt #6
    out  ar7,57h
    nop
    lar  ar7,#17h
    rpt #1
    out  ar7,57h
    mar  *,ar2      ;pixel=pixel+1
    cpl #200h,ar2   ;pixel=512?
    b    edo13
edo15 cpl #200h,ar1 ;lineas=512?
    b    edo3
```

```
edo16 b edo0
      .end
```

6.2.3) Leer + borrar + leer.

```

:   PROGRAMA DE LECTURA DEL DETECTOR
:   DOBLE MUESTREO CORRELACIONADO.
:
      .mmregs
      .ps 0a00h
      ldp #0           ;inicia reloj a 10Mhz
      splk #1,prd      ;carga 1 en prd para 10mhz
      splk #20h,tcr
edo0 lar ar7,#0h      ;coloca un cero en el reg7, data=00h
      rpt #40
      out ar7,57h
      clrc tc         ;coloca tc=0 para lineas
edo1 lar ar2,#0h      ;inicializamos el vector de cont de pix
      lar ar1,#0h     ;inic el vec de línea
      lar ar3,#0h     ;inic el cont de doble muestreo
edo2 lar ar7,#55h     ;este bloque prepara las se;ales de control
      rpt #30        ;para el primer pixel y la primera linea
      out ar7,51h
      lar ar7,#57h
      rpt #30
      out ar7,57h
      lar ar7,#53h
      rpt #120
      out ar7,51h
edo3 bcnd edo0,tc
      lar ar3,#0h
      lar ar7,#47h
      rpt #120
      out ar7,57h
      mar *,ar1
      mar *+,ar1
      clrc tc
      b edo4
edo3a bcnd edo8,tc
      lar ar7,#4dh
      rpt #120
      out ar7,57h
edo4 mar *,ar3
      mar *+,ar3
      lar ar7,#5fh
      rpt #32
      out ar7,57h
edo5 lar ar2,#0h      ;inicial, vector de cont de pixeles
      clrc tc
      lar ar7,#0dfh   ;inician las se;ales de control, linea non
      rpt #6
      out ar7,51h
      nop
```

CAP. 6 IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN EL DSP.

```
lar ar7,#1fh
rpt #2
out ar7,51h
edo6 bcnd edo7a,tc ;pixel non, linea non
lar ar7,#3fh
rpt #2
out ar7,57h
lar ar7,#7fh
rpt #30
out ar7,51h
lar ar7,#0ffh
rpt #6
out ar7,51h
nop
lar ar7,#3fh
rpt #2
out ar7,51h
mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
mar *+,ar2
edo7 lar ar7,#1fh ;pixel par, linea non
rpt #2
out ar7,57h
lar ar7,#5fh
rpt #30
out ar7,51h
lar ar7,#0dth
rpt #6
out ar7,51h
nop
lar ar7,#1fh
rpt #1
out ar7,51h
mar *+,ar2
cpl #200h,ar2 ;pixel=512?
b edo6
edo7a clrc tc
cpl #2h,ar3
b edo3a
edo8 lar ar3,#00h
lar ar7,#4fh
rpt #120
out ar7,57h
mar *,ar1
mar *+,ar1
clrc tc
b edo9
edo8a bcnd edo14,tc
lar ar7,#45h
rpt #120
out ar7,57h
edo9 mar *,ar3
mar *+,ar3
lar ar7,#57h
rpt #32
out ar7,57h
edo10 lar ar2,#00h ;inicia se;ales de control, linea par
```

```

    clrc    tc           ,tc=0
    lar    ar7,#0d7h
    rpt    #6
    out    ar7,57h
    nop
    lar    ar7,#17h
    rpt    #2
    out    ar7,57h
edo11 bcnd  edo13,tc     ;pixel non, linea par
    lar    ar7,#37h
    rpt    #2
    out    ar7,51h
    lar    ar7,#77h
    rpt    #30
    out    ar7,57h
    lar    ar7,#0f7h
    rpt    #6
    out    ar7,57h
    nop
    lar    ar7,#37h
    rpt    #2
    out    ar7,57h
    mar    *,ar2
    mar    *+,ar2      ;pixel=pixel+1
edo12 lar    ar7,#17h   ;pixel par, linea par
    rpt    #2
    out    ar7,51h
    lar    ar7,#57h
    rpt    #30
    out    ar7,57h
    lar    ar7,#0d7h
    rpt    #6
    out    ar7,57h
    nop
    lar    ar7,#17h
    rpt    #1
    out    ar7,57h
    mar    *+,ar2      ;pixel=pixel+1
    cpl    #200h,ar2   ;pixel=512?
    b      edo11
edo13 clrc  tc
    cpl    #2h,ar3     ;lectura=2?
    b      edo8a
edo14 clrc  tc
    cpl    #200h,ar1   ,linea=512?
    b      edo3
.end

```

6.2.4) Borrar + leer.

```
;
; PROGRAM DE BORRADO SEGUIDO DE LECTURA.
;
    .mmregs
    .ps 0a00h
    idp #0 ;inicia reloj a 10Mhz
    splk #1,prd ;carga 1 en prd para 10mhz
    splk #20h,tc
edo0 lar ar7,#0h ;coloca un cero en el reg7, data=00h
    rpt #40
    out ar7,57h
    clrc tc ;coloca tc=0 para lineas
edo1 lar ar2,#0h ;inicializamos el vector de cont de pix
    lar ar1,#0h ;inic el vec de linea

edo2 lar ar7,#55h
    rpt #30
    out ar7,57h
    lar ar7,#57h
    rpt #30
    out ar7,57h
    lar ar7,#53h
    rpt #120
    out ar7,57h
edo3 bcnd edo16,tc
    lar ar7,#4dh
    rpt #120
    out ar7,57h
    mar *,ar1
    mar *,ar1 ;incrementamos linea
edo4 lar ar7,#5fh
    rpt #32
    out ar7,57h
edo5 lar ar2,#0h ;inicial, vector de cont de pixeles
    lar ar7,#0dfh ;inician las se;ales de control, linea non
    rpt #6
    out ar7,51h
    nop
    lar ar7,#11h
    rpt #2
    out ar7,51h
edo6 bcnd edo9,tc ;pixel non, linea non
    lar ar7,#3fh
    rpt #2
    out ar7,57h
    lar ar7,#7fh
    rpt #30
    out ar7,51h
    lar ar7,#0ffh
    rpt #6
    out ar7,51h
    nop
    lar ar7,#3fh
    rpt #2
```

```

out ar7,51h
mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
mar *,ar2
edo7 lar ar7,#11h ;pixel par, linea non
rpt #2
out ar7,57h
lar ar7,#51h
rpt #30
out ar7,51h
lar ar7,#0dfh
rpt #6
out ar7,51h
nop
lar ar7,#11h
rpt #1
out ar7,51h
edo8 mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
cpl #200h,ar2 ;pixel=512?
b edo6
edo9 lar ar7,#45h
rpt #120
out ar7,57h
edo10 mar *,ar1
mar *,ar1 ;incrementa lineas pares
edo11 lar ar7,#57h
rpt #30
out ar7,57h
edo12 lar ar2,#00h ;inicia se;ales de control, linea par
clrc tc ;tc=0
lar ar7,#0d7h
rpt #6
out ar7,57h
nop
lar ar7,#17h
rpt #2
out ar7,57h
edo13 bcnd edo15,tc ;pixel non, linea par
lar ar7,#37h
rpt #2
out ar7,51h
lar ar7,#77h
rpt #30
out ar7,57h
lar ar7,#0f7h
rpt #6
out ar7,57h
nop
lar ar7,#37h
rpt #2
out ar7,57h
mar *,ar2
mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
edo14 lar ar7,#17h ;pixel par, linea par
rpt #2
out ar7,51h
lar ar7,#57h

```

```
rpt #30
out ar7,57h
lar ar7,#0d7h
rpt #6
out ar7,57h
nop
lar ar7,#17h
rpt #1
out ar7,57h
mar *,ar2 ;pixel=pixel+1
cpl #200h,ar2 ;pixel=512?
