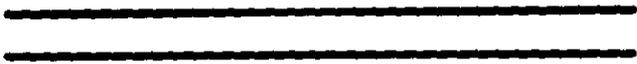


120
2 es.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO



FACULTAD DE INGENIERÍA

CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y
BORRADO PARA UN SISTEMA DE DETECCIÓN IR
PARA OBSERVACIONES ASTRONÓMICAS.

T E S I S

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

P R E S E N T A:

ANTONIO JOSÉ PÁRRAGA TAVERA



DIRECTOR DE TESIS: DR. ELFEGO RUIZ SCHNEIDER

CIUDAD UNIVERSITARIA
1998

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS.

*A Anabel, mi esposa,
quien con su amor me apoyó
durante toda la carrera.
Te amo.*

*A mi madre,
en reconocimiento a su enorme
esfuerzo durante todo este tiempo.*

A la memoria de mi padre.

*A mis hermanos,
Martha y José Enrique,
por todo su cariño y apoyo.*

*A Carlos, Trini, Toña y Miguel,
quienes han sido una familia para mí.
Gracias por todo.*

Este logro profesional lo comparto con todos ustedes.

*Al Dr. Elfege Ruiz,
por todas sus enseñanzas
y sus valiosos consejos.*

*A todos mis maestros,
tanto de la Facultad de Ingeniería
como de la Escuela Héroes de la Libertad.*

A la Universidad Nacional Autónoma de México.

*A la Facultad de Ingeniería,
en especial al Programa de Alto
Rendimiento Académico.*

*A todo el personal que labora
en el Instituto de Astronomía de la UNAM.*

*Al proyecto IN-501694, DGAPA, UNAM,
por el apoyo y financiamiento brindados.*

A todos ustedes, mi más profundo agradecimiento.

INTRODUCCIÓN.

Dentro de la Astronomía existe una gran cantidad de fenómenos que emiten su radiación electromagnética, ya sea parcial o totalmente, en el intervalo infrarrojo. Antes del desarrollo de la instrumentación astronómica infrarroja algunos de estos fenómenos solamente se podían describir teóricamente, pero muchos otros ni siquiera habían sido descubiertos.

La importancia de la región infrarroja del espectro electromagnético, radica en que las longitudes de onda correspondientes a esta región pueden pasar a través de las nubes de polvo interestelar, permitiendo con esto observar los fenómenos que estén sucediendo en ellas.

De esta forma, tanto en el campo de la Astronomía Galáctica como en el de la Extragaláctica, se podrán hacer una serie de observaciones y estudios que hasta hace poco habían sido imposibles, tales como:

- El estudio de poblaciones estelares en el núcleo y bulbo de nuestra galaxia y de galaxias cercanas, ya que con los detectores infrarrojos es posible observar lo que está sucediendo en las regiones de las galaxias que presentan mucho polvo y/o estrellas brillantes.
- El estudio de cúmulos de galaxias lejanos, cuyo interés se encuentra en poder observar la forma en que interactúan las galaxias cuando éstas se encuentran muy cerca unas de otras, permitiendo con esto comprender de una mejor manera el fenómeno que produce los brotes de formación estelar.
- El estudio de los cuasares y sus entornos, el cual podrá hacerse mucho más eficientemente con observaciones infrarrojas.
- El estudio del plano galáctico de nuestra galaxia, que es la región en donde se están formando nuevas estrellas.

INTRODUCCIÓN.

Bajo este contexto, se puede afirmar que la Astronomía Infrarroja se encuentra en una etapa evolutiva muy importante, ya que está inmersa en el estudio de campos que contienen información muy novedosa sobre el origen y el crecimiento del universo.

La presente tesis presenta el diseño de la cadena electrónica de lectura y borrado de un sistema infrarrojo que permite detectar imágenes astronómicas en el intervalo espectral de 0.8 a 2.5 μm . El sistema está basado en un detector HAWAII de 1024X1024 elementos sensibles fabricado por la compañía ROCKWELL, y será colocado en el telescopio de 2.1 m del Observatorio Astronómico Nacional, ubicado en San Pedro Mártir, Baja California.

En el primer capítulo se habla acerca de lo que es un detector: su definición, la forma en que pueden ser clasificados, sus parámetros principales, etc. Así mismo, se da una breve explicación del principio de operación de un telescopio, ya que es el dispositivo más importante de todo observatorio.

El capítulo 2 tiene por objeto definir lo que es un sistema infrarrojo de detección de imágenes astronómicas, así como mencionar los sistemas de este tipo que se han desarrollado desde hace seis años en el Instituto de Astronomía de la U.N.A.M.; incluyendo, por supuesto, aquél del cual forma parte esta tesis: la cámara/espectrógrafo infrarroja basada en un detector de 1024 X 1024 pixeles, a la cual llamamos 'TEQUILA'.

Debido a que el elemento principal de todo sistema de detección de imágenes es el detector, en el capítulo 3 se describe detalladamente el funcionamiento y las características del detector HAWAII.

En el cuarto capítulo se presenta el diseño de cada una de las etapas de la cadena electrónica de lectura y borrado, el cual debe basarse en las características particulares del detector.

El capítulo 5 expone las diferentes pruebas de laboratorio que se hicieron para la cadena de lectura, incluyendo los resultados que se obtuvieron en cada una de ellas.

