



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**CIRCUITOS ELECTRONICOS DE LECTURA
DE ALTA VELOCIDAD PARA UN DETECTOR
DE IMAGENES INFRARROJAS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICO Y ELECTRONICO

PRESENTA:

DALILA MARTINEZ MOLINA

DIRECTOR DE TESIS: DR. ELFEGO RUIZ SCHNEIDER



CIUDAD UNIVERSITARIA

JUNIO 2005

m. 345160



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**CIRCUITOS ELECTRONICOS DE LECTURA
DE ALTA VELOCIDAD PARA UN DETECTOR
DE IMAGENES INFRARROJAS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICO Y ELECTRONICO

PRESENTA:

DALILA MARTINEZ MOLINA

DIRECTOR DE TESIS: DR. ELFEGO RUIZ SCHNEIDER



CIUDAD UNIVERSITARIA

JUNIO 2005

Dedicatorias

El más grande obstáculo que se nos presenta en la vida es, tal vez, superarnos a nosotros mismos, superar nuestros miedos, nuestras fallas y debilidades. Conquistar nuestra propia voluntad es lo que hace que podamos lograr cualquier meta que nos propongamos.

La voluntad la conquistamos haciendo aquello que más nos cuesta trabajo y terminando lo que es nuestro deber terminar, para los demás y para nosotros mismos, solamente así seremos cada día mejores seres humanos.

Hoy, al haber terminado esta tesis quiero dedicarla a todas aquellas personas que me ayudaron y motivaron con sus palabras, acciones y su sola presencia a que renovara las fuerzas todos los días hasta llegar a esta meta.

Dalila Martínez Molina

Agradecimientos

Al Dr. Elfego Ruiz, a quien admiro por ser un gran científico y sobre todo por su gran sencillez . Le agradezco haber sido mi director de tesis y además haberme brindado su amistad.

A mi mamá por sus consejos, por estar a mi lado apoyándome y alentándome a seguir adelante siempre.
Gracias Mamá.

A mi papá por su cariño, sus consejos y confianza.

A mis hermanos: Angélica, Martha, Victor, Sonia y Luis, por cuidarme y quererme tanto.

A todos mis profesores por haberme dado y exigido tanto y tener el verdadero interés en formar excelentes ingenieros.

A Jesús y Alma por haber sido mis amigos inseparables en los momentos cuando más los necesitaba

A Tania Carlos por haberme enseñado a cambiar algo muy difícil: la duda por la fe.

A Daniel González por ser un gran amigo.

A todos mis amigos con quienes compartí momentos inolvidables ,gratos, divertidos y difíciles, en esta querida Universidad, por haberme brindado su amistad y apoyo para llegar juntos a la meta.

Al Instituto de Astronomía por haberme permitido desarrollar este trabajo en sus instalaciones y al proyecto CONACYT 27550-A por su apoyo y financiamiento

A todos los amigos que conocí en Universum, por haber sido una fuente de inspiración para interesarme más en la ciencia

Al Ingeniero José de la Herrán, quien es una persona admirable y a quien agradezco su apoyo, ayuda, enseñanza en muchos aspectos y amistad. Gracias por inspirarme a hacer siempre más y en más áreas que por usted conocí.

Finalmente quiero dar gracias a Dios por haberme permitido conocer a personas tan valiosas y llegar a este momento.

Prefacio

En los últimos años la tecnología para la instrumentación astronómica en la longitud de onda del infrarrojo ha tenido un gran desarrollo. Un ejemplo es el diseño del nuevo telescopio espacial James Webb, proyecto de la NASA, el cual será un telescopio que verá en el infrarrojo y que se planea poner en órbita a partir del año 2010.

El Instituto de Astronomía de la UNAM se ha caracterizado por el desarrollo de instrumentación del más alto nivel y en la rama del infrarrojo no ha sido la excepción. En la actualidad existen 2 cámaras espectrógrafos para el estudio del infrarrojo instaladas en el telescopio del Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Martir Baja California. La primera es la cámara espectrógrafo para el infrarrojo cercano llamada CAMILA y la otra es una cámara infrarroja doble llamada CID.

Uno de los nuevos proyectos que se tiene planeado es el desarrollo de una cámara espectrógrafo para el infrarrojo medio que tendrá un detector del tipo IBC. Este instrumento será llamado Cámara IBC.

La presente tesis tiene la finalidad de proponer el diseño del circuito encargado de realizar la lectura y procesamiento de la señal recibida por el detector de la Cámara IBC. Para alcanzar dicho objetivo se realizó el estudio de las características de la radiación infrarroja, el estudio del funcionamiento y parámetros del detector, el análisis de los dispositivos que integrarían el circuito de lectura y finalmente las pruebas de laboratorio del circuito. Todo este trabajo se presenta en las siguientes páginas.

Índice

Capítulo 1. Infrarrojo	1
Introducción	1
1.1 Espectro electromagnético	1
1.2 Radiación de cuerpo negro	3
1.2.1 Ley de Stefan-Boltzman	3
1.2.2 Ley de desplazamiento de Wien	4
1.2.3 Ecuación de Planck	5
1.3 Características del infrarrojo y diferencias con el visible	6
1.3.1 Comienzos de la detección del infrarrojo	7
1.3.2 Los detectores infrarrojos en la Astronomía	8
1.4 Astronomía Infrarroja	8
1.4.1 Objetos observables en el infrarrojo.....	9
1.5 Limitaciones del IR.....	11
1.5.1 Radiación de fondo infrarroja.....	11
1.5.2 Ventanas atmosféricas.....	11
1.6 Óptica del telescopio de San Pedro Martir.....	13
1.7 Sistema de detección infrarroja en telescopios.....	14
Capítulo 2. Detectores infrarrojos	19
2.1 Física de semiconductores.....	19
2.1.1 Aislantes, conductores y semiconductores	19
2.1.2 Niveles de energía	19
2.1.3 Bandas de energía	20
2.1.4 Semiconductores intrínsecos y extrínsecos	21
2.1.5 Portadores mayoritarios y minoritarios.....	24
2.2 Tipo de detectores	24
2.2.1 Termodetectores	25
2.2.2 Fotodetectores	25
2.2.3 Detector fotoconductor	25
2.2.4 Detecto fotoemisivo	26
2.2.5 Detector fotovoltaico	26

2.3 Parámetros de los detectores	29
2.3.1 Fuentes de ruido en el detector	32
2.3.2 Relación señal a ruido	35
2.4 Dispositivos de conducción en la banda de impurezas (IBC)	36
2.4.1 Funcionamiento del IBC	36
2.5 Detectores híbridos	37

Capítulo 3. Adquisición de imágenes **40**

Introducción	40
3.1 Características del detector y etapas de funcionamiento	40
3.2 Descripción del circuito integrado de lectura CRC-774	43
3.2.1 Teoría de operación de la celda unitaria	44
3.2.2 Dispositivos que integran el circuito de la columna.....	46
3.2.3 Etapa de salida	47
3.2.4 Formas de leer el detector	41
3.3 Preamplificación	51
3.4 Convertidor analógico digital ADC4322	53
3.5 Métodos de disminución de ruido	55
3.5.1 Consideraciones para disminuir el ruido	55
3.5.2 Métodos Observacionales	57
3.5.3 Nodding y chopping	59
3.6 Requerimientos de memoria y definiciones de parámetros de lectura	61
3.6.1 Memoria	61
3.6.2 Cuadros por segundo	62
3.6.3 Tiempos de integración	62

Capítulo 4. Procesador digital de señales **63**

4.1 Características de los procesadores digitales de señales	63
4.1.1 La operación pipeline	65
4.2 El TMS320C31	66
4.2.1 El CPU	68
4.2.1.1 Registros del CPU	68

4.2.2 Memoria del C31	70
4.2.3 Interrupciones en el C31	70
4.2.3.1 Interrupciones en el C31	70
4.2.3.2 Bits de control de interrupción	70
4.2.3.3 Desempeño del registro de banderas de interrupción.....	71
4.2.3.4 Proceso de interrupción.....	72
4.2.4 Periféricos del C31.....	72
4.2.4.1 el controlador de acceso directo a memoria.....	72
4.2.4.2 Operación de transferencia de DMA.....	74
4.2.4.3 Sincronización del canal de DMA.....	75
4.3 Tarjeta de desarrollo del TMS320C31	75
4.4 Características generales del DSP TMS320C50	77
4.4.1 Tarjeta de desarrollo del TMS320C50	77
Capítulo 5. Pruebas de laboratorio	79
Introducción	79
5.1 Pruebas con la tarjeta de desarrollo del TMS320C50	79
5.1.1 Interfaze entre el ADC4322 el DSP C50	80
5.1.2 Tiempo de respuesta del C50 al ADC4322	81
5.2 Pruebas con la tarjeta de desarrollo del TMS320C31	85
5.2.1 Interfaze entre el ADC4322 el DSP C31	86
5.2.2 Tiempo de lectura y escritura por DMA y sincronización.....	88
5.2.3 Tiempo de procesamiento y paralelismo entre el CPU y DMA.....	90
5.2.4 Tiempo entre cosumas y correstas.Tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correstas.	91
6. Conclusiones	104
6.1 expectativas a futuro.....	104
Bibliografía	106
Apéndice	108

Capítulo 1. Infrarrojo

Introducción

La Astronomía es la ciencia que estudia los objetos celestes con la finalidad de conocer y entender la estructura del pasado, presente y futuro del Universo. El estudio de la radiación infrarroja en la Astronomía ha contribuido en gran medida a dicha finalidad.

En este capítulo se describirán las propiedades de la radiación infrarroja, descubrimientos de la Astronomía infrarroja y algunas de las características de los sistemas de detección infrarrojos.

1.1 Espectro electromagnético

En 1667 Isaac Newton produjo el primer espectro de la luz, desde entonces otros científicos encontraron que la luz es solo una parte de toda una gama de radiaciones llamadas Espectro electromagnético. Para los astrónomos conocer la radiación electromagnética es un elemento clave debido a que toda la información que obtenemos de los objetos celestes lo hacemos a través del estudio de la radiación que recibimos de ellos. El término radiación se refiere a la emisión de energía desde la superficie de cualquier cuerpo, esta energía se denomina radiante y es transportada por las ondas electromagnéticas que viajan a la velocidad de la luz: 3×10^8 m/s. Las ondas de radio, las microondas, el infrarrojo, la luz visible, la luz ultravioleta, los rayos X y los rayos gamma, constituyen las distintas regiones del espectro electromagnético. Ver figura 1.1.

El espectro electromagnético está dividido de acuerdo a la longitud de la onda electromagnética:

Ondas de Radio. Heinrich Hertz, en el año de 1887, consiguió detectar ondas de radio que tenían una longitud del orden de un metro. La región de ondas de radio se extiende desde algunos Hertz hasta 10^9 Hz con longitudes de onda desde muchos kilómetros hasta menos de 30 cm.

Microondas: La región de las microondas se encuentra entre los 10^9 Hz hasta aproximadamente 3×10^{11} Hz. Las longitudes de onda correspondientes van de 30 cm a 1 mm aproximadamente.

Infrarrojo: La radiación infrarroja se localiza en el espectro entre 3×10^{11} Hz hasta aproximadamente los 4×10^{14} Hz. Las longitudes de onda correspondientes van de 0.8 μm a 1000 μm .

Luz visible: La luz blanca se subdivide en seis intervalos que definen los colores básicos (rojo, naranja, amarillo, verde, azul y violeta). La radiación visible va desde 384×10^{12} hasta 769×10^{12} Hz. Las frecuencias más bajas de la luz visible (Longitud de onda larga) se perciben como rojas y las de más alta frecuencia (longitud corta) aparecen violetas. La longitud de onda de la luz va de $0.4 \mu\text{m}$ a $0.78 \mu\text{m}$.

Radiación Ultravioleta. Sus longitudes de onda se extienden entre 10 y 400 nm, más cortas que las de la luz visible. Su frecuencia va de aproximadamente 8×10^{14} Hz hasta unos 3×10^{16} Hz.

Rayos X. Descubiertos por Wilhelm Röntgen en 1895, su longitud de onda va de 0.01 a 10 nm. Su frecuencia se extiende desde aproximadamente 2.4×10^{16} Hz hasta 5×10^{19} Hz.

Rayos Gamma. Se localizan en la parte del espectro que tiene las longitudes de onda más cortas entre 0.01 y 0.0001 nm

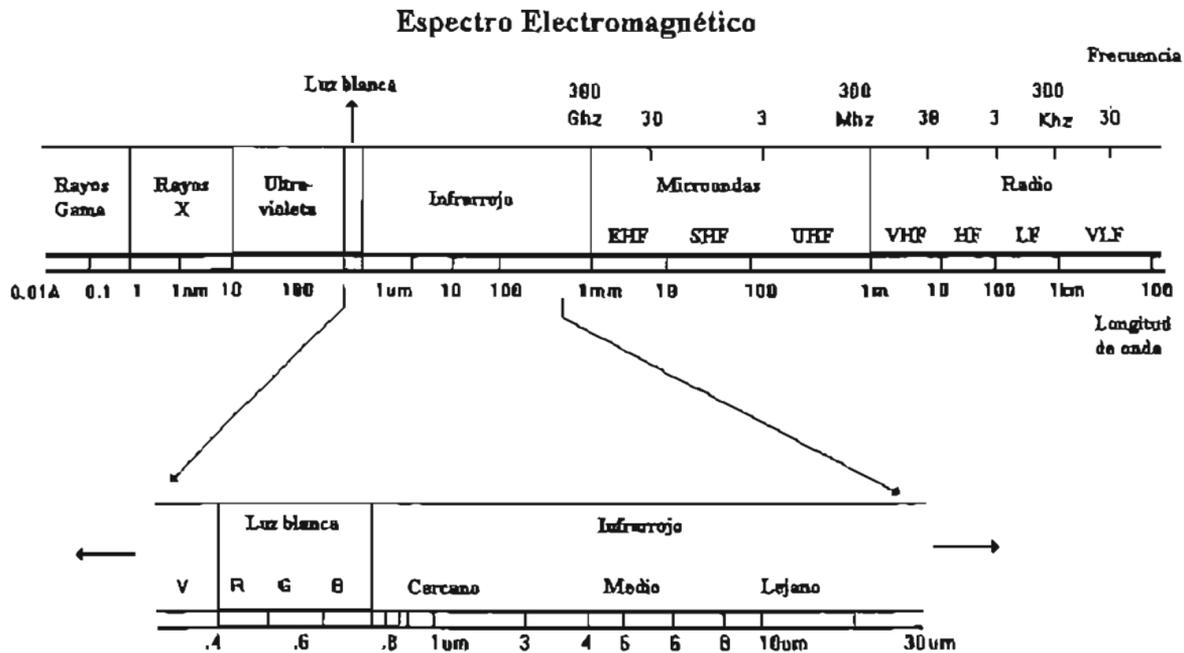


Fig.1.1 El Espectro Electromagnético

Para comprender lo que determina el tipo de radiación emitida por un cuerpo a continuación se presentan algunos conceptos de las leyes de radiación.

1.2 Radiación de cuerpo negro

Por el simple hecho de estar a una cierta temperatura, todos los cuerpos emiten energía electromagnética con un espectro característico.

En general, los objetos de nuestro entorno están a una temperatura demasiado baja para que podamos percibir como luz la radiación que emiten. En otros casos, por el contrario, la temperatura es suficientemente alta para que casi toda la emisión se produzca en longitudes de onda visibles, como ocurre con un trozo de hierro al rojo vivo. El estudio de la emisión de luz por cuerpos calientes se inicia considerando un objeto ideal de propiedades especiales, uno que absorba toda la radiación que incide sobre él sin reflejar nada. Tal objeto se denomina cuerpo negro por sus propiedades absorbentes.

En 1859 Robert Kirchhoff estudió el comportamiento de los cuerpos en equilibrio térmico durante el proceso de intercambio de energía radiante. Kirchhoff definió las habilidades que tiene un cuerpo para emitir y absorber energía electromagnética con un coeficiente de emisión ϵ y un coeficiente de absorción α .

Al estudiar la radiación de los cuerpos se ha observado que aquellos que mejor absorben son al mismo tiempo los mejores emisores, por lo que el cuerpo negro es también capaz de emitir todas las radiaciones.

Un buen modelo de cuerpo negro es un pequeño orificio practicado en una esfera hueca. Los rayos de luz que a través de este orificio penetran en la esfera se reflejan muchas veces en su interior antes de poder salir al exterior. En cada reflexión el rayo de luz, independientemente del material de las paredes, es absorbido parcialmente. Como resultado de las múltiples reflexiones dentro de la esfera, el rayo es prácticamente absorbido y el orificio parece totalmente negro desde fuera.

1.2.1 Ley de Stefan-Boltzmann

La ley de Stefan-Boltzmann fue desarrollada experimentalmente por Stefan y teóricamente por Boltzmann. Esta ley señala que el poder emisor total del cuerpo negro es proporcional a la cuarta potencia de su temperatura absoluta.

$$\epsilon = \sigma T^4 \dots\dots\dots(1.1)$$

Donde:

ϵ Poder emisor por unidad de área

σ se llama constante de Stefan. Para el cuerpo negro $\sigma = 5.672 \times 10^{-8} \text{ W/(m}^2\text{K}^4)$

T Temperatura en K

De esta ley se sigue que la radiación del cuerpo negro viene determinada únicamente por su temperatura.

1.2.2 Ley de desplazamiento de Wien

La distribución de la energía de radiación del cuerpo negro entre las longitudes de onda fue meticulosamente estudiada experimentalmente. La figura 1.3 representa las curvas de distribución de la energía de radiación entre las longitudes de onda del cuerpo negro a distintas temperaturas. El área limitada por cada curva y el eje de las abscisas determina la energía total de todas las longitudes de onda posibles emitidas por la unidad de área de la superficie del cuerpo en la unidad del tiempo.

Observemos que todas las curvas tienen su máximo con la particularidad de que, al aumentar la temperatura, la longitud de onda se hace cada vez más corta. Precisamente por esto, un cuerpo calentado, al irse elevando su temperatura se pone primero rojo, después anaranjado y finalmente amarillo-blanco. El corrimiento observado en las curvas se describe analíticamente por medio de la siguiente ecuación:

$$\lambda_{\max}T = \text{constante} \dots\dots\dots(1.2)$$

La ecuación expresa matemáticamente la *ley de desplazamiento de Wien*: Cada curva de un cuerpo negro alcanza su altitud máxima a un valor de longitud de onda que es típico suyo, y por lo tanto, de la temperatura absoluta T . A esa longitud de onda el cuerpo negro radia la máxima energía. Al aumentar la temperatura, el bloque radiación se desplazará hacia longitudes de onda más cortas y frecuencias más elevadas. El valor de la constante de la ecuación es: $2.893 \times 10^{-3} \text{ mK}$

Por ejemplo, el Sol que tiene un temperatura en su superficie de aproximadamente 6000K, radia más intensamente en $0.5\mu\text{m}$, es decir en la región del visible. Ver figura 1.2.

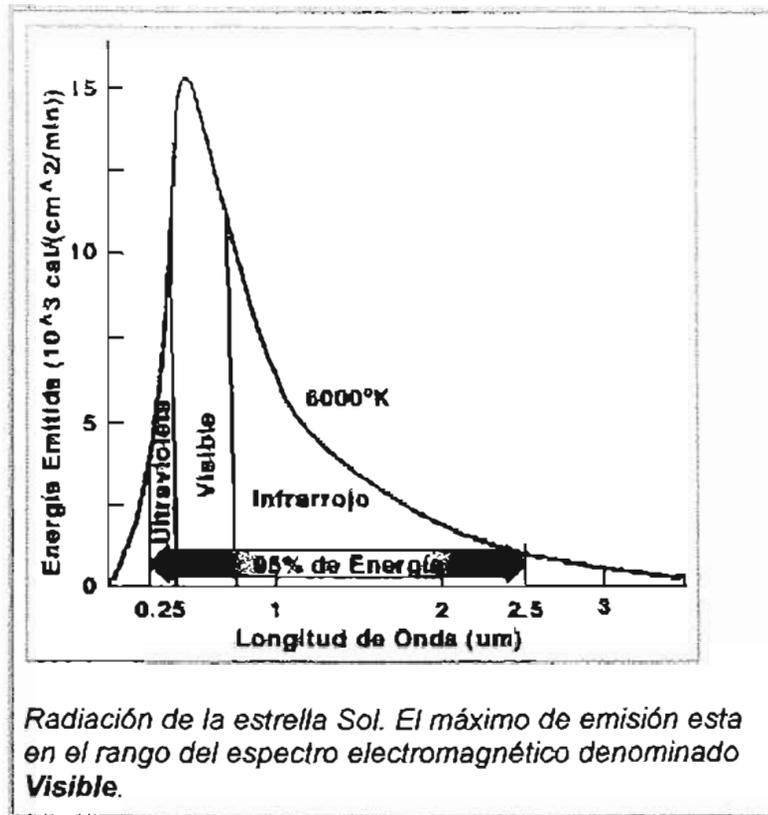


Fig.1.2 Curva del espectro del Sol

1.2.3 Ecuación de Planck

En 1900 Max Planck demostró que se podía explicar el espectro del cuerpo negro suponiendo que la radiación se emite en forma de paquetes discretos o *cuantos* (del latín quantum, cantidad). Su nuevo modelo permitió reproducir con gran exactitud el espectro del cuerpo negro y demostrar otras leyes, como la ley del desplazamiento de Wien. Ver figura 1.3.

Planck obtuvo la siguiente ecuación del poder emisor del cuerpo negro:

$$W_v = \frac{2\pi h v^3}{c^3} \left[e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1 \right]^{-1} \dots\dots\dots(1.3)$$

donde:

Wv Emitancia- Potencia total radiada por unidad de área. W/m²

h Constante de Planck que equivale a 6.6260755 x 10⁻²⁷ erg/seg

v Frecuencia en Hz

k constante de Boltzman, k= 1.3806 x 10⁻¹⁶ erg K⁻¹

T temperatura en K

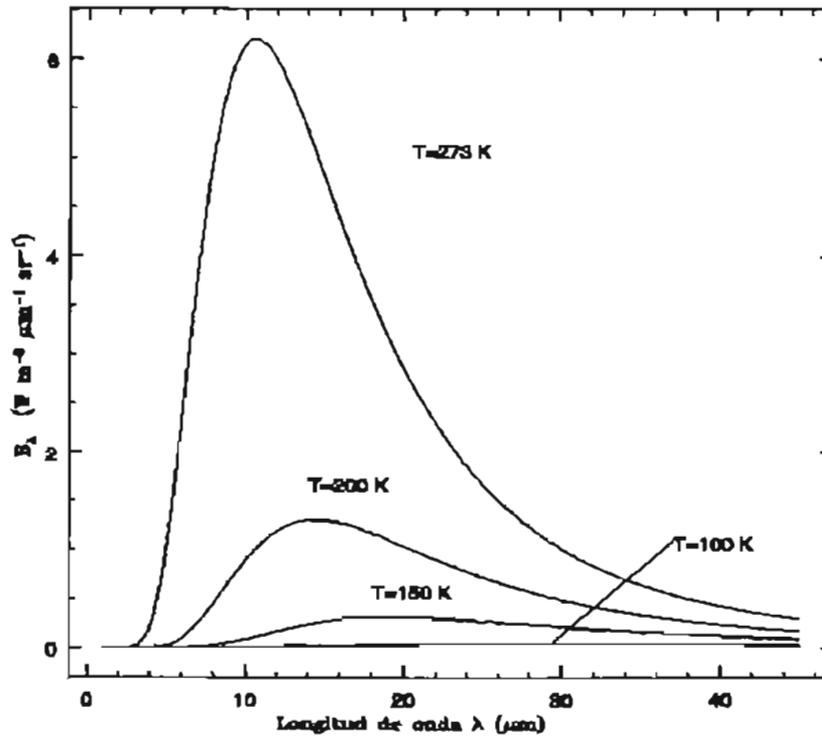


Fig.1.3 Curva que muestra el espectro de un cuerpo negro a distintas temperaturas por la ecuación de Planck.

1.3 Características del Infrarrojo y diferencias con el visible

El infrarrojo es un tipo de radiación electromagnética de mayor longitud de onda que la luz visible, pero menor que la de las microondas. Consecuentemente, tiene menor frecuencia que la luz visible y mayor que las microondas.

El nombre de infrarrojo, que significa por debajo del rojo, proviene precisamente de que su frecuencia está justo por debajo de la de la luz roja.

Aunque los seres humanos solo podamos ver lo que llamamos luz visible, eso no significa que no podamos percibir radiación infrarroja. Esta se encuentra en el calor que recibimos del Sol o en el calor que detectamos del fuego sin siquiera tocarlo, es decir, la percibimos por su acción térmica.

En la región del visible vemos los objetos por la energía (colores) que estos reflejan más que por la muy limitada energía emitida. En el infrarrojo, por el contrario, vemos a los objetos casi enteramente por su emisión y muy poco por reflexión.

La banda del infrarrojo se subdivide en:

- Infrarrojo cercano (al visible) : 0.8 - 5 μm
- Infrarrojo medio: 5 - 20 μm
- Infrarrojo lejano: 20 - 1000 μm .

Los mismos elementos como lentes, espejos, prismas y filtros se usan para la transmisión de energía infrarroja como también se emplean en la región del visible. La diferencia principal entre el infrarrojo y el visible son en las propiedades de los materiales y los efectos de longitudes de onda mayores por ejemplo, el vidrio ordinario es opaco al infrarrojo que va más allá de 3 μm , mientras que el germanio, el cual es opaco al visible, es transparente al infrarrojo que va de 1.8 μm a 25 μm .

1.3.1 Comienzos de la detección del infrarrojo

En 1800 William Herschel, astrónomo inglés de origen alemán, realizó un experimento que consistió en colocar tres termómetro de mercurio en el espectro de la luz solar obtenido por un prisma. Observó que la temperatura aumentó cuando colocó uno de los termómetros en la región contigua al rojo visible, donde no había luz. Herschel probó que estos rayos se refractan y reflejan igual que la luz y los llamo "rayos caloríficos" los cuales fueron posteriormente denominados rayos infrarrojos o radiación infrarroja.

En 1821 Seebeck descubrió el efecto termoeléctrico y poco después desarrolló el primer termopar. Un termopar consiste de un par de uniones en medio de dos metales distintos. Si una de las uniones es calentada por radiación una fuerza electromotriz es establecida y fluirá una corriente externa en un dispositivo externo. En 1856, los científicos comenzaron a utilizar termopares para detectar radiación infrarroja proveniente de la Luna.

En 1880 Samuel Langley se dedicó al estudio de la energía recibida por el Sol y a los efectos sobre la temperatura de la tierra. Los requerimientos en las mediciones de sus experimentos lo llevaron a la invención del bolómetro, un detector que hace uso del cambio de la resistencia eléctrica en ciertos materiales cuando su temperatura es cambiada.

En 1917 Theodore W. Case introdujo el primer fotodetector o detector de fotones que era sensible al infrarrojo. Este detector, hecho de sulfuro de talio, era un nuevo tipo de detector en donde los fotones incidentes interactúan directamente con la estructura electrónica del detector. En este trabajo nos referiremos al fotodetector como detector.

1.3.2 Los detectores infrarrojos en la Astronomía

En 1950 los astrónomos utilizaron detectores de sulfuro de plomo (PbS también conocido como galena) para estudiar la radiación infrarroja en el intervalo de 1 a 4 μm . Un mayor mejoramiento llegó en 1961 con el desarrollo del bolómetro de germanio. Este instrumento era cientos de veces más sensible que sus antecesores y era capaz de detectar todo el intervalo del infrarrojo.

Los descubrimientos llegaron rápido en los años 60 y 70. En Caltech, Gerry Neugebauer y su estudiante Eric Beck descubrieron muchas fuentes muy intensas de infrarrojo incluyendo el centro de nuestra galaxia y una estrella muy joven invisible para la región visible en la nebulosa de Orión. Este suceso estimuló el empuje del trabajo de los telescopios el cual fue optimizado por el trabajo en el infrarrojo.

En la mitad de 1960 se hizo la primera revisión infrarroja del cielo con el observatorio del Monte Wilson utilizando detectores de sulfuro de plomo. La revisión cubrió aproximadamente el 75 % del cielo y encontró cerca de 20,000 fuentes de infrarrojo. Muchas de estas fuentes eran estrellas que nunca se habían visto en la región del visible. Estas estrellas son mucho más frías que nuestro Sol y tienen una temperatura en su superficie de 1000K a 2000K.

La tecnología en el infrarrojo siguió avanzando rápidamente y los astrónomos utilizaron detectores de InSb y HgCdTe para el intervalo de 1 a 5 μm . En 1980 se desarrollaron los arreglos de detectores los cuales fueron otro gran paso para la astronomía infrarroja. Básicamente un arreglo de detectores es un conjunto de detectores individuales ordenados linealmente o de manera rectangular contenidos en un circuito integrado. En la actualidad se fabrican arreglos de dos dimensiones y cada vez de mayor tamaño.

1.4 Astronomía infrarroja

La astronomía infrarroja se encarga de la detección y el estudio de la radiación infrarroja emitida por todos los objetos del universo. Todo cuerpo que tiene una temperatura por encima del cero absoluto (0 K) irradia ondas en la banda infrarroja. Por eso, la astronomía infrarroja significa el estudio de casi todos los objetos del Universo. Para poder realizar observaciones en el infrarrojo es necesario colocar un detector infrarrojo en un telescopio además de toda la instrumentación requerida.

1.4.1 Objetos observables en el infrarrojo

En la banda infrarroja podemos observar gran cantidad de objetos que en el visible no es posible y además los objetos que podemos estudiar con luz visible también pueden ser analizados en el infrarrojo. A continuación se presentan algunos de ellos:

Objetos ocultos

En el espacio hay muchos objetos que no pueden verse con los telescopios ópticos porque están ocultos por regiones densas de gas y polvo. Sin embargo, la radiación infrarroja, al tener longitudes de onda mucho más largas que la luz visible, puede atravesar esas regiones de polvo espacial sin ser dispersada. Esto significa que los objetos ocultos por el gas y el polvo —tales como el centro de nuestra galaxia, la galaxia de Andrómeda y las regiones de formación estelar— pueden ser estudiados en la banda infrarroja. Ver figura 1.4.

Objetos fríos

Muchos de los objetos del universo son demasiado fríos y débiles para ser detectados como luz visible, pero se pueden detectar en el infrarrojo. Entre ellos podemos mencionar estrellas frías, nubes de partículas alrededor de estrellas, nebulosas, estrellas enanas marrones y planetas. Por ejemplo, la luz visible de un planeta en órbita alrededor de una estrella es enmascarada por el enorme brillo de ésta. Sin embargo, en la banda infrarroja, los planetas tienen su brillo más intenso y el brillo relativo de la estrella se reduce, de modo que es posible detectar planetas. Uno de los descubrimientos más inquietantes de la astronomía infrarroja ha sido la detección de discos de materia y de posibles planetas alrededor de otras estrellas. Recientemente, un estudio infrarrojo del cúmulo de estrellas del Trapecio, en la nebulosa de Orión, reveló cerca de 100 objetos de baja masa que podrían ser enanas marrones las cuales algunos científicos especulan que son una parte importante de materia oscura.

El Universo joven

Por el fenómeno de la expansión del Universo las galaxias que se alejan de nosotros tienen un corrimiento hacia el rojo en su espectro. Lo que hace que mucha de la información del inicio del Universo se encuentra en el infrarrojo. Allí es donde se encuentra la luz de las galaxias muy jóvenes que ha sido trasladada por efecto Doppler, desde el ultravioleta y visible a la parte infrarroja del espectro. Ver figura 1.5.

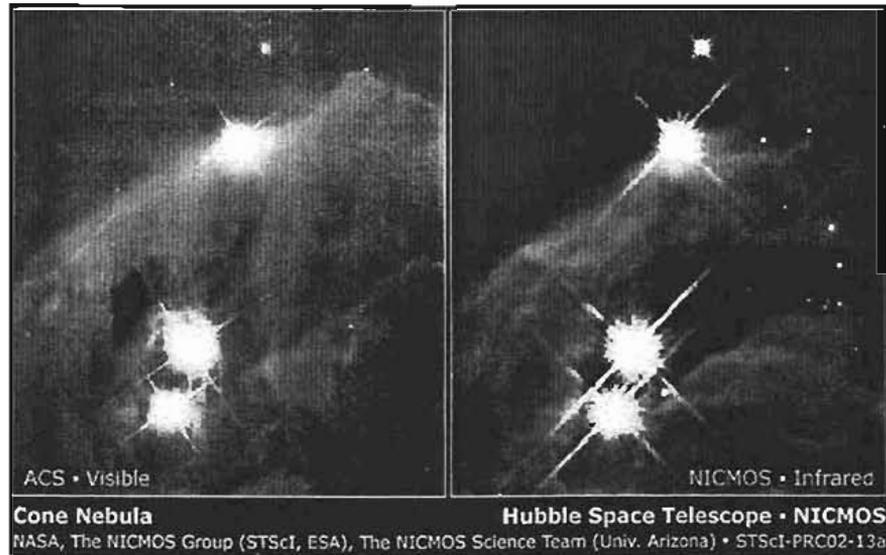


Fig. 1.4 A la izquierda: fotografía de una nebulosa en el visible. A la derecha: la misma nebulosa fotografiada en el infrarrojo, en ésta se observan unas estrellas (ángulo superior derecho) que en la fotografía en el visible no se ven.

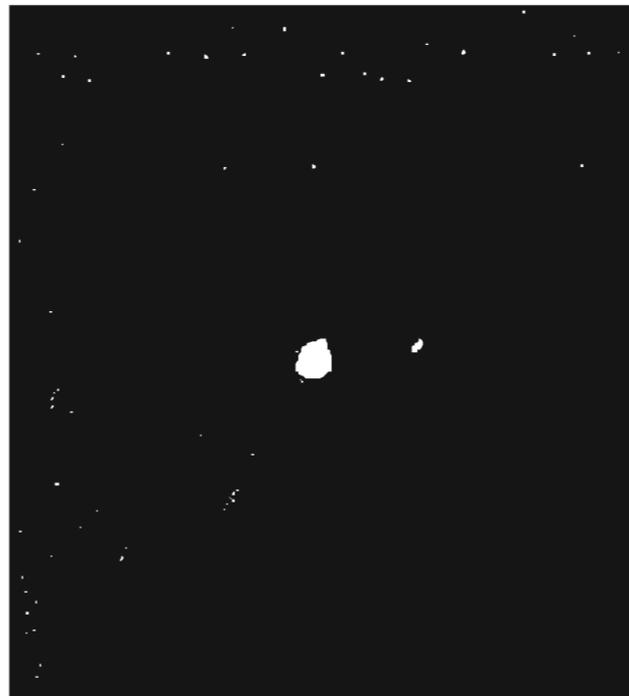


Fig.1.5 La galaxia de Andr6meda vista en el infrarrojo. Las zonas de formaci6n de estrellas se ven de color amarillo y blanco. Los colores representan la intensidad de la radiaci6n infrarroja.