b edo13
edo15 cpl #200h,ar1 ;linea=512?
b edo3
edo16 b edo0
.end
```

6.2.5) Borrado rápido

```
;
; PROGRAMA DE BORRADO SIN LECTURA DEL DETECTOR (RAPIDO)
;
.mmregs
.ps 0a00h
ldp #0 ;inicia reloj a 10Mhz
splk #1,prd ;carga 1 en prd para 10mhz
edo0 lar ar7,#0h ;coloca un cero en el reg7, data=00h
rpt #40
out ar7,57h
clrc tc ;coloca tc=0 para lineas
edo1 lar ar2,#0h ;inicializamos el vector de cont de pix
lar ar1,#0h ;inic el vec de línea

edo2 lar ar7,#5h
rpt #30
out ar7,57h
lar ar7,#7h
rpt #30
out ar7,57h
lar ar7,#3h
rpt #120
out ar7,57h
edo3 lar ar7,#5h
rpt #120
out ar7,57h
edo4 bcnd edo0,tc
lar ar7,#0fh
rpt #45
out ar7,57h
mar *,ar1
mar *,ar1
edo5 lar ar7,#0dh
rpt #45
out ar7,57h
```

```
edo6 lar ar7,#7h
      rpt #45
      out ar7,57h
      mar *,ar1
      mar *+,ar1
edo7 lar ar7,#5h
      rpt #45
      out ar7,57h
      cpl #200h,ar1 ;linea=512?
      b edo4
      end
```

7) MEDICIONES REALIZADAS A LOS PROGRAMAS.

El presente capítulo presenta algunas mediciones realizadas a las señales de salida resultado de los programas implementados en el DSP.

Las mediciones se plantearán de la siguiente manera: primero se muestran imágenes de mediciones realizadas con un analizador lógico a todas las señales. posteriormente oscilogramas de señales comunes a la mayoría de los programas y finalmente oscilogramas que muestran señales con las características particulares de cada uno de los modos de lectura. .

Todos los oscilogramas se realizaron con un osciloscopio de doble trazo marca Tektronix, el cual tiene opción de impresión de pantalla, así como la posibilidad de realizar mediciones sobre las señales

Las figuras siguientes muestran el equipo con el que se realizaron las mediciones

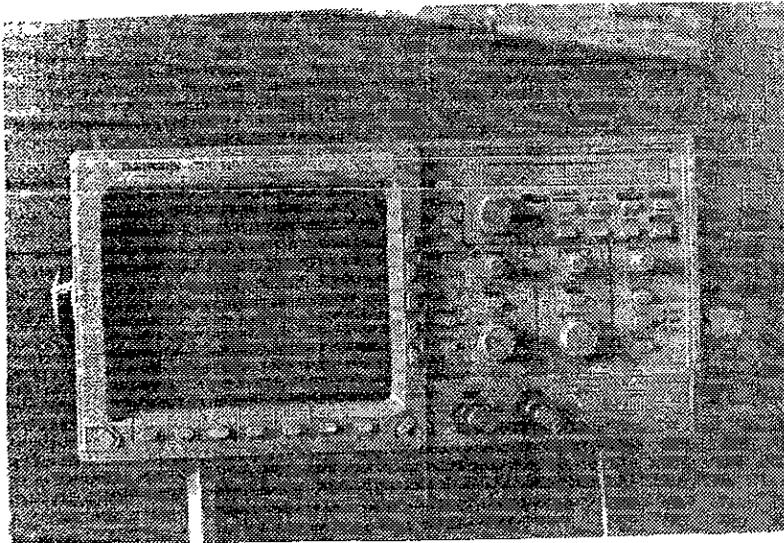


Figura 7.1 Osciloscopio TEKTRONIX.

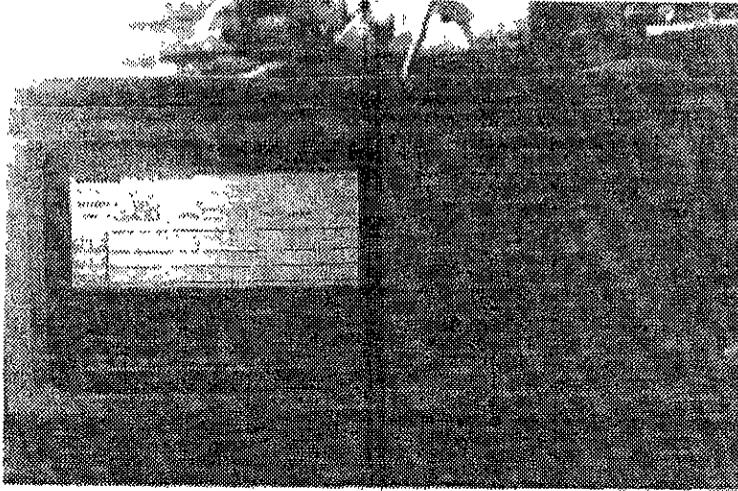


Figura 7 2 Analizador Lógico HEWLETT PACKARD.

7.1) IMÁGENES DEL ANALIZADOR LÓGICO.

Las imágenes mostradas en las figuras muestran las seis señales de secuencia para el detector y las dos señales de control para la cadena de lectura.

En las señales se muestran ciclos completos de cuatro líneas con cuatro pixeles cada una de ellas para facilitar la observación de un ciclo de lectura completo

Las señales se encuentran en el orden siguiente para todas las figuras del analizador lógico:

Número de señal en el analizador lógico	Señal que corresponde
00	SAMPLE
01	RESET _{int}
02	PIXEL
03	LSYNC
04	LINE
05	FSYNC
06	RESET _b
07	READ

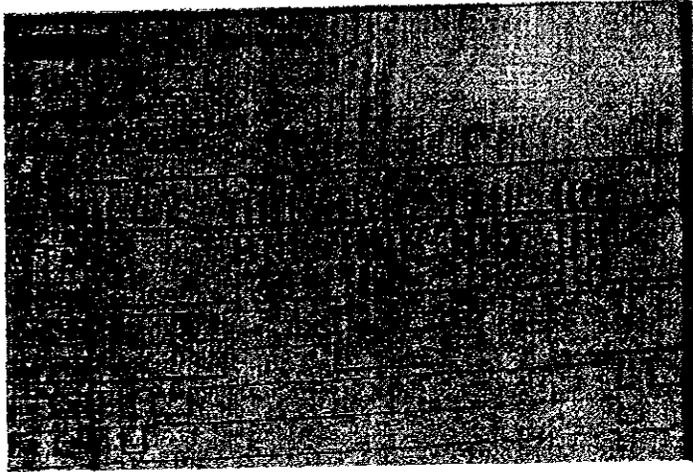


Figura 7.3 Pantalla del analizador lógico para Lectura Simple ~

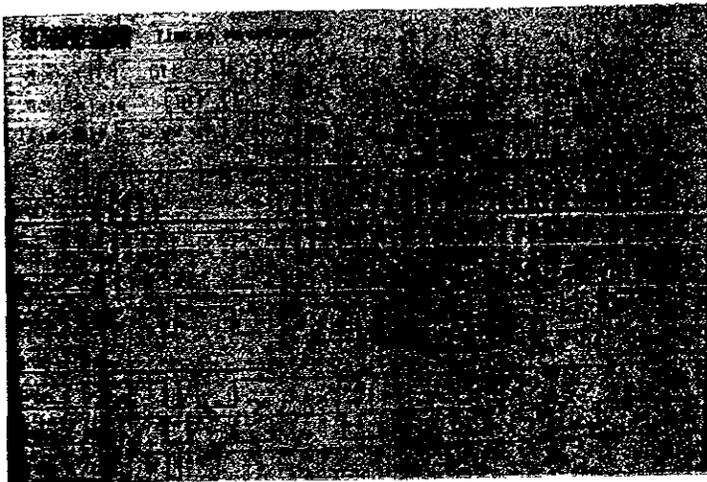


Figura 7.4 Pantalla del analizador lógico para borrado leyendo

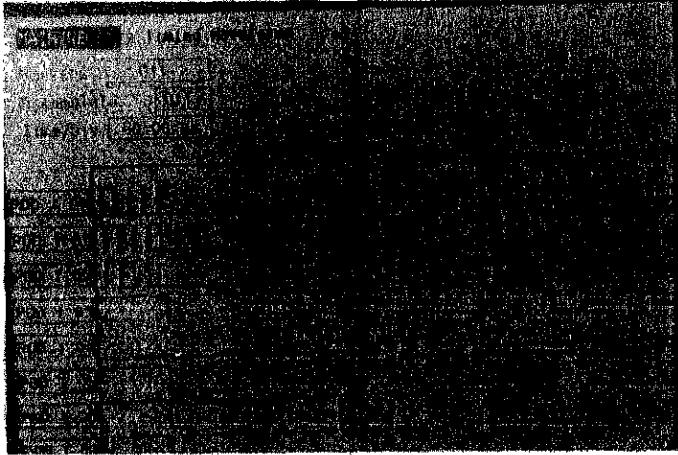


Figura 7.5 Pantalla del analizador lógico para Muestreo Doble Correlacionado.