En el sexto capítulo se muestran algunos aspectos adicionales del diseño de la cadena electrónica, mismos que se plantearon una vez que se tenía funcionando el diseño original.

Finalmente, en el capítulo 7 se presentan las conclusiones de este trabajo, así como las expectativas a futuro tanto de la cadena electrónica de lectura y borrado como del sistema en general.

OBJETIVOS.

El presente trabajo forma parte del proyecto 'TEQUILA', que es una cámara/espectrógrafo infrarroja basada en un detector de HgCdTe de 1024 X 1024 pixeles fabricado por ROCKWELL, sensible en el rango espectral de 0.8 a 2.5 μm .

El objetivo general del proyecto es:

- Diseñar, construir e instalar un nuevo sistema de detección infrarrojo para el Telescopio de 2.1 m del Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Mártir, Baja California.

Los objetivos particulares que se persiguen al realizar este trabajo son los siguientes:

- Diseñar la cadena electrónica de lectura y borrado del sistema infrarrojo 'TEQUILA'.
- Construir el prototipo del diseño y elaborar diferentes pruebas de laboratorio que permitan evaluar su funcionamiento.
- Con base a los resultados obtenidos, plantear posibles mejoras para el diseño original.
- Establecer los nexos con que debe contar la cadena electrónica de lectura y borrado para conjuntarla con los demás bloques del sistema infrarrojo.

ÍNDICE.

CAPÍTULO 1. ANTECEDENTES.	1
1.1 Relación entre Astronomía e Ingeniería.....	1
1.2 El Espectro Electromagnético.....	2
1.2.1 El Intervalo Infrarrojo.....	4
1.3 Definición y Clasificación de los Telescopios.....	5
1.3.1 Telescopios Refractores.....	7
1.3.2 Telescopios Reflectores.....	8
1.3.3 Telescopios Catadióptricos.....	9
1.4 Definición y Clasificación de los Fotodetectores.....	10
1.5 Parámetros Importantes de los Detectores.....	11
1.5.1 Emisión de Radiación de un Cuerpo.....	12
1.5.2 Transmisión de la Radiación a través de la Atmósfera..	13
1.5.3 Parámetros Propios del Detector.....	13
1.6 Detectores de Fotones de Estado Sólido.....	19
1.6.1 Fotoconductores.....	19
1.6.2 Detectores de Juntura.....	22
1.6.3 Dispositivos Metal-Aislante-Semiconductor.....	27
1.7 Detectores Infrarrojos.....	31
CAPÍTULO 2. EL SISTEMA INFRARROJO TEQUILA.	35
2.1 Sistemas Infrarrojos.....	35
2.2 El Sistema Infrarrojo CAMILA 1.....	38
2.3 El Sistema Infrarrojo CAMILA 2.....	47
2.4 El Sistema Infrarrojo TEQUILA.....	50
CAPÍTULO 3. EL DETECTOR HAWAII.	57
3.1 Descripción General del Detector HAWAII.....	57
3.2 El Multiplexor.....	60

3.3 Celda Unitaria.....	64
3.4 Mejoras del Detector HAWAII.....	66

CAPÍTULO 4. CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y BORRADO. 69

4.1 Descripción Global de la Cadena Electrónica.....	69
4.2 Cálculo de la Ganancia de la Cadena Electrónica.....	70
4.2.1 Cálculo de la Ganancia de Voltaje del FET Externo.....	70
4.2.2 Cálculo de la Ganancia de la Cadena Electrónica.....	74
4.3 Filtro Pasobajas.....	75
4.4 Integrador.....	76
4.4.1 Voltaje de Referencia.....	81
4.5 Convertidor Analógico-Digital.....	84
4.5.1 Voltaje de Referencia.....	86
4.5.2 Filtros RC.....	88
4.6 Registro de Corrimiento Paralelo-Serie.....	88
4.7 Optoacopladores.....	90
4.8 Diagrama Completo de la Cadena Electrónica de Lectura y Borrado	91

CAPÍTULO 5. PRUEBAS DE LABORATORIO. 93

5.1 Introducción.....	93
5.2 Caracterización de los Transistores de Efecto de Campo....	93
5.3 Ganancia de los FETs de Salida.....	95
5.4 Control de Voffset del Integrador.....	96
5.5 Generación de las Señales Digitales.....	96
5.6 Integrador.....	99
5.7 Voltaje de Referencia del Convertidor A/D.....	102
5.8 Convertidor Analógico-Digital.....	103
5.9 Registro de Corrimiento Paralelo Serie.....	105
5.10 Prueba de Linealidad.....	106

CAPÍTULO 6. ASPECTOS ADICIONALES DE LA CADENA DE LECTURA. 113

6.1 Propuestas para Mejorar la Cadena Electrónica
de Lectura y Borrado.....113

6.1.1 Reducción del Pulso de RESETINT.....113

6.1.2 Utilización de un Convertidor Analógico-Digital
más Veloz.....115

6.2 Especificaciones para el Diseño del Circuito Impreso.....118

6.2.1 Propuestas.....118

6.3 Especificaciones para la Integración de la Cadena
Electrónica de Lectura y Borrado con los Otros Módulos...119

6.4 Avances de los Demás Subsistemas de TEQUILA.....121

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y EXPECTATIVAS A FUTURO. 123

7.1 Conclusiones y Comentarios.....123

7.2 Expectativas a Futuro.....125

7.3 El Proyecto TEQUILA a Nivel Internacional.....126

BIBLIOGRAFÍA. 127

APÉNDICES. 131

Apéndice A.....131

Apéndice B.....163

CAPÍTULO 1.