1.5 Limitaciones del IR

1.5.1 Radiación de fondo infrarroja

Como dijimos anteriormente cualquier objeto que este por arriba de los 0K va emitir en el infrarrojo. Los objetos con temperaturas de alrededor de 300K, que es la temperatura ambiente, emiten un espectro con el máximo de intensidad en $10\mu\text{m}$, por lo que el telescopio y la instrumentación donde irá montado el detector, serán un cuerpo negro (en primera aproximación) a 300K. En el intervalo de 1 a $2.5\mu\text{m}$ la atmósfera de la Tierra emite radiación infrarroja producida por reacciones fotoquímicas inducidas por el Sol. Estos dos procesos producen una radiación de fondo infrarroja que dificultan en gran medida la detección de fuentes cósmicas en el infrarrojo.

1.5.2 Ventanas atmosféricas

En el intervalo de longitud de onda de 1 a $30\mu\text{m}$, la atmósfera terrestre presenta dos problemas: por un lado la presencias de moléculas como vapor de agua (H_2O) y bióxido de carbono (CO_2) que absorben la radiación y por el otro, el brillo de la propia atmósfera que actúa (en primera aproximación) como cuerpo negro. La absorción por parte del H_2O y CO_2 sucede en ciertas bandas de longitud de onda, y entre ellas, existen las llamadas "ventanas atmosféricas" donde la transparencia para el infrarrojo es relativamente alta. En la tabla 1.1 tabla se señalan las ventanas atmosféricas y sus propiedades.

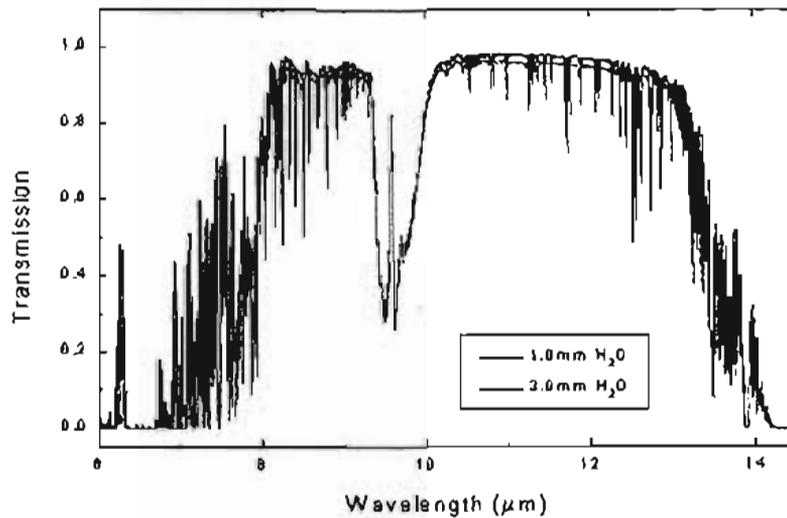
Banda	Longitud de onda Central μm	Transparencia	Ancho de Banda μm
J	1.2	Alta	0.3
H	1.6	Alta	0.3
K	2.2	Alta	0.4
L	3.6 (3.8)	Alta	1.0
M	4.8	Media	0.6
N	10.6	Alta	2.0
Q	21.0	Baja	5.0

Tabla 1.1 Propiedades de ventanas atmosféricas

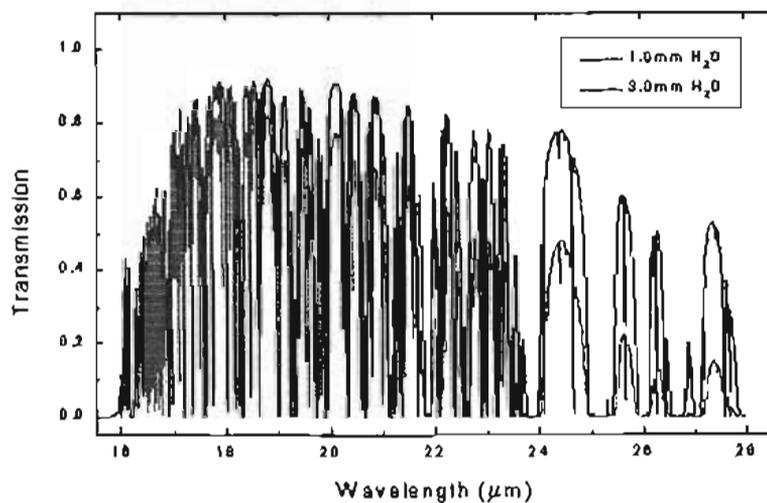
Estas características varían en el tiempo y de lugar a lugar, al cambiar las concentraciones de las diversas moléculas, en particular el vapor de agua. Por esta razón se buscan sitios secos y a la mayor altura posible para la instalación de observatorios. San Pedro Mártir, el principal observatorio de México, fue ubicado en Baja California Norte en buena medida por las razones expuestas. En la

figura 1.6 se muestra el espectro de la curva de transmisión atmosférica de 6 a 28 μm a una altitud de 4.2km que corresponde al volcán Mauna Kea Hawaii donde se encuentran los telescopios Keck I y II.

Para evitar totalmente los problemas atmosféricos lo mejor es usar observatorios espaciales, que pueden ver en regiones en donde la atmósfera terrestre es completamente opaca. Entre misiones pasadas importantes se encuentran IRAS, la cámara NICMOS en el Telescopio Espacial Hubble, y lanzado en el 2003, el Telescopio Espacial Spitzer. Es importante mencionar que poner en operación un observatorio espacial cuesta entre 500 y 1000 veces más que uno terrestre a paridad de diámetro.



(a)



(b)

Fig.1.6 Espectro de transmisión atmosférica de (a) 6 a 14 μm y de 16 a 28 μm a una altitud de 4.2km

1.6 Óptica del telescopio de San Pedro Mártir

Un telescopio tipo Cassegrain está compuesto de dos espejos como se muestra en la figura 1.7:

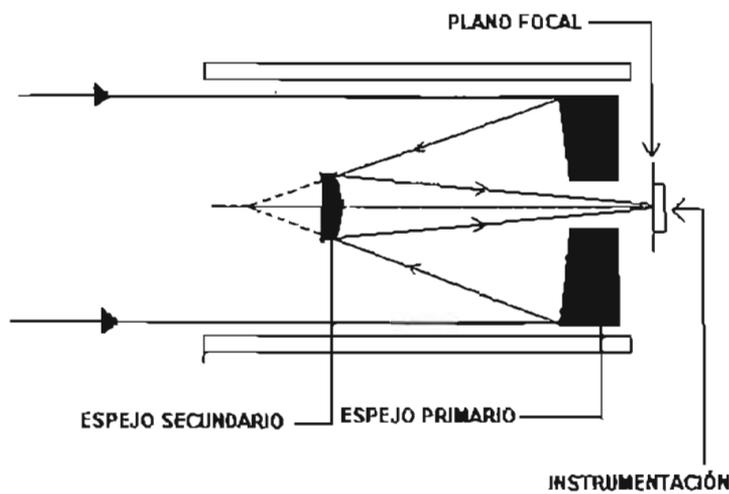


Fig1.7 Sistema óptico de telescopio Cassegrain

Un sistema óptico cuya aberración esférica y coma sean ambas despreciables, se denomina aplanático. Un telescopio de tipo Ritchey Chrétien es un telescopio aplanático de Cassegrain con un primario y secundario con curvatura hiperbólica que se ha convertido en el modelo más escogido para telescopios con aperturas de 2m o más.

El telescopio del Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Mártir es un tipo Ritchey Chrétien, en este telescopio irá montada la cámara IBC. En la tabla 1.2 se muestra se observan las características ópticas del telescopio. El telescopio cuenta con tres configuraciones de espejo secundario: $f/7.5$, $f/12.5$ y $f/30$. Para el presente trabajo se utilizará la configuración $f/30$.

El telescopio colectará la radiación del objeto. En el plano focal del telescopio se coloca la instrumentación que se encargará de procesar la información para ser analizada por los investigadores, ver figura 1.7.

Espejo primario		
D_f	Diámetro físico	2118mm
D_o	Diámetro óptico	2108mm
R_p	Radio de curvatura	9638mm
K_p	Constante de conicidad	-1.07731
Espejo secundario		
Configuración f/30		
d_f	Diámetro físico	195mm
d_o	Diámetro óptico	194.5mm
R	Radio de curvatura	981mm
K	Constante de conicidad	-2.3947

Tabla 1.2. Características ópticas del Telescopio de San Pedro Martir

1.7 Sistema de detección infrarroja en telescopios

El elemento principal de un sistema de detección infrarrojo es el detector. De las características del detector se decidirán los parámetros ópticos y electrónicos del sistema que se encargará de obtener y procesar la información. A continuación se presenta un esquema con los componentes de un sistema infrarrojo en un telescopio:

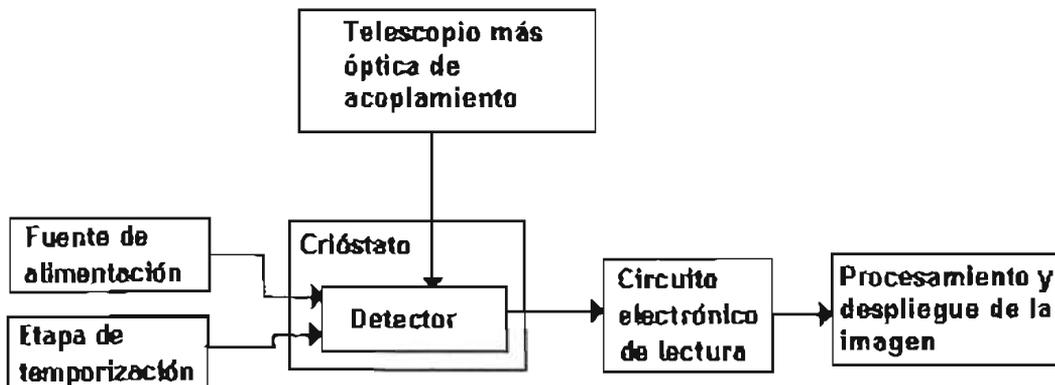


Fig. 1.8 Sistema de detección infrarroja en telescopio

A continuación se describirá cada uno de los componentes del sistema:

Telescopio más óptica de acoplamiento

El telescopio se encargará de producir una imagen del objeto en estudio. La óptica de acoplamiento va a hacer que la imagen producida por el telescopio se acople al tamaño del detector; para dicha función se utilizan espejos, colimadores, filtros, etc. , ver figura 1.9.

Detector

El detector se encargará de detectar la radiación incidente y hacerla procesable por un sistema electrónico. En el capítulo tres del presente trabajo se describirán las características del detector utilizado en el proyecto.

Crióstato

La función del crióstato es la de enfriar el detector. Un crióstato es un recipiente que contiene un líquido criogénico, generalmente nitrógeno líquido ($T \text{ aprox. } 77K$) o helio líquido ($T \text{ aprox. } 4K$). En el crióstato va colocado el detector con su óptica asociada (filtros, colimadores, etc.).El detector se fija con una montura sobre una placa de cobre soldada al fondo del crióstato; la radiación llega hacia el detector por una ventana. Existen dos razones principales para enfriar el detector y sus alrededores: para reducir la radiación de fondo que cae en el detector y para reducir el ruido térmico producido por el propio detector. Ver figura 1.9.

Fuente de alimentación

La fuente de alimentación proveerá al detector y demás componentes de los voltajes adecuados para el correcto funcionamiento del sistema .El fabricante del detector especifica los voltajes que se deben proporcionar. En este punto debido a que la señal del detector es muy débil, es susceptible a contaminación de otras señales, por lo que el diseño de la electrónica de alimentación debe considerar filtrar las señales de alimentación así como la interconexión de tierras, con el fin de evitar retroalimentación de corrientes que añadan ruido a la señal.

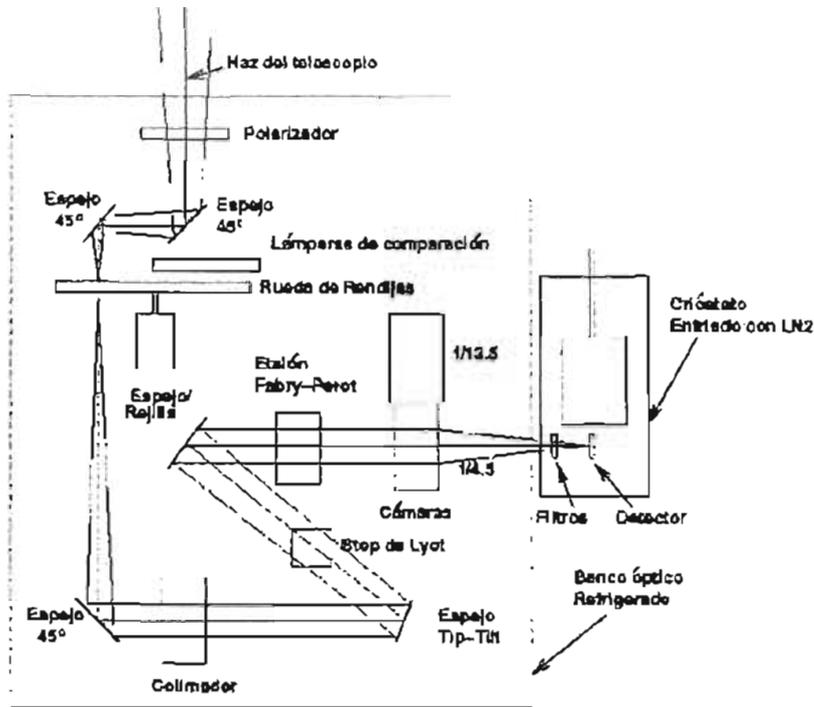


Fig.1.9 Diagrama esquemático del camino que sigue el haz del telescopio de San Pedro Martir dentro de la cámara y espectrógrafo para el Infrarrojo cercano CAMILA-CAMALEÓN.

Etapa de temporización

Debido a que el detector tiene una forma matricial es necesario generar señales de temporización que permitan seleccionar cada píxel. El circuito encargado de esta función se llama secuenciador, el cual puede ser de lógica alamburada o programable. Si se utiliza lógica programable, como es el caso al usar un microcontrolador, un bloque de memoria contiene los programas de temporización para los detectores y/o para su electrónica de adquisición. Estos programas de temporización se obtienen del diagrama de tiempos que propone el fabricante del detector.

El secuenciador también suministra señales de temporización a la electrónica de lectura señalándole cuando puede leer un píxel. Cada detector tiene formas distintas de temporización ya que tienen maneras distintas de ser leídos. Por ejemplo, el detector NICMOS, utilizado en la cámara CAMILA de San Pedro Martir y en el telescopio espacial Hubble, está dividido en cuatro cuadrantes por lo que cada cuadrante requiere un determinado número de señales de reloj para su operación. En el detector que se describirá en el presente trabajo la lectura se debe realizar renglón por renglón.

Circuito electrónico de lectura

Las señales que entrega el detector son generalmente muy débiles, deben ser transmitidas en cierto orden y convertidas a un formato que pueda ser manejado por una computadora. Además, debido al ruido generado por diversos aspectos, se necesita de métodos de reducción de ruido.

La electrónica de lectura será la encargada de minimizar el ruido, amplificar y multiplexar provenientes del detector. Ver figura 1.10.

Existen detectores en los cuales la electrónica de reducción de ruido y multiplexaje ya viene integrada junto con el detector, por lo que solo es necesario acoplar el convertidor o convertidores analógico digital a la salida del detector. En otro tipo de detectores es necesario diseñar la electrónica de reducción de ruido, amplificación y multiplexaje.

Las características de la electrónica de lectura están sujetas a los parámetros de tiempo de lectura del detector.

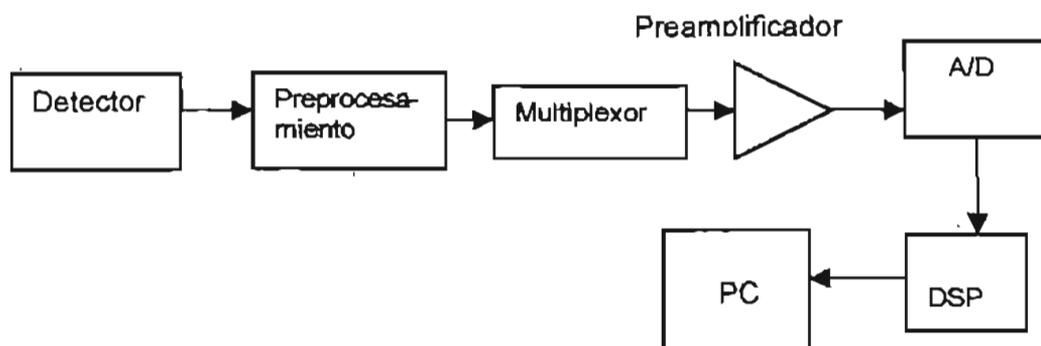


Fig.1.10 Etapas de la electrónica de lectura y procesamiento de la señal

Procesamiento y despliegue de la imagen

Después de digitalizar la señal, ver figura 1.10, se procesará para quitarle el ruido (señales no deseadas), generado por la radiación de fondo y el ruido del propio detector, y así obtener una señal pura para finalmente desplegarla en un monitor.

Para el procesamiento de imágenes se han desarrollado varios microprocesadores de alta velocidad que permiten realizar operaciones en tiempo real, como el caso de los Procesadores digitales de señales (DSP por sus siglas en inglés).

Después de este procesamiento la imagen va finalmente a la computadora donde se tiene programas especializados en los que se le hace algunas correcciones finales a la imagen, dentro de estos programas tenemos al IRAF, MBS e IDL.

Además de estos programas están los que realizan la interfaz entre el astrónomo y la cámara. En ellos, el astrónomo u observador, puede decidir toda una serie de características como son: posición de la óptica de acoplamiento, tiempo de exposición, posición del telescopio, entre otras, para obtener una imagen lo mejor posible del objeto en estudio.

En el siguiente capítulo se describirán algunos conceptos de semiconductores necesarios para entender el funcionamiento del detector que se utilizará en el sistema de observación.

Capítulo 2 .Detectores infrarrojos

2.1 Física de semiconductores

Para describir el funcionamiento de los detectores infrarrojos se analizarán los conceptos generales de la física electrónica de algunos de los materiales que se utilizan para su elaboración.

2.1.1 Aislantes, conductores y semiconductores

En la fabricación de dispositivos electrónicos y circuitos integrados interviene una gran variedad de materiales, los cuales están caracterizados por sus valores de resistividad. Entre estos materiales se encuentran:

- a) Aislantes
- b) Conductores
- c) Semiconductores

En unidades métricas, la resistividad (ρ) de un material se mide en Ω -cm. De esta manera, se dice que los aisladores presentan resistividades del orden de $10^{18} \Omega$ -cm y los conductores de $10^{-5} \Omega$ -cm. Por último los valores de resistividad de los semiconductores se sitúan entre los valores definidos anteriormente para los conductores y los aislantes.

Esta clasificación es bastante arbitraria. Con el fin de establecer los principios que explican la gran diferencia entre estos materiales, se analizará la teoría de niveles de energía utilizada en la teoría moderna del estado sólido para cualquier sólido cristalino.

2.1.2 Niveles de energía

En la estructura atómica aislada existen niveles de energía discretos (individuales) asociados con cada electrón en una órbita. Cada material tendrá su propio conjunto de niveles de energía permisibles para los electrones en su estructura atómica

Si un electrón se mueve de una órbita a la que sigue más alejada del núcleo, se requiere un cuanto definido de energía para producir este salto. De una manera similar, si un electrón cae de una órbita exterior a una órbita interior, se libera un cuanto de energía. Por esto, la posición de un electrón

en un átomo puede especificarse, bien, designando su órbita o capa o estableciendo su nivel de energía. Los niveles de energía de los electrones de un átomo pueden representarse gráficamente por una serie de rectas horizontales, ver figura 2.1. La distancia entre líneas horizontales indica la cantidad de energía en volts que debe agregarse o liberarse para que el electrón salte hacia arriba o hacia abajo en la escala de energía. Un electrón de un átomo aislado puede existir sólo en uno de los niveles de energía y los estados intermedios son zonas prohibidas.

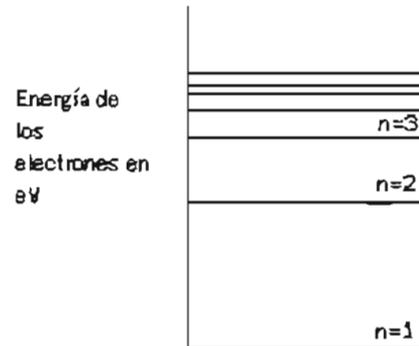


Fig. 2.1 Niveles de energía de los átomos

Todos los átomos, salvo el hidrógeno, tienen más de un electrón. Los electrones llenan las órbitas o capas de una manera determinada por el número atómico del elemento en particular. En el átomo todos los niveles excepto el exterior están llenos. Los electrones del nivel exterior se conocen como electrones de valencia y son los que participan en la unión de átomos para formar moléculas. También son los que requieren un mínimo de energía para pasar a niveles más altos y son los que toman parte en la conducción.

2.1.3 Bandas de energía

El agrupamiento de átomos en el espacio cambia el concepto de energía para el átomo simple. Cualquier concentración de átomos produce interacciones entre los electrones y los núcleos de los átomos adyacentes. Si se disminuye la distancia interatómica hasta la configuración del cristal, comienzan a interferir los electrones de las capas internas de los átomos, formándose bandas de energía. Las tres bandas de valores que se pueden distinguir son: Banda de valencia, banda de energía prohibida y banda de conducción. En la banda de energía prohibida no puede haber electrones. Ver figura 2.2.

Para que la conducción de la electricidad sea posible es necesario que los electrones que se encuentran en la banda de valencia salten hacia la banda de conducción. Dependiendo del valor E_g de la banda de energía prohibida podemos considerar tres situaciones:

- Los aislantes, en los que la diferencia existente entre las bandas de valencia y conducción, del orden de 6 eV impide, en condiciones normales el salto de los electrones.
- Los conductores, en los que ambas bandas de energía se superponen.
- Los semiconductores, en los que la energía de banda prohibida E_g es del orden de 1 eV, por lo que suministrando energía que sea mayor a E_g pueden conducir la electricidad; pero además, su conductividad puede regularse, puesto que bastará disminuir la energía aportada para que sea menor el número de electrones que salte a la banda de conducción; cosa que no puede hacerse con los metales, cuya conductividad es constante, o más propiamente, poco variable con la temperatura. Los dos semiconductores de interés en electrónica son el germanio (Ge) y el silicio (Si). Para el silicio $E_g=1.1$ eV y para el germanio $E_g= 0.67$ eV.

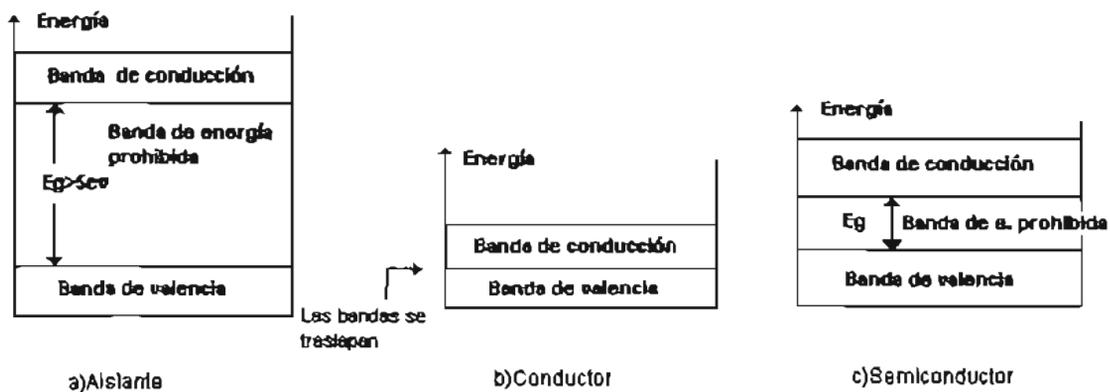


Fig.2.2 Bandas de conducción, valencia y energía prohibida de un aislante, conductor y semiconductor

2.1.4 Semiconductores intrínsecos y extrínsecos

Existen dos clases de semiconductores utilizados para la detección infraroja: intrínsecos y extrínsecos. Los átomos de ambos semiconductores forman estructuras cristalinas en las que los átomos se mantienen unidos por enlaces covalentes. Los enlaces covalentes son aquellos en los que varios átomos comparten equitativamente los electrones de valencia.

Los semiconductores intrínsecos son sólidos covalentes que están libres de cualquier imperfección en su estructura cristalina. Tomando como ejemplo el germanio, la estructura de un

sólido covalente está ilustrada en la fig. 2.3 Cada átomo del cristal tiene cuatro electrones de valencia. Estos cuatro electrones se unen con electrones de átomos adyacentes para formar enlaces covalentes. Estos enlaces son tan fuertes que cada electrón está ligado a los dos átomos que lo comparten. Al cero absoluto, las bandas de valencia están completas y no puede haber conducción. Así, a esta temperatura, el germanio es un semiconductor intrínseco que actúa como aislante.

Si se le aplica al semiconductor intrínseco de una manera adecuada una cantidad suficiente de energía externa, en forma de calor o luz, se puede romper el enlace covalente y resulta posible la conducción.

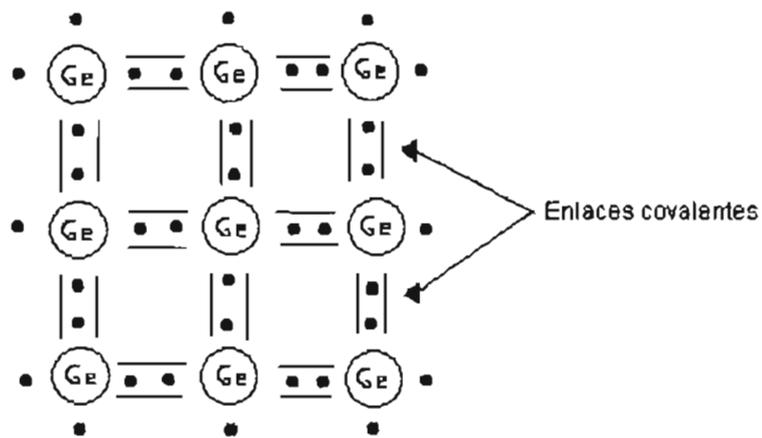


Fig.2.3 Estructura atómica del germanio

Una de las maneras que existen para modificar la conductividad de un material semiconductor, consiste en introducir átomos (impurezas) que ocupen por sustitución, las posiciones de los átomos del semiconductor puro. Por ejemplo, si se introducen átomos de un elemento de la quinta columna de la tabla periódica (como el P, As, Sn) a un elemento de la cuarta columna (C, Ge, Si, etc) cuatro electrones de valencia formarán enlaces covalentes con los cuatro átomos vecinos del elemento de la cuarta columna. Al proceso de agregar impurezas a un semiconductor se le llama dopado.

El semiconductor extrínseco requiere incrementos de energía más pequeños para pasar la banda de conducción.

Existen dos materiales extrínsecos de gran importancia para la fabricación de dispositivos semiconductores: el tipo n y el tipo p.

a)Material tipo n

Tanto el material tipo n como el tipo p se forman mediante la adición de un número predeterminado de átomos de impureza al germanio o al silicio. El tipo n se crea a través de la introducción de elementos de impureza que poseen cinco electrones de valencia como el *antimonio(Sb)*, *arsénico(As)* y *fósforo(P)*. Al formar parte de la estructura cristalina, sólo 4 de los 5 electrones pueden servir como enlaces covalentes. El electrón extra queda libre para ser transportado como carga dentro del cristal. Dado que la impureza contribuye con electrones libres a la estructura del cristal, se denomina impureza donadora. Así mismo, como el cristal resultante tiene solamente cargas negativas para ser transferidas, se conoce con el nombre de semiconductor tipo n. Ver figura 2.4.

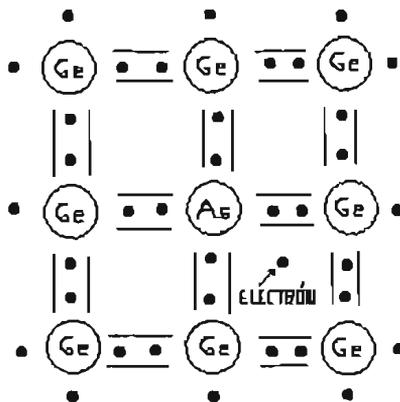


Fig. 2.4 Estructura atómica del germanio conteniendo un impureza de arsénico

b)Material tipo p

El material tipo p se forma mediante el dopado de un cristal puro de germanio o de silicio con átomos de impureza que poseen tres electrones de valencia. Los elementos que se utilizan con mayor frecuencia para este propósito son el *boro (B)*, *galio (Ga)* e *indio (In)*. Cada átomo de valencia tres, tiene sólo tres electrones para unirse con los cuatro electrones de valencia del átomo de germanio o silicio. El electrón de valencia que falta, deja un enlace covalente incompleto o “huevo”, en la estructura del cristal resultante. El huevo puede ser cubierto por un electrón covalente de una átomo de germanio o silicio adyacente, moviéndose así el huevo a una nueva posición. De esta manera se ha creado una carga espacial positiva libre (huevo), que queda libre para ser transportada dentro del cristal. Como la impureza roba un electrón se le llama impureza “aceptora”. El semiconductor se denomina tipo p. Ver figura 2.5.

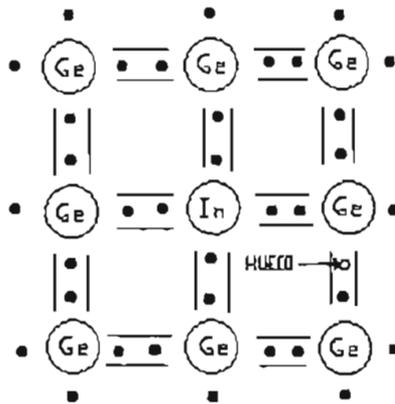


Fig.2.5 Estructura atómica de germanio conteniendo una impureza de indio

2.1.5 Portadores mayoritarios y minoritarios

En el estado intrínseco, el número de electrones libres en el semiconductor se debe sólo aquellos electrones en la banda de valencia que han adquirido suficiente energía de las fuentes térmicas o lumínicas para romper la unión covalente. Los espacios vacíos dejados atrás en la estructura de uniones covalentes representa una cantidad muy limitada de huecos. En un material tipo n, el número de huecos no ha cambiado de manera significativa de su nivel intrínseco. El resultado total, es que el número de electrones supera por mucho el número de huecos. Por esta razón, en un material tipo n al electrón se le llama portador mayoritario y el hueco es el portador minoritario.

Para el material tipo p el número de huecos supera por mucho al número de electrones, por lo que en un material tipo p el hueco es el portador mayoritario y el electrón es el portador minoritario.

Los materiales tipo n y p representan los bloques de construcción básicos de los dispositivos semiconductores.

2.2 Tipos de detectores

Existen dos clases generales de detectores: fotodetectores y termodetectores. Ambos tipos de detectores transforman la radiación incidente a una señal eléctrica, la diferencia consiste en la forma de detectar la radiación.

2.2.1 Termodetectores

Los termodetectores absorben la energía causando un incremento en su temperatura . lo que produce cambios en sus propiedades eléctricas. Al medir estos cambios la radiación es detectada. Las dos clases generales de termodetectores que existen son los bolómetros y los piroeléctricos.

Los bolómetros son a veces llamados termistores, ya que el material del que esta hecho presenta una resistencia que cambia con la temperatura.

Los detectores piroeléctricos estan hechos de un material ferroelectrico que esta en medio de dos electrodos. El material presenta un cambio en la polarización con la temperatura. Se puede representar como un capacitor cuya capacitancia es sensitiva a la temperatura.

2.2.2 Fotodetectores

Los fotodetectores absorben la radiación incidente, en forma de fotones, y la convierten en una señal eléctrica. La energía transmitida por los fotones, tiene un nivel relacionado con la frecuencia de la onda de la radiación, determinada por la siguiente ecuación:

$$E=hv \dots\dots\dots(2.1)$$

donde h es la constante de Planck y v la frecuencia. La ecuación establece claramente que h es una constante, y la energía asociada con las ondas de radiación incidente está directamente relacionada con la frecuencia de la onda. La frecuencia está, a su vez, relacionada con la longitud de onda. La longitud de onda es importante por que determinará el material que se usará en el detector.

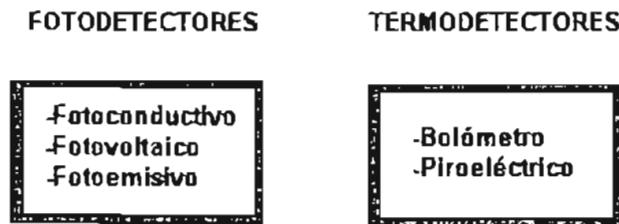


Fig. 2.8 Tipos de detectores

2.2.3 Detector fotoconductor

Un detector fotoconductor es esencialmente una resistencia sensitiva a la radiación. En un fotoconductor un fotón con energía mayor que la energía de banda prohibida es absorbido para

incrementar el número de portadores , de manera que se cambia la conductividad eléctrica del material, estas variaciones son medidas para determinar la cantidad de radiación óptica incidente. Un detector de este tipo presenta un comportamiento lineal.

2.2.4 Detector fotoemisivo

En un detector fotoemisivo los electrones se liberan de la superficie fotosensitiva durante el proceso de detección. El fotón incidente con energía $h\nu$ provee la energía necesaria para liberar de la superficie.

2.2.5 Detector fotovoltaico

Debido a que el detector que se utilizará en el proyecto es del tipo fotovoltaico analizaremos más detalladamente a este detector.

El efecto fotovoltaico ocurre en la unión de un material semiconductor y consiste en la generación de una diferencia de potencial o de voltaje como respuesta a la acción de las radiaciones luminosas.