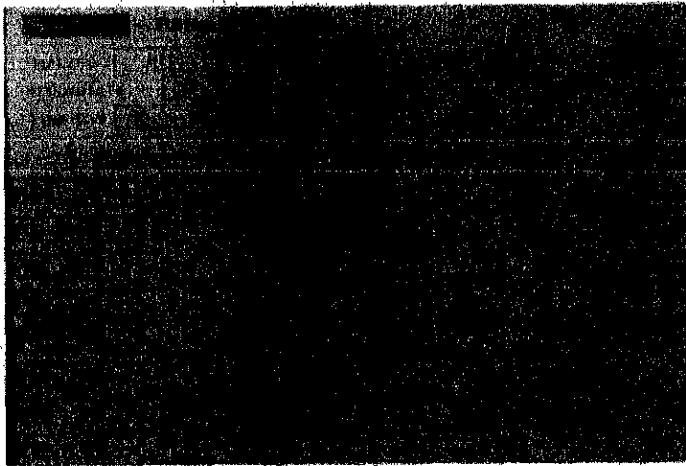


Figura 7.6 Pantalla del analizador lógico para Borrado + Lectura.

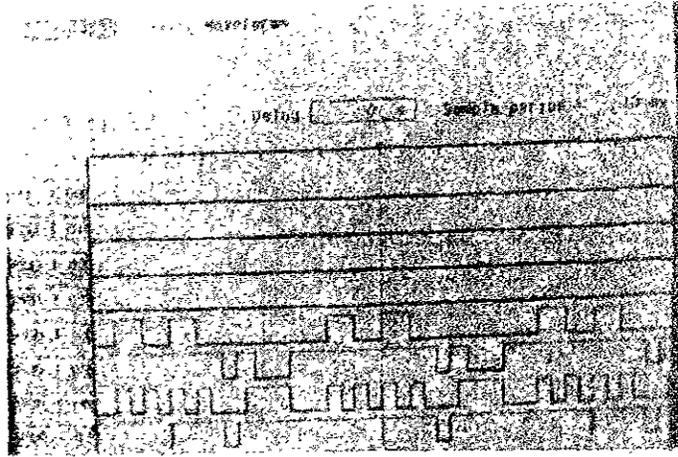


Figura 7.7 Pantalla del analizador lógico para Borrado rápido

7.2) OSCILOGRAMAS DE SEÑALES COMUNES

Una de las señales comunes es la señal de PIXEL, de la cual se ha determinado que sea de $12\mu s$ de duración tanto en uno como en cero lógicos. La duración fue determinada con base en la velocidad de respuesta de los convertidores analógicos digitales contenidos en la cadena de lectura. Esta señal se puede apreciar en la Figura 7.8. En esta figura se pueden apreciar en la parte derecha las leyendas "C1-width" y "C1-wioth", las cuales indican la duración de la señal lógica en uno y cero respectivamente, notando que son ambas de $12\mu s$ de duración por lo que se cumplió el objetivo.

**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

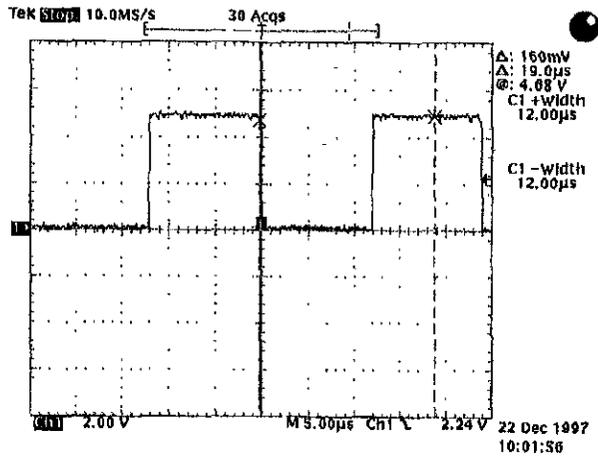


Figura 7.8 Medición de la señal de PIXEL

En la figura 7.9¹ se pueden apreciar más características de la señal PIXEL

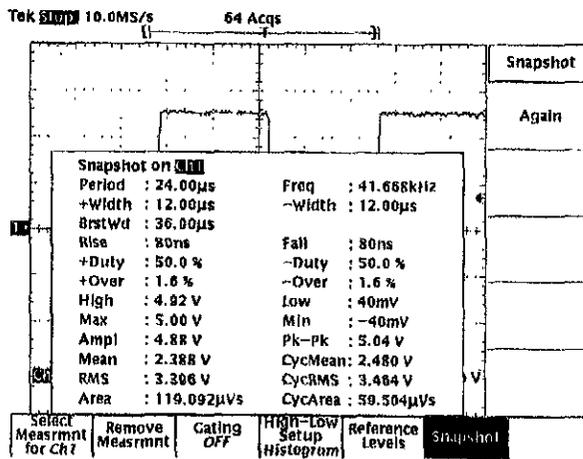


Figura 7.9 Características de la señal PIXEL

¹ La figura presenta datos en ingles de los cuales se traducirán y mencionarán, solamente los que sean relevantes para el presente trabajo.

La figura anterior nos presenta información acerca de una de las señales de la que tienen que saberse todas las características, algunas de estas son

Periodo: 2 μ s	Voltaje alto promedio: 4.92 V
Frecuencia: 41.668 KHz	Voltaje alto máximo: 5 V
Duración en alto: 12 μ s	Voltaje bajo promedio: 40 mV
Duración en bajo: 12 μ s	Voltaje bajo mínimo: -40 mV
Tiempo de transición neg a pos: 80 ns	Voltaje Pico-Pico: 5.04 V
Tiempo de transición pos a neg: 80 ns	Voltaje RMS: 3.396 V
Ciclo de trabajo positivo: 50%	Ciclo de trabajo negativo: 50%

Otras señales que son comunes a todos los programas, excepto el de borrado rápido, son RESETint y SAMPLE, las cuales deben ser de 2 μ s en su parte activa debido a los requerimientos del convertidor antes mencionado.

Como se observa en capítulos anteriores la señal RESETint debe empezar antes de la transición de señal PIXEL y terminar después de dicha transición (figura 7.10).

La señal SAMPLE debe terminar exactamente cuando comienza la señal de RESETint (figura 7.11), y activarse poco tiempo antes de la transición de la señal PIXEL (figura 7.12).

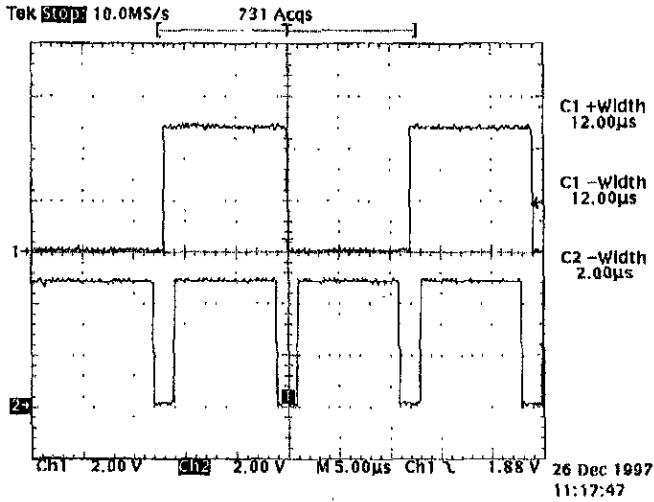


Figura 7.10 Señales de RESETint vs PIXEL.