ANTECEDENTES.

1.1) RELACIÓN ENTRE ASTRONOMÍA E INGENIERÍA.

La Astronomía, ciencia que se encarga del estudio de los astros y de los métodos para observar e interpretar los fenómenos relacionados a ellos, llegó a ser llamada la "ciencia de los cielos" por Lucrecio (98-55 a.C.), lo que muestra que ha sido una disciplina que ha apasionado al hombre desde las épocas más remotas. Sin embargo, esa pasión estuvo largo tiempo mediatizada por la superstición nacida frente a lo desconocido y lo grandioso, y por la instrumentalización política de algunos conocimientos rudimentarios. La observación directa y la intuición eran los únicos instrumentos que poseían los hombres antiguos para aproximarse al cielo. La orientación y los horarios terrestres surgieron apoyándose precisamente en aquella observación: en las posiciones del Sol, la Luna y las estrellas. La carencia de instrumentos que permitieran una aproximación al remoto mundo celeste determinó que la Astronomía permaneciera durante siglos como un apéndice de las religiones, o que cobrara aspectos esotéricos. Con la introducción del telescopio pudo iniciarse una ruptura que chocó con intereses ideológicos opuestos.

En la medida en que la Astronomía fue desarrollándose, ésta necesitó de dispositivos que le permitieran ver más, no sólo en cuanto a cantidad, sino también en cuanto a calidad. Es aquí donde la Ingeniería ha jugado un papel muy importante tanto para el desarrollo de los telescopios como para el de los diferentes instrumentos astronómicos (espectrógrafos, interferómetros, cámaras, polarímetros, etc.).

CAPÍTULO I.

Desde el surgimiento de los detectores de estado sólido, la Ingeniería Electrónica se ha vuelto indispensable para la Astronomía en el diseño y la operación de tales detectores, lo que ha permitido a esta disciplina, una de las más modernas en la historia de la humanidad, interactuar con una de las ciencias más antiguas.

1.2) EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.

En Astronomía, lo que nos interesa captar son las radiaciones de los cuerpos celestes. La radiación se define como la energía propagada a través del espacio o de un medio material en forma de ondas. La radiación electromagnética tiene su origen en las vibraciones del campo eléctrico y del campo magnético, lo que da a la radiación la propiedad de onda. Las ondas electromagnéticas existen dentro de un intervalo infinito de diferentes frecuencias. Al intervalo completo se le llama ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.

El espectro electromagnético se obtiene al hacer un barrido del intervalo de frecuencias que comprenden las ondas electromagnéticas.

En la **figura 1.1** se muestra el espectro electromagnético. Como se puede ver éste está dividido en seis regiones que corresponden a distintas formas de radiación electromagnética, diferenciadas una de otra por su frecuencia (y, por lo tanto, por su longitud de onda λ). Las regiones que abarca el espectro son: rayos gama, rayos X, ultravioleta, visible, infrarrojo y radio. La región que abarca las radiaciones del ultravioleta, del visible y del infrarrojo se conoce como REGIÓN ÓPTICA.

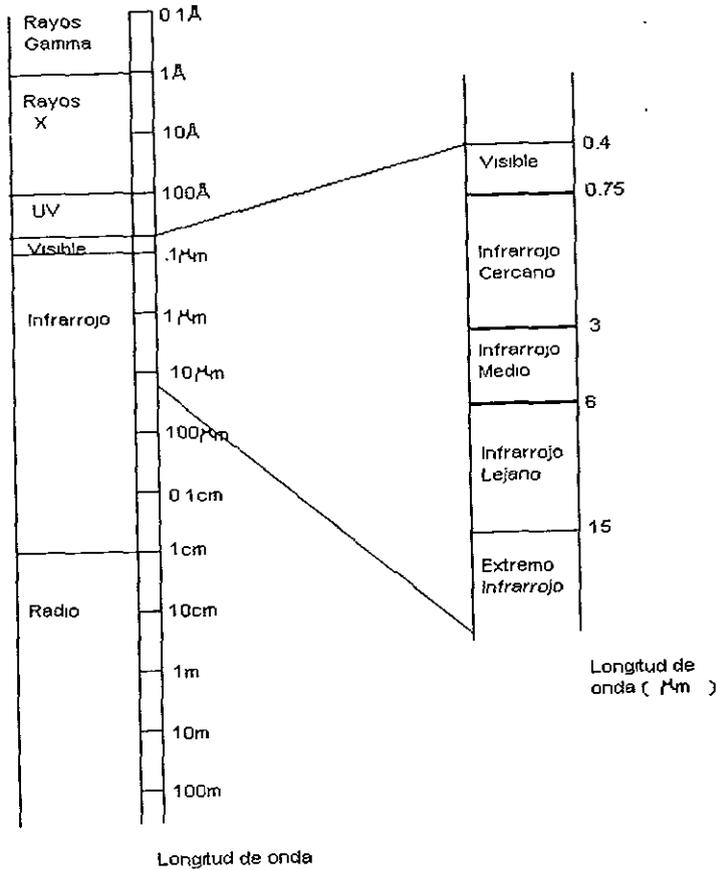


FIGURA 1.1 El Espectro Electromagnético.