Un dispositivo fotovoltaico es una unidad formada por materiales semiconductores capaces de producir, mediante una unión P-N, una barrera de potencial que haga posible el efecto fotovoltaico.

Para analizar de forma más minuciosa el efecto fotovoltaico es necesario, por tanto, describir, por lo menos conceptualmente, el funcionamiento de un fotodiodo.

Un fotodiodo se realiza uniendo una barra de material de tipo n con una barra de material de tipo p. Los electrones libres en el material tipo n verán a la izquierda una región en la que no existen electrones libres y, por tanto, habrá un flujo de estos portadores hacia la izquierda en el intento de restablecer el equilibrio. De forma análoga, los huecos verán a su derecha una región en la que no hay huecos y habrá, por tanto, un flujo de cargas positivas hacia la derecha. Con el avance de este proceso de difusión, en el lado izquierdo se tendrá un exceso de cargas negativas mientras en el lado derecho habrá un exceso de cargas positivas. Por consiguiente, en la región de unión de los dos materiales se ha creado una región llamada región de agotamiento que genera un campo eléctrico que se hace cada vez más grande a medida que los huecos y los electrones continúan difundándose hacia lados opuestos. El proceso continúa hasta que el potencial eléctrico alcanza un tamaño que impide la posterior difusión de electrones y huecos. Ver figura .2.7.

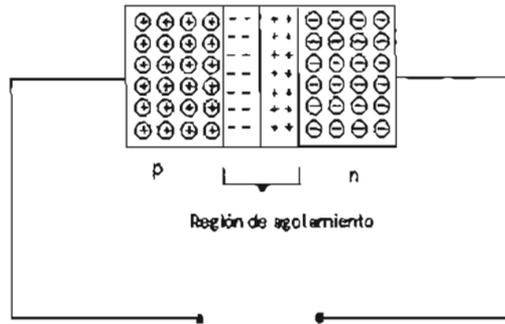


Fig.2.7 Unión P-N

Si un potencial externo de V volts se aplica a través de la unión p-n de tal forma que la terminal positiva se encuentre conectada con el material tipo n y la terminal negativa esté conectada con el material tipo p como se muestra en la figura, los huecos son atraídos por la terminal negativa y son alejados de la unión del fotodiodo. Por su parte, los electrones del material tipo n son atraídos por la terminal positivas y alejados de la unión. Como resultado se tiene una ampliación de la región de agotamiento. En ausencia de luz, se crearán pares electrón –hueco en ambos materiales por la energía térmica. Los huecos creados en el material tipo n son impulsados por la terminal positiva hacia la región de agotamiento. Y los electrones creados en el material tipo p, son también impulsados por la terminal negativa hacia la región de agotamiento. Cuando estos portadores, minoritarios, se neutralizan en dicha región, cambian el campo eléctrico o voltaje generado en esta y se produce una corriente eléctrica. Esta pequeña corriente generada por portadores minoritarios crecerá si inciden fotones con una energía mayor que la de la banda prohibida. Ver figura 2.8.

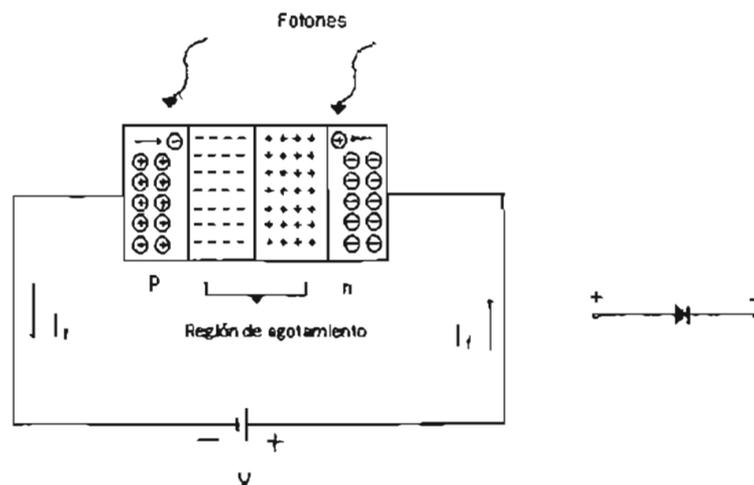


Fig. 2.8 Funcionamiento y símbolo de un fotodiodo

Una vez polarizada produce o un circuito abierto de voltaje o un circuito corto de corriente. Esto provoca que la característica voltaje- corriente ya no sea lineal, si no que presente propiedades de diodo.

La magnitud del voltaje esta relacionado con el número de fotones incidentes. Esta relación voltaje -corriente se expresa como:

$$I = I_s \left[e^{\frac{eV}{\beta k T}} - 1 \right] \dots\dots\dots(2.2)$$

donde

I_s es la corriente de saturación del detector en amperes

e es la carga del electrón

β es un factor de eficiencia para los fotodiodos(1 ideal, 2 o 3 real)

k es la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K)

T es la temperatura del detector en K

En el primer cuadrante de la figura 2.9 el fotodiodo con polarización directa se comporta como un diodo con polarización directa.

En el cuarto cuadrante es la zona de operación de un fotodiodo. En este cuadrante, en el que la polarización es inversa, la unión PN actúa como una fuente de corriente controlada por luz.

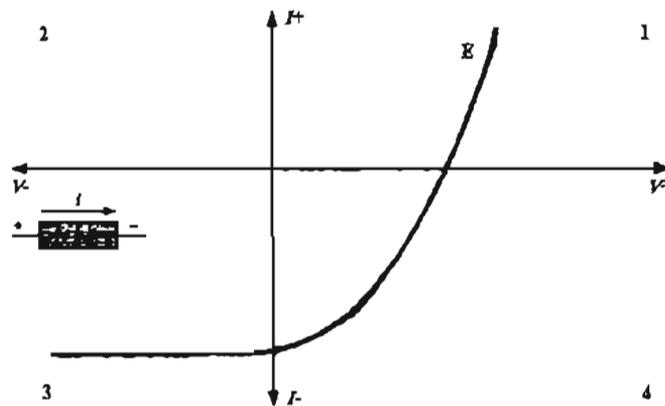


Fig. 2.9 Curva característica de voltaje y corriente de un fotodiodo

Otra forma de expresar la corriente generada por lo fotones incidentes es:

$$I_{ph} = \eta q A \Phi \dots\dots\dots(2.3)$$

donde A es el área del fotodiodo, Φ es la densidad de flujo incidente, q es la carga del detector y η es la eficiencia cuántica.

Los detectores fotovoltaicos son más utilizados que los detectores fotoconductorivos debido a su alta impedancia y baja potencia de disipación.

2.3 Parámetros de los detectores

Los parámetros más importantes de un detector utilizados para definir su calidad serán ahora discutidos.

1.- Número y tamaño de píxeles

Llamamos detector a todo el conjunto de células sensibles a la radiación llamadas píxeles. Cada célula es en sí un detector que en conjunto forma un arreglo de detectores. La resolución de la imagen va a depender del número de elementos en los que el arreglo puede sensar simultáneamente la radiación incidente y del tamaño físico de cada detector.

2.- Eficiencia cuántica

La eficiencia cuántica η se define como la fracción del total de fotones de entrada que se convierten en la señal se salida en un detector. En un detector ideal la eficiencia cuántica es de 1.

$$\eta = \frac{\text{Número de electrones en la salida}}{\text{Número de fotones incidentes}} \dots\dots\dots(2.4)$$

3.- Responsividad

El detector es un elemento responsivo que convierte la radiación incidente a una señal eléctrica con cierta potencia que puede ser amplificada por dispositivos electrónicos.

Medir la cantidad de luz incidente en el detector en términos de fotones y la señal de salida en electrones es generalmente impráctico, una alternativa es medir la potencia de la luz incidente y el la

señal de salida como una corriente eléctrica. Por lo que, si la energía del fotón es hc/λ Joules y la carga del electrón es q Coulombs, la "responsividad", R , esta dada por

$$R_{\lambda} = (q\lambda/hc) \eta_{\lambda} \text{ [A/W]} \dots\dots\dots(2.5)$$

La responsividad es un parámetro muy importante, ya que con ella se puede determinar la ganancia que tendrán que tener los amplificadores a la salida del detector para obtener una señal manejable por los demás circuitos del sistema.

4.- Potencia equivalente de ruido (NEP)

Aunque la responsividad define la sensibilidad de un dispositivo, no nos da una indicación del mínimo de flujo radiante que puede ser detectado. El flujo mínimo detectable esta definido como el valor de la raíz media cuadrática, valor rms, de la potencia incidente requerida para producir una señal de salida V_s igual al nivel de ruido del detector V_n , en otras palabras, para obtener una relación señal a ruido de 1.

$$NEP = \frac{P}{V_s/V_n} \dots\dots\dots(2.6)$$

también:

$$NEP = \frac{V_n}{R} \dots\dots\dots(2.7)$$

5.-Detectividad

Se puede observar que entre menor sea el valor de NEP más alta será la calidad del detector. La detectividad se define como el recíproco de NEP

$$D = \frac{1}{NEP} \dots\dots\dots(2.8)$$

6.-Detectividad específica D^*

La detectividad no es un parámetro ideal para comparar diferentes detectores ya que también debe considerarse el área y el ancho de banda del detector. Por lo que la detectividad específica o D^* medida en $\text{cm Hz}^2 \text{ W}^{-1}$ ha sido introducido como

$$D^* = D(A\Delta f)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(2.9)$$

lo cual describe la razón señal a ruido cuando una potencia de un watt incide sobre un detector que tiene un área sensitiva de 1cm², y el ruido es medido sobre un ancho de banda de 1Hz.

7.-Linealidad

La linealidad es el grado al cual la señal de salida es proporcional al número de fotones incidentes. El comportamiento lineal de un detector tiene sus límites. El más lógico es el umbral de saturación. Cuando incide mucha luz sobre el detector, la cantidad de electrones pueden ser tan grande que los electrodos no sean capaces de retenerlos. Desde ese momento más luz no añade más electrones y se dice que el detector se ha saturado.

8.-Intervalo dinámico

El intervalo dinámico se define como la relación entre la señal más grande que se puede detectar antes de la saturación y la señal medible más pequeña (NEP). El intervalo dinámico puede ser expresado como:

$$DR = \frac{Q_{sat}}{NEP} \dots\dots\dots(2.10)$$

o

$$DR = 20 \log\left(\frac{Q_{sat}}{NEP}\right) [dB] \dots\dots\dots(2.11)$$

donde Q_{sat} es el máximo flujo de fotones sin saturación.

9.-Tiempo de respuesta

El mínimo intervalo de tiempo sobre el cual el detector puede distinguir cambios en la llegada de fotones.

El tiempo de respuesta τ esta especificado como el tiempo que le toma a una fotoseñal el levantarse al valor máximo o el caer del valor máximo, como se muestra en la figura, cuando el

detector esta siendo irradiado con pulsos de radiación en donde los tiempos de levantamiento y caída son tan cortos que parece una onda cuadrada. Ver figur 2.10.

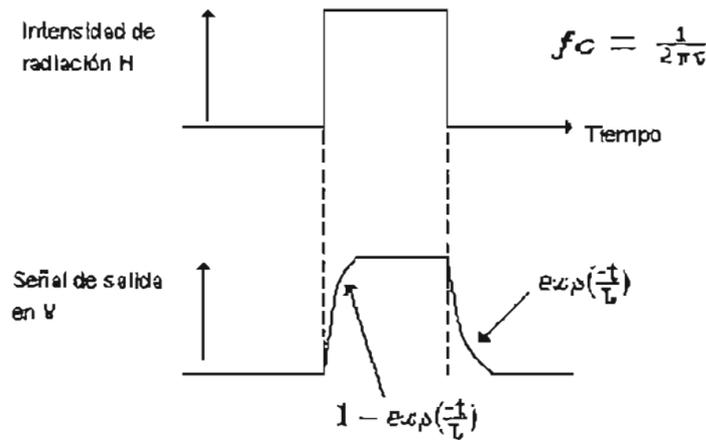


Fig. 2.10 Respuesta del detector a una onda cuadrada.

10.- Respuesta espectral

La respuesta espectral se define como el total de longitudes de onda o frecuencias sobre el cual los fotones pueden ser detectados con razonable eficiencia. Entre mayor sea la longitud de onda, menor será la energía del fotón, por lo que a cierta longitud de onda, llamada longitud de onda de corte, los fotones no tiene la suficiente energía para generar fotoelectrones y por lo tanto no se obtiene señal de salida. El valor de esta longitud de onda lo determina el material del detector. Ver tabla 2.1.

Base	Impureza	λ_c (μm)	Base	Impureza	λ_c (μm)
Silicio (Si)	:In	8.0	Germanio(Ge)	:Au	8.27
	:Ga	17.1		:Hg	13.8
	:Bi	17.6		:Cd	20.7
	:Al	18.1		:Cu	30.2
	:As	23.1		:Zn	37.6
	:P	27.6		:Ga	115
	:B	28.2		:B	119.6

Tabla 2.1 Conductores extrínsecos y longitud de onda de corte

2.3.2 Fuentes de ruido en el detector

La calidad de cualquier detector estará limitada por procesos de ruido aleatorio, el cual determinará la mínima potencia detectable que puede ser medida. Las fuentes de ruido pueden

provenir del detector, de la energía radiante incidente o en la electrónica asociada con los sistemas de detección. El objetivo de cualquier sistema debe ser reducir las fuentes electrónicas de ruido por debajo de la salida del detector de tal manera que el ruido del sistema completo este controlado por el ruido de la radiación incidente.

El ruido es el resultado de procesos estocásticos y aleatorios, consecuentemente no es posible predecir su amplitud en cualquier momento. El valor del ruido esta normalmente especificado en términos de el valor rms de voltaje o corriente, y si dos o más fuentes de ruido están presentes en un sistema su efecto total esta determinado la raíz cuadrada de la suma de sus valores elevados al cuadrado:

$$\sqrt{r_1^2 + r_2^2 + \dots + r_n^2} \dots\dots\dots(2.12)$$

A continuación se describen alguna de las fuentes principales de ruido.

1.-Ruido Jonson

El ruido Johnson consiste en la pequeñas fluctuaciones de voltaje producidas por el movimiento aleatorio de electrones excitados térmicamente. Cualquier material que tenga una temperatura arriba de 0K presenta ruido Jonson también llamado ruido térmico.

El valor de éste ruido se obtiene de la siguiente expresión:

$$v_n = (4kTR\Delta f)^{1/2} [V] \dots\dots\dots(2.13)$$

donde k es la constante de Boltzmann, R es la resistencia del material , T es la temperatura en grados K y Δf es el ancho de banda sobre el cual se esta midiendo el ruido.

2.- Ruido G-R

Una segunda fuente de ruido se debe a las fluctuaciones en la generación y recombinación, por efector ópticos y térmicos, de portadores libres en un semiconductor, esto produce una variación en la concentración de portadores y por lo tanto en la resistencia eléctrica del material. Este ruido es conocido como ruido de Generación y recombinación de cargas (G-R).

3-Ruido Shot

Otra fuente importante es el llamado ruido Shot. Este ruido se encuentra en los dispositivos de unión y se debe a que la llegada de los paquetes discretos de carga a la unión fotovoltaica es

aleatoria, lo cual hace que la corriente del detector no sea uniforme. La transferencia de las cargas puede ser descrita con una distribución estadística de Poisson. En un detector fotovoltaico este es el ruido dominante.

La corriente del ruido Shot está dada como:

$$i_n = [(2qI + 4qI_0)\Delta f]^{1/2} \dots\dots\dots(2.14)$$

donde I es la corriente del diodo, I₀ es la corriente de saturación inversa, q la carga del electrón y Δf el ancho de banda.

4.-Ruido 1/fⁿ

Al estudiar el espectro en frecuencia de la potencia de ruido de un detector se observa que esta depende del inverso de la frecuencia, entre más baja sea la frecuencia mayor será el ruido. No se conoce del todo las causas de este tipo de ruido sin embargo, se sabe que en los semiconductores está asociado con los efectos de la barrera de potencial en los contactos y con las corrientes de fuga.

Este ruido se describe como:

$$1/f^n \dots\dots\dots(2.15)$$

donde n= 1,2,... en el caso del infrarrojo n=2.

También se expresa de la forma

$$i_n = \left(\frac{kI_B^\alpha \Delta f}{f^\beta} \right) \dots\dots\dots(2.16)$$

Donde k es una constante de proporcionalidad, I_B es la corriente de alimentación y α y β son características del dispositivo.

5.-Corriente oscura

La corriente oscura es la corriente que, bajo condiciones de alimentación requeridas, es generada por efectos térmicos en total ausencia de radiación, ver figura 2.11; por lo que esta

corriente no es representativa de la luz incidente. Esta corriente puede ser generada en las siguientes zonas del detector:

- Generación térmica en estados superficiales
- Generación térmica dentro de la capa de silicio
- Generación térmica en la zona de agotamiento

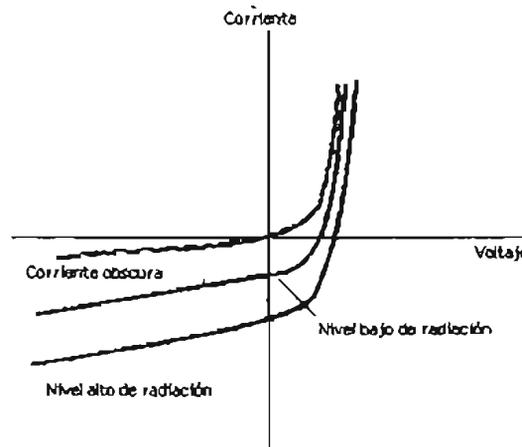


Fig.2.11 Curvas corriente –voltaje para distintos niveles de radiación

La mayor parte de los electrones generados térmicamente sucede en los estados superficiales. Un valor típico es de 1% o menos del máximo nivel de la señal. La manera más simple de reducir la corriente oscura es enfriar el detector.

2.3.3 Relación señal a ruido

Una de las ecuaciones más importantes en formación de imágenes es la que permite calcular la relación entre los fotones que detecta el detector, la señal, comparada con la cantidad de ruido montada en esta señal. A esta relación se le llama señal a ruido y se abrevia SNR por sus siglas en inglés de *signal to noise ratio*.

Se puede expresar como una relación de voltaje, donde las unidades de la señal y el ruido estén dadas en volts o como una relación de potencia donde las unidades de la señal y el ruido estén dadas en watts.

Entre más alta sea la relación señal a ruido se tiene menos ruido en la señal.

Midiendo la señal y el ruido en volts $S/N = 20 \log_{10}(V_{s_{rms}} / V_{n_{rms}}) [dB]$ (2.17)

Midiendo la señal y el ruido en watts $S/N = 10 \log_{10}(P_s / P_n) [dB]$(2.18)

donde Vs es la señal y Vn el ruido, análogamente para la medición en watts

2.4 Dispositivos de conducción en la banda de impurezas (IBC)

La investigación y desarrollo de nuevos detectores, que trabajen de un modo básico como el fotodiodo por ejemplo, tiene como objetivo mejorar los parámetros antes mencionados, en especial la eficiencia cuántica, corriente oscura, ruido y respuesta espectral. Para lograrlo se han generado nuevos conceptos que manejan en distintos ordenes y cantidades a materiales intrínsecos y extrínsecos. Uno de los detectores desarrollados que ha dado buenos resultados es el que maneja el concepto IBC del inglés *Impurity Band Conduction*. Otros fabricantes desarrollaron uno con características similares que es conocido como BIB del inglés *Blocked Impurity Band*.

Por supuesto, se han desarrollado más detectores, pero nos limitaremos, debido a los intereses del presente trabajo, a describir al IBC; si se desea conocer más acerca de otros detectores se sugiere consultar referencia bibliográfica (3) y (4).

2.4.1 Funcionamiento del IBC

Esencialmente un detector IBC está formado por tres capas: una capa delgada (10 - 50 μ m) de silicio fuertemente dopada regularmente con As, esta es la capa infrarroja activa generalmente de tipo n. Esta capa esta entre un sustrato de Si con un ancho de aproximadamente 500 μ m y una capa de 1-5 μ m de silicio intrínseco llamada capa bloqueadora la cual esta aislada de los contactos por una capa de oxido. Estas dos capas son transparentes al infrarrojo.

Debido a la presencia de la capa bloqueadora, la distribución del potencial y carga en el espacio en el dispositivo y sus cambios en la aplicación de un voltaje tienen mucho en común con un fotodiodo.

El funcionamiento del detector IBC es el siguiente:

Un fotón infrarrojo incidente es absorbido en la capa activa, lo cual creará, un par electrón-hueco, Un campo eléctrico, creado por la aplicación de un voltaje externo se encargará de separar las cargas, al igual que en un dispositivo fotovoltaico. La capa bloqueadora de Si impedirá la generación de corriente oscura ya que los electrones generados térmicamente en la capa activa serán

detenidos por la capa bloqueadora que hace la mayor parte de esta corriente oscura no alcance los electrodos. Ver figura. 2.12.

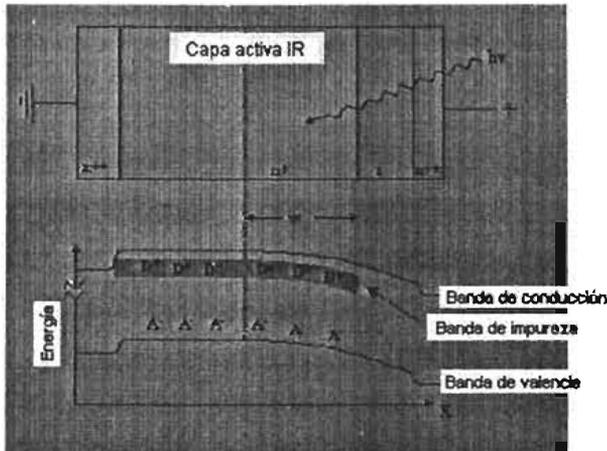


Fig.2.12 Esquema de un detector IBC con bandas de energía. La capa I es la capa bloqueadora

Una de las características importantes de estos detectores es que la capa activa al estar tan fuertemente dopada se puede hacer delgada sin arriesgar la eficiencia cuántica que puede llegar a ser entre 40-80%.

Esta misma característica hace que la banda de impureza se incremente en energía y que la banda de energía prohibida decrezca en medio de la banda de conducción y la porción más cercana de la banda de impureza, por lo que la mínima energía requerida de un fotón para generar corriente es más baja que para un fotoconductor convencional y la respuesta espectral se extiende a longitudes de onda mayores.

La mayoría de los detectores IBC se iluminan por la parte posterior, ver fig. 2.13. Esto se hace para que no existan pérdidas en la radiación incidente debidas a los electrodos de polarización, lo cual significa que los fotones incidirán por el sustrato que se adelgaza para evitar pérdidas por absorción de la radiación incidente.

2.5 Detectores híbridos

El detector que más se ha desarrollado y que por lo tanto, actualmente, es el más comercial, es el llamado CCD del inglés *charge coupled device* que es sensible a la longitudes del visible. El avance de este detector ha permitido desarrollar también tecnología para ser utilizada en detectores infrarrojos. Uno de los conceptos que se creó con el CCD es el llamado detector híbrido que a continuación describiremos.

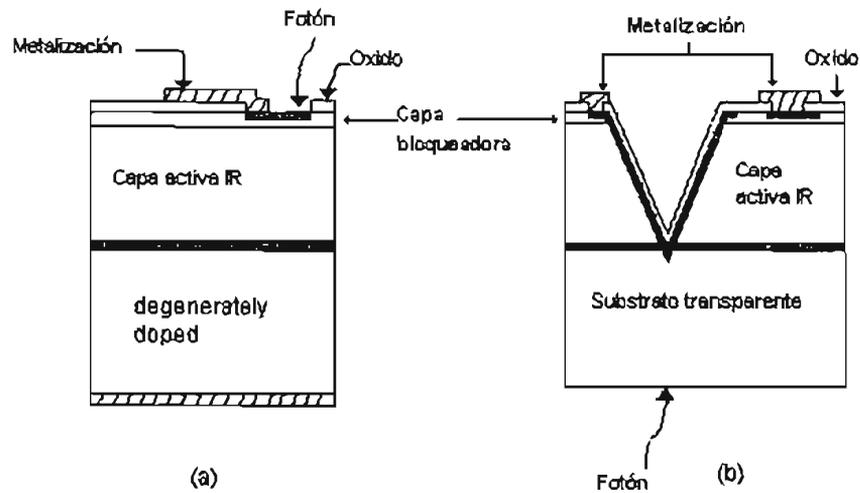


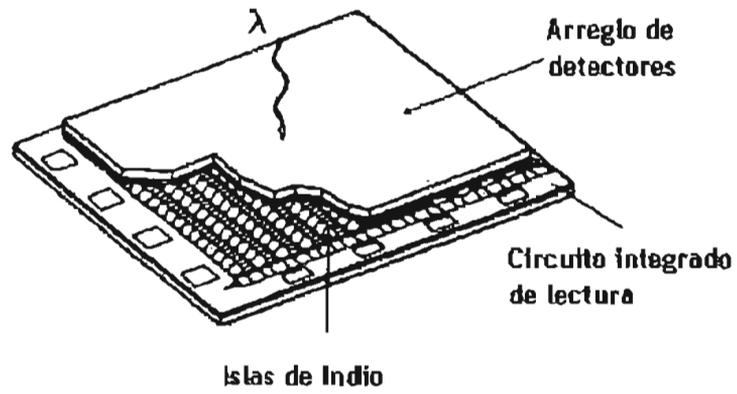
Fig.2.13 Estructura del detector IBC (a) iluminado por la parte frontal (b) iluminado por la parte posterior.

Para generar una imagen infrarroja un arreglo de detectores infrarrojos debe convertir la radiación a una carga eléctrica por medio de alguno de los métodos ya mencionados. El siguiente paso es:

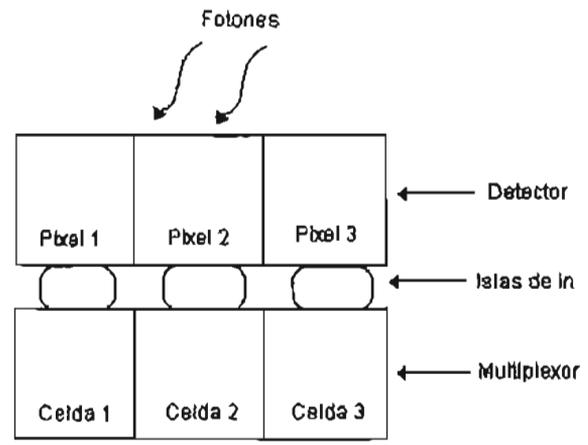
- Guardar la carga en el sitio de generación, por ejemplo en un píxel
- Transferir la carga de cada píxel a una o pequeño número de salidas, a este proceso se le llama multiplexión.
- Habilitar las cargas para ser removidas como un voltaje el cual podrá ser convertido o digitalizado para guardarse en una computadora.

En la actualidad los arreglos infrarrojos tiene un estructura híbrida que esta formada por una parte que detecta la señal incidente y una parte, llamada multiplexor, que transfiere la señal detectada en cada píxel a un amplificador de salida. Ambas partes se unen por medio de islas de Indio (In). Ver figura.2.14

El detector que se utilizará en el proyecto es de este tipo. En el siguiente capítulo mencionaremos las características de su capa detectora y analizaremos los circuitos que se encargan de transferir la carga eléctrica generada.



a)



b)

Fig.2.14 a) Detector híbrido y b) corte de detector híbrido

Capítulo 3. Adquisición de imágenes

Introducción

Como se mencionó anteriormente, en la actualidad se han desarrollado detectores híbridos en los que el detector y el circuito de lectura están en un solo circuito integrado.

En este capítulo se expondrá el funcionamiento del arreglo que consiste en el circuito integrado de lectura Cryo-CMOS, CRC-774 interconectado a un fotodetector IBC de Si:As por medio de gotas de indio.

También se expondrán las características del convertidor analógico digital que se utilizará y un análisis de los requerimientos de tiempo y memoria para la lectura del detector.

3.1 Características del detector y etapas de funcionamiento

El detector IBC que se utilizará en el proyecto tendrá las características que se muestran en la tabla 3.1:

Parámetro	Especificación
Tamaño de píxel	50 x 50 μ m
Configuración del arreglo	320 x 240 (76,800píxeles)
Tipo de celda unitaria	Inyección directa
Material del detector	Si:As IBC
Número de salidas	16 o 32+2 salidas diagnósticas.
Tiempo de lectura (min)/velocidad de cuadro	2.8 ms/350Hz
Tiempo mínimo de integración	12 μ s en el modo integra y después lee
Modos de integración	<ul style="list-style-type: none">• Integra mientras lee• Integra y después lee
Intervalo de longitud de onda	2 μ m-28 μ m
Temperatura de operación	4-12K
Eficiencia cuántica	>40%
Corriente oscura	\leq 100 electrones/s @T=6K

Tabla 3.1 Características del detector IBC

Para leer la señal detectada se tienen varias etapas principales las cuales se encuentran dentro y fuera del detector, ver figura 3.1

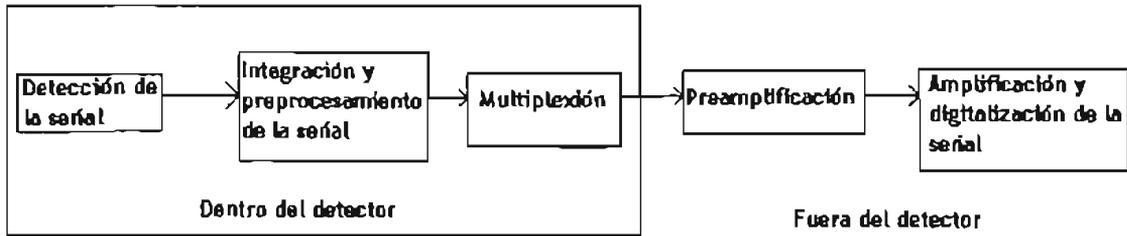


Fig. 3.1 Etapas para leer la señal

La lectura de la carga en un detector presenta el siguiente funcionamiento:

El detector que es un fotodiodo al recibir el flujo de fotones los convertirá en una fotocorriente, esto es, el detector se comportará como una fuente de corriente. Esta fotocorriente será acumulada en un capacitor, es decir, integrada durante cierto tiempo, llamado tiempo de integración.

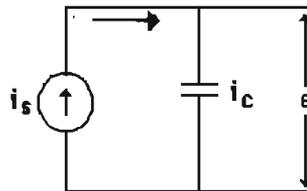


Fig.3.2 Diagrama eléctrico del sistema detector- capacitor

Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff al circuito de la figura 3.2 da

$$i_s = i_c \dots\dots\dots (3.1)$$

donde

$$i_c = C \frac{de}{dt} \dots\dots\dots (3.2)$$

despejando e tenemos:

$$e = \frac{1}{C} \int i_c dt \dots\dots\dots (3.3)$$

la ecuación (3.3) puede escribirse como ;

$$e = \frac{1}{C} \int i_s dt \dots\dots\dots (3.4)$$

El voltaje del capacitor dependerá del valor de su capacitancia, de la corriente del detector y del tiempo de integración.

Antes de que la señal sea enviada a la salida se ha desarrollado diversas técnicas de procesamiento de señales dentro del detector para reducir el ruido antes de que la señal sea leída.

Esta etapa la realiza una serie de capacitores e interruptores analógicos que consisten en un transistor, normalmente de efecto de campo (FET) que se lleva a conducción o saturación mediante una señal de control digital. En particular en este detector se utiliza la técnica de doble muestreo correlacionado que a continuación se describe:

Debido a que existen imperfecciones en la condición de restablecimiento en los arreglos IR, dos efectos pueden ocurrir. El voltaje de restablecimiento puede ser arrastrado debido a los efectos de temperatura y existen fluctuaciones de voltaje en el nivel de restablecimiento. Para remover estos efectos se puede utilizar el doble muestreo correlacionado que consiste en que el voltaje de integración de la señal V_s es comparado con el voltaje de restablecimiento V_r , cuando el capacitor de integración esta en el estado de restablecimiento, así el voltaje de salida es $V_{sal}=V_s-V_r$. Los dos ruidos son comunes al los dos voltajes por lo que en el voltaje final V_{sal} desaparecerán, ver figura 3.2.

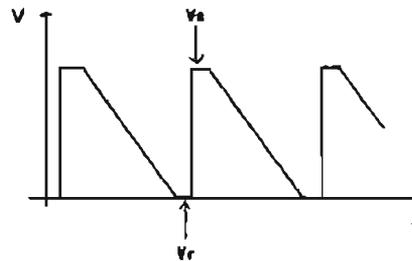


Fig. 3.2 Doble muestreo correlacionado

La etapa final del circuito de lectura del detector es el multiplexado. En una forma simple el multiplexor en una serie de interruptores que secuencialmente transportan la carga de varios pixeles y los envia por un bus común. El arreglo del multiplexor consta de dos registros de corrimiento independientes, uno horizontal y uno vertical, ver figura.3.4, los cuales conectan cada pixel que haya sido seleccionado a la etapa de salida que preamplifica la señal para ser convertida por un convertidor analógico digital.

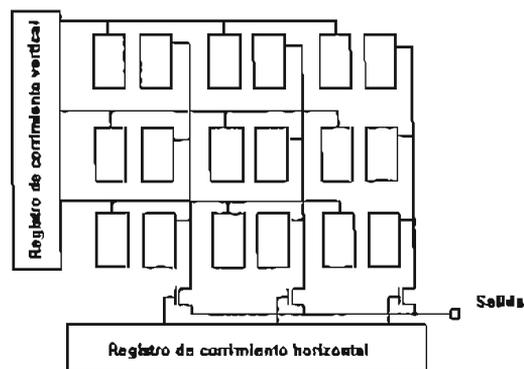


Fig. 3.4 Esquema general del multiplexor

Para poder sugerir el preamplificador que se debe utilizar en este detector primero se describirá el arreglo.

3.2 Descripción del circuito integrado de lectura CRC-774

El CRC-77e consiste de 320 columnas por 240 renglones de celdas unitarias cada una de 50 μ m por 50 μ m de tamaño.

El corazón de la celda unitaria es el circuito de entrada llamado de inyección directa. (DI por sus siglas en inglés). Un seguidor de fuente guiara a la señal a la salida en modo de voltaje.