En la señal de RESETint en el canal 2 se mide la duración de la señal en bajo como se puede apreciar en la parte derecha de la figura.

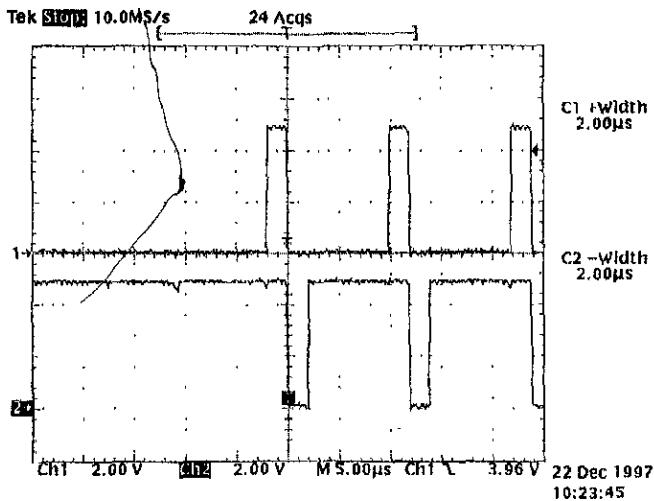


Figura 7.11 Señales de RESETint vs SAMPLE.

En la figura anterior se observan en la parte de izquierda las mediciones de las partes activas de las señales, siendo en canal 1 correspondiente a la señal SAMPLE y la del canal 2 a la señal RESETint.

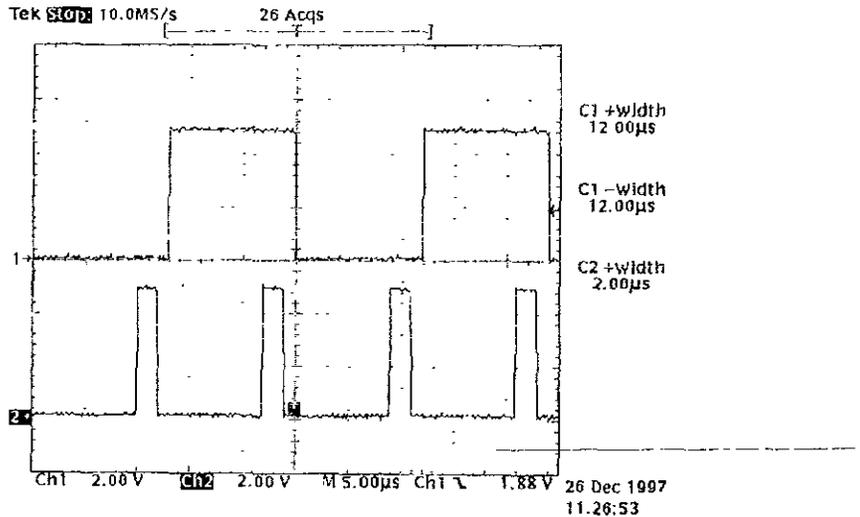


Figura 7.12 Señales de SAMPLE vs PIXEL.

Finalmente las últimas señales comunes a todos los programas son las señales de reloj de 10 MHz y 2 MHz que son usadas por la interfaz y la cadena de lectura respectivamente. De estas señales se muestran mediciones de una con respecto a la otra (figura 7.13), características importantes de cada una de las señales (figuras 7.14 y 7.15)².

² Las figuras presentan datos en ingles de los cuales se traducirán y mencionarán, solamente los que sean relevantes para el presente trabajo.

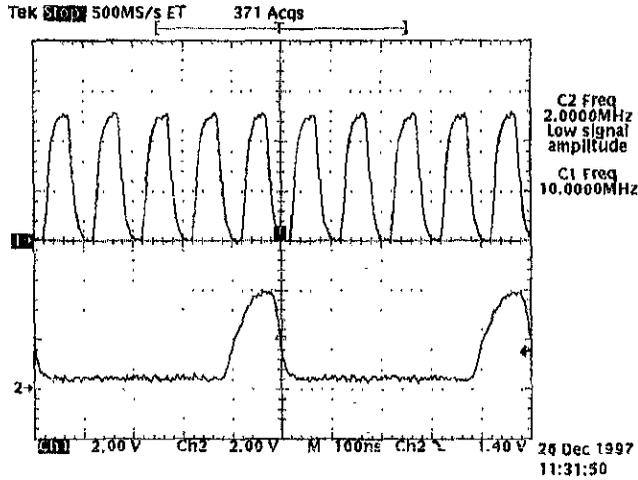


Figura 7.13 Señales de reloj de 10 MHz vs 2 MHz.

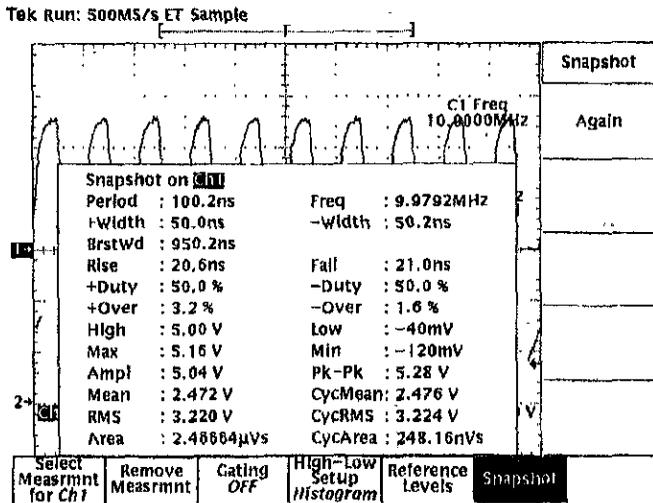


Figura 7.14 Señal de reloj de 10 MHz.

Entre las características generales de la señal de 10 MHz que se midieron instantáneamente se tienen las siguientes:

Periodo: 100.2 ns	Voltaje alto promedio: 5 V
Frecuencia: 9.9792 MHz	Voltaje alto máximo: 5.16 V
Duración en alto: 50 ns	Voltaje bajo promedio: -40 mV
Duración en bajo: 50.2 ns	Voltaje bajo mínimo: -120 mV
Tiempo de transición neg a pos: 20.6 ns	Voltaje Pico-Pico: 5.28 V
Tiempo de transición pos a neg: 21 ns	Voltaje RMS: 3.220 V
Ciclo de trabajo positivo: 50%	Ciclo de trabajo negativo: 50%

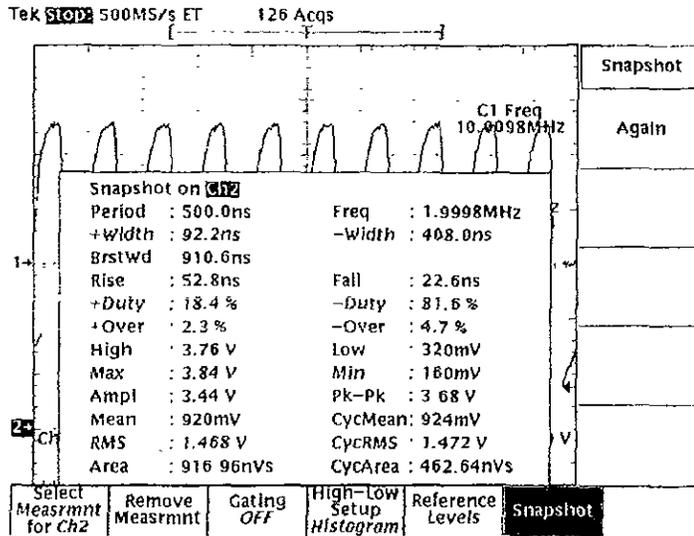


Figura 7.15 Señal de reloj de 2 MHz.