Lo que se sabe del universo se tiene que extraer de las mediciones de las radiaciones, por lo que es necesario hacer observaciones en todo el espectro electromagnético, para así tener un conocimiento completo de los diferentes fenómenos que ocurren en el universo.

CAPÍTULO I.

1.2.1) El Intervalo Infrarrojo.

Debido a que el presente proyecto involucra a un detector infrarrojo, considero necesario abundar un poco sobre este intervalo del espectro electromagnético.

La región infrarroja abarca el intervalo de frecuencias comprendidas entre 3×10^{11} Hz y 3.84×10^{14} Hz (o bien, si tomamos como parámetro la longitud de onda, de $0.78 \mu\text{m}$ hasta $1000 \mu\text{m}$)¹. El infrarrojo, o IR, a menudo se subdivide en cuatro regiones: el IR cercano, es decir, cerca del visible ($0.78-3 \mu\text{m}$), el IR intermedio ($3-6 \mu\text{m}$), el IR lejano ($6-15 \mu\text{m}$) y el IR extremo ($15-1000 \mu\text{m}$)².

La existencia de la región IR del espectro fue descubierta por Sir William Herschel en 1800. Mientras investigaba la distribución de energía del espectro solar, se sorprendió al descubrir que el espectro de energía se alzaba por encima del rojo de la región visible. Al año siguiente, Johann Wilhelm Ritter descubrió la existencia de radiación en longitudes de onda menores a las del intervalo visible. Un mayor avance se produjo en 1830, siguiendo el descubrimiento del efecto termoeléctrico hecho por Seebeck, cuando Nobili y Melloni conectaron varios termopares en serie para incrementar la sensibilidad, con lo que fueron capaces de estudiar la emisión espectral de varias fuentes y su transmisión a través de varios materiales.

La naturaleza de la radiación infrarroja fue tema de discusión por muchos años, hasta que, en 1947, Fizeau y Foucault observaron que se podían formar franjas de interferencia en la misma forma que con la luz visible. Durante los años siguientes se investigó

¹ Recordemos que la longitud de onda y la frecuencia de una onda están relacionadas entre sí por la expresión: $f = c / \lambda$; donde f es la frecuencia de la onda, λ es la longitud de onda y c es la velocidad de la luz ($c = 2.997924562 \times 10^8$ m/s \pm 1.1m/s).

² Esta es una división bastante ligera y no hay universalidad en la nomenclatura

con el propósito de descubrir el límite del espectro, probando su existencia hasta los 150 μm . Gradualmente, con el desarrollo de las leyes electromagnéticas de James Clerk Maxwell³ y de la ley de Stefan-Boltzmann⁴ de la radiación del cuerpo negro, el modelo del espectro IR se volvió claro.

Posteriormente, se descubrió que la región correspondiente al cercano infrarrojo es la que contiene la mayor parte de la energía térmica emitida aquellos objetos cuya temperatura se encuentra dentro del intervalo de los 300 K hasta los 6000 K.

1.3) DEFINICIÓN Y CLASIFICACIÓN DE LOS TELESCOPIOS.

Los dispositivos astronómicos pueden clasificarse en dos grandes categorías: los dispositivos colectores de luz y los dispositivos analizadores. Dentro de los primeros se encuentran los telescopios, tanto de refracción como de reflexión; mientras que en la categoría de los analizadores, utilizados básicamente en astrofísica y que tienen por objeto medir la intensidad de las radiaciones recibidas y descomponerlas para su análisis, destacan los radiómetros, bolómetros y espectrómetros.

De todos estos dispositivos, el telescopio, además de ser el más antiguo, es el instrumento astronómico por excelencia.

³ Las ecuaciones de Maxwell gobiernan el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos y se pueden representar tanto en forma integral como diferencial

En esta última modalidad, las leyes electromagnéticas de Maxwell se expresan de la siguiente manera:

- a) $\nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$ donde: E es el campo eléctrico.
 b) $\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{J} + \epsilon_0 \partial \mathbf{E} / \partial t)$ B es la inducción magnética.
 c) $\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho / \epsilon_0$ J es la corriente por unidad de área.
 d) $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ ρ es la distribución continua de carga.
- ϵ_0 es la permitividad eléctrica del espacio libre ($\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} \text{ C}^2 \text{ N}^{-1} \text{ m}^{-2}$)
 μ_0 es la permeabilidad del espacio libre ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N s}^2 \text{ C}^{-2}$)

⁴ La ley de Stefan-Boltzmann, que relaciona la densidad de flujo radiante total de un cuerpo negro (M_r) con su temperatura absoluta (T), está dada por:

$$M_r = \sigma T^4$$

donde σ es la constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma = 5.6697 \pm 0.0029 \times 10^{-8} \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-4}$)

CAPÍTULO I.