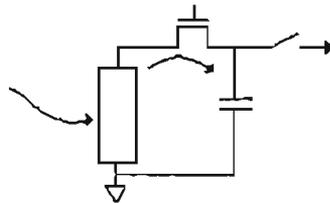


Fig.3.5 Diagrama esquemático de circuito de inyección directa

La siguiente etapa es la de retención y muestreo. Los circuitos de esta etapa estan contenidos en cada columna.

Los píxeles en el arreglo son leídos en serie a las 16 o 32 líneas por dos circuitos multiplexores CMOS. Uno de estos multiplexores es un multiplexor "lento" el cual direcciona los 240 renglones uno por uno. El otro multiplexor, "rápido", por que barre la señal más rápidamente, direcciona las columnas dentro de cada renglón.

Si se escoge las 16 de líneas el arreglo estará separado en 16 bloques de 20 columnas cada uno. Los 20 x 240 píxeles en cada uno de las 16 salidas (o 10 x 240 en cada una de las 32 salidas) son leídas en serie a través de un circuito de retención y muestreo vía el multiplexor lento y el multiplexor rápido. Estos multiplexores están implementados como dos circuitos de corrimiento independientes.

Finalmente sigue la etapa de salida que contiene un corredor de nivel, un multiplexor 20:1 y un amplificador seguidor de fuente como salida.

Cada píxel es direccionado por un registro de desplazamiento de renglón y un registro de desplazamiento de columna. El registro de desplazamiento de renglón permite a uno de los 240 renglones ser leído. El registro de corrimiento de columna multiplexa uno de los 20 amplificadores de columna a un salida. Este proceso ocurre simultáneamente para las 16 salidas (ver fig.3.6). El arreglo esta dividido en 16 grupos de 20 columnas. Cada grupo tiene dos salidas que pueden ser puestas a modo de 16 ó 32 salidas. En el modo de 32 salidas, cada par de salidas lee columnas intercaladas:

32 salidas

Salida 1 lee columnas 1, 3, 5,...19
Salida 2 lee columnas 2, 4, 6,...20
Salida 3 lee columnas 21, 23, 25,...39
Salida 4 lee columnas 22, 24, 26,...40

Salida 31 lee columnas 301, 303, 305,...319
Salida 32 lee columnas 302, 304, 306,...320

16 salidas

Salida 1 y 2 leen columnas 1, 2, 3,...20
Salida 3 y 4 leen columnas 21, 22, 23,...40

Salida 31 y 32 leen columnas 301, 302, 303, ...320

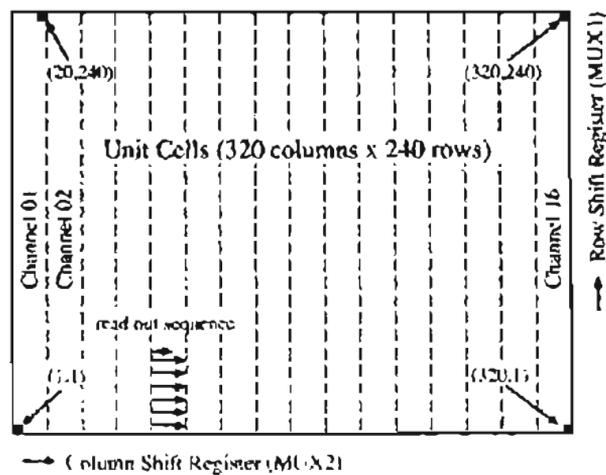


Fig.3.6 Esquema del circuito multiplexor del CRC-774

3.2.1 Teoría de operación de la celda unitaria

La celda unitaria consiste de un amplificador MOSFET de inyección directa y una seguidor de fuente de salida. La fotocorriente generada por el detector es integrada en dos capacitores los cuales están conectados en paralelo. Uno de los capacitores es un capacitor MOS activo cuya capacitancia puede ser cambiada vía un bias externo, permitiendo dos ganancias: baja ganancia la cual es alcanzada con capacitancia de integración grande y la alta ganancia con una capacitancia de integración pequeña. Ver figura 3.7.

La celda contiene 5 transistores. El circuito de inyección directa consiste en un amplificador seguidor NMOS y un transistor cascode NMOS. Cuando el amplificador seguidor es encendido, la

fotocorriente del detector es integrada en el capacitor de integración C_{int} . El amplificador seguidor y el transistor cascado aíslan el nodo de entrada del C_{int} por lo que un cambio en el voltaje en el C_{int} no cambia la alimentación del nodo de entrada al cual el detector esta conectado. El detector es alimentado indirectamente a través de la compuerta del amplificador y del voltaje común V_{detGrv} :

$$V_{det} = V_{gate} - V_{gs}(I_{det}) - V_{detGrv} \dots \dots \dots (3.5)$$

Donde el voltaje de compuerta a fuente $V_{gs}(I_{det})$ depende de la corriente total del detector (fotocorriente + corriente oscura). Como la corriente del detector cambia con el flujo de fotones incidentes, el voltaje V_{det} del detector también cambia con el flujo. Tanto como el flujo de fotones se incrementa, el voltaje del detector tiende a cero.

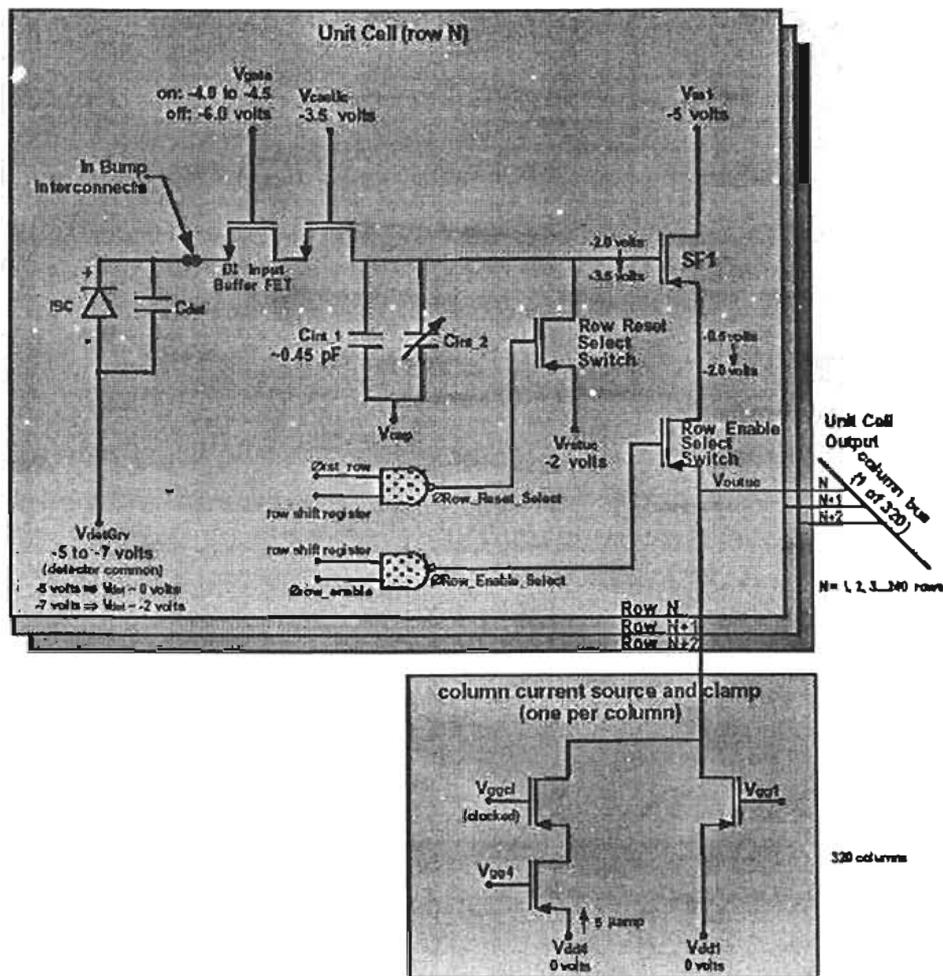


Fig. 3.7 Celda unitaria y fuente de corriente del circuito integrado de lectura CRC-774

La corriente del detector puede ser apagada o encendida cambiando el voltaje V_{gate} del buffer de entrada. Cuando el V_{gate} es suficientemente positivo con respecto al V_{detGrv} , el buffer

NMOS enciende y la fotocorriente es integrada por C_{int} . Esto ocurre cuando el voltaje V_{gate} es más positivo que V_{detGrv} por cerca de 1.3V, el cual es el voltaje de umbral de transistor buffer de entrada. Cuando el voltaje V_{gate} es suficientemente negativo con respecto a V_{detGrv} , el buffer de entrada se apaga y no se integra la fotocorriente en el capacitor C_{int} . El transistor cascado en serie con el amplificador seguidor de entrada esta siempre encendido. Esto provee aislamiento al voltaje de alimentación del detector del cambio de voltaje del capacitor integrador.

La capacitancia de integración consiste de dos capacitores en paralelo. Un capacitor C_{int_1} es de una capacitancia de aproximadamente 0.45 pF. El otro capacitor, C_{int_2} , es un capacitor MOS cuya capacitancia puede ser cambiada via V_{cap} . El total de la capacitancia de integraciones cerca de 0.55 pF en estado de apagado y cerca de 1.85 pF en estado de encendido.

3.2.2 Dispositivos que integran el circuito de la columna

El circuito de columna contiene un capacitor de enganche llamado C_{clamp} para el doble muestreo correlacionado, un buffer seguidor de fuente, un capacitor de retención y muestreo y un seguidor de fuente de salida (SF3). Las fuentes de corriente para los seguidores de fuente SF2 y SF3 son controlados por los voltajes de compuerta VGG2 y VGG3, respectivamente. Ver figura 3.9.

El capacitor de enganche funciona de la siguiente manera:

El interruptor clamp $\emptyset CLCOL$ esta cerrado durante la integración así que el voltaje de alimentación $V_{CLCOL} \cong -5.5$ volts (“ V_{clamp} ”) es colocado al lado derecho del capacitor de enganche.

Mientras el capacitor de enganche está encendido, el renglón es habilitado y la señal del lado izquierdo del capacitor sigue la salida del SF1, el cual alcanza -3.2 V ($-4.5V + 1.3$) en saturación.

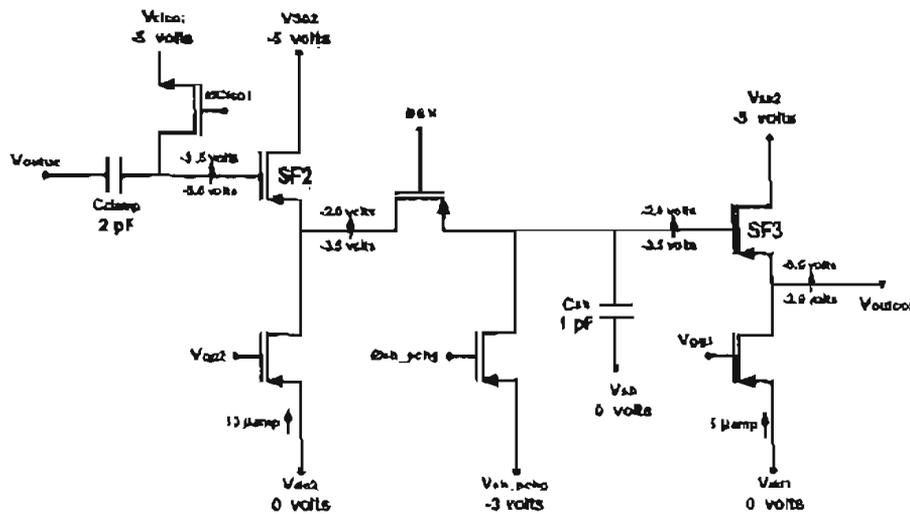


Fig.3.8 Circuitos de columna del circuito Integrado de lectura CRC-774

Al final del periodo de integración, el capacitor de enganche es apagado (interruptor de capacitor de enganche abierto) y el renglón es restablecido por lo que el nivel de la salida de SF1 llega a ser de $-0.7V$ ($-2.0V + 1.3V$). Esto causa un cambio en el voltaje en el lado izquierdo del capacitor de enganche de $+2.25 V$. El voltaje en el lado derecho del capacitor de enganche de la columna también cambia a $2.25 V$, así que el nivel en el lado derecho del capacitor de enganche cambia de $-5.5V$ a $-3.25V$. El nivel de DC de la señal ha cambiado (nivel recorrido) y la dirección de integración ha cambiado de integración hacia abajo a integración hacia arriba. Ver figura 3.8.

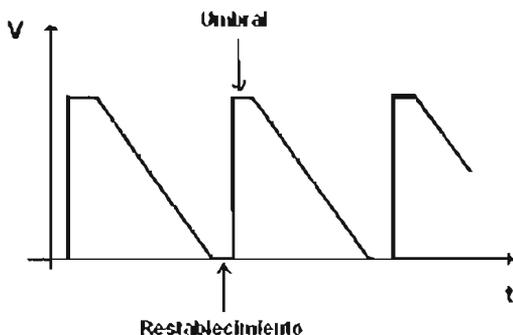


Fig.3.8 Gráfica de la forma de integración de la señal

El doble muestreo correlacionado es alcanzado por el capacitor de enganche debido a que el cambio de la señal esta referenciado al nivel del capacitor de enganche. Cualquier ruido común que exista en la señal del capacitor de integración y en el nivel de restablecimiento es removido desde el cambio de la señal a la compuerta de SF2.

El voltaje de señal producido por el capacitor de enganche de columna es transferido al capacitor S/H de columna, a través del buffer SF2, por la acción del interruptor SH. Finalmente la salida de columna va hacia el seguidor de fuente SF3.

3.2.3 Etapa de salida

La figura 3.10 muestra el circuito de salida el cual incluye un multiplexor de salida y un seguidor de fuente para cada salida. Los seguidores de fuente SF4 impar y SF4 par requieren fuentes de corrientes externas. Los relojes $\emptyset 2TO1$ y $\emptyset 1TO2$ dirigen las columnas impares y pares, respectivamente, hacia la salida. El voltaje de alimentación $VEN2TO1$ controla al interruptor PMOS que habilita las 16 o 32 salidas. Cuando $VEN2TO1$ esta en $0V$, el interruptor se activa y las 16 salidas son habilitadas. Cuando $VEN2TO1$ es puesto a $-5 V$, el interruptor se desactiva y las 32 salidas son habilitadas.

El capacitor de salida C_{out} es utilizado como trasladador del nivel de la señal para mantenerla dentro de su intervalo de operación de 0 a -5.5 V. Dos interruptores NMOS controlan el nivel de traslado a través del reloj ϕ_{CLOUT} . Los voltajes V_{OFFSET} y V_{CLOUT} son puestos en cada lado (derecho e izquierdo) del capacitor de salida una vez al inicio de cada cuadro. Ver figura 3.7.

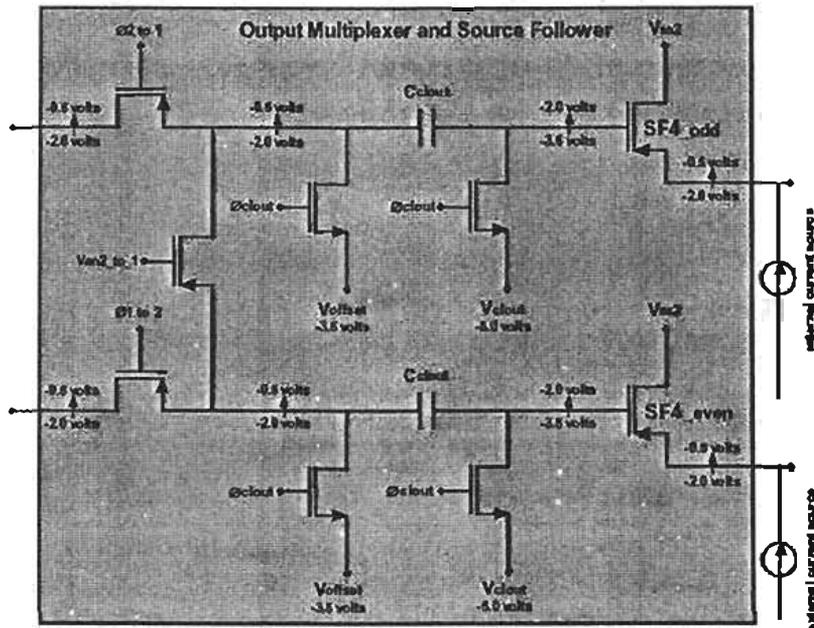


Fig.3.10 Salida del multiplexor y seguidor de fuente del circuito integrado de lectura CRC-774

En la figura 3.11 se muestran los tiempos de los relojes de columna y en la figura 3.12 el diagrama completo de los tiempos de lectura de columna incluyendo al multiplexor.

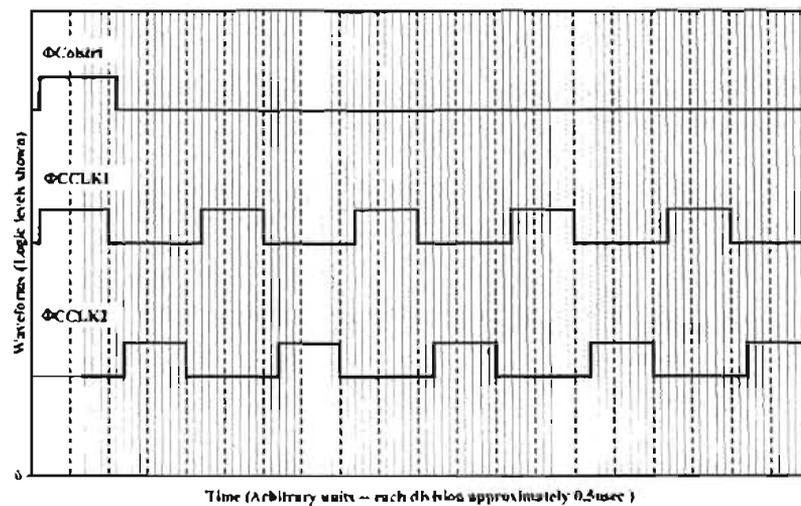


Fig. 3.11 Tiempos de reloj de columna

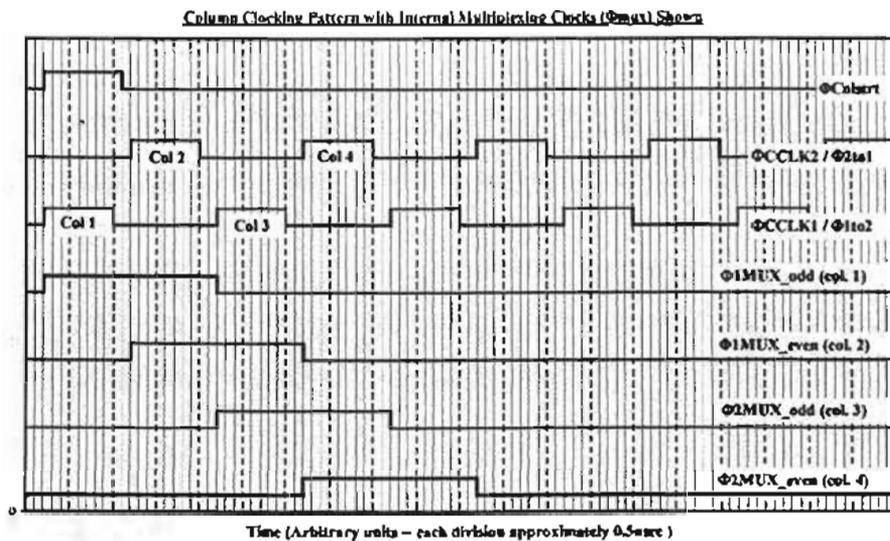


Fig. 3.12 Diagrama completo de tiempos de lectura de columna

En la figura 3.13 se muestra las etapas que vienen integradas en el detector.

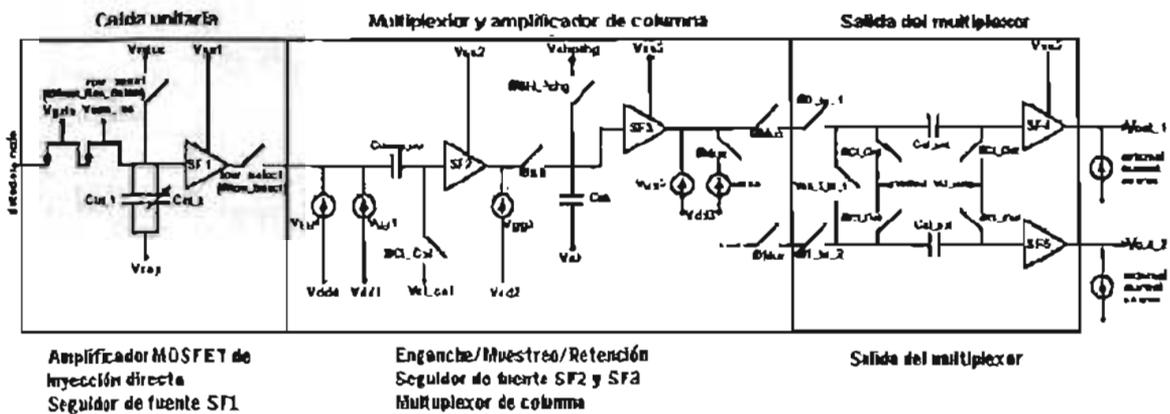


Fig. 3.13 Etapas del circuito integrado de lectura CRC-774

3.2.4 Formas de leer el detector

Existen dos formas de leer el detector:

- a) Integra mientras lee
- b) Integra y después lee

a) Integra mientras lee

En el modo de integración y lectura al mismo tiempo, un renglón es direccionado, restablecido y leído mientras los otros 239 renglones se integran. El siguiente renglón es entonces direccionado,

reseteado y leído mientras los otros 239 renglones se integran. Cuando este proceso ha pasado por los 240 renglones, el ciclo comienza nuevamente en el primer renglón después, si lo hay, de un tiempo de espera definido por el usuario. Aunque los pixeles en los diferentes renglones no comienzan y terminan la integración al mismo tiempo, el tiempo total de integración es el mismo por píxel. Este modo de lectura es útil para operar con tiempos de integración relativamente cortos bajo condiciones de alta radiación de fondo infrarroja. Regularmente, no existe un tiempo de espera entre la lectura de cada cuadro, así que el usuario está continuamente leyendo el arreglo y el tiempo de integración para un píxel es igual al periodo de lectura de un cuadro. En el diagrama de la figura 3.14 se presentan los tiempos de este modo de lectura. Entre las líneas verticales continuas se puede insertar el tiempo de espera definido por el usuario.

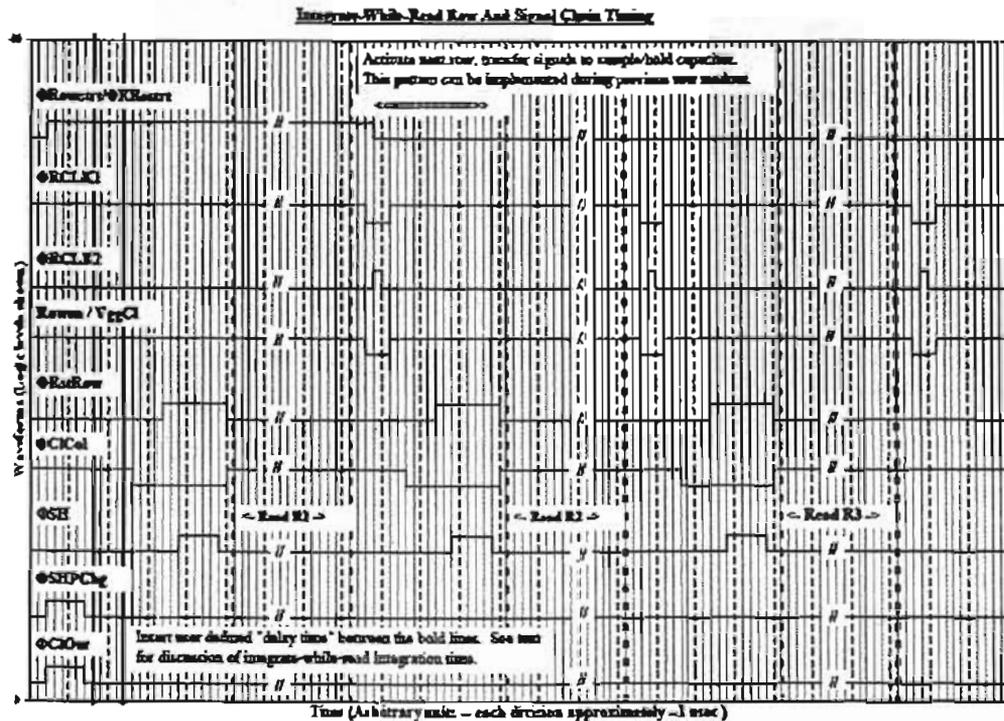


Fig. 3.14 Integración y lectura de renglón y señales de control

b) Integra y después lee

En el modo de integración y después lectura, los 240 renglones son simultáneamente restablecidos y entonces se permite comenzar y terminar su integración al mismo tiempo. La integración comienza cuando el interruptor global es apagado y termina cuando VGATE, el voltaje de la compuerta del mosfet DI es apagado (evitando que la corriente fluya hacia al capacitor de

integración). Cada renglón es entonces direccionado, restablecido y leído, un renglón a la vez, como se describió en el modo de integración y lectura al mismo tiempo. Después de que el cuadro completo es leído, el arreglo es nuevamente reseteado. Este modo de lectura es útil para operar con relativamente largo tiempo de integración en condiciones de baja radiación de fondo infrarroja. También es útil para posibles tiempos de integración muy rápidos ya que no está limitada por el periodo de lectura de cuadro.

En este modo de lectura el fabricante del detector recomienda que el usuario permita aproximadamente de 100 a 1000 μ s para el arreglo entero de estabilice con RCLK1, RCLK2 y ϕ rstrow. Ver figura 3.15

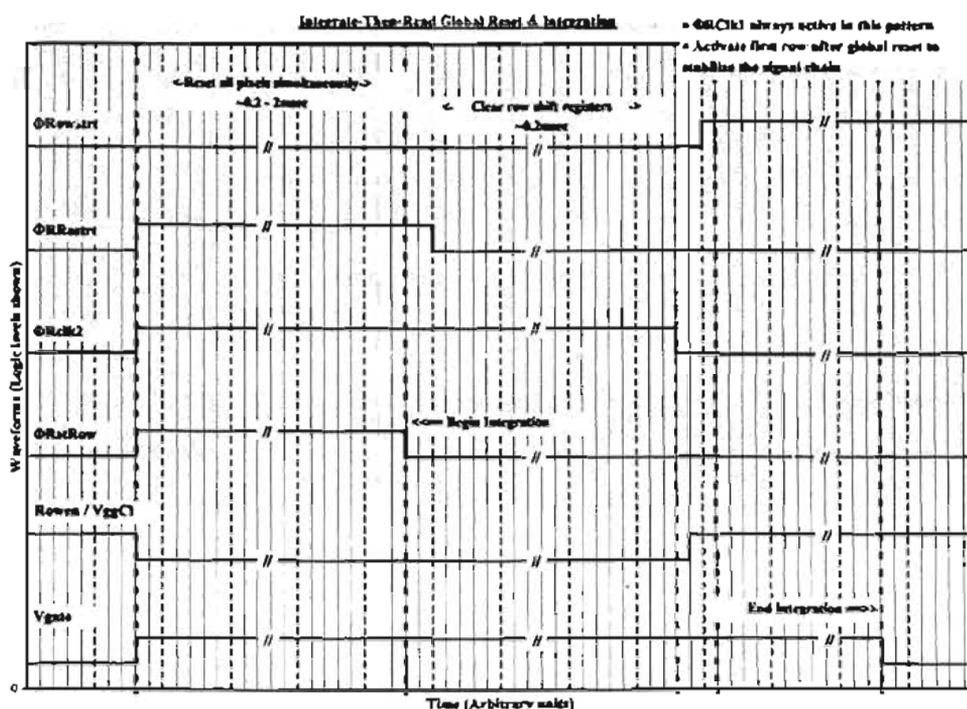


Fig.3.15 Integración y después lectura

3.3 Preamplificación

Los preamplificadores realizan la primera amplificación de la señal del detector, con la finalidad de adaptar la señal al intervalo dinámico del convertidor analógico digital.

Para la etapa de preamplificación se deben de tomar en cuenta la impedancia de salida del detector y que la señal viene montada sobre un voltaje de offset.

La salida del detector proviene de un MOSFET en configuración seguidor de fuente. Los MOSFETs utilizados para estos detectores tienen una transconductancia de $g_m=170\mu S$. En la salida del detector irá conectada una fuente de corriente constante cuya corriente, el fabricante, recomienda que sea de $300\mu A$. Esta fuente se puede hacer con un FET 2N4393 cuyas características se muestran en el apéndice A.

La impedancia salida del detector esta dada por

$$Z_o = R_s \parallel 1/g_m \dots\dots\dots(3.6)$$

Donde R_s será la impedancia de la fuente de corriente.

Al tener una alta impedancia de salida necesitamos que el circuito preamplificador tenga alta impedancia de entrada y que además nos permita restarle a la señal el voltaje de offset.

Por la alta velocidad de lectura se requiere alta velocidad de respuesta y un gran ancho de banda, además los preamplificadores deben poder a trabajar a temperaturas criogénicas.

Para satisfacer estos parámetros se propone el siguiente circuito:

Tres amplificadores operacionales LT1360 el cual tiene una velocidad de respuesta de $800V/\mu s$ y un ancho de banda de $50MHz$, ver figura 3.16. En uno la entrada es la señal del detector, en el otro la entrada es el voltaje de offset. Las salidas de estos van a las entradas de un amplificador diferencial. La salida del amplificador diferencial representa la diferencia de la señal y el voltaje de offset, quedando la señal del detector con un voltaje que pueda ser manejado por el convertidor, por ejemplo de $\pm 2.5v$. La ganancia del preamplificador se obtiene con la siguiente ecuación:

$$A = \left(1 + 2 \frac{R3}{RG}\right) \times \left(\frac{R2}{R1}\right) \dots\dots\dots(3.7)$$

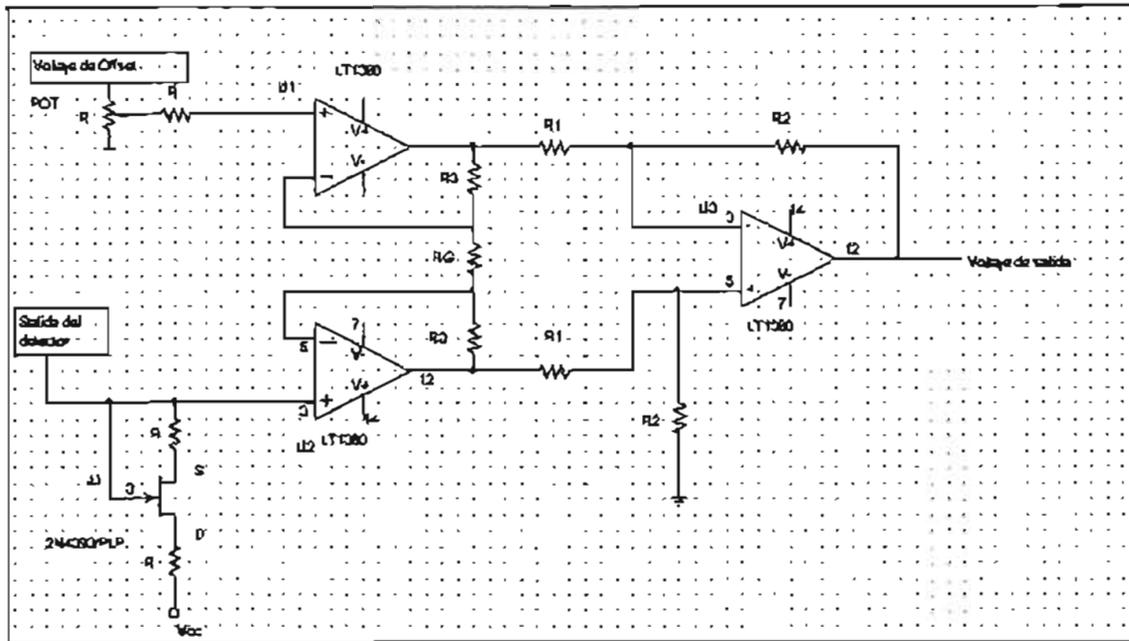


Fig.3.18 Circuito preamplificador

3.4 Convertidor analógico digital ADC4322

Uno de los requerimientos más importantes para un detector del infrarrojo medio es una alta velocidad de lectura, con la finalidad de evitar la saturación del detector causada por la alta radiación de fondo. Esto permite al observador utilizar técnicas apropiadas y remover cualquier fluctuación debido al radiación de fondo y ruido de lectura. Otra característica importante es la resolución, entre mayor resolución se tenga obtendremos una mejor imagen.

Para el presente proyecto se eligió el convertidor ADC4322 debido a alta velocidad de conversión, resolución y a su accesibilidad en el mercado.

Tiene las siguientes características:

- Tiempo de conversión: 500ns
- Resolución: 16 bits
- Relación señal a ruido: 86dB(min)
- Intervalo de voltaje de entrada: $+2.5V$, $+5V$ $+10V$
- 2 canales de entrada
- Paquete híbrido de 46 patas
- Compatible con TTL y CMOS

El ADC4322 es capaz de digitalizar señales de hasta 1MHz con una frecuencia de muestreo de 2MHz, lo cual es lo requerido para la lectura el detector IBC. El ADC4322 viene montado en una

tarjeta como se muestra en el circuito que esta en el apéndice A. La etapa de amplificación para el proyecto puede ser la que viene montada en esta tarjeta que utiliza el amplificador operacional AD845 con velocidad de respuesta de $100\text{V}/\mu\text{s}$ y una ancho de banda de 12.8MHz .

El ADC4322 es del tipo de convertidor llamado de dos pasos o subrango. La arquitectura de subrango es básicamente una combinación de las arquitecturas de los convertidores tipo flash y de aproximaciones sucesivas.

Los convertidores de dos pasos o subrango son los convertidores más populares acercamiento de alta velocidad y de exactitud media. Su popularidad reside en que este tipo de convertidores requiere menos área de silicio, disipan menos potencia, tiene menos carga capacitiva, y los voltajes que los comparadores necesitan resolver son menos rigurosos que los equivalentes en un convertidor flash.