Al igual que en la figura anterior se midieron instantáneamente algunas características como se aprecia en la figura 7.15.

Periodo: 500 ns	Voltaje alto promedio: 4.92 V
Frecuencia: 1.9998 KHz	Voltaje alto máximo: 5 V
Duración en alto: 92.2 ns	Voltaje bajo promedio: 40 mV
Duración en bajo: 408 ns	Voltaje bajo mínimo: -40 mV
Tiempo de transición neg a pos: 52.8 ns	Voltaje Pico-Pico: 5.04 V
Tiempo de transición pos a neg: 22.6 ns	Voltaje RMS: 3.396 V
Ciclo de trabajo positivo: 18.4%	Ciclo de trabajo negativo: 81.6%

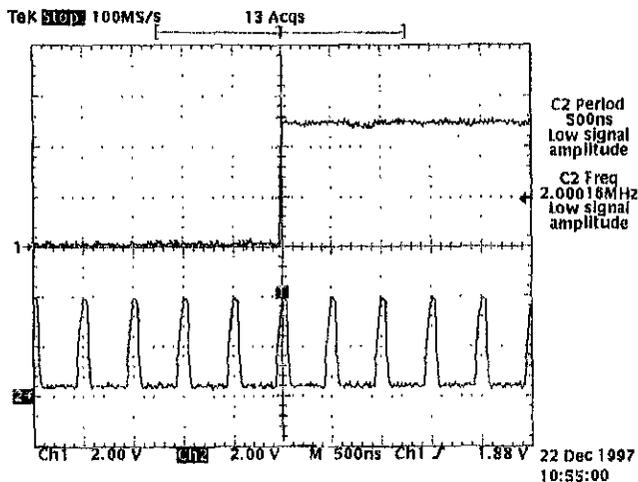


Figura 7.16 Señales PIXEL vs 2 MHz

En esta figura se puede apreciar de manera instantánea las señales PIXEL y el reloj de 2 MHz de la cadena de lectura.

7.3) MEDICIONES DE SEÑALES EN CADA UNO DE LOS MODOS DE OPERACIÓN.

Las señales en que varían principalmente los distintos modos de lectura u operación son LSYNC y RESETb, las cuales se comparan en las mediciones siguientes principalmente con la señal LINE y entre ellas.

7.3.1) Lectura simple.

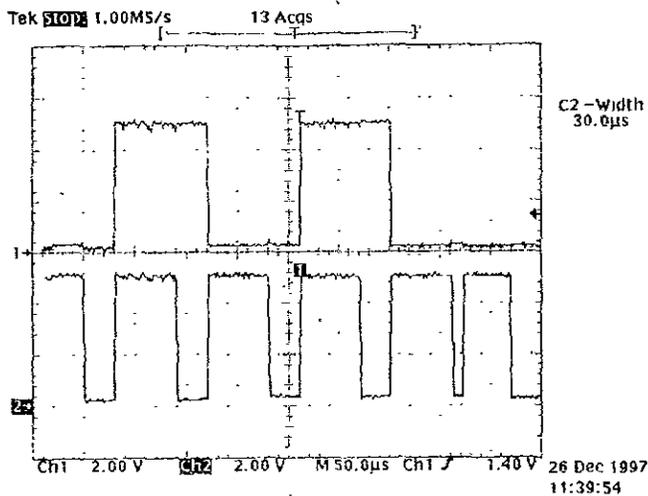


Figura 7.17 Señales LINE vs LSYNC

En la figura anterior la medición se tomó con un ciclo de cuatro pixeles y cuatro líneas con la finalidad de ilustrar el inicio y el final de las señales presentadas.

7.3.2) Borrado leyendo siempre

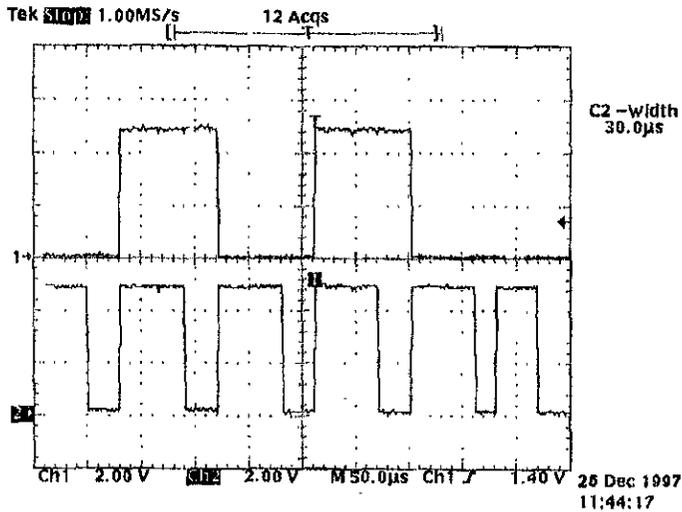


Figura 7.18 Señales LINE vs RESETb

Al igual que en el modo anterior solamente se leyeron 4 píxeles y 4 líneas por claridad, cabe mencionar que en este modo las señales LSYNC y RESETb son iguales.

7.3.3) Lectura + Borrado + Lectura (Muestreo Doble Correlacionado)

En las siguientes tres figuras se muestran las señales de borrado (RESETb) y previas a la lectura de pixel (LSYNC), junto con la señal que selecciona línea (LINE).

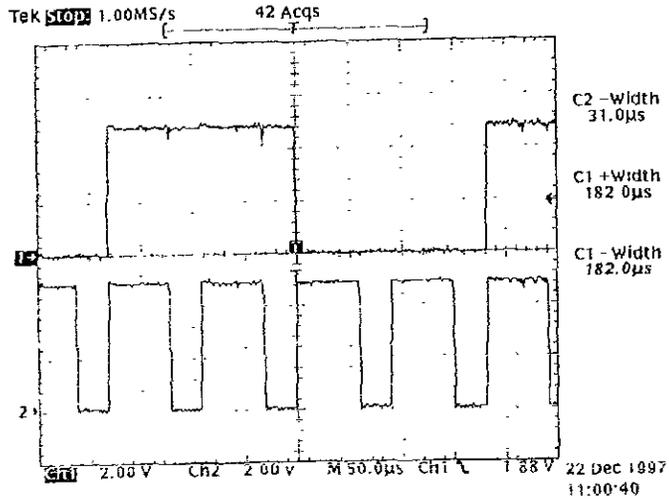


Figura 7.19 Señales LINE vs LSYNC.

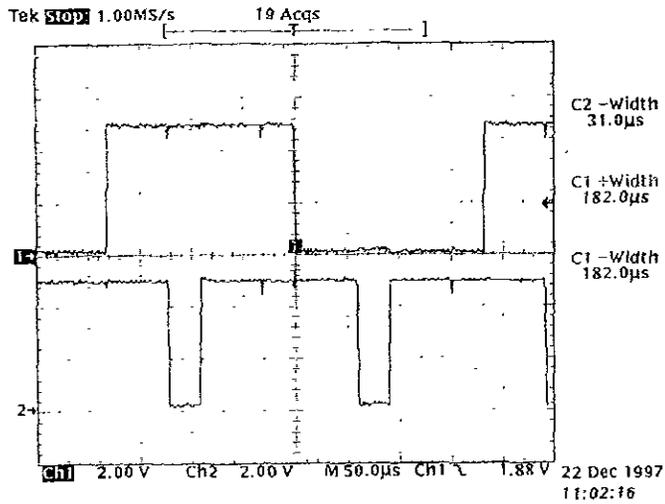


Figura 7.20 Señales LINE vs RESETb.