En realidad no se tiene claridad sobre quién inventó el telescopio. Se puede afirmar que fue probablemente inventado y reinventado muchas veces. Recordemos que en el siglo XVII las lentes para anteojos se habían usado en Europa durante casi trescientos años. Durante ese gran lapso de tiempo, la yuxtaposición fortuita de dos lentes apropiadas para formar un telescopio parece inevitable. En todo caso, es muy probable que el óptico holandés Zacharias Janssen, famoso por el microscopio, fuera el primero en construir un telescopio y en tener idea del valor de lo que estaba haciendo. Sin embargo, la prueba indiscutible más remota del descubrimiento data del 2 de octubre de 1608 cuando Hans Lippershey pidió al States General de Holanda una patente de un sistema para ver a distancia. Coincidentemente, sus posibilidades militares fueron reconocidas inmediatamente, por lo que su patente no fue otorgada y, en lugar de ello, el gobierno le compró los derechos del instrumento y recibió una comisión para continuar investigando. Galileo Galilei oyó de este trabajo y alrededor de 1609 ya había hecho su propio telescopio usando dos lentes y un tubo de órgano para montarlos. No pasó mucho tiempo antes de que se construyera un gran número de instrumentos altamente mejorados y comenzara a asombrar al mundo con sus descubrimientos astronómicos por los que es precisamente famoso.

Algunos de los parámetros más importantes de un telescopio son los siguientes:

- Las irregularidades de las superficies ópticas (que generalmente deben ser menores a $\lambda/20$).
- La resolución angular, dada por λ/D ; donde D es el diámetro del instrumento.
- La razón focal, definida como f/D , donde D es el diámetro del espejo primario y f la distancia focal.

1.3.1) Telescopios Refractores.

Los telescopios de este tipo se basan en el principio de refracción. La REFRACCIÓN es el cambio en la trayectoria de un rayo cuando pasa de un material o medio a otro.

Como se muestra en la **figura 1.2**, este tipo de telescopios se basan en utilizar dos lentes: uno al final del instrumento que se conoce como objetivo, y otro colocado cerca del observador y que se conoce como ocular. Cuando la luz entra en el telescopio, pasa a través del primer lente y se desvía hacia el ocular. Como el ocular debe formar una imagen final ampliada virtual, la distancia objeto deberá ser menor o igual a la distancia focal. En la práctica, la posición de la imagen intermedia está fija y solamente se mueve el ocular para enfocar el instrumento.

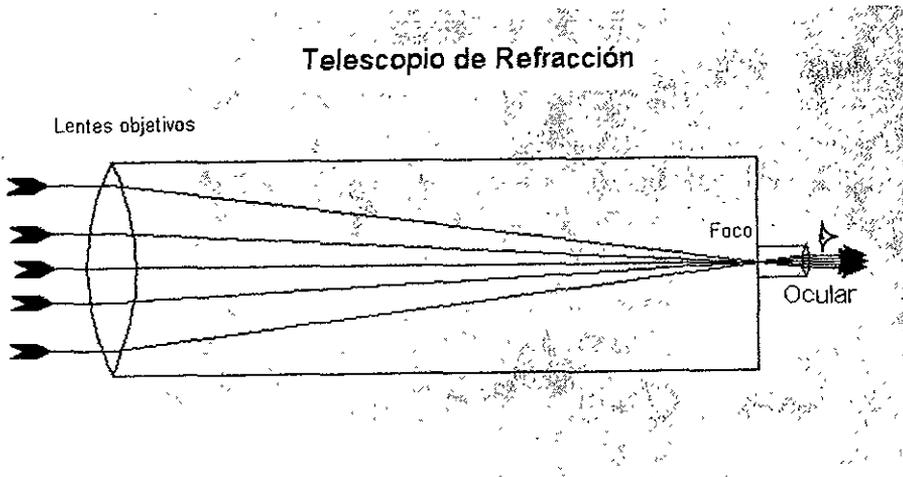


Figura 1.2 Esquema de un Telescopio Refractor.

Debido a diversas razones, los telescopios contruidos a base de lentes pronto se vieron sustituidos por aquellos elaborados a base de espejos. En el proceso de la fabricación de lentes grandes se presentan dos problemas; deben ser transparentes y estar libres de burbujas internas. Un espejo de superficie frontal no necesita serlo. Una lente debe apoyarse sólo por su periferia y puede combarse por su propio peso; un espejo se puede sujetar de su orilla y también de su cara posterior. Además, ya que no hay refracción, los espejos no sufren de aberración cromática.

1.3.2) Telescopios Reflectores.

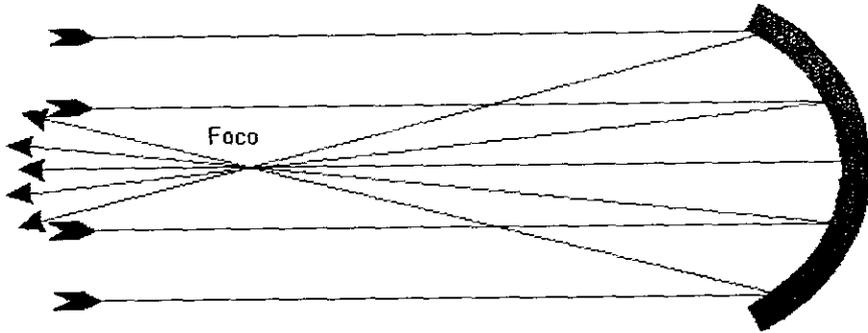
Los telescopios que se encuentran dentro de este grupo se basan en el principio de reflexión. Al incidir una onda electromagnética sobre una superficie que separa dos medios de propagación distintos, una parte de la onda sufre una refracción y la restante cambia de sentido volviendo al medio de donde procede; este último fenómeno recibe el nombre de REFLEXIÓN.

Inventado por el escocés James Gregory en 1661, el telescopio reflector fue construido con éxito por primera vez por Newton en 1668 y sólo se transformó en una herramienta importante para la investigación en manos de William Herschel un siglo más tarde.