Este convertidor consiste de dos etapas en las cuales se incluye como primera etapa un convertidor analógico digital 10 bits de resolución el cual alcanzará una estimación de la entrada colocando a 9 bits en la salida como los más significativos y también en la entrada del DAC.

En el segundo paso se determinarán los bits menos significativos. Se tiene un DAC de alta precisión (16 bits) que reconvertirá los 9 bits; el resultado será restado con la señal de entrada ver figura 3.17. Posteriormente se tiene un bloque de ganancia para amplificar y restablecer el residuo de la resta a un nivel apropiado para una mayor estimación por parte de la siguiente etapa que es un convertidor analógico digital tipo flash de 10 bits de resolución para la digitalización de los bits menos significativos, de salida de este ADC se toman 9 bits. En el último paso se produce una superposición de dos bits (MSB's + LSB's), lo que provee finalmente una palabra de 16 bits. El proceso de conversión le lleva 500ns , ver figura 3.18.

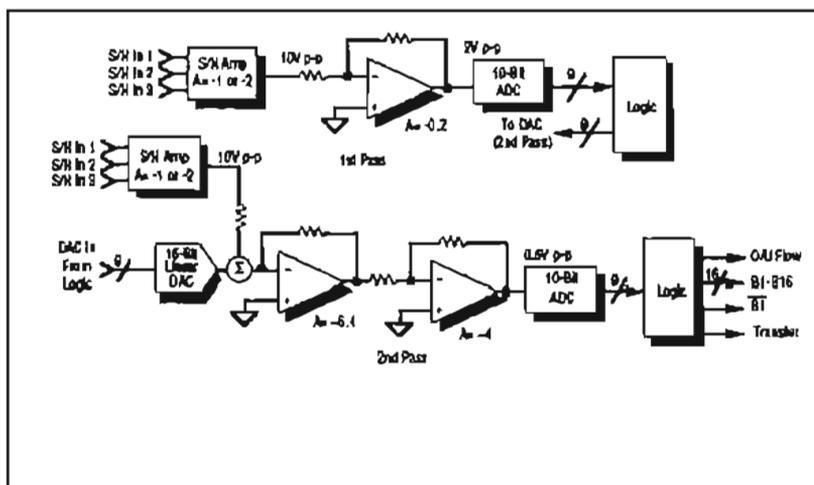


Fig.3.17 Diagrama de bloques del funcionamiento del ADC4322

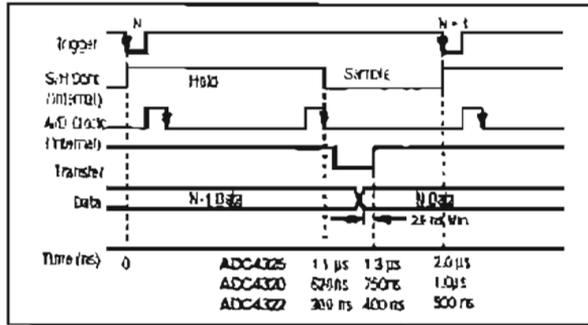


Fig.3.18 Diagrama de tiempo del ADC

Ya que en el proyecto de utilizarán 16 salidas y a que el ADC puede leer dos pixeles , para leer todo el detector se necesitarían 8 ADC's

3.5 Métodos de disminución de ruido

En el circuito integrado CRC-774 tiene un método de ruido que disminuye el ruido del propio detector, sin embargo también está el ruido de fondo generado por el propio telescopio , la atmósfera y el ruido de la electrónica de lectura por lo que se han desarrollado métodos de observación y de procesamiento de datos que minimicen lo más posible todos los ruidos.

3.5.1 Consideraciones para disminuir el ruido

Para poder disminuir el ruido de la imagen tenemos las siguientes consideraciones:

En una imagen lo que se observa es el brillo del objeto S más todo el ruido R, es decir, en una imagen tenemos S+R. Para minimizar el ruido de la imagen tendríamos que restárselo y hacer S=(S+R)-R. Esto solo minimizaría el ruido pero no lo quita totalmente ya que cada señal contiene su propia fluctuación, esto es que el ruido de cada imagen va a ser diferente.

En toda imagen generada por un detector el ruido tiene una función de Poisson debido a la naturaleza discreta de la detección de los fotones. En una función poissoniana la señal tiene la siguiente relación con el ruido

$$R = \sqrt{S} \dots\dots\dots(3.8)$$

Donde R es el ruido y S la señal

Así, tenemos que la relación señal a ruido esta dada por:

$$SNR = \frac{S}{\sqrt{S + R}} \dots\dots\dots(3.9)$$

donde S y R están dados en electrones por ADU (e^-/ADU) esto es el número de electrones que el detector genera por unidad digital.

Otra característica de esta distribución estadística es que la relación señal a ruido crece con la raíz cuadrada del tiempo de exposición (o macrointegración).

Esto implica que si el tiempo de exposición esta determinado por el número de imágenes individuales sumadas, donde cada imagen tiene un tiempo de exposición igual que las otras, entre más imágenes sumemos tendremos un mayor tiempo de exposición y la relación señal a ruido será mayor. Al proceso de sumar imágenes (o cuadros) se le llama cosumar. De igual manera, al proceso de restar cuadros se le llama corestar.

El tiempo de exposición (o macrointegración) depende del número de imágenes individuales que tomemos. Lo podemos definir como las n imágenes sumadas multiplicadas por t que es el tiempo de integración de cada una y es igual para todas. De esta forma, entre más imágenes tomemos tendremos un mayor tiempo de integración y la relación señal a ruido será mayor.

Se define como tiempo de exposición (macrointegración):

$$T = tn \dots\dots\dots(3.10)$$

dónde $n = n_1 + n_2 + n_3 + \dots + n_n$

Y la relación señal a ruido se puede obtener como

$$SNR = \sqrt{cT} \dots\dots\dots(3.11)$$

Donde t es el tiempo de exposición y c es la señal dada esta en e^-/ADU por segundo.

Ruido de lectura

El circuito de lectura agregará ruido a la imagen debido a incertidumbre en el proceso de cuantificación del detector, ruido producido por el preamplificador interno y por los circuitos externos.

Se dice que una imagen esta limitada por el ruido de lectura cuando se tiene una señal baja, por lo que el ruido de lectura excede el ruido de fotones. El tiempo de exposición puede incrementarse hasta que el ruido de los fotones exceda el ruido de lectura. En este punto se dice que la imagen esta foto limitada o limitada por el ruido de fotones.

3.5.2 Métodos observacionales

Existen dos métodos de reducción de ruido que implican el movimiento del espejo secundario y/o el movimiento de todo el telescopio.

1.-Chopping

El procedimiento consiste en hacer oscilar el espejo secundario entre dos posiciones muy cercanas entre sí, a una frecuencia determinada para enviar al detector los haces correspondientes a dos regiones del cielo vecinas. Ver figura 3.19.

En la primera posición el sistema observará una región donde se encuentra el objeto y en la segunda posición se observará hacia otra región del cielo muy cercano al objeto, pero sin el objeto, para que las condiciones atmosféricas sean lo más parecidas posibles al del primero. A dicho movimiento se le llama "Chopping".

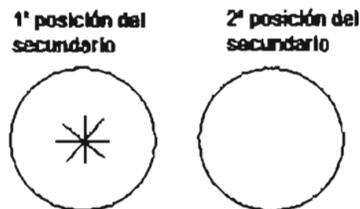


Fig. 3.19 Método de Chopping

Ejemplo

Si el secundario oscilará a una frecuencia de 3Hz se tiene un periodo de 333ms, ver figura 3.20. En este tiempo el sistema observará a dos puntos diferentes. En el primer semiciclo observará al campo con el objeto y se cosumarán el mayor número de cuadros posibles y en el segundo el sistema observará un campo sin objeto y se correstarán cuadros sin objeto a los cuadros ya cosumados. El número de cosumas y correstas será el mismo.

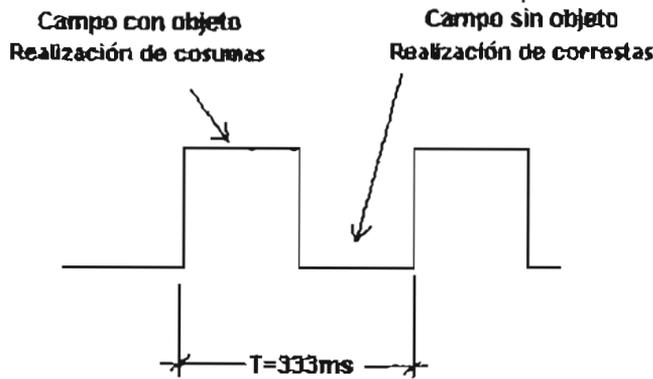


Fig.3.20 Forma de onda de la oscilación del secundario

Después de cierto tiempo o número de ciclos del secundario, los cuales definirá el observador, se obtendrá la imagen con el ruido minimizado.

2.- Nodding

El segundo método es similar al primero, la diferencia es que ahora todo el telescopio se mueve alternativamente de la primera posición a la segunda posición. A este método se le llama "Nodding". Ver figura 3.21.

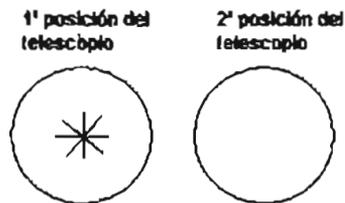


Fig. 3.21 Método de Nodding

El movimiento de *nodding* es el óptimo ya que al no haber cambios en la estructura del telescopio este genera en una u otra posición la misma radiación y de esta manera el ruido detectado por el detector en una y otra imagen, es decir, en la imagen con el objeto y en la imagen sin el objeto es prácticamente el mismo.

La desventaja es que en lo que se mueve todo el telescopio de un lugar a otro la atmósfera cambia, por lo que las condiciones de la atmósfera con el objeto en observación y sin el objeto no serán las mismas.

Por el método de Chopping, al tener un secundario oscilante, que por su tamaño se moverá más rápido que todo el telescopio, la atmósfera se mantiene prácticamente sin cambios entre una y

otra imagen. La desventaja es que debido a que el secundario se mueve en dos posiciones, la radiación emitida por el telescopio en una posición será distinta a la otra, es decir, el ruido o radiación infrarroja del telescopio para cada posición será diferente.

3.5.3 Nodding y Chopping

Para este proyecto se piensa utilizar el método de Chopping en combinación con el Nodding.

Este consiste en que primero el telescopio observará al objeto con su ruido y el secundario oscilará, de la posición 1 a la 2, ver figura 3.22. A la imagen de la posición 1 del secundario lo llamaremos α y β al cuadro donde no está el objeto, a la imagen final (después de realizar cosumas y correotas) la llamaremos A. Después el telescopio se moverá hacia la posición donde no esta el objeto (ruido), de manera que esta sea la primera posición del secundario, el secundario también oscilará, sin embargo ahora tendrá como primera posición a la imagen sin objeto y como segunda al objeto y su ruido, a la imagen final se le llamará B. Al ruido del cuadro α lo llamaremos R1 y al ruido de β lo llamaremos R2

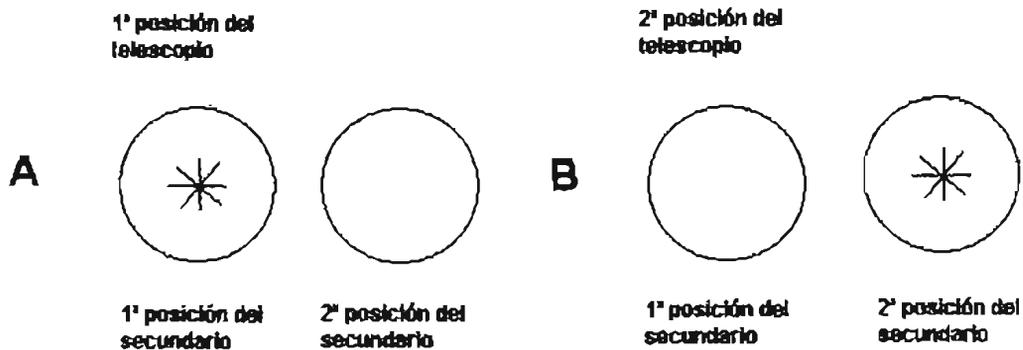


Fig. 3.22 Combinación de chopping y nodding

De esta manera se tiene

$$A = \alpha - \beta \dots \dots \dots (3.12)$$

Donde

$$\alpha = * + R1 \dots \dots \dots (3.13)$$

$$\beta = R2 \dots \dots \dots (3.14)$$

En la segunda posición del telescopio se tiene:

$$B = \alpha - \beta \dots \dots \dots (3.15)$$

Donde

$$\alpha = R1 \dots \dots \dots (3.16)$$

$$\beta = * + R2 \dots \dots \dots (3.17)$$

La imagen A y la Imagen B se guardarán en dos bloques de memoria y finalmente al restarse se obtendrá:

$$A - B = 2 * \dots \dots \dots (3.18)$$

La ecuación anterior expresa que con este método se tendría dos veces el brillo del objeto.

En el método expuesto existen dos formas de realizar las cosumas y correotas:

- En la memoria de la computadora después de leer cada cuadro
- En un dispositivo que realice ambas las operaciones en tiempo real, es decir, antes de almacenar los datos en memoria.

La ventaja de la primera opción es que los datos originales están presentes y es posible realizar un procesamiento posterior. La desventaja de este método es que requiere mucho más memoria y eso significativamente hace más lento la operación del sistema para permitir la escritura de cada cuadro. En el segundo método cada cuadro es sumado en un microprocesador o procesador de señales inmediatamente después de ser digitalizado. Los cuadros pierden su identidad pero el proceso es muy rápido. Para realizar las cosumas y correotas se analizarón dos procesadores digitales de señales, cuya descripción se presenta en el siguiente capítulo.

Después de este procesamiento la información al será almacenada en una computadora para realizar algunos ajustes finales a la imagen.

Finalmente, el sistema completo para la adquisición de imágenes del detector IBC como se muestra en la figura 3.23 de: el criostato en donde ira además de la óptica, la mecánica que moverá las lentes y espejos , fuera del criostato estará el sistema de lectura con sus 8 ADC's y 8 DSP's trabajando en paralelo, además de la tarjeta de temporización para el detector, la tarjeta de calibración, la electrónica de control de motores, temperatura, lectura de presión y posición de motores. Los datos provenientes de toda esta electrónica irán hacia una estación de trabajo que a través de la LAN irán hacia la computadora donde se le harán los ajustes finales a la imagen y donde el usuario manejará el instrumento.

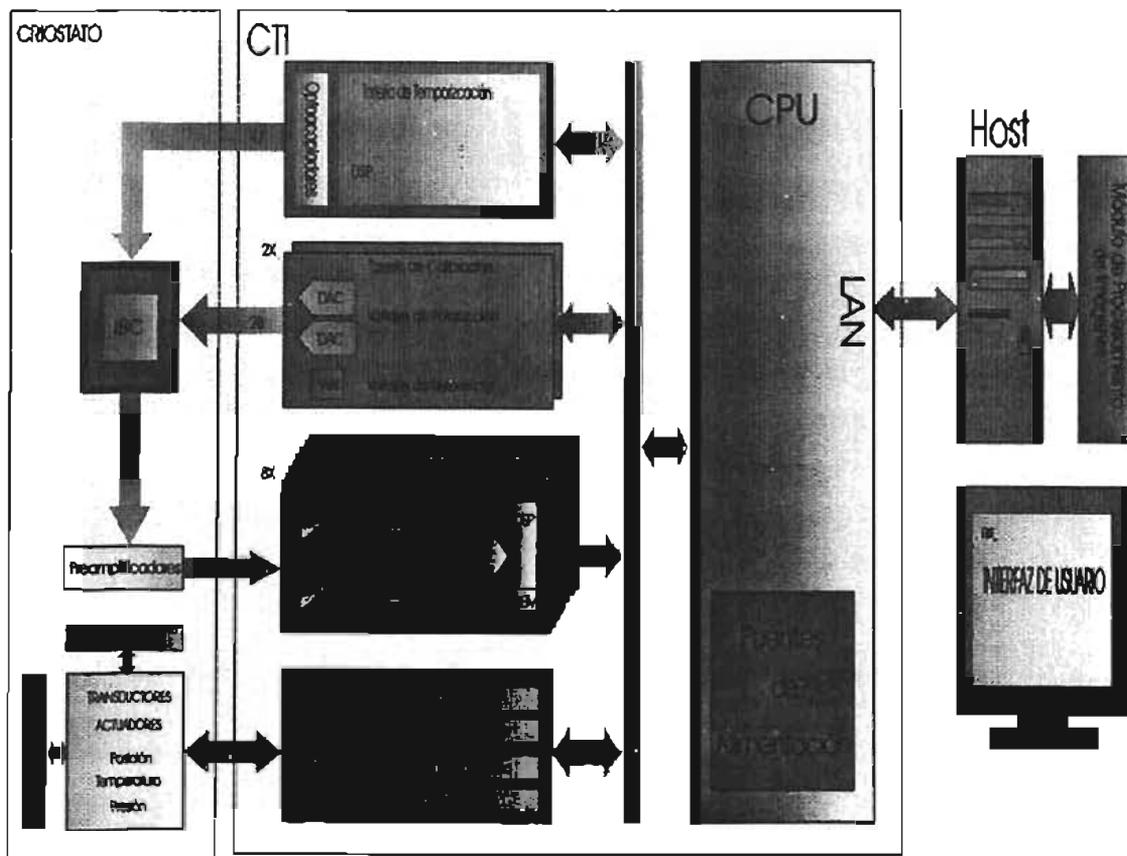


Fig. 3.23 Sistema de adquisición de imágenes del detector IBC

3.6 Requerimientos de memoria y definiciones de parámetros de lectura

3.6.1 Memoria

El sistema de lectura se basará en el modo de 16 salidas del detector. Ya que el convertidor tiene dos canales de entrada se pueden leer de dos en dos pixeles del detector por ADC, por lo que se requerirán de 8 ADC's.

Ya que se tienen 76800 pixeles (320 x 240) y serán convertidos a 16 bits se tiene que
 $153,600 \text{ bytes} = 76.800\text{K de }16\text{bits}$

Por lo tanto para cada ADC se necesita:

$$153,600 \text{ bytes} / 8 \text{ ADC's} = 19\text{Kbytes} \times \text{ADC}$$

La cantidad de memoria que se requiere por ADC es de 19Kbytes de memoria. Si se van a utilizar el método de la combinación entre Chopping y Nodding se necesitan dos bloques de memoria de 19Kbytes, uno donde se guardará la imagen A y el otro donde se guardará la imagen B.

3.6.2 Cuadros por Segundo

Los cuadros por segundo se refieren al número de cuadros que el sistema podrá leer y procesar en un segundo.

Ya que los cuadros por segundo están limitados por el tiempo de conversión se deduce que para leer y procesar un gran número de cuadros el procesador encargado de leer y consumir (o correstrar) tendrá que realizar ambas acciones en lo más cercano al tiempo de conversión del ADC. Otra consideración que se debe de tomar es el tiempo de retroceso de cuadro, es decir, cuando se llega al último píxel existe un tiempo para regresar al primer píxel que nuevamente será leído, por lo que en ese tiempo el procesador puede sumar los datos o terminar de sumar los datos que le faltan.

3.6.3 Tiempos de integración

Debido a los métodos observacionales que anteriormente definimos tenemos tres tiempos de integración:

Tiempo de microintegración: es la integración que realiza el detector.

Tiempo de Integración: es la que se alcanza con el número de cuadros consumados

Tiempo de macrointegración: es el tiempo que el espejo secundario oscila para generar la imagen .

Capítulo 4. Procesador digital de señales

4.1 Características generales de los procesadores digitales de señales

Los procesadores digitales de señales (DSP por sus siglas en inglés) son microprocesadores especializados para efectuar operaciones numéricas en tiempo real, en aplicaciones donde se requieren numerosos cálculos aritméticos en un tiempo muy limitado, ver tabla 4.1. Por sus aplicaciones específicas los DSP's tienen arquitecturas que son diferentes a los microprocesadores tradicionales. Un microprocesador tradicional tiene una arquitectura von Neuman donde las operaciones son realizadas secuencialmente. Ver figura 4.1.

Campos de Aplicación	Funciones
Propósito general	Transformada rápida de Fourier, Transformada de Hilbert, Generación de formas de onda, Convolución, Correlación.
Instrumentación	Analizador de espectros, Generación de funciones.
Lenguaje voz	Reconocimiento, Verificación, Síntesis de lenguaje, Redes neuronales.
Telecomunicaciones	Repetidores de línea, Multiplexación de canales Módems, Codificación de datos
Industrial	Control numérico, Robótica, Seguridad, Inspección visual.
Militares	Seguridad de comunicaciones, Procesamiento de Radar, sonar e imagen. Navegación, guiado de Misiles, módems de radio frecuencia.
Control	Control de impresora Láser, control de motores, Filtros Kalman.
Imagen	Reconocimiento de patrones, Animación, Transformación 3D.

Tabla 4.1 Aplicaciones del los procesadores de señales digitales

En un microprocesador el programa y los datos están contenidos en una misma memoria. De esta manera, la prebúsqueda de la siguiente instrucción, mientras ocurre la que se está ejecutando, no está permitida ya que las fases de captura y ejecución requieren de acceso de memoria. Ver figura 4.2.

La combinación de la arquitectura tipo Harvard en los DSP's que es la separación de los buses de datos y datos de programa, y su conjunto de instrucciones especiales para el DSP proveen una alta velocidad de ejecución y gran flexibilidad, ver figura 4.3. De esta forma se produce una familia de procesadores capaces de ejecutar 10 MIPS (millones de instrucciones por segundo), ya que se implementan funciones en hardware, que en comparación a otros procesadores, recurren al

software o microcódigos para generarlas. Esta arquitectura permite la aplicación de Pipeline. Algunos de los fabricantes actuales de DSP's son Texas Instruments, Analog Devices y Motorola.

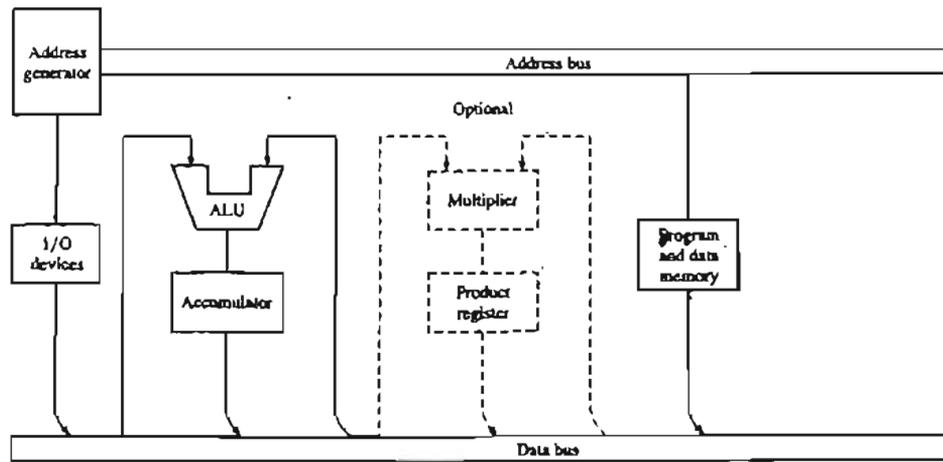


Fig. 4.1 Arquitectura simplificada de un microprocesador

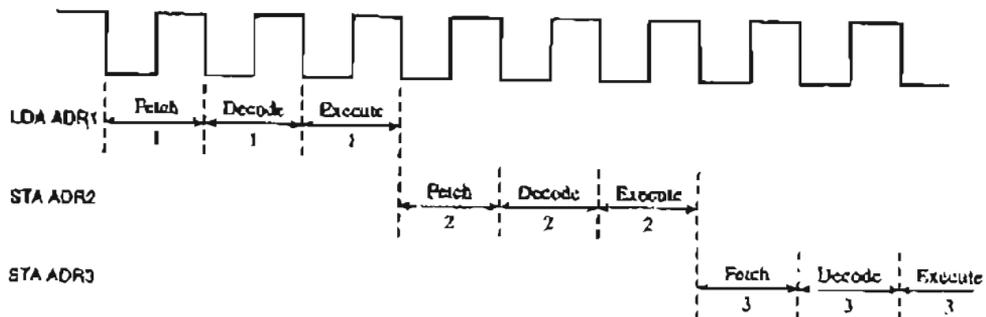


Fig. 4.2 Ilustración de prebúsqueda, decodificación y ejecución en la arquitectura de un microprocesador

En el presente trabajo se realizaron pruebas con dos DSP de la familia TMS320 de Texas Instruments. Estos fueron el TMS320C31 y el TMS320C50.

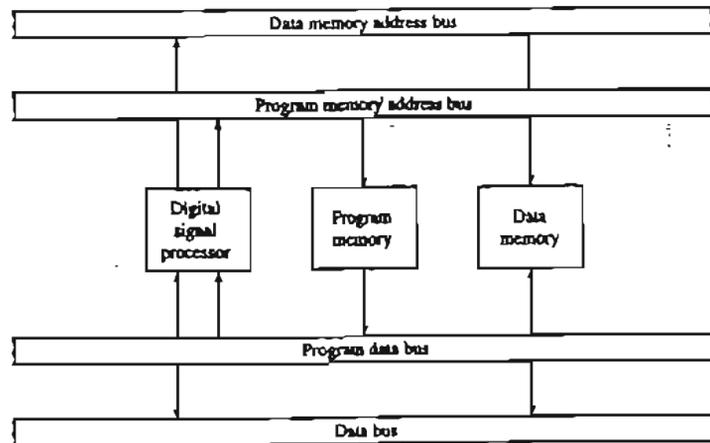


Fig. 4.3 Arquitectura Harvard. Bus de datos y bus de programa.

Para cumplir con sus propósitos de realizar algoritmos para el procesamiento digital de señales un DSP debe realizar operaciones aritméticas muy rápidamente y manejar algoritmos con matemáticas intensivas para su realización en tiempo real. La familia de procesadores TMS320 tiene algunos conceptos de diseño básicos que los caracteriza y que son comunes en sus diversas generaciones de DSP:

- Arquitectura Harvard
- Extensivo Pipeline
- Un multiplicador dedicado en Hardware
- Instrucciones especiales para el PDS
- Ciclos de instrucción rápidos

4.1.1 La operación Pipeline

Una instrucción Pipeline es la operación en paralelo de prebúsqueda, decodificación y ejecución.

Esta técnica es usada extensamente en los DSP's para incrementar la velocidad de trabajo. En el pipeline mientras una instrucción es buscada, el operando de la instrucción previa es buscado, esto puede verse como un flujo donde una instrucción es buscada, una decodificada y otra instrucción es ejecutada, es decir una forma de pipeline de tres estados. Ver figura 4.4.

En un programa típico para DSP una instrucción buscará dos operandos de memoria, los multiplicará, sumará el producto anterior al acumulador, escribirá el resultado en memoria e

incrementará el contenido de los registros de dirección; en forma secuencial llevará varios ciclos de tiempo, mientras que en pipeline se optimizará el tiempo de las operaciones mencionadas.

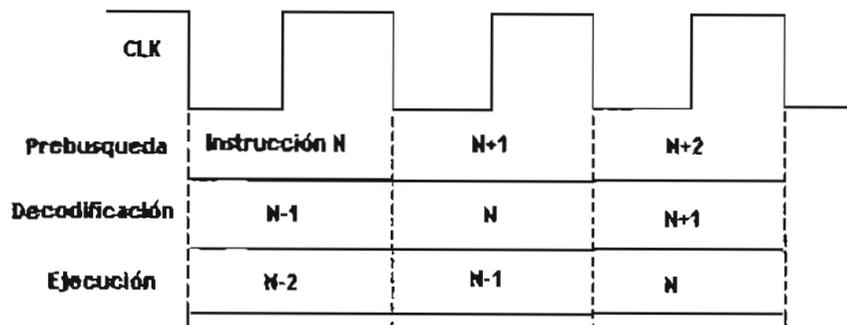


Fig.4.4 Operación Pipeline a tres niveles

4.2 El TMS320C31

El DSP TMS320C31 es el segundo miembro de la generación de DSP's C3x de punto flotante de Texas Instruments el cual es compatible con el C30. El 'C31 tiene la misma rapidez en el CPU que todos los otros miembros de la generación pero ofrece un conjunto diferente de periféricos que le permiten tener una excelente relación precio/desempeño. Ver figura 4.5.

Sus características principales son las siguientes:

- Operación de datos enteros a un punto flotante
- Un canal de Acceso Directo a Memoria (DMA) concurrente a I/O con el cual es posible comunicarse con dispositivos más lentos sin detener al CPU
- Tiempo de ciclo de instrucción de 40ns.

El CPU es capaz de realizar:

- 50 MFLOPS (millones de operaciones en punto flotante por segundo)
- 25 MIPS (millones de instrucciones por segundo)
- Instrucciones y palabras dato de 32 bits, direcciones de 24 bits
- Soporte para lenguaje de alto nivel (lenguaje C)
- 2K x 32 bits de RAM
- 4K x 32 bits de ROM

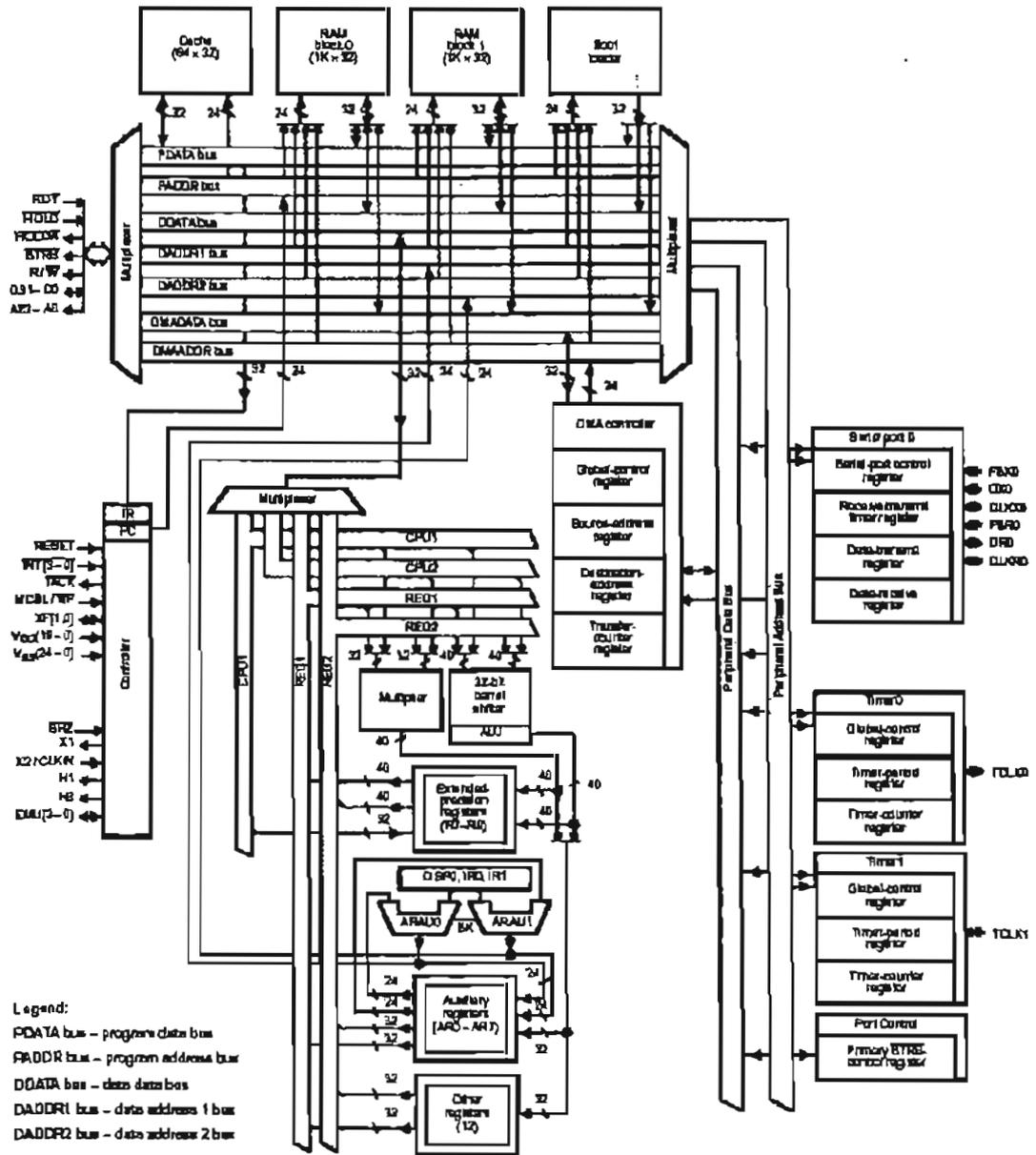


Fig. 4.5 Arquitectura del TMS320C31

- Una interfaz externa del bus de datos y direcciones
- Un puerto serie
- Estructura de múltiples interrupciones
- Existe compilador de C a ensamblador para su programación.

4.2.1 El CPU

El C3x tiene un CPU basado en una arquitectura de registros compuestos por los siguientes elementos:

- Un multiplicador

Es capaz de multiplicar enteros de 24 bits (con resultado expresado en 32 bits) y valores de punto flotante de 32 bits (con resultados expresados en 40 bits)

- Una Unidad Aritmética lógica (ALU)

Capaz de realizar operaciones aritméticas sobre enteros de 32 bits, datos de punto flotante en 40 bits, y lógicas en datos de 32 bits.

- Un cambiador de barril de 32 bits

Utilizado para corrimiento de hasta 32 bits hacia la izquierda o derecha en un solo ciclo.

- Buses internos

Capaces de manipular 2 operandos desde la memoria (CPU1/CPU2) y 2 operandos desde el archivo de registros (Reg1/Reg2)

- Unidades aritméticas de registro auxiliares (ARAUs)

Pueden generar 2 direcciones en un solo ciclo

- Un archivo de registros de CPU

4.2.1.1 Registros del CPU

- Registros de precisión extendida (R0-R11)

Son capaces de almacenar y realizar operaciones de números enteros de 32 bits y de punto flotante de 40 bits. Cualquier instrucción que suponga que los operandos son números de punto flotante usa los bits de 39 a 0. Si los operandos son enteros con o sin signo, solo son usados los bits de 31 a 0 y los restantes permanecen sin cambio.