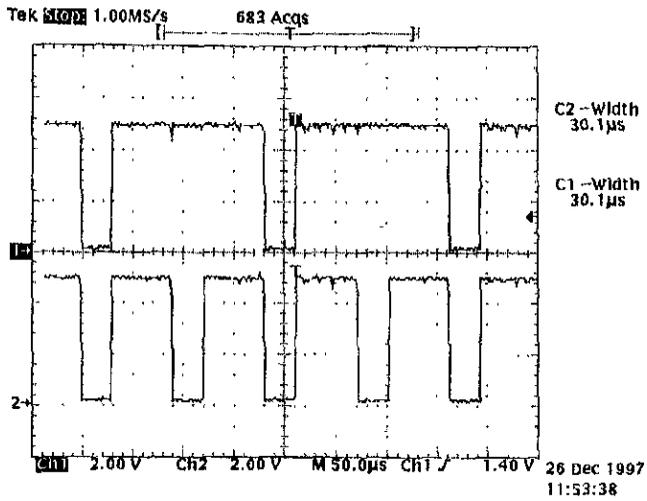


Figura 7.21 Señales RESEtb vs LSYNC

7.3.4) Borrado + Lectura.

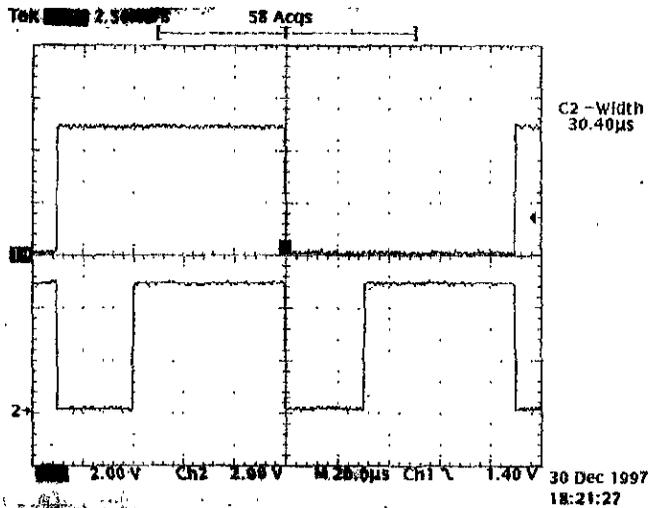


Figura 7.22 Señales LINE vs RESEtb.

En este modo de operación la señales RESEtb y LSYNC son idénticas.

7.3.5) Borrado Rápido.

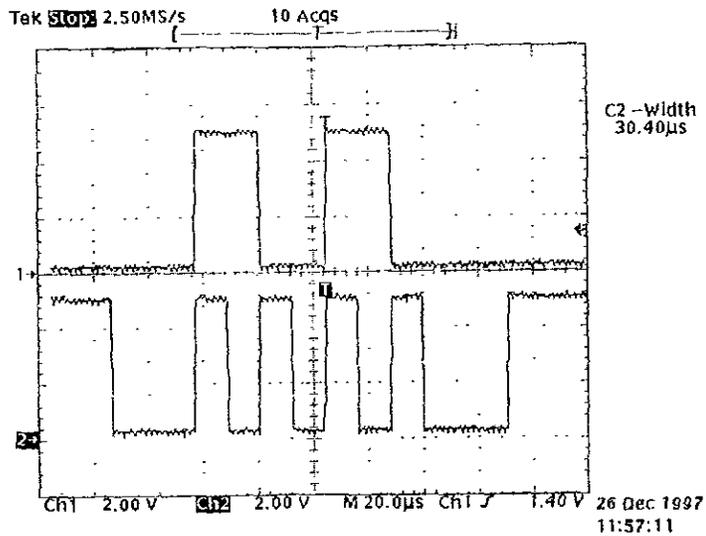


Figura 7.23 Señales LINE vs RESETb.

En esta medición nuevamente se muestran únicamente cuatro líneas para mayor claridad en la observación del inicio y final de la lectura.

8) CONCLUSIONES

En el presente trabajo se describió un sistema de detección de señales infrarrojas, el cual está dividido en varias partes, desarrollando esta tesis la correspondiente a la generación de señales de control y secuencia para el detector.

Con respecto a esto último mediante el desarrollo de este trabajo se logró lo siguiente:

- Implementación de todas las señales exceptuando una en una sola tarjeta compacta que contiene un DSP.
- Desarrollo de distintos modos de operación para mejorar las relaciones señal a ruido de las lecturas, así como para motivos astronómicos
- Programación y obtención de señales lógicas del DSP, permitiendo la posibilidad de modificar la duración de cada una de las señales según las necesidades astronómicas.
- Posibilidad de aumentar la velocidad de lectura en cada uno de los programas, pensando la posibilidad de sustituir en el futuro alguno(s) de los componentes de la cadena de lectura y/o interfaz por otro(s) de mayor velocidad.
- El secuenciador puede ser fácilmente utilizable por futuros detectores infrarrojos para su caracterización y pruebas.

8.1) EXPECTATIVAS A FUTURO.

8.1.1) Acerca del crióstato.

En próximas fechas se iniciará el desarrollo del proyecto para el diseño y construcción de un crióstato para contener al detector y la óptica correspondiente para la adecuada recepción de las imágenes dentro del mismo. Se pretende que este crióstato sea compacto, pero que al mismo tiempo pueda contener una rueda

de filtros que permitirán distintos puntos de vista dentro del infrarrojo de un mismo objeto astronómico.

8.1.2) Comunicación por computadora.

En el futuro se espera implementar la comunicación del DSP con la interfaz mediante fibra óptica. Se planea recibir la información proveniente de la computadora a través de la interfaz por el puerto serial del DSP para que éste realice otras funciones, además de las planteadas en este trabajo, como son el control de motores de una rueda de filtros, recibir señales de algunos sensores como podría ser de presión o temperatura, o alguna función no definida hasta ahora.

Cabe mencionar que el proyecto del Instituto de Astronomía de la UNAM será expuesto en el congreso mundial de Astronomía a realizarse en Hawai en marzo de 1998. El nombre completo del congreso es: "SPIE's International Symposium on Astronomical Telescopes and Instrumentation" En el apéndice II se anexa el resumen de lo enviado al SPIE¹.

Finalmente este trabajo resulta ser una pieza fundamental de un proyecto que tendrá gran utilidad para la comunidad astronómica mexicana, debido al gran impacto que ha tenido la astronomía infrarroja en los últimos años.

¹ SPIE (The International Society for Optical Engineering) La sociedad internacional para la ingeniería óptica.

9) BIBLIOGRAFÍA.

1. CHAPMAN, R. BEARD, S, etal, "Implementation of a charge integration system in a low background application", SPIE Instrumentation in Astronomy VII **1235**, Tucson, febrero 1990.
2. DENIS, P.N.J., "PHOTODETECTORS, An Introduction to Current Technology", Plenum Press, EUA, 1986.
3. HUDSON, RICHARD. "Infrared System Engineering", John Wiley & Sons, EUA, 1969.
4. MAMPASO, A, etal. "infrared Astronomy", Cambridge University Press, Gran Bretaña, 1993:
5. MARVEN, C. & EWERS, G. "A Simple Approach to Digital Signal Processing", John Wiley & Sons, INC. EUA, 1996
6. Klaus-Werner Hodapp, Joseph L Hora, Donald N.B. Hall, etal, "Astronomical Characterization of 1024x1024 HgCdTe HAWAII Detector Arrays", SPIE Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy **2475**, Orlando, Florida. abril 1995.
7. K.W. Hodapp, etal, "The HAWAII Infrared Detector Arrays: testing and astronomical characterization of prototype and science-grade devices", Revista New Astronomy #1 1996, pp 177-196.
8. PAGE, T. & PAGE, W. "TELESCOPES, how to make them and use them". Macmillan Publishing Co., Inc., EUA, 1973.

9. RIEKE G.H. "Detection of Light: from the Ultraviolet to the Submillimeter", Cambridge University Press, EUA, 1994.
10. SOHN, E. "Sistema para la Detección de imágenes Infrarrojas Astronómicas", Tesis de la Universidad Iberoamericana, México D.F. 1996.
11. Libro "TMS320C5x Digital Processing Teaching Kit, Instructor's Guide", Serie Digital Signal Processing Solutions, Ed. Texas Instruments Co., EUA 1997.