En la versión newtoniana un espejo plano o prisma saca el haz del eje a un ángulo recto con el eje del telescopio, donde se puede fotografiar, ver, analizar espectralmente o procesar fotoeléctricamente. En un arreglo gregoriano, un espejo secundario elipsoidal cóncavo reinvierte la imagen, regresando ésta a través de un agujero en el primario. El sistema Cassegrain utiliza un espejo secundario hiperboloidal convexo para aumentar la distancia efectiva; funcionando como si el primario fuera de

la misma abertura pero como si tuviera una distancia focal o radio de curvatura más grande.

Telescopio de Reflexión



Ing. José Francisco Buenrostro Zagal.
 Figura 1.3. Esquema de un Telescopio Reflector.

Tecnológico de Estudios Superiores de Ecatepec,

1.3.3) Telescopios Catadióptricos.

Una combinación de elementos refractores (lentes) y reflectores (espejos) se llama sistema catadióptico. El más conocido de estos, aunque no el primero, es el clásico sistema óptico Schmidt. Este sistema representa el precursor de una nueva forma de pensar en el diseño de sistemas reflectores de campo extendido y gran abertura. En este tipo de telescopios, los rayos paralelos que se reflejan en un espejo esférico forman imágenes sobre una superficie esférica, que en la práctica es una placa fotográfica curvada. El único problema con tal esquema es que, aunque está libre de otras aberraciones, es que los rayos reflejados en las regiones exteriores del espejo no llegarán al mismo foco que los de la región paraxial. En otras palabras, el

CAPÍTULO I.

En realidad no se tiene claridad sobre quién inventó el telescopio. Se puede afirmar que fue probablemente inventado y reinventado muchas veces. Recordemos que en el siglo XVII las lentes para anteojos se habían usado en Europa durante casi trescientos años. Durante ese gran lapso de tiempo, la yuxtaposición fortuita de dos lentes apropiadas para formar un telescopio parece inevitable. En todo caso, es muy probable que el óptico holandés Zacharias Janssen, famoso por el microscopio, fuera el primero en construir un telescopio y en tener idea del valor de lo que estaba haciendo. Sin embargo, la prueba indiscutible más remota del descubrimiento data del 2 de octubre de 1608 cuando Hans Lippershey pidió al States General de Holanda una patente de un sistema para ver a distancia. Coincidentemente, sus posibilidades militares fueron reconocidas inmediatamente, por lo que su patente no fue otorgada y, en lugar de ello, el gobierno le compró los derechos del instrumento y recibió una comisión para continuar investigando. Galileo Galilei oyó de este trabajo y alrededor de 1609 ya había hecho su propio telescopio usando dos lentes y un tubo de órgano para montarlos. No pasó mucho tiempo antes de que se construyera un gran número de instrumentos altamente mejorados y comenzara a asombrar al mundo con sus descubrimientos astronómicos por los que es precisamente famoso.

Algunos de los parámetros más importantes de un telescopio son los siguientes:

- Las irregularidades de las superficies ópticas (que generalmente deben ser menores a $\lambda/20$).
- La resolución angular, dada por λ/D ; donde D es el diámetro del instrumento.
- La razón focal, definida como f/D ; donde D es el diámetro del espejo primario y f la distancia focal.

temperatura. La radiación incidente absorbida por el detector afectará su temperatura, de tal forma que al medir el cambio en la cantidad de energía absorbida se puede determinar un cambio en alguna otra característica física del detector (por ejemplo la conductividad eléctrica). La radiación generalmente es absorbida por una capa superficial negra, la cual proporciona una respuesta espectral extensa y uniforme.

En un DETECTOR DE FOTONES, la radiación incidente causa la excitación de los electrones del material con el que está hecho el detector, observándose una señal eléctrica a la salida del dispositivo. Un parámetro de gran importancia dentro de este tipo de detectores es la EFICIENCIA CUÁNTICA (η), que representa la razón del número de electrones por segundo que ocurren como resultado de la irradiación, con respecto al número de fotones por segundo que llegan al detector. Para un dispositivo ideal, la eficiencia cuántica debe ser igual a la unidad.

El método que se utiliza para observar la señal de salida de los detectores de fotones permite clasificarlos en dos grupos: los DETECTORES FOTOEMISIVOS y los DETECTORES DE ESTADO SÓLIDO.

En el primer grupo, los electrones excitados son emitidos desde un electrodo fotosensitivo hacia el medio externo, el cual puede ser el vacío o algún gas. Por su parte, en los detectores de estado sólido, los fotones provocan un cambio en la distribución de energía eléctrica del material, el cual es usado de alguna manera para producir una señal de salida.

1.5) PARÁMETROS IMPORTANTES DE LOS DETECTORES.

El propósito de todo fotodetector es detectar la energía radiante ya sea de una longitud de onda específica, o bien de toda una banda; y producir una señal de salida proporcional a la cantidad de energía absorbida.

Con el objeto de especificar y comparar el rendimiento de diferentes detectores es necesario considerar lo siguiente:

- La emisión de radiación de un cuerpo.
- La transmisión de tal radiación a través de la atmósfera.
- Los parámetros propios del detector que determinan su rendimiento.

1.5.1) Emisión de radiación de un cuerpo.