- Registro auxiliares de 32 bits (AR0-AR7)

Pueden ser accesados por el CPU y modificados por las dos ARAUs. La función principal de los registros auxiliares es la generación de direcciones de 24 bits. Aunque también pueden ser usados como contadores de ciclo o como registros de propósito general de 32 bits que pueden ser modificados por la ALU y el multiplicador.

- Apuntador de página de datos (DATA-PAGE-POINTER, DP)

Es un registro de 32 bits, cargado por la instrucción LDP. Los 8 bits menos significativos del apuntador de página de datos son usados por el modo de direccionamiento directo como un apuntador a la página de datos que esta siendo direccionada. Las páginas de datos tienen una longitud de 64k palabras (Words), para dar un total de 256 páginas.

- Registros de índice de 32 bits (IR0,IR1)

Contienen el valor usado por el ARAU para calcular una dirección indexada

- Puntero de la pila del sistema (SP)

Es un registro de 32 bits que contiene la dirección más alta de la pila del sistema. El SP siempre apunta al último elemento guardado en la pila.

- Registro de estado

Contiene información global relativa al estado del CPU, usualmente las operaciones activan las banderas de condición de este registro según sea el resultado cero, negativo, etc. Además existen otras banderas como la de Habilitación Global de Interrupción, de Modo de Repetición, etc.

- Registro de habilitación de interrupción al CPU/DMA (IE)

Es un registro de 32 bits, mediante el cual es posible habilitar o inhabilitar las interrupciones tanto del CPU como del DMA.

- Registro de banderas de interrupción del CPU (IF)

Registro de 32 bits, mediante el cual se indica que interrupción fue activada, por lo cual es posible generar cualquier interrupción con solo escribir un 1 en el bit de la interrupción correspondiente.

- Registro de banderas de entrada salida (IOF)

Mediante este registro es posible manejar las conexiones externas XF0 Y XF1, las cuales pueden ser configuradas como entradas o salidas.

- Registro de conteo de repetición

Registro utilizado para especificar el número de veces que un bloque de código será repetido, cuando se realiza repetición de bloque, si RC contiene N, el ciclo se ejecuta N+1.

- Registro de repetición de bloque (RS,RE)

El registro de inicio de dirección de repetición (RS) contiene la dirección de memoria que indica el inicio del bloque de programa que será repetido cuando el CPU esta en modo de repetición. Mientras que el registro de fin de dirección de repetición (RE) contiene la dirección de memoria que indica el final del bloque del programa que será repetido.

- Contador de programa (PC)

Registro de 32 bits que contiene la dirección de la próxima instrucción a ser traída para su posterior decodificación y ejecución.

4.2.2 Memoria del C31

El DSP TMS320C31 es capaz de direccionar una memoria de 16 millones de localidades de una palabra de 32 bits de longitud, la cual puede contener programas, datos, espacios de Entrada/Salida, etc. Cuentan con 2 bloques de memoria RAM dentro del chip, cada una de 1K x 32 bits, las cuales son capaces de soportar dos accesos del CPU en un solo ciclo y gracias a la separación de buses del programa y de DMA, permiten traer programas en forma paralela para su posterior decodificación. Existe un bloque de 64x 32 bits de memoria cache para almacenar instrucciones o secciones de código que se repitan, con lo cual se evitan los accesos a memoria externa.

4.2.3 Interrupciones en el C31

El TMS320C31 permite múltiples interrupciones, tanto externas como internas. Las interrupciones externas están sincronizadas internamente con tres flip-flops cuyos relojes son H1 y H3. Una vez sincronizados, la entrada de interrupción activará la bandera correspondiente en el registro IF. Cabe mencionar que cada interrupción debe ser activada por un tiempo no menor de un ciclo de H1 (de lo contrario no será detectada) y no mayor de 2 flancos de bajada de H1 (se interpretará como múltiples interrupciones)

4.2.3.1 Prioridades de las interrupciones

Cuando dos interrupciones ocurren en el mismo ciclo de reloj o cuando dos interrupciones previamente recibidas están esperando ser atendidas, una interrupción será atendida antes que otra. El CPU atiende a la interrupción con menor prioridad, según la tabla 4.2.

Reset o interrupción	Vector de localización	Prioridad	Función
RESET	0h	0	Señal externa de reset
INT0	1h	1	Señal externa de int0
INT1	2h	2	Señal externa de int1
INT2	3h	3	Señal externa de int2
INT3	4h	4	Señal externa de int3
XINT0	5h	5	Señal de puerto serie Tx
RINT0	6h	6	Señal de puerto serie Rx
TINT0	9h	7	Señal generada por timer0
TINT1	Ah	8	Señal generada por timer1
DINT	Bh	9	Señal generada por DMA

Tabla 4.2 Prioridad de interrupciones

4.2.3.2 Bits de control de interrupción

Cuatro registros del CPU contienen bits utilizados para controlar la operación de las interrupciones.

- Registro de Estado (ST).

El bit de habilitación global de interrupción al CPU controla todas las interrupciones habilitadas del CPU. Si este bit es 1 el CPU responde a las interrupciones habilitadas..

- Registro de habilitación de interrupción al CPU/DMA (IE).

Este registro controla de manera individual las interrupciones, externas, serial , de timers, etc.) que van al CPU o DMA.

- Registro de Banderas de interrupción del CPU (IF).

Este registro contiene bits de bandera que indican si la correspondiente interrupción esta activada.

- Registro de control global de interrupción del DMA.

Las interrupciones al DMA son controladas por medio de los bits de sincronización (SYNC) de este registro, las interrupciones del DMA son independientes al bit GIE del registro ST.

4.2.3.3 Desempeño del registro de banderas de interrupción

Cuando ocurre una interrupción externa o interna, el bit correspondiente del registro IF es puesto a 1. Cuando el CPU o el controlador de DMA procesan esta interrupción, el bit de bandera de

interrupción es desactivado (puesto a 0) por la señal interna de reconocimiento de interrupción, cabe mencionar que si la interrupción externa INTn permanece activada después de la señal de reconocimiento, se generará otra nueva interrupción INTn. Si se escribe un 1 en un bit del registro IF, se activará la interrupción correspondiente.

4.2.3.4 Proceso de interrupción

El TMS320C31 permite al CPU y al controlador de DMA responder y procesar interrupciones en paralelo. La siguiente figura muestra en un diagrama de bloques la secuencia del proceso de interrupción.

- El CPU completa todas las instrucciones traídas previamente de la memoria.
- El valor actual del PC es almacenado en la pila
- El vector de interrupción es traído de memoria y cargado en el PC.
- El CPU comienza a ejecutar la primera instrucción de la Rutina de Servicio de Interrupción (ISR). Si se desea hacer esta rutina interrumpible, se debe de activar el bit GIE después de entrar al ISR.

El proceso de ciclo de interrupción del DMA es similar al del CPU. Después que la correspondiente bandera de interrupción se desactiva, el controlador de DMA procede de acuerdo a los bits de sincronía (SYNC) del registro global de control del DMA. Cabe mencionar que las interrupciones son inhabilitadas durante las instrucciones de repetición y brinco con retardo (hasta que se ejecuta la tercer instrucción posterior al brinco).

4.2.4 Periféricos del C31

El DSP C31 posee dos contadores de eventos/relojes, un puerto serie (Tx y Rx) y un controlador de DMA. Todos estos módulos son controlados a través de registros mapeados en memoria.

4.2.4.1 EL controlador de acceso directo a memoria

El C3x tiene dentro del circuito integrado un controlador de acceso directo a memoria (DMA) que reduce la necesidad del CPU para realizar funciones de Entrada/Salida. El controlador del DMA puede realizar operaciones de E/S sin interferir con el CPU por el cual es posible conectar al C3x a

memorias y periféricos (convertidores, puerto serie, etc.) más lentos sin reducir el desempeño del CPU. Ver figura 4.6.

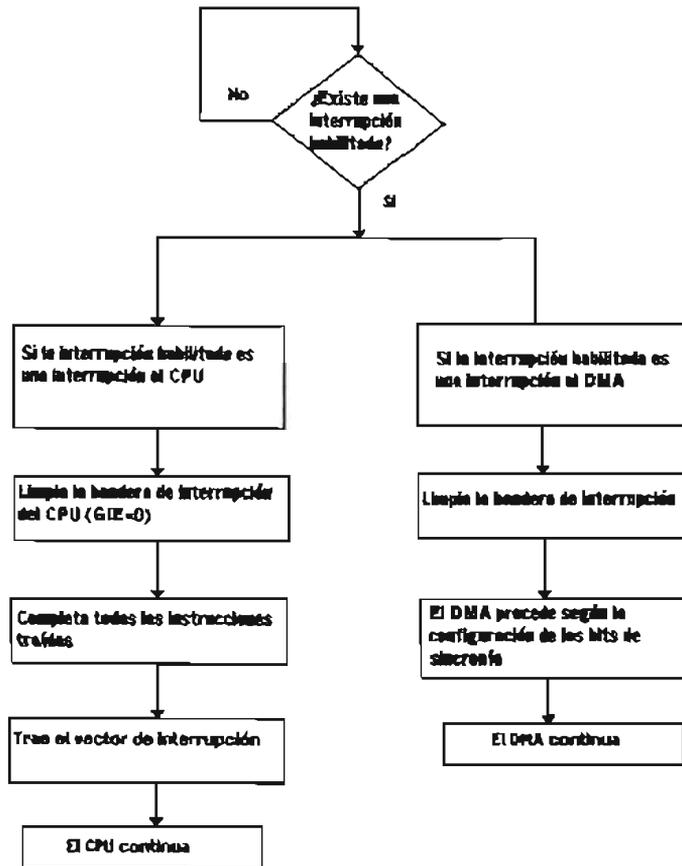


Fig. 4.6 Proceso de Interrupción CPU/DMA

La operación del DMA es controlada por medio de cuatro registros mapeados en memoria:

- Registro de Control Global de DMA.

Controla el estado en el cual el controlador de DMA opera, también indica el estado del DMA, si la dirección fuente y destino pueden ser incrementadas, decrementadas o sincronizadas, etc.

- Registro de direcciones fuente y destino.

Estos registros son de 24 bits de longitud, con lo cual el controlador de DMA puede leer y escribir en cualquier parte de la memoria. Contiene la dirección fuente (lee el dato) y destino (escribe el dato). De acuerdo a lo especificado por los bits DECSRC, INCSRC, DECDST e INCDST del

registro de control global, estos registros son incrementados o decrementados al final del correspondiente acceso a memoria.

- Registro contador de transferencia

Es un registro de 24 bits, controlado por un contador a cero de la misma longitud, el contador se decrementa al inicio de una escritura a memoria realizada por el DMA, de esta forma puede controlar el tamaño del bloque de datos transferidos.

- Registro de habilitación de interrupciones al CPU/DMA (IE). Ver sección de interrupciones

4.2.4.2 Operación de transferencia de DMA

Cada transferencia de DMA consiste de dos partes:

- 1.- Leer un dato desde la dirección especificada en el registro fuente.
- 2.- Escribir un dato que ha sido leído a la dirección especificada por el registro destino.

Una transferencia se completa solo cuando la lectura y escritura se completa. Al final de una lectura de DMA la dirección fuente es modificada (Incremento, decremento o fijo) al final de la escritura a memoria, al igual que el contador es decrementado en ese momento.

El tiempo que el DMA tarda en leer y escribir un dato depende del lugar fuente y el lugar destino. Para el presente trabajo el lugar fuente será el bus primario y el destino la memoria RAM del DSP. En la figura 4.7 se muestran el número de ciclos que tarda en leer y escribir para tres lugares de fuente: en la memoria del DSP, en el bus primario (STRB bus) y en el bus expandido (IOSTRB bus), para el caso del TMS320C30. Cuando la fuente de los datos esta en el bus primario el proceso DMA tarda en leer y escribir 3 ciclos es decir 120ns. Este tiempo es adecuado para los tiempos requeridos de lectura el detector IBC.

Cycles (#1)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	Rate
Source on chip	R ₁		R ₂		R ₃		R ₄		R ₅		R ₆		R ₇		R ₈				(1 + 1) T
Destination on chip		W ₁		W ₂		W ₃		W ₄		W ₅		W ₆		W ₇					
Source STRB, STRB0, STRB1, MSTRB bus	R ₁	R ₁	R ₁	I		R ₂	R ₂	R ₂	I		R ₃	R ₃	R ₃	I					(2 + C _r + 1) T
Destination on chip					W ₁					W ₂					W ₃				
Source IOSTRB bus	R ₁	R ₁	R ₁	R ₁	I		R ₂	R ₂	R ₂	R ₂	I		R ₃	R ₃	R ₃	R ₃	I		(3 + C _r + 1) T
Destination on chip						W ₁						W ₂						W ₃	

Legend:
 T = Number of transfers
 C_r = Source-read wait states
 C_w = Destination-write wait states
 R = Single-cycle reads
 W = Single-cycle writes
 R_p = Multicycle reads
 W_p = Multicycle writes
 I = Internal register cycle

Fig.4.7 Tiempo de DMA cuando el destino de los datos es en la memoria del procesador.

4.2.4.3 Sincronización del canal de DMA

Es posible sincronizar la actividad del DMA con las interrupciones, según sea el valor escrito en los bits de la sincronía (SYNC) del registro global. Los tipos de sincronización son:

- Sin sincronización: El controlador de DMA realiza una lectura/escritura cuando no exista ningún conflicto con el CPU (todas las interrupciones son ignoradas).
- Sincronización de origen: No se realiza una lectura hasta que una interrupción es recibida por el DMA.
- Sincronización de Destino: El controlador de DMA esta sincronizado con el destino, primero todas las interrupciones son ignoradas hasta que la lectura es finalizada y no se escribirá en memoria hasta que es recibida una interrupción.
- Sincronización de fuente y destino: El controlador de DMA es sincronizado en ambas actividades (leer y escribir), así una lectura/escritura será realizada hasta que se reciba una interrupción en el DMA.

4.3 Tarjeta de desarrollo del TMS320C31

La tarjeta DSK (Digital Starter Kit) del TMS320C31 permite hacer experimentos con programas para algoritmos de procesamiento digital de señales en tiempo real, ver figlura 4.5. La tarjeta nos ofrece la libertad de crear nuestro propio software el cual puede ejecutarse sobre la misma. El ensamblador y depurador para la tarjeta DSK son programas de interfaz que ayudan al programador a probar y refinar programas en lenguaje ensamblador para la tarjeta DSK. La memoria disponible de esta tarjeta es únicamente la memoria RAM interna del TMS320C31, es decir, 2k palabras. Ver figura 4.9.

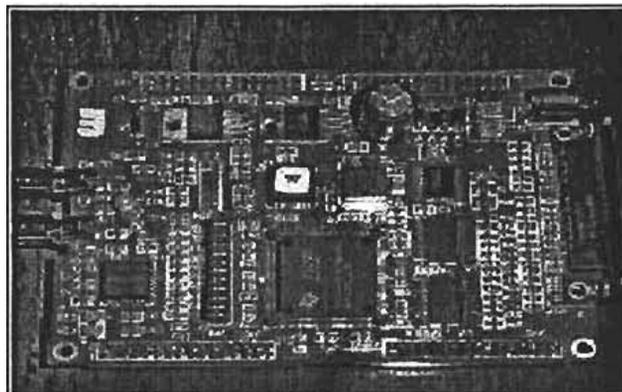


Fig.4.8 Tarjeta del Starter Kit TMS320C31

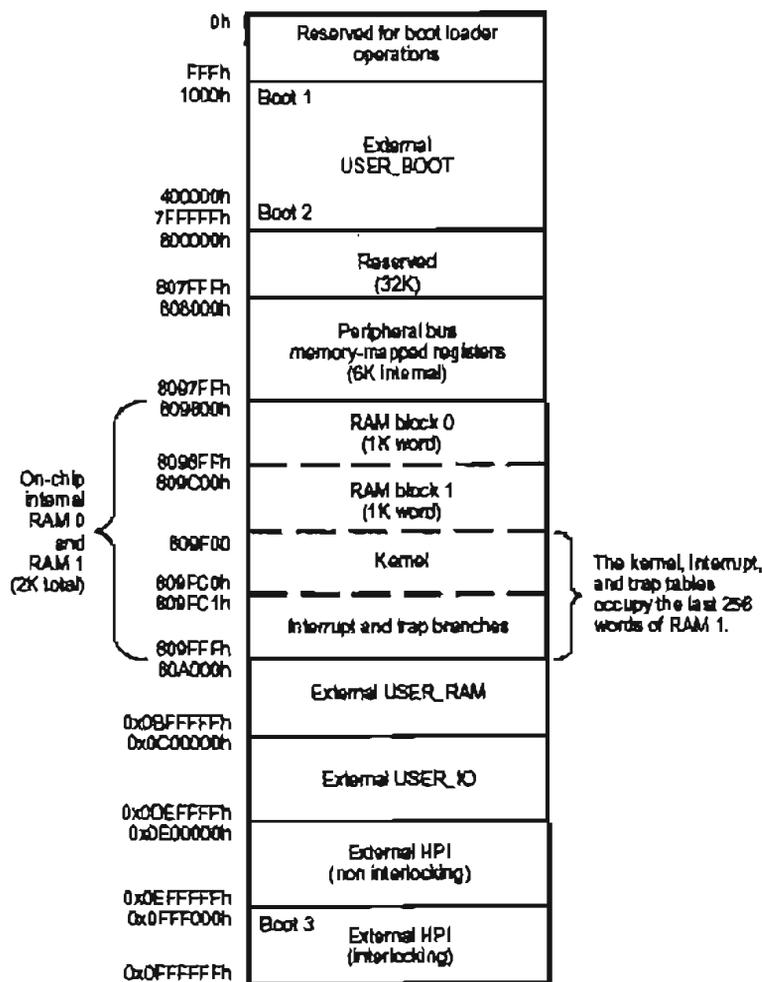


Fig.4.9 Mapa de memoria del TMS320C31

Las características más importantes de la tarjeta son las siguientes:

- Contiene el TMS320C31-50 de punto flotante
- Tiene un tiempo de ciclo de instrucción de 40ns
- Posee 25MIPS de capacidad de procesamiento.
- Contiene una interfaz de comunicación por el puerto paralelo de la impresora para conectarse a la PC la cual permite comunicarse al TMS320C31 con los programas de la PC.
- Adquisición de datos analógicos por medio del circuito integrado para interfaz analógica TLC32040
- Conectores plug RCA para entradas y salidas analógicas.

- Conectores de expansión para poder conectar el TMS320C31 con otras tarjetas DSK.

Para su funcionamiento basta conectar la tarjeta a la PC a través de un cable de puerto paralelo para impresora y alimentarla con un transformador de 9Vac a 250mA.

Los programas de interfaz necesitan de un sistema operativo, en el caso de Microsoft, de Windows 98 o versiones anteriores

4.4 Características generales del DSP TMS320C50

Ya que el trabajo realizado con el TMS320C50 fue menor que con el C31, por algunas razones que veremos en el siguiente capítulo, se expondrán a grandes rasgos sus características.

El TMS320C50 es un procesador de punto fijo que está basado en el TMS320C25 con una arquitectura adicional que mejora el desempeño. Tiene las siguientes características:

- 35/50 ns de ciclo de instrucción para instrucciones en punto entero (28.6/20 MIPS)
- 9k x 16 bits de memoria RAM interna, con acceso en un ciclo (SARAM)
- 2k x 16 bits en memoria ROM acceso en un ciclo.
- 1056 x 16 bits en memoria RAM interna, puede accesarse dos veces por ciclo de máquina (DARAM).
- 224k x 16 bits máximo espacio direccionable en memoria externa (64 k palabras de programa, 64 k palabras de datos, 64k puertos I/O y 32 k palabras globales).
- Acumulador (ACC) de 32 bits y un acumulador buffer (ACCB) de 32 bits.
- Acumulador (ACCB) de 32 bits.
- Multiplicador paralelo de 16x16 con capacidad de productos de 32 bits.

La interfaz local de la memoria del TMS consiste de un bus de datos paralelo de 16 bits (D15-D0), un bus de direcciones de 16 bits (A15-A0), tres pines para selección de memoria datos/programa o espacio de entrada salida (/DS,/PS e /IS), y varias señales de control del sistema. La señal R/W controla el sentido de transferencia del dato, y la señal /STRB provee un tiempo válido para la transferencia de información, además contiene las señales de salida /RD y /WE que se pueden conectar directamente a memorias RAM con pines de entrada /OE.

4.4.1 Tarjeta de desarrollo del TMS320C50

El starter kit del DSP TMS320C50 es una tarjeta que se puede conectar al puerto serie de una computadora personal. La memoria disponible de esta tarjeta es únicamente la memoria RAM interna

del C50, es decir 10k palabras, ver figura 4.10. Un programa kernel está contenido en una memoria PROM de 32 k bytes, la cual se utiliza sólo para arrancar al TMS320C50 y crear el ambiente, en el mapa de memoria se reserva de la localidad 840h a 97Fh para el kernel del programa depurador. Los vectores de interrupción se localizan en las direcciones 800h a 83Fh.

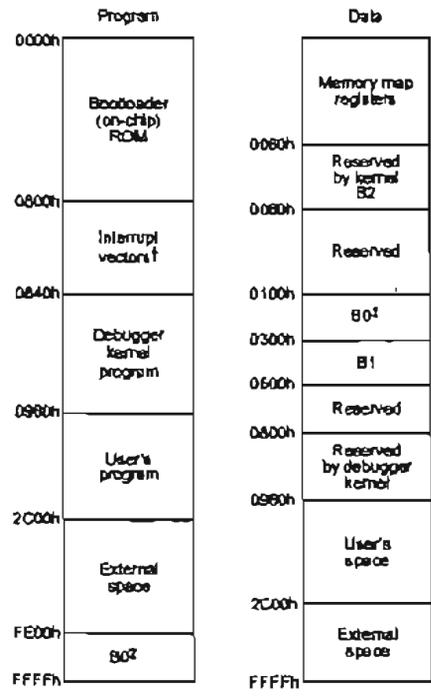


Fig. 4.10 Mapa de memoria del Starter Kit TMS320C50

Para su funcionamiento basta conectar la tarjeta a la PC a través de un cable RS-232 y alimentarla con una transformador de 9Vac a 250mA. Los programas de interfaz para este DSP necesitan de un sistema operativo, en el caso de Microsoft, de Windows 98 o versiones anteriores.

En el siguiente capítulo se presentan las pruebas que se realizaron con los dos procesadores mencionados y los resultados obtenidos.

Capítulo 5. Pruebas de laboratorio

Introducción

Lo visto en los capítulos anteriores muestra lo difícil que resulta realizar una observación de un objeto celeste en el infrarrojo ya que inevitablemente la radiación producida por el cielo y el telescopio va a ser registrada por el detector por lo que la señal de interés va a estar inmersa en toda esta radiación. En una observación ordinaria en el infrarrojo la radiación de fondo puede llegar a ser un millón de veces más brillante que el objeto. Para poder rescatar a esta señal debemos tomar en cuenta algunos aspectos vistos en el tercer capítulo del presente trabajo.

La relación señal a ruido de la imagen aumenta con la raíz cuadrada del tiempo de exposición y el tiempo de exposición se relaciona con el número de cuadros leídos, entre más lecturas de un objeto se obtengan sin que el detector se sature, generalmente se llega hasta un 80% del nivel más alto del detector, la relación señal a ruido crecerá.

Para lograr imágenes con grandes relaciones señal a ruido necesitamos de circuitos electrónicos rápidos que nos permitan leer y procesar los datos con un tiempo mínimo y así obtener una gran cantidad de cuadros por segundo y un tiempo de integración eficiente.

Bajo este marco es fundamental lograr un sistema que lea y procese los datos a alta velocidad por lo que se requiere de:

- Preamplificador de alta velocidad de respuesta
- Convertidor con tiempos cortos de conversión
- Procesamiento en el tiempo mínimo

Las pruebas de laboratorio que a continuación se presentan están enfocadas en lograr cortos tiempos de procesamiento en tiempo real. En estas pruebas se usaron las etapas de conversión y procesamiento.

Las pruebas se realizaron con las tarjetas de desarrollo del TMS320C50 y del TMS320C31. De cada prueba se presentan los resultados obtenidos.

5.1 Pruebas con la tarjeta de desarrollo del TMS320C50

Para realizar las pruebas con el TMS320C50 se utilizó el siguiente equipo

Generador de funciones

Osciloscopio

1 fuente

1 transformador de 9Vac a 250mA

Los circuitos que se usaron son los siguientes:

1 buffers 74HC541 (Para hoja de datos ver apéndice A)

1 compuerta SN7404

5.1.1 Interfaze entre el ADC4322 y el DSP C50

Para realizar la transmisión de los datos entre el ADC4322 y el DSP C50 se tiene la siguiente secuencia:

El ADC interrumpe al DSP después de determinado tiempo, durante el cual la conversión de los datos se completa, para notificar al DSP que los datos están listos para ser leídos.

Cuando el ADC envía la señal al DSP, este debe de enviar una señal de notificación que comunique que esta listo para leer los datos. (Ver fig.5.1)

Para poder tener sincronía entre el ADC y el DSP necesitamos que el DSP responda a la señal del ADC en un tiempo menor de 500ns, que es el tiempo de conversión del ADC4322.

Además, recordando los requerimientos de tiempo para leer y procesar (consumar o correstar) los datos del detector y tener una frecuencia de cuadro alta, el DSP debe de leer y procesar en un tiempo lo más cercano a 500ns.

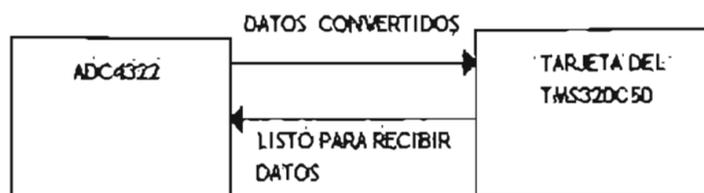


Fig. 5.1 Comunicación entre el ADC y el DSP

Para lograr la interface con el C50 se analizaron 3 opciones:

a)Banderas de entrada y salida

El C50 cuenta con dos pines de propósito general que son manejados por software. El pin BIO por donde entraría la señal del ADC (bandera de entrada) y el XF que genera una señal de salida (bandera de salida). Sin embargo, no es posible utilizar el pin BIO ya que la tarjeta del TMS320C50 lo utiliza para comunicarse con la computadora.

b) Interrupciones

El C50 cuenta con cuatro interrupciones externas que podrían ser utilizadas por el ADC para transmitir la información. Al ser interrumpido el DSP genera una señal para decir que va a atender la interrupción.

El mínimo tiempo que el C50 se lleva para atender a la interrupción son 8 ciclos, es decir, $8 \times 50\text{ns} = 400\text{ns}$. Este tiempo sumado con el tiempo de cosuma o comesta de los datos nos llevaría más de 700ns.

c) Entrada por un puerto

El TMS50 puede direccionar hasta 64k puertos I/O de 16 bits permitiendo el acceso a periféricos. De los 64k puertos 16 son mapeados en el espacio de memoria dato (PA0 a PA15 de 50h a 5Fh).

Cada vez que se accesa o envía un dato por un puerto, el puerto genera un señal de nivel alto, podemos utilizar esta señal como respuesta del DSP.

5.1.2 Tiempo de respuesta del C50 al ADC4322

En esta prueba el objetivo es medir el tiempo que el DSP C50 tarda en evaluar si la señal que entra por un puerto es un uno o un cero.

Se hizo un programa en el archivo Proga315.asm en el que con la instrucción IN se esta detectando una señal por la dirección del puerto A15 y evalúa si es un uno o un cero.

El código de este programa se describe más adelante.

Para esta prueba se implementó el circuito de la figura 5.2 y su funcionamiento es el siguiente:

Cuando el programa ejecuta la instrucción IN, el puerto A15 detectará un acceso y envía un nivel alto por el pin A15. Este nivel se invierte y se envía a la entrada *Output Enable* OE1 del buffer 74HC541 que permitirá el paso de la señal al pin D0.

Por el pin de D0 de la tarjeta del C50 entra la señal de interrupción del ADC ,para esta prueba se utilizó una señal cuadrada de 20kHz y 5V de amplitud del generador de funciones. Se utilizo esta señal, menor a 2MHz, para poder observar claramente en el osciloscopio el tiempo que el DSP tarda en detectar un uno o un cero.

El puerto A15 al detectar un acceso envía un nivel alto por el pin A15.

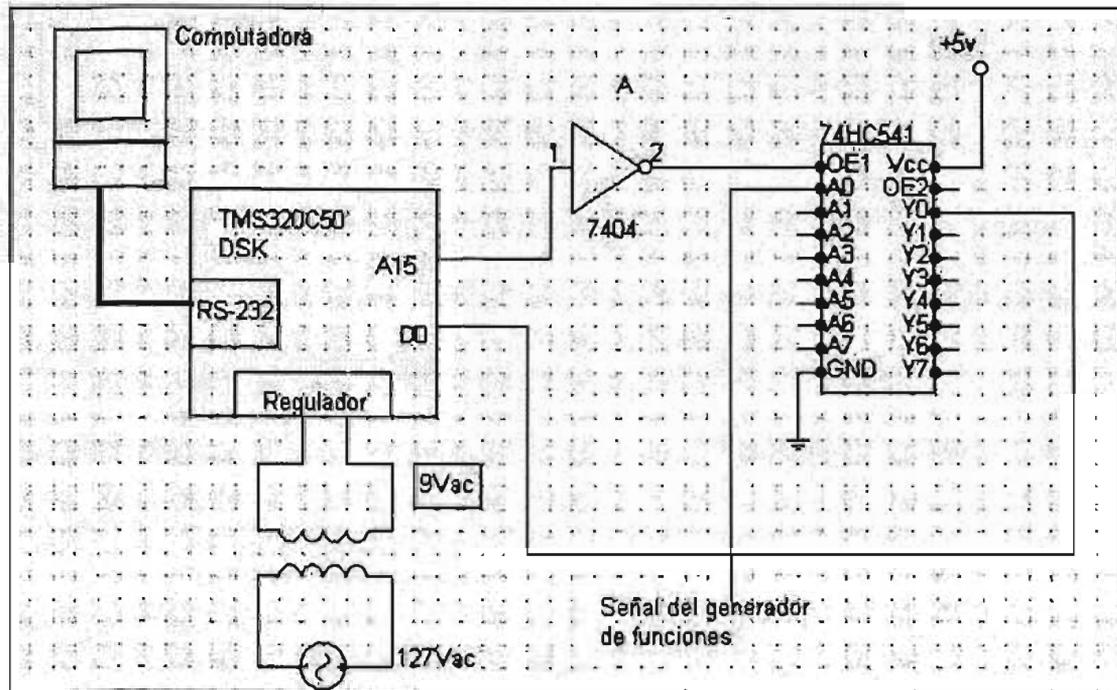


Fig.5.2 Diagrama del circuito de prueba para el TMS320C50

Programa Prog315.asm

```

*****
*Archivo: Prog315.asm
*Descripción: Este programa prueba la entrada por D0 en la dirección A15
               para medir el tiempo de detección si la entrada es un 1 ó 0.
*****

.mregs
.ds 0f00h      ;Segmento de datos en memoria dato localidad 0f00h

DAT .WORD 0    ;Reserva memoria para DAT y escribe el valor 0

.ps 0a00h     ;Segmento de programa
.entry
LDP 30        ;Carga registro apuntador de página
LACC #0       ;Pone 0 en el acumulador
SAMM IOWSR    ;Lo que hay en el acumulador se pone en el registro IOWSR para
               ;tener cero estados de espera.

```

***** Inicia programa principal*****

```
CICLO in DAT,PA15 ; Lee un dato del puerto A15 y lo escribe en la localidad de
; memoria DAT
lacl DAT ; carga en la parte baja del acumulador lo que hay en DAT
BCND CICLO,eq ; Si en DAT hay un cero entonces regresa a CICLO
; si no , continua con la siguiente instrucción
* NOP ;En este espacio iría las instrucciones de cosumas y correstas.
* NOP
* NOP
B CICLO ;Salta a CICLO
.end ; Fin
```

Los resultados de esta prueba se presentan a continuación:

En el oscilograma de la figura 5.3 se observan la señal de A15, arriba, y la señal cuadrada del generador de funciones, abajo. Cuando se tiene un cero el tiempo entre A15 y A15 es de 320ns.

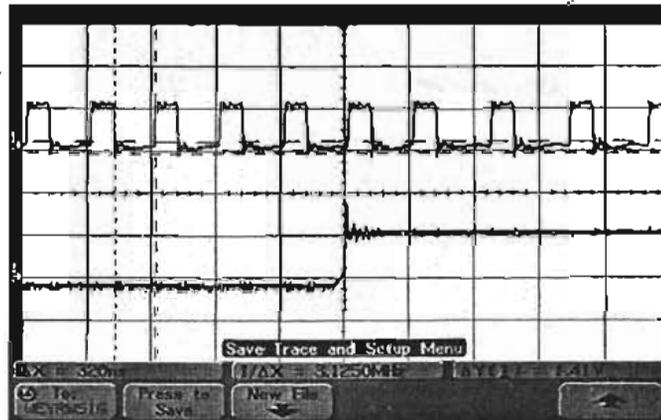


Fig. 5.3 Oscilograma del programa Prog315.asm

En el oscilograma de la figura 5.4 se observa que cuando la señal es un uno el tiempo entre A15 y A15 es de 420ns, lo cual era de esperarse ya que la instrucción BCND, cuando es falsa, tarda 100ns más.

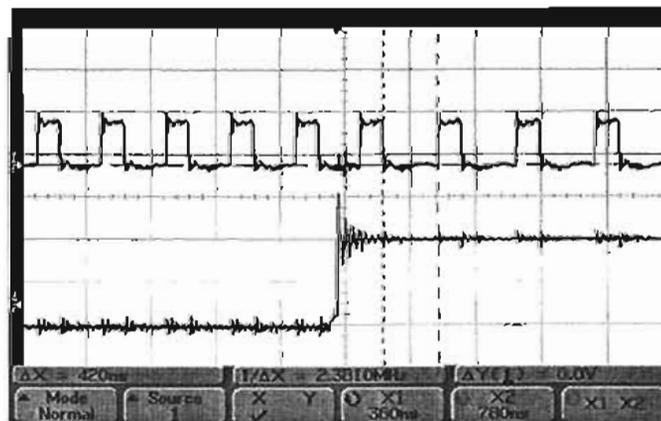


Fig. 5.4 El tiempo entre A15 y A15 cuando se tiene un uno es 420ns

Se debe hacer notar que faltaría realizar una prueba añadiendo la instrucción para que el DSP responda que esta listo para recibir los datos, si se detecta un uno, y su procesamiento (cosumas o corresta), lo que tomaría alrededor de 5 ciclos más, es decir, 250ns; entonces, aproximadamente el tiempo de lectura y procesamiento por dato o píxel sería de 700ns y como se necesita que el tiempo de lectura y procesamiento sea lo más cercano a 500ns esta prueba ya no se llevo a cabo.