12. Manual "TMS320C5x USER'S GUIDE", editado por TEXAS INSTRUMENTS, EUA, 1997.
13. Manual "TMS320C5x DSP Starter Kit USER'S GUIDE", editado por TEXAS INSTRUMENTS, EUA, 1996.
14. Manual "M68HC11 Reference Manual", Ed. Motorola, EUA 1991,
15. Manual "FAST and LS TTL Data", Editado por MOTOROLA, EUA, 1995

APÉNDICE I HOJAS DE ESPECIFICACIONES.

A continuación se muestran las hojas de especificaciones del circuito contador 74LS90 que se utilizó para generar la señal de 2 MHz.

Estas hojas no se paginarán respetando el derecho de autor del fabricante.



DECADE COUNTER; DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER; 4-BIT BINARY COUNTER

The SN54/74LS90, SN54/74LS92 and SN54/74LS93 are high-speed 4-bit ripple type counters partitioned into two sections. Each counter has a divide-by-two section and either a divide-by-five (LS90), divide-by-six (LS92) or divide-by-eight (LS93) section which are triggered by a HIGH-to-LOW transition on the clock inputs. Each section can be used separately or tied together (Q to CP) to form BCD, bi-quinary, modulo-12, or modulo-16 counters. All of the counters have a 2-input gated Master Reset (Clear), and the LS90 also has a 2-input gated Master Set (Preset 9).

- Low Power Consumption . . . Typically 45 mW
- High Count Rates . . . Typically 42 MHz
- Choice of Counting Modes . . . BCD, Bi-Quinary, Divide-by-Twelve, Binary
- Input Clamp Diodes Limit High Speed Termination Effects

PIN NAMES

CP ₀	Clock (Active LOW going edge) Input to +2 Section
CP ₁	Clock (Active LOW going edge) Input to +5 Section (LS90), +6 Section (LS92)
CP ₁	Clock (Active LOW going edge) Input to +8 Section (LS93)
MR ₁ , MR ₂	Master Reset (Clear) Inputs
MS ₁ , MS ₂	Master Set (Preset-9, LS90) Inputs
Q ₀	Output from +2 Section (Notes b & c)
Q ₁ , Q ₂ , Q ₃	Outputs from +5 (LS90), +6 (LS92), +8 (LS93) Sections (Note b)

LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
CP ₀	0.5 U.L.	1.5 U.L.
CP ₁	0.5 U.L.	2.0 U.L.
CP ₁	0.5 U.L.	1.0 U.L.
MR ₁ , MR ₂	0.5 U.L.	0.25 U.L.
MS ₁ , MS ₂	0.5 U.L.	0.25 U.L.
Q ₀	10 U.L.	5 (2.5) U.L.
Q ₁ , Q ₂ , Q ₃	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

NOTES:

- a 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μA HIGH/1.6 mA LOW
 b The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military, (54) and 5 U.L. for commercial (74) Temperature Ranges.
 c. The Q₀ Outputs are guaranteed to drive the full fan-out plus the CP₁ input of the device.
 d To insure proper operation the rise (t_r) and fall time (t_f) of the clock must be less than 100 ns

**SN54/74LS90
SN54/74LS92
SN54/74LS93**

**DECADE COUNTER;
DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER;
4-BIT BINARY COUNTER
LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08**



**N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06**

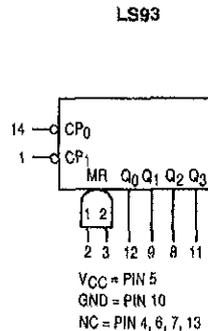
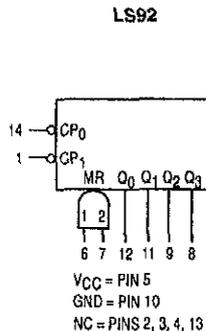
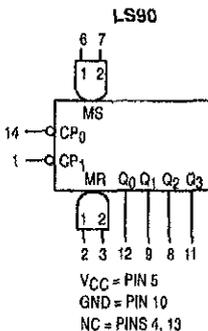


**D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02**

ORDERING INFORMATION

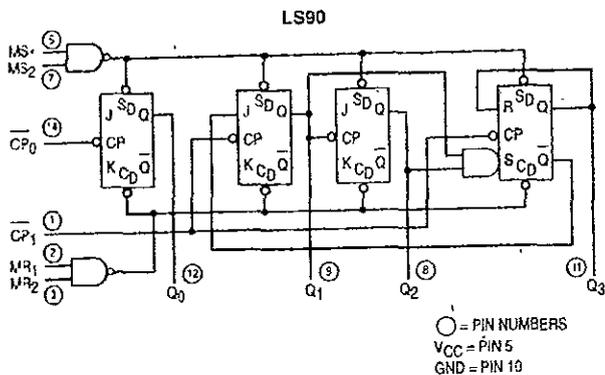
SN54LSXXJ	Ceramic
SN74LSXXN	Plastic
SN74LSXXD	SOIC

LOGIC SYMBOL

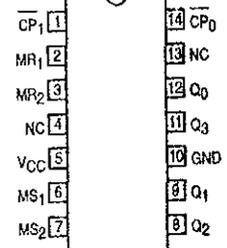


SN54/74LS90 • SN54/74LS92 • SN54/74LS93

LOGIC DIAGRAM

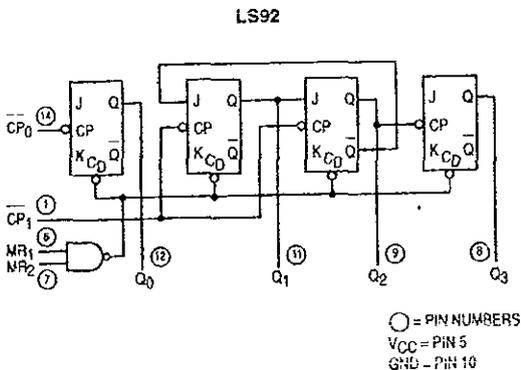


CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)

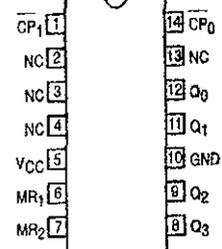


NC = NO INTERNAL CONNECTION
NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package

LOGIC DIAGRAM

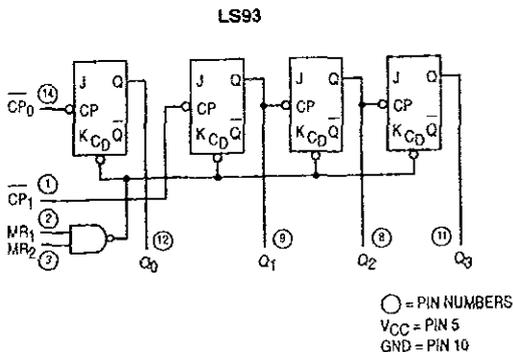


CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)

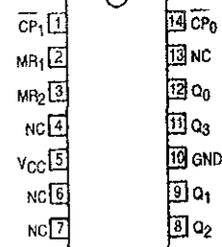


NC = NO INTERNAL CONNECTION
NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

LOGIC DIAGRAM



CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)



NC = NO INTERNAL CONNECTION
NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The LS90, LS92, and LS93 are 4-bit ripple type Decade, Divide-By-Twelve, and Binary Counters respectively. Each device consists of four master/slave flip-flops which are internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-five (LS90), divide-by-six (LS92), or divide-by-eight (LS93) section. Each section has a separate clock input which initiates state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used for clocks or strobes. The Q₀ output of each device is designed and specified to drive the rated fan-out plus the CP₁ input of the device.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR₁ • MR₂) is provided on all counters which overrides and clocks and resets (clears) all the flip-flops. A gated AND asynchronous Master Set (MS₁ • MS₂) is provided on the LS90 which overrides the clocks and the MR inputs and sets the outputs to nine (HLLH).

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the succeeding stages, the devices may be operated in various counting modes.