Al final del siglo XIX, la teoría electromagnética de la luz, confeccionada por Maxwell y verificada por Hertz, se estableció como uno de los pilares de la ciencia. Pero los períodos de satisfacción en la física son usualmente de vida corta y, en 1900, Max Planck liberó un torbellino conceptual que al final llevó a un cambio radical en el modelo del universo físico. Planck estaba trabajando en un análisis teórico de un fenómeno conocido como RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO. El término CUERPO NEGRO fue introducido por Kirchoff, y se refiere a un cuerpo que absorbe toda la energía radiante que incide sobre él, independiente de la longitud de onda de tal energía.

En 1879 Josef Stefan observó que la densidad de flujo radiante total de un cuerpo negro era proporcional a la cuarta potencia de la temperatura absoluta. Unos pocos años más tarde, Ludwig Boltzmann dedujo esta relación combinada de la teoría de Maxwell y argumentos termodinámicos. Sin embargo, no fue sino hasta 1900 que se tuvo una expresión para la distribución espectral de radiación de un cuerpo negro, cuando Planck dedujo la siguiente fórmula para la emisión radiante espectral:

$$M_e = \frac{2\pi \cdot hc^2}{\lambda^5} \left(\frac{1}{e^{hc/KT\lambda} - 1} \right)$$

donde k es la constante de Boltzmann, y h es la constante de Planck⁵.

Con esto Planck había ajustado la curva de radiación de un cuerpo negro, pero lo más significativo es que había descubierto un hecho más importante: el cuanto de energía (la hipótesis de que la energía era emitida y absorbida en cuantos de $h\nu$ ha resultado ser una afirmación fundamental sobre la naturaleza de las cosas)⁶.

1.5.2) Transmisión de la radiación a través de la atmósfera.

En la mayoría de los sistemas de detección de fotones, la radiación emitida por un objeto debe ser transmitida a través de la atmósfera hacia el detector, lo cual modificará el espectro emitido: la atmósfera absorberá, dispersará y refractará la radiación como función de la longitud de onda.

La absorción más importante se da en los constituyentes moleculares de vapor de agua, bióxido de carbono, monóxido de nitrógeno y ozono (cualesquiera pequeñas partículas suspendidas en la atmósfera causarán la dispersión de la radiación fuera del haz); mientras que cualquier turbulencia en la atmósfera causará refracción de la señal.

1.5.3) Parámetros propios del detector.

a) Responsividad.

La responsividad R de un detector está definida como la señal de salida por unidad de entrada. Si la radiación es cortada a una

⁵ El valor ahora aceptado de la constante de Planck es: $h = (6.6256 \pm 0.0005) \times 10^{-34}$ J s.

⁶ Planck afirmó que un resonador atómico podía absorber o emitir solamente cantidades discretas de energía que eran proporcionales a su frecuencia oscilatoria; y que cada uno de tales valores de energía tenía que ser un múltiplo entero de lo que el llamó un "elemento de energía" $h\nu$. Con esto concluyó que todas las energías posibles ϵ_m del oscilador están dadas por: $\epsilon_m = m h \nu$; donde m es un entero positivo

frecuencia uniforme, el voltaje de la señal y la potencia radiante de incidencia se utilizan en el cálculo según la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_s}{P} = \frac{V_s}{HA}$$

donde V_s es la salida de voltaje del detector para una potencia de P watts, H es el valor de la irradiancia⁷ en el dispositivo y A es el área sensible.

Para el cálculo de este parámetro, es necesario especificar la superficie radiante de entrada que, generalmente, es un cuerpo negro a 500 K o una radiación monocromática de una longitud de onda λ .

Si se define la responsividad como la salida, ya sea en voltaje o en corriente, por fotón detectado, se obtiene la EFICIENCIA CUÁNTICA η , que es la eficiencia con que un detector responde a los fotones que llegan a él.

b) Potencia Equivalente de Ruido (NEP) e Irradiancia equivalente de Ruido (NEI)⁸.

Aunque la responsividad define la sensibilidad de un detector, no da ninguna indicación del flujo radiante mínimo que se puede detectar. Este flujo mínimo detectable es definido como la potencia radiante incidente RMS requerida para producir una señal de salida V_s igual al nivel de ruido del detector V_n ; en otras palabras, una razón señal a ruido conocida como NEP:

$$NEP = \frac{P}{V_s/V_n} = \frac{V_n}{R}$$

Cuando se describe el rendimiento completo del sistema, la irradiancia equivalente de ruido es introducida como la unidad de

⁷ La irradiancia H es la densidad de flujo en un detector, y se expresa en W/cm^2 o en fotones/cm²s.

⁸ Las abreviaciones NEP y NEI provienen de las siglas en inglés: Noise Equivalent Power y Noise Equivalent Irradiance, respectivamente.

densidad de flujo radiante requerida para producir una señal de salida igual al ruido del detector, conocida como NEI:

$$NEI = \frac{NEP}{A_L} = \frac{H}{V_N / V_S}$$

donde A_L es el área de los lentes colectores.

En un sistema completo, la NEI es la densidad de flujo requerida a la apertura de entrada para dar una razón señal a ruido unitaria a la salida de la electrónica del sistema.

c) Detectividad.