Suponiendo que se realizara el procesamiento con el C50 se tendrían los siguientes tiempos de lectura:

Leyendo 9600 pixeles el tiempo para leerlos y procesarlos sería de

$$9600 \times 700\text{ns} = 6.72\text{ms}$$

Tiempo de lectura y procesamiento por cuadro: 6.72ms

$$\text{Frecuencia de cuadro} = 1 / 6.72\text{ms} = 148 \text{ Hz}$$

La frecuencia de cuadro quiere decir el número de cuadros que en un segundo se pueden leer y procesar. Con este procesador se leerían y procesarían 148 cuadros por segundo.

En la figura 5.5 se muestra el osciloscopio y las señales analizadas. En la figura 5.6 se muestra la tarjeta del TMS320C50.

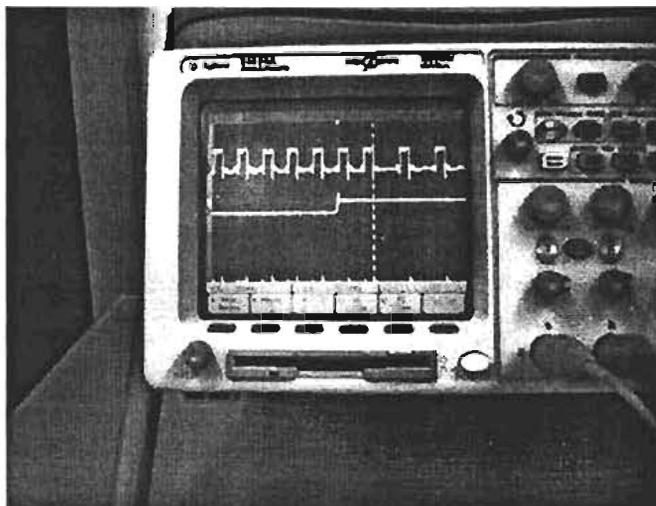


Fig. 5.5 Osciloscopio con señal A15 y señal de 20kHz

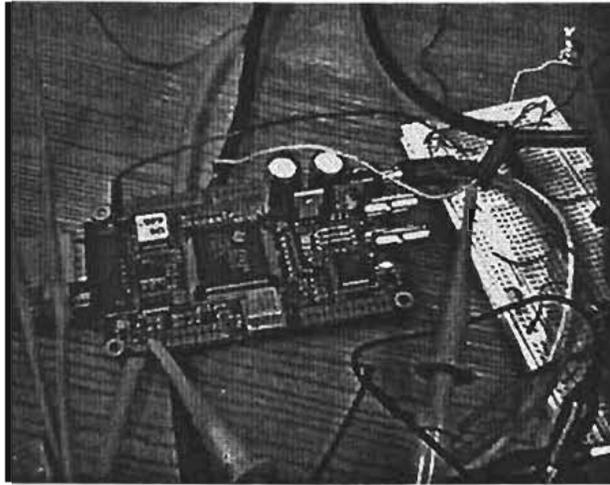


Fig. 5.6 Tarjeta del TMS320c50

A continuación se presentan las pruebas que se realizaron con el procesador TMS320C31.

5.2 Pruebas con la tarjeta de desarrollo del TMS320C31

Para transmitir datos con el TMS320C31 se utilizó el siguiente equipo:

Generador de funciones

Osciloscopio

1 fuente

1 transformador de 9Vac a 250mA

Los circuitos que se usaron son los siguientes:

Convertidor analógico digital ADC4322 (Para hoja de datos ver apéndice A)

2 buffers 74HC541 (Para hoja de datos ver apéndice A)

5.2.1 Interfaz entre el ADC4322 y el DSP C31

Para realizar la interfaz entre el ADC4322 y el DSP C31 se tiene la misma lógica que en el caso del DSP C50: se requieren dos señales para tener sincronización entre el ADC y el DSP y la lectura y proceso de datos deben de realizarse en un tiempo lo más cercano a 500ns.

Ya que el DSP C31 puede leer y escribir los datos por DMA en 120 ns (ver fig. 4.7 del capítulo 4) se usará el DMA para recibir los datos.

Se realizaron tres programas para realizar las pruebas. Ya que los dos primeros son complementos del tercero, sólo se presenta el diagrama de flujo y código del tercero.

Para hacer las pruebas se implementó el circuito de la figura 5.8 y su funcionamiento es el siguiente:

Al ejecutar el programa para recepción de datos por DMA se cargan en el registro DMA, entre otras variables, la dirección por donde se leerán los datos, en este caso por bus primario, y los bits de sincronización, en estas pruebas se leerá un dato cada que se detecte una interrupción.

El ADC4322 digitalizará una señal cuadrada proveniente del generador de funciones, esta señal simula la señal procedente del detector IBC.

EL ADC4322 tiene una señal llamada DATASTROBE que genera un nivel bajo de 75ns para avisar que los datos ya están listos para ser transmitidos. El C31 reconoce como una interrupción a las señales que tengan entre 1 y 2 ciclos es decir entre 40 y 80ns en bajo, si están en bajo más tiempo se reconocerían múltiples interrupciones.

Los datos que recibirá el C31 será vía el bus primario que es de 32 bits de los cuales se utilizaron los 16 primeros.

El acceso a este bus es señalado por un nivel bajo en el pin STRB del C31, por lo que después de que el C31 reconoce a la interrupción se generará un nivel bajo en STRB indicando que el C31 esta listo para leer los datos. Esta señal va hacia el pin *Output Enable* OE2 de cada buffer, entonces se permitirá el paso de los datos hacia el C31. Se colocaron resistencias de 56Ω a la salida de los buffers para evitar que el DSP se dañe.

Cada lectura que hace el DSP es la lectura de un píxel.

En la figura 5.7 se muestran una fotografía con las conexiones entre el ADC4322, los buffers y la tarjeta del C31.

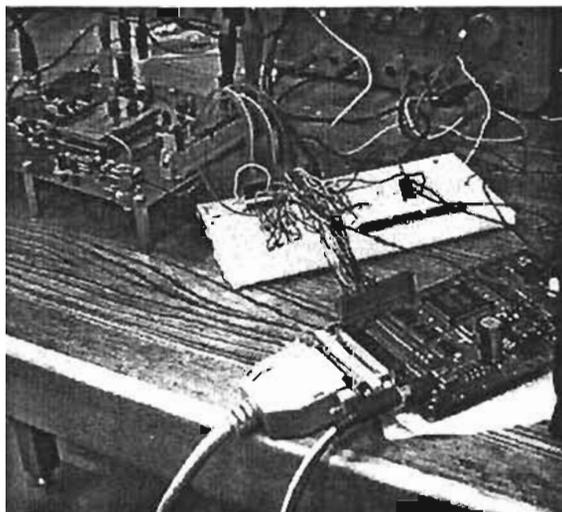


Fig. 5.8 ADC4322, buffers y tarjeta de TMS320C31

5.2.2 Tiempo de lectura y escritura por DMA y sincronización

El objetivo de esta prueba es medir el tiempo que el C31 lee y escribe el dato por DMA, observar la sincronía entre el ADC y el C31 y medir tiempo de respuesta del C31 a la interrupción.

Se realizó un programa llamado Trans5.asm para observar el tiempo que el DSP tardaría en leer y escribir los datos y observar la sincronía entre el ADC y el DSP.

En el oscilograma de la figura 5.9 se observa el tiempo que tarda el DSP en leer y escribir el dato enviado por el ADC y en la figura 5.10 el tiempo que el DSP tarda en responder. La primer señal de arriba para abajo es la DATASTROBE y la de abajo es STROB del DSP. En este programa se envían tres datos y ya que esto sucede en el orden de nanosegundos, para poder ser observado en el programa se hace un ciclo infinito. En la figura 5.11 se muestra una fotografía del osciloscopio con uno de estos oscilogramas.

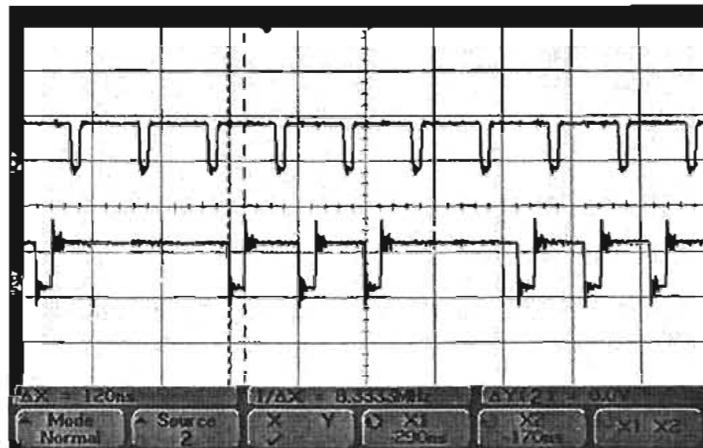


Fig 5.9 Oscilograma de Trans5.dsk Tiempo de lectura y escritura

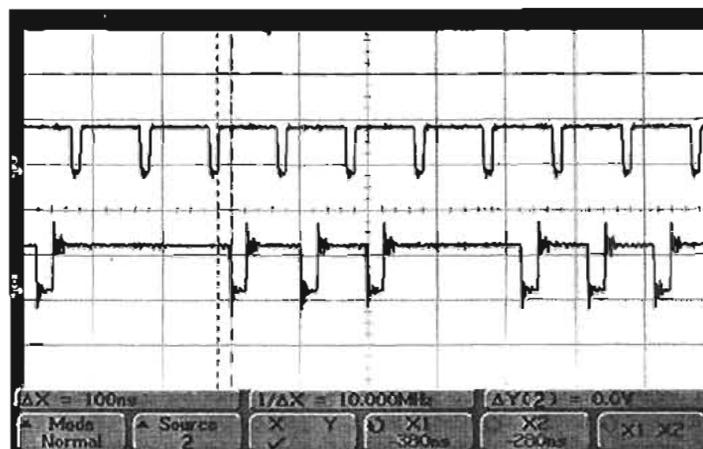
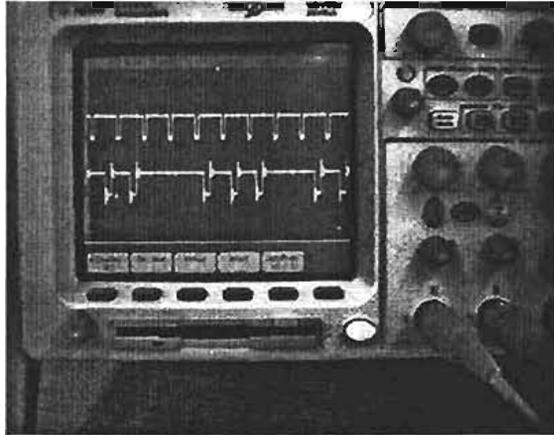


Fig. 5.10 Oscilograma con programa Trans5.dsk
Tiempo de respuesta entre DATASTROBE y STROB



5.11 Fotografía del osciloscopio con señales DATASTROB y STROB para el programa Trans5.asm

Con el mismo programa se obtuvieron 100 datos de diferentes señales del generador de funciones y se graficaron los datos en base hexadecimal con el programa DRAWHEX. Las señales graficadas se muestran en las figuras 5.12 y 5.13.

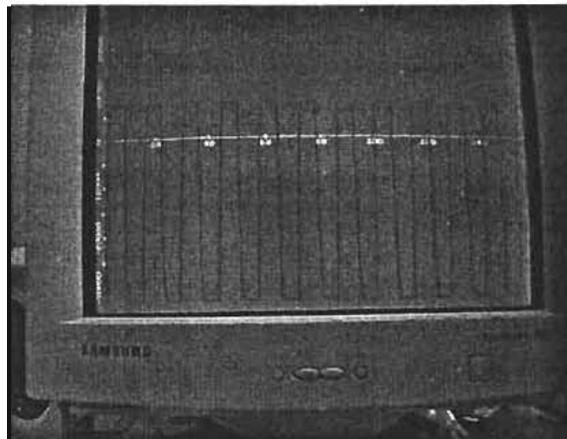


Fig. 5.12 Señal cuadrada de 140kHz y amplitud de 8V

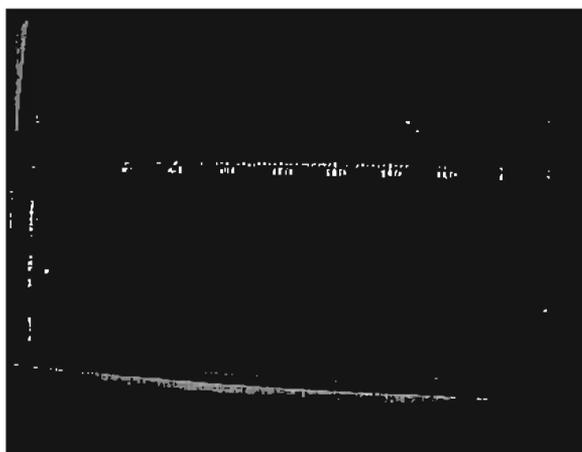


Fig. 5.13 Señal cuadrada de 1MHz y 5 V de amplitud.
Esta señal simula la señal proveniente de un píxel del detector.

Los resultados que se obtuvieron de esta prueba son:

- Se logró tener sincronía entre el ADC4322 y el TMS320C31
 - El tiempo que toma en leer y escribir el DSP por DMA de un dispositivo externo a la memoria del DSP por bus primario es 120ns.
 - El DSP tarda 100ns en contestar la interrupción
 - Observando las imágenes 5.12 y 5.13 podemos decir que se logró la transmisión confiable de datos.
- En la figura 5.13 se observa la señal digitalizada de 1MHz, que es la máxima frecuencia a la que el ADC4322 puede muestrear. El ADC puede manejar las señales provenientes del detector.

5.2.3 Tiempo de procesamiento y paralelismo entre el CPU y el DMA

El objetivo de esta prueba es medir el tiempo de cosuma y correستا y observar el paralelismo entre CPU y DMA

Se realizó un programa que suma los datos recibidos con corrimiento en la localidad de memoria y se observó el tiempo que esto tarda.

En esta prueba se verifica que el CPU y el DMA trabajan en paralelo, en este caso el DSP esta recibiendo y sumando datos en paralelo. La primer señal de arriba para abajo, de la figuras 5.14, es la señal IACK que es manejada por software. En este programa cada que e realiza un suma se tiene un bajo en el IACK que dura 40ns, con esta señal podemos ver la operación del CPU. La siguiente señal es el DATASTROB y la última señal es el STROB. En el oscilograma se observa que la suma dura 520ns.

La suma podría hacerse hasta en 200ns sin embargo como se esta trabajando en paralelo DMA y CPU y los datos son recibidos cada 500ns llegaría un momento en que el CPU se adelantaría al DMA y eso no es conveniente ya que se sumaría datos que no corresponden a la imagen que se

esta observando y terminaría de sumar antes de recibir todos los datos. Por ello en el programa se agrega la instrucción NOP hasta llegar a 520ns. Se realizó la misma prueba para las correastas.

Los resultados que se obtuvieron fueron:

- Se observó y verificó que el CPU y el DMA trabajan en paralelo
- Cada suma se realiza en 520ns, ver figura 5.13
- Cada correasta se realiza en 520ns

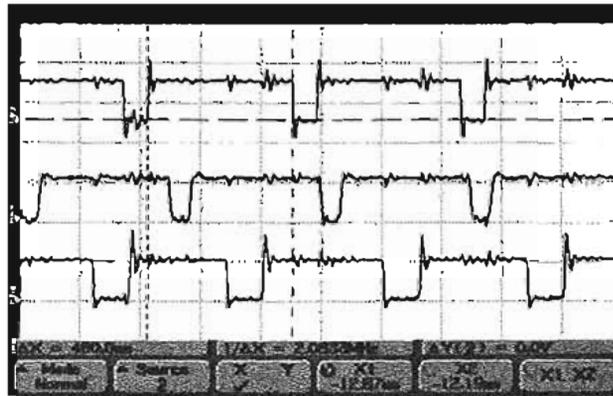


Fig. 5.14 Oscilograma que muestra la duración de las cosumas: 520ns, 480ns más 40ns de la duración de la señal IACK

5.2.4 Tiempo entre cosumas y correastas. Tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correastas

El objetivo de esta prueba es conocer el número de cuadros que podemos leer y procesar en un segundo.

Se midió el tiempo que el DSP tarda en realizar las siguientes operaciones:

- Pasar a la siguiente recepción y cosuma de datos.
- Pasar de ciclo de cosumas a ciclo correastas
- Pasar a la siguiente recepción y correasta de datos.
- Pasar de ciclo de correastas ciclo de cosumas.

Ya que el C31 tarda en realizar una cosuma o correasta en 520 ns, es de esperarse que la transmisión de datos termine primero que la cosuma de ellos, y que se tenga un tiempo de espera para comenzar a recibir el siguiente bloque de datos para ser consumados, a ese tiempo de espera lo llamaremos tiempo entre cuadro y cuadro de cosumas. En el caso de las correastas tendremos un tiempo entre cuadro y cuadro de correastas., ver figura 5.16. Este tiempo debería de ser teóricamente de 20ns por cada píxel:

$$t_{cc} = 20n_{\text{pixel}} \text{ [ns]} \dots\dots\dots (5.1)$$

Leyendo 9600 pixeles tenemos:

$$t_{cc} = 20 (9600) = 192000 \text{ ns} = 192 \mu\text{s}$$

Este tiempo es importante por que es lo que el detector tendrá que esperar para comenzar a integrar otro cuadro.

Cada vez que el DSP termina un ciclo de cosumas , es decir de cosumar cierto número de cuadros, el DSP debe de regresar a cargar registros lo cual le lleva un cierto tiempo, para comenzar el ciclo de correastas. A este tiempo lo llamaremos tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correastas. En el caso de terminar correastas y comenzar cosumas, a ese tiempo lo llamaremos tiempo entre ciclo de correastas y ciclo de cosumas, ver figura.5.16. Conocer estos tiempos nos permitirá saber el número de cuadros que podemos procesar en un segundo.

La oscilación real del espejo secundario presenta tiempos con los tiempos de operación del DSP estos tiempos son el tiempo de estabilización es el tiempo que el secundario tarda en estabilizarse respecto a su posición y el tiempo de transito que es el tiempo que el secundario tarda de pasar de una posición a otra, ver figura 5.15, A estos tiempos se les llama tiempo muerto ya que en ellos el detector no debe de estar observando, duran aproximadamente el 15% del periodo de oscilación, por lo que se puede sincronizar el programa de manera que los tiempos de operaciones de tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correastas y tiempo entre ciclo de correastas y ciclo de cosumas se realicen en ellos. Ver figura 5.16.

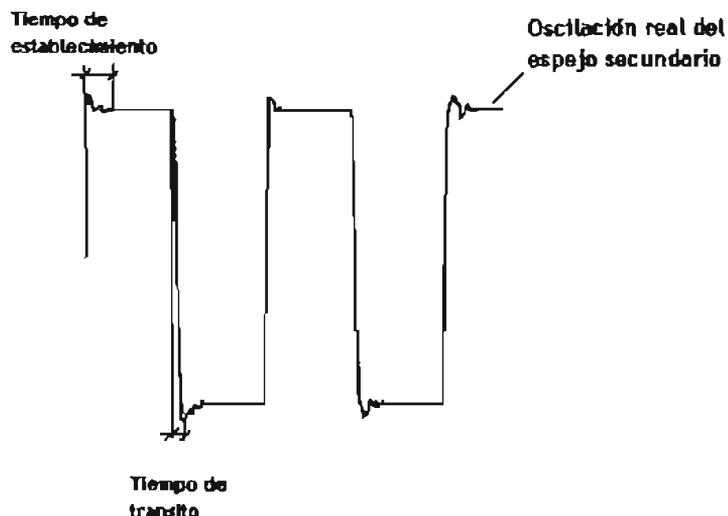


Fig.5.15 Tiempo muerto en oscilación del espejo secundario

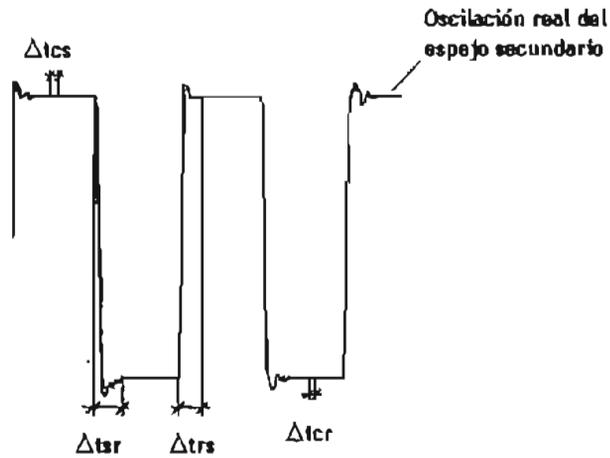


Fig.5.16 Tiempo entre operaciones

donde

Δt_{cs} = Tiempo entre cuadro de cosumas

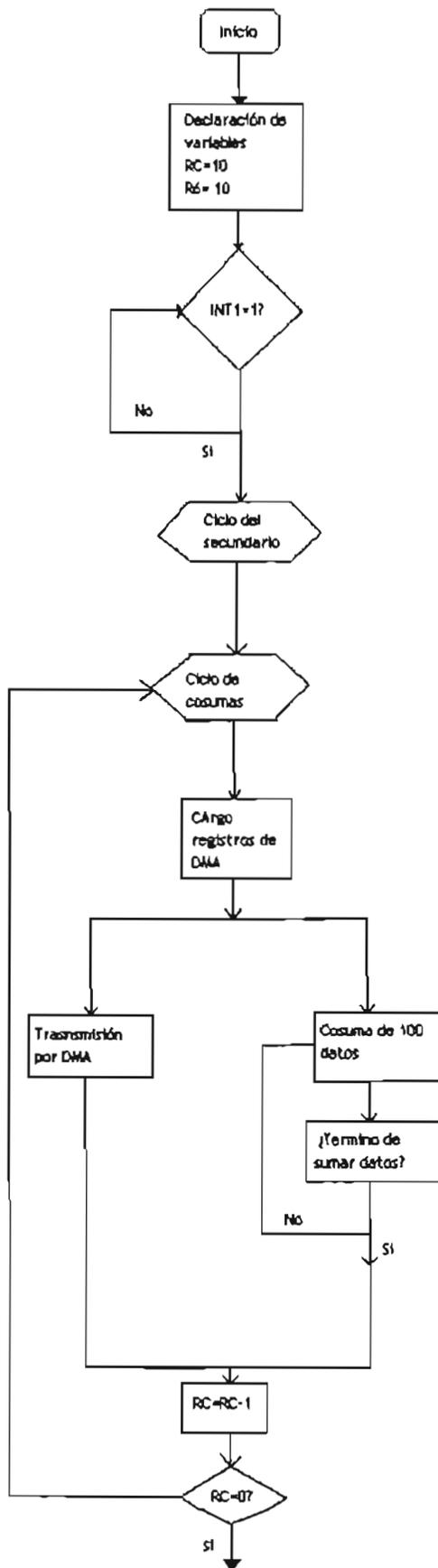
Δt_{cr} = Tiempo entre cuadro de correstas

Δt_{ts} = Tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correstas

Δt_{rs} =Tiempo entre ciclo de cosumas correstas y ciclo de cosumas

Se realizó un programa que hiciera las cosumas y correstas de 100 datos. Este es el programa final para el procesamiento de los datos enviados por el detector.

A continuación se presenta su diagrama de flujo, ver figura 5.17 y su código.



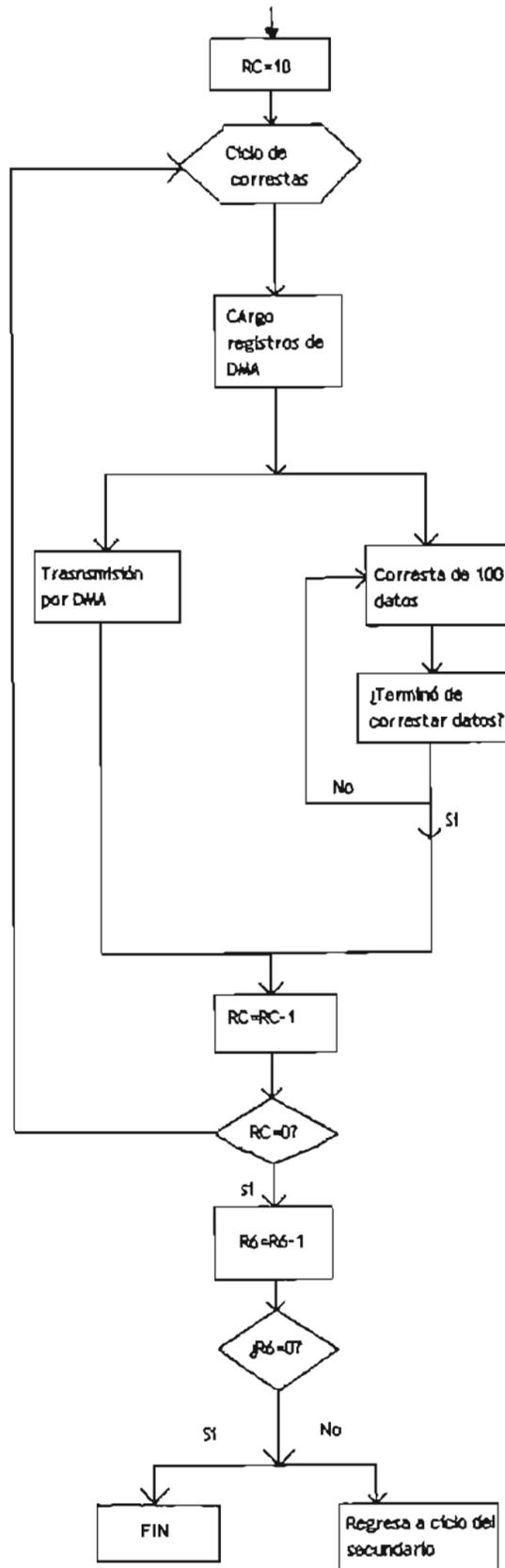


Fig.5.17 Diagrama del flujo del programa Recep5h.asm


```

LDI @DESTIN,R1
LDI @primario,AR7
LDI CONTA,R2
LDI @CONTROL,R3
ldi @rese,R4          ;Se ponen en 0 los bits de start
ldi @dato,AR2         ;AR2 apunta a dato para poder utilizar señal IACK
rpts AR3              ; Repite la siguiente instrucción 100 veces
sti R5,*AR7++(1)     ; Llena de ceros el bloque de memoria donde se
                    ;sumarán los datos

```

***** Prueba para INT1 bit para comienzo de transmisión de datos****

```

unoenint1 tstb intacpu,IF ; Pregunta si existe interrupción en INT1
          BZ unoenint1    ; Si hay un cero en INT1 vuelve a preguntar
                    ; si no salta a la siguiente instrucción.

```

*****/ Instrucciones para apuntar hacia direcciones p/suma de datos

```

inic  LDI @primario,AR6 ; AR6 apunta hacia la dirección donde se + datos
      LDI @DESTIN,AR5   ; AR5 apuntar hacia la dirección de DESTIN

```

```

ldi 9,rc          ; El registro RC se carga con 9 para cosumar 10 cuadros

```

```

RPTB rept1       ; El siguiente bloque de instrucciones hasta rept1 se repetirá
                ; 10 veces

```

```

STI R4,*AR0
STI R0,*+AR0(4) ; DMA transferirá de un dispositivo externo
STI R1,*+AR0(6) ; DMA transferirá hacia el bloque 0 de RAM
STI R2,*+AR0(8) ; DMA transferir 100 valores del ADC4322

```

```

LDI @IEVAL,IE    ;Se habilita la interrupción 1
                ;y la interrupción del controlador DMA (CPU)

```

```

or 2000h,ST      ; Se pone un 1 al bit GIE del registro ST para que el
                ; CPU responda a la interrupción habilitada

```

```

STI R3,*AR0      ; Comienza transferencia DMA

```

```

c5  IACK *AR2     ; la señal IACK genera un bajo
    nop
    nop
    nop
    ADDI3 *AR5++(1),*+AR6(1),R5 ; Se suma lo que hay en la direcciones donde
    nop                          ; apuntan AR5 y AR6. El resultado se guarda
                                ; En R5
    STI R5,*AR6    ; Lo que hay en R5 se pasa a donde apunta AR6
    LDI 0,R5       ; Se pone 0 en R5
    nop
    subi 1,R7      ; Resta 1 a lo que hay en r7
    bnz c5         ; Si el resultado de la resta no es cero regresa a c5

```

LDI @primario,AR6 ;AR6 apuntar hacia la dirección donde se comienzan
;a sumar los datos

LDI @DESTIN,AR5 ; AR5 apuntar hacia la dirección destino , donde se escriben los
;datos

rept1 ldi 0064h,r7 ; Cargo a r7 con diez para otras 100 de cosumas

*****Ciclo de correastas *****

ldi 9,rc ; El registro RC se carga con 9 para correastar 10 cuadros

RPTB rept2

sti R4,*AR0

STI R0,*+AR0(4) ; DMA transferir de un dispositivo externo

STI R1,*+AR0(6) ; DMA transferir hacia el bloque 0 de RAM

STI R2,*+AR0(8) ; DMA transferir 100 valores del ADC4322

LDI @IEVAL,IE ;Se habilita la interrupción 1
;y la interrupción del controlador DMA (CPU)

or 2000h,ST

STI R3,*AR0 ; Comienza transferencia DMA

c6 nop

nop

nop

SUBI3 *AR5++(1),*+AR6(1),R5 ; Se resta lo que hay en las direcciones
;donde apuntan AR5 y AR6. El resultado
; se guarda en R5

STI R5,*AR6

LDI 0,R5

nop

nop

subi 1,r7 ; Resta 1 a lo que hay en r7

bnz c6 ; Si el resultado de la correasta no es cero regresa a c6

LDI @primario,AR6 ; AR6 apuntar hacia la dirección donde se restan datos

LDI @DESTIN,AR5 ;AR5 apuntar hacia la dirección destino

rept2 ldi 0064h,r7 ; Cargo a r7 con diez para hacer 100 correastas

subi 1,r6 ; Se le resta 1 a el contenido de R6

bnz inic ; Si la resta es igual a 0 entonces termina el programa, sino
; salta a inic para comenzar otro ciclo de espejo secundario

spin0 or 00004h,IE ; Ciclo de fin de programa

AND 00004h,IE

IDLE

b spin0

.END

Los bloques de memoria son manejados de la siguiente forma:

Los datos provenientes del ADC son escritos en el bloque de memoria que inicia en la dirección 809d00. En el bloque de memoria que inicia en la dirección 8098c8 se sumaran y restaran los datos. Al inicio del programa este bloque se pone en ceros.; en la primera suma los datos que hay en 809d00 se sumarán a 8098c8, los apuntadores se incrementaran y apuntaran a la siguiente dirección de cada bloque respectivamente y se hará la siguiente suma, así hasta hacer 100 sumas, ver figura 5.18. En el siguiente ciclo de suma los datos recién recibidos se sumaran a lo que hay en 8098c8 y el ciclo se repetirá hasta sumar 10 cuadros. Ahora sigue el ciclo de correcciones y los datos recibidos en 809d00 serán restados a lo que hay en 8098c8, hasta hacer 100 correcciones y finalmente se harán 10 ciclos de corrección. Esto se hará para 10 ciclos del espejo secundario.

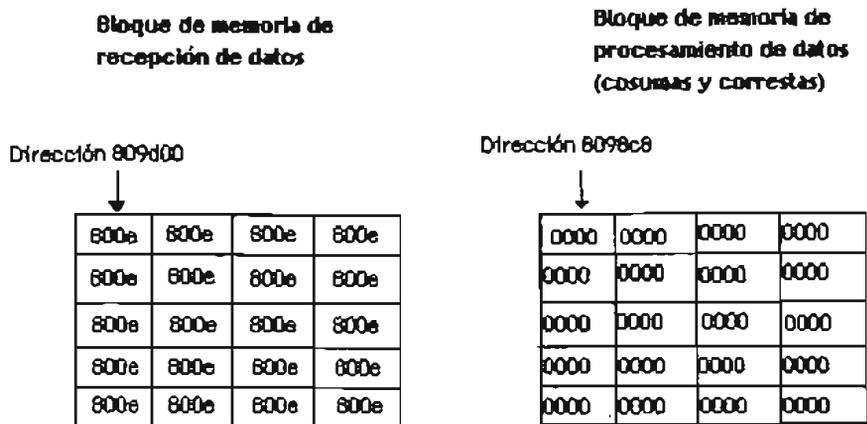


Fig.5.18 Bloques de memoria para manejo de datos

En este programa manejamos 100 datos pero cada DSP debe leer y procesar 9600 pixeles de 16 bits (ver sección 3.5), que son 9.6kpalabras de 16 bits. Considerando que se necesitaran dos bloques de memoria, uno para escribir y otro para procesar los datos entonces se necesita 19.2Kpalabras de 16bits además de la que se va a necesitar para el código, lo que significa que necesita como mínimo de memoria: 20kpalabras de 16 bits por DSP. En el mapa de memoria del DSK C31(ver. Fig 4.9) observamos que sólo cuenta con 2K de memoria dato, por lo que es necesario expandirla.

Dentro de los reportes de aplicación de Texas Instruments se propone la familia de memorias RAM estáticas EDI's x 32 para la familia de DSP's TMS320C3x. Esta es una opción viable y de bajo costo que nos permitiría satisfacer los requerimientos de memoria del sistema.

Los resultados que se obtuvieron con esta prueba son:

Se midieron los tiempos entre cuadros para distintos número de pixeles, ver tabla 5.1.

Tiempo entre cuadros en μs	Número de pixeles
3.180	50
4.282	100
5.260	150
6.240	200

Tabla 5.1 Tiempo entre cuadros de cosumas

De la tabla anterior se observa que cada 50 datos el tiempo aumenta $1.04\mu s$

De la ecuación 5.1 tenemos que si $n_{\text{pixel}}=50$

$$t_{cc} = 1000 \text{ ns} = 1\mu s$$

De la tabla 5.1 se observa que en la primera fila el intervalo excede por $2.180\mu s$ al valor teórico, pero posteriormente el incremento de $1\mu s$ se mantiene.