LS90

- A. BCD Decade (8421) Counter — The CP₁ input must be externally connected to the Q₀ output. The CP₀ input receives the incoming count and a BCD count sequence is produced.
- B. Symmetrical Bi-quinary Divide-By-Ten Counter — The Q₃ output must be externally connected to the CP₀ input. The input count is then applied to the CP₁ input and a divide-by-ten square wave is obtained at output Q₀.

- C. Divide-By-Two and Divide-By-Five Counter — No external interconnections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the divide-by-two function (CP₀ as the input and Q₀ as the output). The CP₁ input is used to obtain binary divide-by-five operation at the Q₃ output.

LS92

- A. Modulo 12, Divide-By-Twelve Counter — The CP₁ input must be externally connected to the Q₀ output. The CP₀ input receives the incoming count and Q₃ produces a symmetrical divide-by-twelve square wave output.
- B. Divide-By-Two and Divide-By-Six Counter — No external interconnections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the divide-by-two function. The CP₁ input is used to obtain divide-by-three operation at the Q₁ and Q₂ outputs and divide-by-six operation at the Q₃ output.

LS93

- A. 4-Bit Ripple Counter — The output Q₀ must be externally connected to input CP₁. The input count pulses are applied to input CP₀. Simultaneous divisions of 2, 4, 8, and 16 are performed at the Q₀, Q₁, Q₂, and Q₃ outputs as shown in the truth table.
- B. 3-Bit Ripple Counter — The input count pulses are applied to input CP₁. Simultaneous frequency divisions of 2, 4, and 8 are available at the Q₁, Q₂, and Q₃ outputs. Independent use of the first flip-flop is available if the reset function coincides with reset of the 3-bit ripple-through counter.

SN54/74LS90 • SN54/74LS92 • SN54/74LS93

**LS90
MODE SELECTION**

RESET/SET INPUTS				OUTPUTS			
MR ₁	MR ₂	MS ₁	MS ₂	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
L	X	L	X	Count			
X	L	X	L	Count			
L	X	X	L	Count			
X	L	X	X	Count			

H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Don't Care

**LS92 AND LS93
MODE SELECTION**

RESET INPUTS		OUTPUTS			
MR ₁	MR ₂	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
H	H	L	L	L	L
L	H	Count			
H	L	Count			
L	L	Count			

H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Don't Care

**LS90
BCD COUNT SEQUENCE**

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

NOTE Output Q₀ is connected to Input CP₁ for BCD count

**LS92
TRUTH TABLE**

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	L	L	H
7	H	L	L	H
8	L	H	L	H
9	H	H	L	H
10	L	L	H	H
11	H	L	H	H

NOTE Output Q₀ is connected to Input CP₁.

**LS93
TRUTH TABLE**

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H
14	L	H	H	H
15	H	H	H	H

NOTE Output Q₀ is connected to Input CP₁.

SN54/74LS90 • SN54/74LS92 • SN54/74LS93

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA	
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
		74		0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V	
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V	
I _{IL}	Input LOW Current MS, MR CP ₀ CP ₁ (LS90, LS92) CP ₁ (LS93)			-0.4 -2.4 -3.2 -1.6	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V	
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)		-20	-100	mA	V _{CC} = MAX	
I _{CC}	Power Supply Current			15	mA	V _{CC} = MAX	

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second

SN54/74LS90 • SN54/74LS92 • SN54/74LS93

AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $C_L = 15\text{ pF}$)

Symbol	Parameter	Limits									Unit
		LS90			LS92			LS93			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
f_{MAX}	CP ₀ Input Clock Frequency	32			32			32			MHz
f_{MAX}	CP ₁ Input Clock Frequency	16			16			16			MHz
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation Delay, CP ₀ Input to Q ₀ Output		10 12	16 18		10 12	16 18		10 12	16 18	ns
t_{PLH} t_{PHL}	CP ₀ Input to Q ₃ Output		32 34	48 50		32 34	48 50		46 46	70 70	ns
t_{PLH} t_{PHL}	CP ₁ Input to Q ₁ Output		10 14	16 21		10 14	16 21		10 14	16 21	ns
t_{PLH} t_{PHL}	CP ₁ Input to Q ₂ Output		21 23	32 35		10 14	16 21		21 23	32 35	ns
t_{PLH} t_{PHL}	CP ₁ Input to Q ₃ Output		21 23	32 35		21 23	32 35		34 34	51 51	ns
t_{PLH}	MS Input to Q ₀ and Q ₃ Outputs		20	30							ns
t_{PHL}	MS Input to Q ₁ and Q ₂ Outputs		26	40							ns
t_{PHL}	MR Input to Any Output		26	40		26	40		26	40	ns

AC SETUP REQUIREMENTS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$)

Symbol	Parameter	Limits						Unit
		LS90		LS92		LS93		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_W	CP ₀ Pulse Width	15		15		15		ns
t_W	CP ₁ Pulse Width	30		30		30		ns
t_W	MS Pulse Width	15						ns
t_W	MR Pulse Width	15		15		15		ns
t_{rec}	Recovery Time MR to CP	25		25		25		ns

RECOVERY TIME (t_{rec}) is defined as the minimum time required between the end of the reset pulse and the clock transition from HIGH-to-LOW in order to recognize and transfer HIGH data to the Q outputs

AC WAVEFORMS

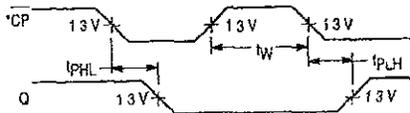


Figure 1

*The number of Clock Pulses required between the t_{PHL} and t_{PLH} measurements can be determined from the appropriate Truth Tables

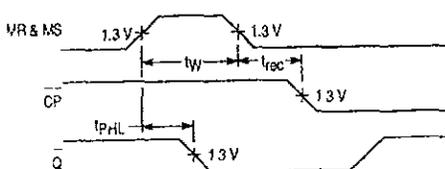


Figure 2

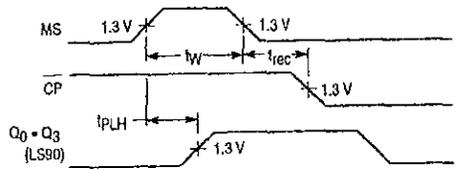


Figure 3

APÉNDICE II RESUMEN DE LO ENVIADO AL SPIE.

TEQUILA: NIR Camera/Spectrograph Based on a Rockwell 1024 X 1024 HgCdTe FPA.

E. Ruiz, E. Sohn, I. Cruz-Gonzalez, L. Salas, A. Parraga, M. Perez,
R. Torres, F. Cobos, G. Gonzalez, B. Sanchez, L. Gutierrez,
F. Angeles, C. Tejada, I.A. Martinez, R. Langarica, A. Iriarte,
G. J. Valdez, F. Lazo and M. Benitez

Instituto de Astronomia and Observatorio Astronomico Nacional,
Universidad Nacional Autonoma de Mexico

We describe the configuration and operation modes of the infrared camera / spectrograph called TEQUILA, based on a 1024 X 1024 HgCdTe FPA (0.9 - 2.5 microns spectral response) developed by Rockwell.

The optical system will allow three possible modes of operation: direct imaging, low and medium resolution spectroscopy, and polarimetry. The basic system is being designed to consist of the following: 1) A LN2 dewar that allocates the FPA together with the preamplifiers and a 24 filter position cylinder. 2) Control and readout electronics based on DSP modules linked to a workstation through fiber optics. 3) An optomechanical assembly cooled to -30 C that provides an efficient operation of the instrument in its various modes. 4) A control module for the moving parts of the instrument.

The optomechanical assembly will have the necessary provisions to install a scanning Fabry-Perot interferometer and an adaptive optics correction system. The final image acquisition and control of the whole instrument is carried out in a workstation to provide the observer with a friendly environment.

The system will operate at the 2.1 m telescope at the Observatorio Astronomico Nacional in San Pedro Martir, B.C. (Mexico), and is intended to be a first-light instrument for the new 7.8 m Mexican Infrared-Optical Telescope (TIM)