Los $2.180\mu s$ es la cantidad de tiempo en el procesador tarda para cargar registros. Podemos representar con la ecuación 5.2 el tiempo de retardo entre cuadros de cosumas

$$\Delta t_{cs} = 2.180 + n_{50} * 1 \quad [\mu s] \dots\dots\dots (5.2)$$

donde n es el número de bloques de 50 pixeles.

Leyecndo 9600 pixeles y dividiendoles entre 50 tenemos 192 bloques.

Por lo que, si $n=192$

$$\Delta t_{cs} = 2.180 + 192 * 1 = 194.8\mu s$$

Estos tiempos fueron muy parecidos para los tiempo entre cuadros de correastas y para el tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correastas.

Los siguientes tiempos que se analizaron fueron los que existen entre correastas y cosumas, ver tabla 5.2.

De la tabla 5.2 se observa cada 50 datos el tiempo aumenta $1.3\mu s$ aproximadamente.

Tiempo entre ciclos en μs	Número de datos
3.04	50
4.32	100
5.460	150
6.70	200

Tabla 5.2 Tiempo entre ciclo de correastas y ciclo de cosumas

De la misma manera que se obtuvo la ecuación 5.2 tenemos que

$$3.04\mu s - 1.3\mu s = 1.74\mu s$$

por consiguiente:

$$\Delta t_{rs} = 1.74 + n_{50} * 1.3 [\mu s] \dots \dots \dots (5.3)$$

Si $n=192$

$$\Delta t_{rs} = 251.3\mu s$$

En el oscilograma de la figura 5.19 la primer señal muestra la señal de terminación de las suma, señal IACK. La señal de abajo muestra el impulso del DATASTROBE de el ADC para la transferencia de datos. La última señal muestra la señal STRB del DMA. En este programa se realizaron 100 cosumas. En el oscilograma de la figura 5.20 se muestra la medición de tiempo entre ciclo de cosumas y ciclo de correastas para 100 datos.

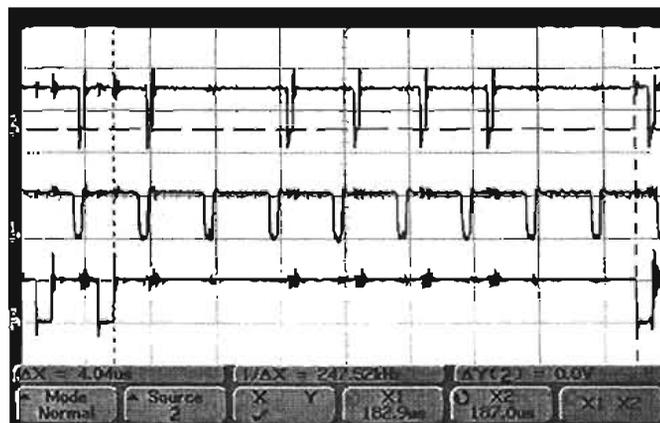


Fig. 5.19 Tiempo de retardo entre cuadros de cosumas para 100 datos

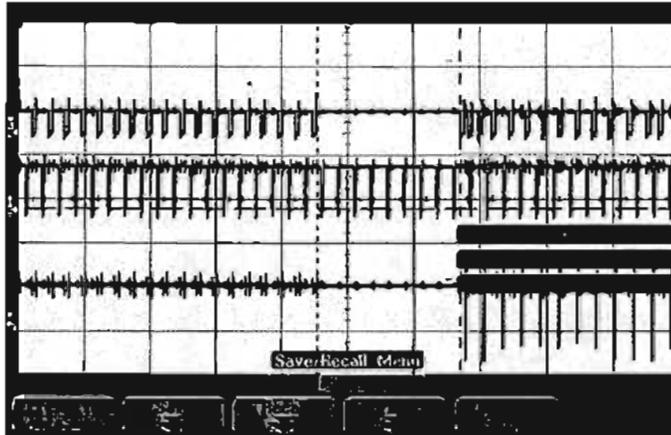


Fig.5.20 Oscilograma de tiempo entre cosumas y correastas

En el oscilograma de la figura 5.21 se observan todos los tiempos medidos. La última señal es la IACK. Para diferenciar las cosumas de las correastas, cuando se hacen las cosumas hay un bajo en la señal IACK y cuando se hacen correastas no hay señal IACK.

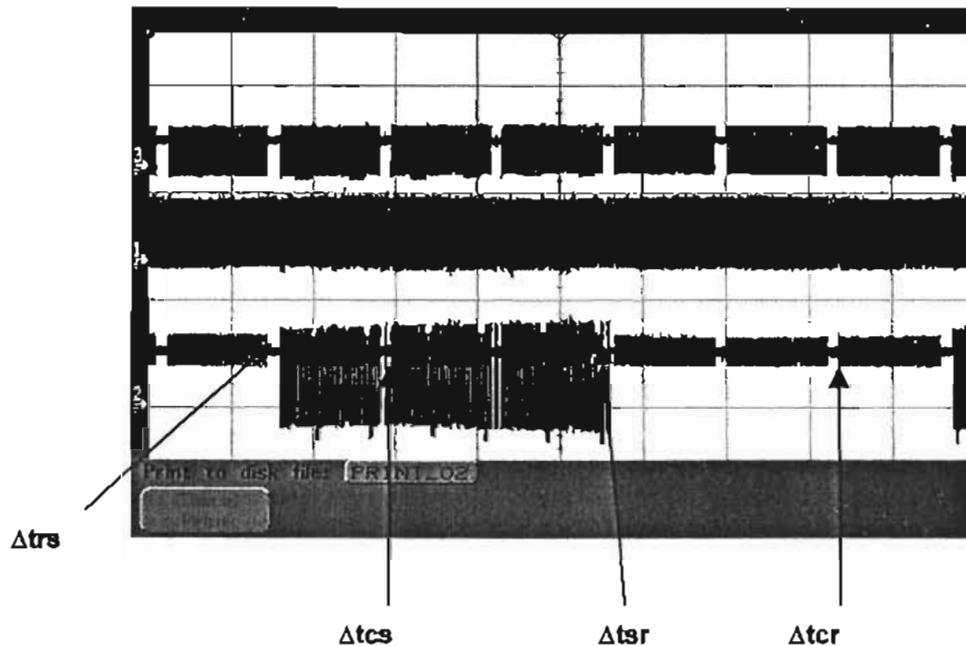


Fig.5.21 Oscilograma de todos los tiempos con 50 pixeles

Con los resultados obtenidos de las ecuaciones 5.2 y 5.3 se tiene que:

$$\Delta t_{cs} = \Delta t_{cr} = \Delta t_{sr} = 194.8 \mu s$$

$$\Delta t_{rs} = 251.3 \mu s$$

Promediando estos valores se obtiene $200\mu\text{s}$, que es el tiempo que el DSP tardará, después de haber sido leído, en terminar de procesar un cuadro.

Teniendo este tiempo podemos leer el detector en el modo de integración y después lectura ya que se recomiendan entre 100 y $1000\mu\text{s}$ aproximadamente para que todo el detector se estabilice.

También podemos leer en el modo integra mientras lee, insertando un tiempo de espera entre cada lectura de cuadro como recomienda el fabricante del IBC y se ve en la figura 3.10 del capítulo 3.

Tiempos de lectura

Al leer los 9600 pixeles en 500ns tenemos un tiempo total de lectura de:

$$9600 \times 500\text{ns} = 0.0048\text{ms} = 4.8\text{ms}$$

El tiempo de finalización de procesamiento es de 0.200ms

Se tiene que para leer y procesar 1 cuadro se necesita:

$$4.8\text{ms} + 0.200\text{ms} = 5\text{ms}$$

En otros términos:

Tiempo de lectura y procesamiento por cuadro: 5ms

Frecuencia de cuadro: 200Hz

En un segundo se pueden leer y procesar 200 cuadros.

La frecuencia de oscilación del espejo secundario será de 3Hz lo que implica que su periodo es de 333ms , medio periodo es de 166.5ms .

Para saber cuantos cuadros podemos leer y procesar en 166.5ms a 5ms por cuadro dividimos:

$$166.5\text{ms} / 5\text{ms} = 33.3\text{ cuadros}$$

Con los resultados anteriores se podrán consumir 33 cuadros y correr 33 cuadros en un ciclo de espejo secundario, en total podemos procesar 66 cuadros en un ciclo de espejo secundario.

Para elegir el tiempo de macrointegración de la imagen se debe cambiar en el programa `Recep5h.asm` el valor de `r6` que es la variable que contabiliza el número de ciclos del espejo secundario.

6. Conclusiones

-Los sistemas de detección infrarroja en Astronomía son complejos por lo que para entender su funcionamiento se requieren de conocimientos de diversas áreas como son Física, Astronomía e Ingeniería electrónica principalmente. Su desarrollo es de interés internacional y México se ha mantenido a la vanguardia utilizando detectores de la más alta calidad y desarrollando las herramientas necesarias para que su funcionamiento sea eficiente.

Con respecto a la parte del sistema desarrollada en esta tesis podemos concluir que:

- El TMS320C50 podría leer y procesar los datos del ADC4322 a una frecuencia menor de 2 MHz, esto implica el leer y procesar un número menor de cuadros por segundo.
- El DSP TMS320C31 brinda una solución de bajo costo (\$150.00 US) y posibilita el preprocesamiento de los datos.
- Este procesador satisface los tiempos del modo de lectura integra y después lee del detector IBC.
- Para leer en el modo de integra mientras lee se debe de insertar un tiempo de espera entre la lectura de cuadro en la electrónica de temporización del detector.
- Se realizó un programa con la flexibilidad de elegir el valor de ciertas variables para cambiar los tiempos de integración.
- Se necesita expandir la memoria de la tarjeta del TMS320C31 para manejar los datos que le son asignados.

6.1 Expectativas a futuro

Como se mencionó al inicio de este trabajo el objetivo general del proyecto IBC es diseñar y construir una nueva cámara espectrógrafo para el infrarrojo medio, la cual irá instalada en el telescopio de San Pedro Mártir. Se espera que este objetivo se cumpla una vez que todos los bloques del sistema estén listos.

Para que el detector comience a trabajar es necesario que todas sus etapas estén listas. En próximas fechas se iniciará el desarrollo del crióstato que contendrá al detector y la óptica requerida, la cual ya está diseñada.

Este instrumento será de gran utilidad para la comunidad astronómica mexicana debido a la gran cantidad de conocimientos que la astronomía infrarroja ha generado.

Bibliografía

1. *"Infrared Technology Fundamentals"*

Monroe Schlessinger

Marcel Dekker

1995

2. *"Temas Selectos de Astrofísica"*

Manuel Peimbert (Compilador)

UNAM

3. *"Infrared Detectors"*

Richard D. Hudson, Jr.

Jacqueline WordsWorth Hudson

Halsted Prees

4. *"Infrared Photon Detectors"*

Antoni Rogalski

SPIE PRESS

1995

5. *"Electronic imaging in Astronomy"*

Detectors and Instrumentation

Ian S. McClean

Wiley

1997

6. *"Astronomía general"*

David Galadí

Jordi Gutierrez

Omega

2001

7. *"Design with operational amplifiers and analog integrated circuits"*

Sergio Franco

Mc Graw Hill

2002

8. *"Circuitos electrónicos discretos e integrados"*

D.Schilling-C.Belove

Alfaomega-Marcombo

1991

9. *"Óptica"*

E.Hecht- A.Zajac

Addison-Wesley Iberoamericana

2000

10. *"Detection of light: from the ultraviolet to the submillimeter"*
g.h. Rieke
Cambridge University press
1996
11. *"Electro-Optical Components"*
William d. Rogatto, Editor
SPIE Press
1993
12. Manual : *"TMS320C3x User's guide"*
Texas Instruments
1992
13. Manual : *"TMS320C5x User's guide"*
Texas Instruments
1997
14. Manual *"TMS320C5x DSP Starter kit User's guide"*
Texas Instruments
1996
15. Manual : *"CRC-774 320 x 240 Readout Integrated Circuit"*, User's guide and operating manual
Raytheon
2001
16. *"Sistema para la detección de imágenes infrarrojas astronómicas"*
E. Sohn. Tesis de licenciatura.
Universidad Iberoamericana
1996
17. *"Cadena Electrónica de lectura y borrado para un sistema de detección IR para observaciones astronómicas"*
Antonio Parraga. Tesis de licenciatura
Facultad de Ingeniería, UNAM
1998
18. *"Electrónica: Teoría de Circuitos"*
Robert L. Boylestad
Louis Nashelsky
Prentice Hall
1997

Apéndice: Hojas de especificaciones

Octal buffer/line driver; 3-state

74HC/HCT541

FEATURES

- Non-inverting outputs
- Output capability: bus driver
- I_{CC} category: MSI

The 74HC/HCT541 are octal non-inverting buffer/line drivers with 3-state outputs. The 3-state outputs are controlled by the output enable inputs \overline{OE}_1 and \overline{OE}_2 . A HIGH on \overline{OE}_n causes the outputs to assume a high impedance OFF-state. The "541" is identical to the "540" but has non-inverting outputs.

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT541 are high-speed SI-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; $t_r = t_f = 6 \text{ ns}$

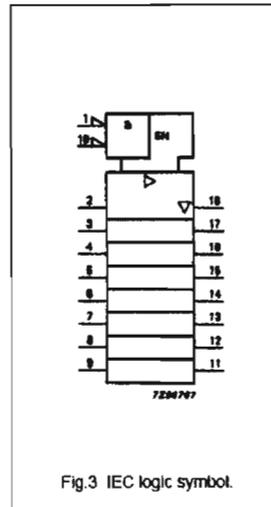
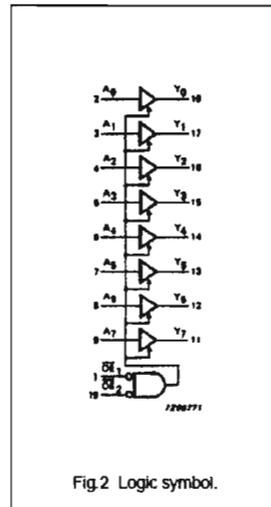
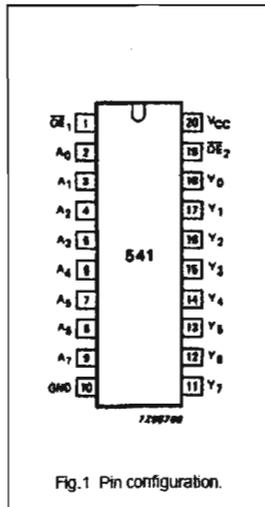
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t_{PHL}/t_{PLH}	propagation delay A_n to Y_n	$C_L = 15 \text{ pF}$; $V_{CC} = 5 \text{ V}$	10	12	ns
C_i	input capacitance		3.5	3.5	pF
C_{PD}	power dissipation capacitance per buffer	notes 1 and 2	37	39	pF

Notes

- C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):
 $P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ where:
 f_i = input frequency in MHz
 f_o = output frequency in MHz
 $\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of outputs
 C_L = output load capacitance in pF
 V_{CC} = supply voltage in V
- For HC the condition is $V_i = \text{GND to } V_{CC}$
 For HCT the condition is $V_i = \text{GND to } V_{CC} - 1.5 \text{ V}$

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 19	$\overline{OE}_1, \overline{OE}_2$	output enable input (active LOW)
2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9	A_0 to A_7	data inputs
10	GND	ground (0 V)
18, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 11	Y_0 to Y_7	bus outputs
20	V_{CC}	positive supply voltage



ADC4320/ADC4322/ ADC4325

Very High Speed 16-Bit, Sampling A/D Converters in a Space-Saving 46-Pin Hybrid Package

Introduction

The ADC4320, ADC4322, and ADC4325 are complete 16-bit, 1 MHz, 2 MHz, and 500 kHz A/D converter subsystems with a built-in sample-and-hold amplifier in a space-saving 46-pin hybrid package. They offer pin-programmable input voltage ranges of $\pm 2.5V$, $\pm 5V$, $\pm 10V$ and 0 to $+10V$, and have been designed for use in applications, such as ATE, digital oscilloscopes, medical imaging, radar, sonar, and analytical instrumentation, requiring high speed and high resolution front ends. The ADC4322 is capable of digitizing a 1 MHz signal at a 2 MHz sampling rate with a guarantee of no missing codes from $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$, or in an extended temperature range version, from $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Equally impressive in frequency domain applications, the ADC4325 features 91 dB minimum signal-to-noise ratio with input signals from DC to 100 kHz.

The ADC432X Series utilizes the latest semiconductor technologies to produce a cost-effective, high performance part in a 46-pin hybrid package. They are designed around a two-pass, sub-ranging architecture that integrates a low distortion sample-and-hold amplifier, precision voltage reference, ultra-stable 16-bit linear reference D/A converter, all necessary timing circuitry, and tri-state CMOS/TTL compatible output lines for ease of system integration.

Superior performance and ease-of-use make the ADC432X Series the ideal solution for those applications requiring a sample-and-hold amplifier directly at the input to the A/D converter. Having the S/H amplifier integrated with the A/D converter benefits the system designer in two ways. First, the S/H has been designed specifically to complement the performance of the A/D converter; for example, the acquisition time, hold mode settling and droop rate have been optimized for the A/D converter, resulting in exceptional overall performance. Second, the designer achieves

Continued on page 5.

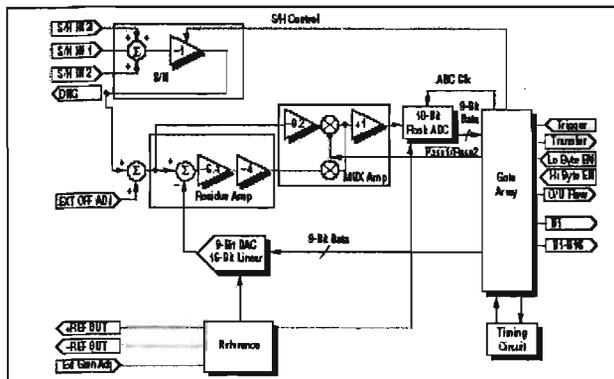


Figure 1. Functional Block Diagram.



Features

- 2 MHz, 1 MHz, and 500 kHz Conversion Rates
- 16-Bit Resolution
- 0.003% Maximum Integral Nonlinearity
- No Missing Codes
- Peak Distortion: -92 dB Max. (100 kHz Input)
- Signal to Noise Ratio:
 - 86 dB (ADC4322) Min.
 - 89 dB (ADC4320) Min.
 - 91 dB (ADC4325) Min.
- Total Harmonic Distortion: (100 kHz Input)
 - -86 dB (ADC4320) Max.
 - -90 dB (ADC4325) Max.
- TTL/CMOS Compatibility
- Low Noise
- Electromagnetic/Electrostatic Shielding

Applications

- Digital Signal Processing
- Sampling Oscilloscopes
- Automatic Test Equipment
- High-Resolution Imaging
- Analytical Instrumentation
- Medical Instrumentation
- CCD Detectors
- IR Imaging
- Sonar/Radar

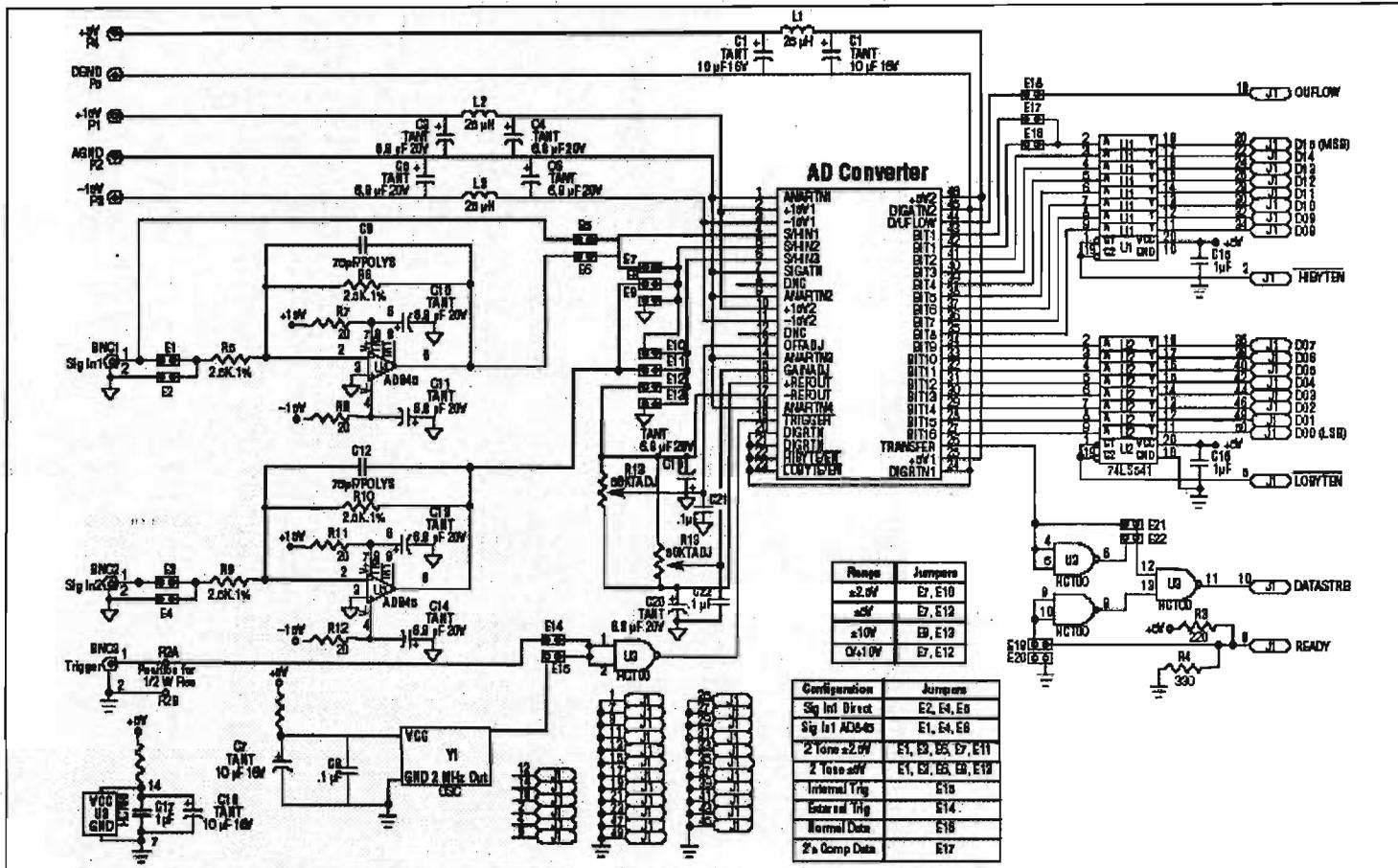
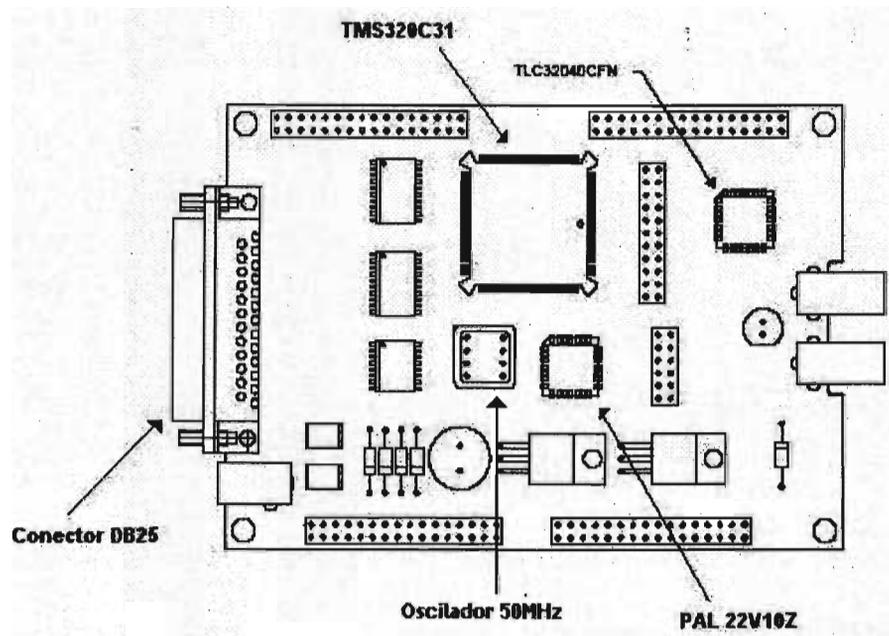


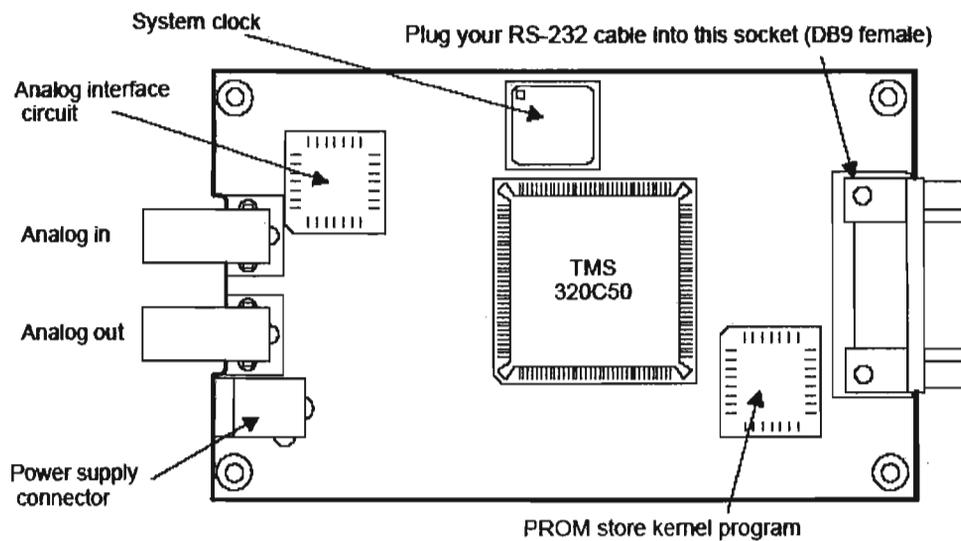
Diagrama de conexiones del ADC4322

TMS320C31

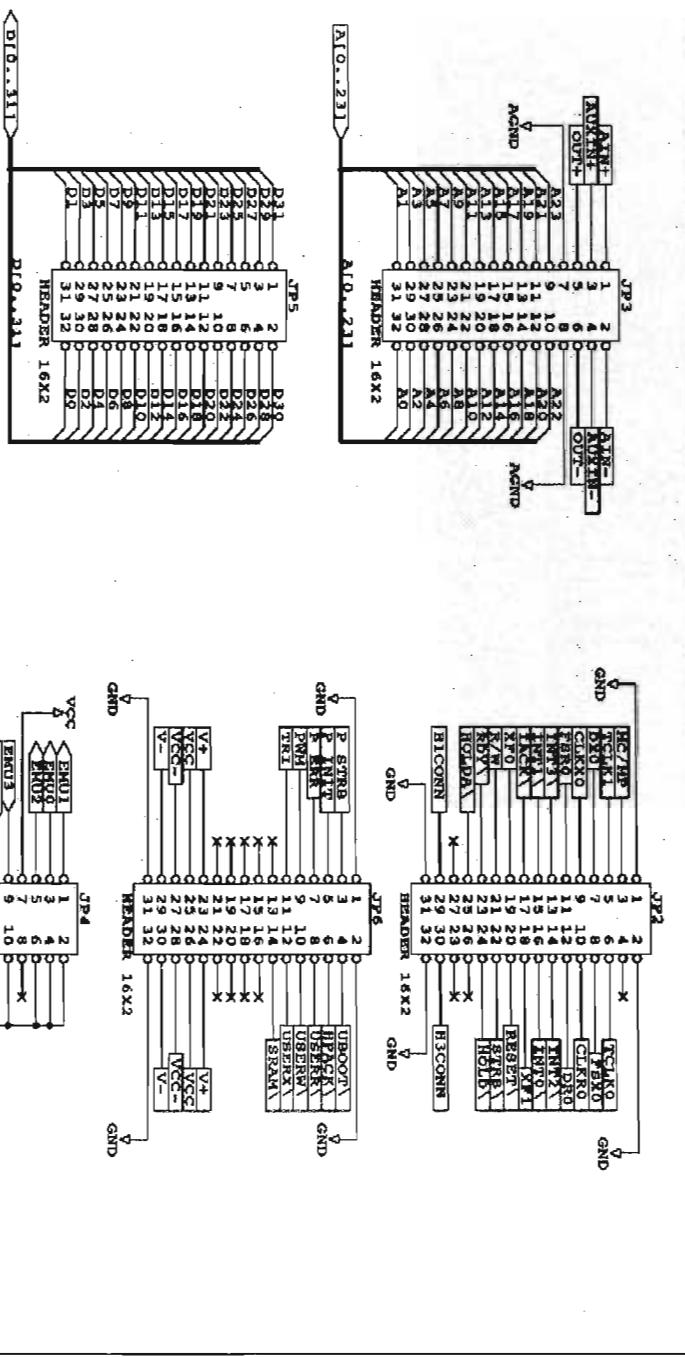


Esquema de la tarjeta del TMS320C31

TMS320C50



Esquema de la tarjeta del TMS320C50



NOTES: RESET, RDY, and INTZ are driven by the host interface and should not be driven by external signals. Most signals at the expansion headers are unbuffered. When pulling external circuitry, care should be taken to meet all I/O requirements and ensure proper circuit operation and avoid damage.

TEXAS INSTRUMENTS	
FILE#	TMS320C31 DSP STARTERS KIT
SIZE#	Document Number D600337
REV	A
PAGE#	MARCH 21, 1995 Sheet 6 of 6

Esquema de pines de la tarjeta del TMS320C31

FEATURES

- 50MHz Gain Bandwidth
- 800V/ μ s Slew Rate
- 5mA Maximum Supply Current
- 9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Input Noise Voltage
- Unity-Gain Stable
- C-Load™ Op Amp Drives All Capacitive Loads
- 1mV Maximum Input Offset Voltage
- 1 μ A Maximum Input Bias Current
- 250nA Maximum Input Offset Current
- $\pm 13\text{V}$ Minimum Output Swing into 500 Ω
- $\pm 3.2\text{V}$ Minimum Output Swing into 150 Ω
- 4.5V/mV Minimum DC Gain, $R_L=1\text{k}$
- 60ns Settling Time to 0.1%, 10V Step
- 0.2% Differential Gain, $A_V=2$, $R_L=150\Omega$
- 0.3° Differential Phase, $A_V=2$, $R_L=150\Omega$
- Specified at $\pm 2.5\text{V}$, $\pm 5\text{V}$, and $\pm 15\text{V}$

APPLICATIONS

- Wideband Amplifiers
- Buffers
- Active Filters
- Video and RF Amplification
- Cable Drivers
- Data Acquisition Systems

DESCRIPTION

The LT1360 is a high speed, very high slew rate operational amplifier with excellent DC performance. The LT1360 features reduced supply current, lower input offset voltage, lower input bias current and higher DC gain than devices with comparable bandwidth. The circuit topology is a voltage feedback amplifier with the slewing characteristics of a current feedback amplifier. The amplifier is a single gain stage with outstanding settling characteristics which makes the circuit an ideal choice for data acquisition systems. The output drives a 500 Ω load to $\pm 13\text{V}$ with $\pm 15\text{V}$ supplies and a 150 Ω load to $\pm 3.2\text{V}$ on $\pm 5\text{V}$ supplies. The amplifier is also capable of driving any capacitive load which makes it useful in buffer or cable driver applications.

The LT1360 is a member of a family of fast, high performance amplifiers using this unique topology and employing Linear Technology Corporation's advanced bipolar complementary processing. For dual and quad amplifier versions of the LT1360 see the LT1361/LT1362 data sheet. For 70MHz amplifiers with 6mA of supply current per amplifier see the LT1363 and LT1364/LT1365 data sheets. For lower supply current amplifiers with bandwidths of 12MHz and 25MHz see the LT1354 through LT1359 data sheets. Singles, duals and quads of each amplifier are available.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.
C-Load is a trademark of Linear Technology Corporation.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Total Supply Voltage (V^+ to V^-)	36V	Operating Temperature Range (Note 8) ...	-40°C to 85°C
Differential Input Voltage		Specified Temperature Range (Note 9)	-40°C to 85°C
(Transient Only) (Note 2)	$\pm 10\text{V}$	Maximum Junction Temperature (See Below)	
Input Voltage	$\pm V_S$	Plastic Package	150°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

N-Channel JFET Switch

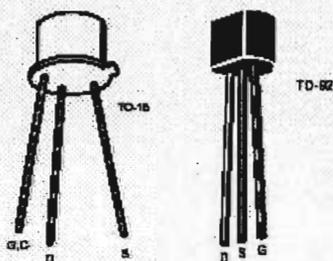


2N4391 - 2N4393 / PN4391 - PN4393 / SST4391 - SST4393

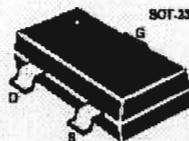
FEATURES

- $I_{ds(on)} < 300$ Ohms (2N4391)
- $I_{g(off)} < 100$ pA
- Switches ± 10 VAC With ± 15 V Supplies (4392, 4393)

PIN CONFIGURATION



5001



PRODUCT MARKING (SOT-23)	
SST4391	N01
SST4392	N02
SST4393	N03

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Gate-Source or Gate-Drain Voltage	-40V		
Gate Current	10mA		
Storage Temperature Range	-65°C to +200°C		
Operating Temperature Range	-55°C to +200°C		
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	+300°C		

	TO-18	TO-92	SOT-23
Power Dissipation	1.8W	360mW	350mW
Derate above 25°C	10mW/°C	3.3mW/°C	2.8mW/°C

Plastic

Storage	-55°C to +150°C
Operating	-55°C to +135°C

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temperature Range
2N4391/93	Hermetic TO-18	-55°C to +200°C
PN4391/93	Plastic TO-92	-55°C to +135°C
SST4391/93	Plastic SOT-23	-55°C to +135°C
X2N4391/93	Sorted Chips in Carriers	-55°C to +200°C