Mientras más alto es el rendimiento del detector, menor es el valor de la NEP y de la NEI. Para vencer esta anomalía, en 1953 Jones definió la detectividad D de un dispositivo como el recíproco de la potencia equivalente de ruido:

$$D = \frac{1}{NEP}$$

Cuando la detectividad se utiliza para caracterizar un detector, es necesario especificar la longitud de onda de la radiación incidente, la temperatura del detector, la frecuencia de corte, cualquier corriente de polarización aplicada al dispositivo, el área del detector y el ancho de banda del amplificador usado para medir el ruido del detector.

La fuente de radiación normalmente es un cuerpo negro a temperatura de 500 K, y la temperatura del detector dependerá del medio en el cual se encuentre. La corriente de polarización normalmente es optimada para la máxima responsividad y la frecuencia de corte se coloca a un valor suficientemente bajo para que la detectividad no esté limitada por la constante de tiempo del detector.

d) Detectividad Específica.

La detectividad no es un parámetro ideal para comparar diferentes detectores ya que varía inversamente con la raíz del

área sensible **A** y del ancho de banda **BW**. Por esto se ha introducido el término DETECTIVIDAD ESPECÍFICA **D***:

$$D^* = D(A \cdot BW)$$

Este término representa la razón señal a ruido cuando un watt de potencia incide en un detector que tiene un área sensible de 1 cm², y el ruido es medido encima de un ancho de banda de 1 Hz.

Con este parámetro se pueden comparar detectores de diferentes tamaños, pues el ruido del dispositivo es generalmente proporcional a la raíz cuadrada del área.

La **D*** puede ser definida como la respuesta a una fuente de radiación monocromática, o bien, a una fuente de radiación de cuerpo negro. En el primer caso se le conoce como **D* ESPECTRAL**.

e) Tiempo de Respuesta y Respuesta en Frecuencia.

El tiempo de respuesta τ de un detector determina qué tan adecuado es éste para una aplicación específica. Este parámetro es caracterizado por la velocidad de respuesta a un cambio repentino en la señal de entrada. El tiempo de respuesta es especificado como el tiempo necesario para que la señal alcance el $(1-1/e)$ del valor pico, o disminuya a $1/e$ del mismo valor.

La respuesta en frecuencia es un trazo de la señal de salida como función de la frecuencia modulada de la radiación de entrada. En general, esta respuesta V_s es plana desde cero hasta una frecuencia en el rango de los megahertz, a partir de la cual decae a razón de 6 dB⁹ por octava¹⁰.

f) Respuesta Espectral.

Este parámetro describe el cambio en la señal de salida como una función de cambios en la longitud de onda de la señal de entrada. Generalmente, la respuesta espectral es trazada como una

⁹ Un decibel (dB) es una unidad logarítmica que convencionalmente se utiliza para expresar la razón entre dos niveles de potencia.

¹⁰ Una octava es un intervalo entre dos frecuencias cuya relación es de 2 a 1.

función de la longitud de onda para un flujo radiante constante por unidad.

g) Fuentes de Ruido.

El rendimiento de todos los detectores están limitado por procesos ruidosos aleatorios, los cuales determinan la potencia mínima detectable que puede ser medida. Las fuentes de ruido pueden incrementarse en el detector, en la energía radiante incidente y/o en la electrónica asociada con el sistema. Por tal

motivo, el objetivo de todo diseño de un sistema de detección deberá ser el de reducir las fuentes electrónicas de ruido y el de minimizar el ruido interno del detector; de tal forma, que el ruido propio de la radiación incidente sea el único que se presente en forma importante.

Los mecanismos de ruido son consecuencia de procesos aleatorios o estocásticos, por lo que no es posible predecir su amplitud para un instante dado. El valor del ruido normalmente es especificado en términos de la raíz cuadrada promedio del voltaje o de la corriente; y si en un sistema se presentan dos fuentes de ruido diferentes, su efecto se determinará sumando sus valores.

Dentro de las fuentes de ruido más importantes que se presentan en los sistemas de detección, destacan las siguientes:

1.- Ruido de Johnson.

Esta forma de ruido se encuentra en todos los materiales resistivos, y ocurre en la ausencia de cualquier polarización eléctrica. En 1928 Johnson demostró la existencia de este ruido, y lo separó en dos: el voltaje de ruido de a circuito abierto V_n , y la corriente de ruido a circuito corto I_n .

Las ecuaciones para el cálculo de este ruido están dadas por:

$$V_n = \sqrt{4kTrBW}$$

$$I_n = \sqrt{\frac{4kTBW}{r}}$$

donde: k es al constante de Boltzmann.

T es la temperatura absoluta del elemento.

r es la resistencia del elemento.

BW es el ancho de banda eléctrico.

Como se puede ver en las expresiones anteriores, este ruido es independiente de la frecuencia, por lo que se le conoce también como RUIDO BLANCO.

2.- Ruido de Generación-Recombinación (G-R).

Este ruido surge debido a las fluctuaciones en la generación y recombinación de los portadores libres en un semiconductor, causando una variación en la resistencia eléctrica. El espectro en frecuencia de esta fuente de ruido es plano hasta un valor que es, aproximadamente, igual al inverso del tiempo de vida de un portador; y a partir de ese punto decae a razón de 6 dB por octava.

Las expresiones para el cálculo de este ruido, desarrolladas por Long y Kruse, son las siguientes:

$$V_n = 2I_B \sqrt{\frac{\tau \cdot BW}{N(1 + \omega^2 \tau^2)}}$$

$$I_n = 2I_B \sqrt{\frac{\tau \cdot BW}{N(1 + \omega^2 \tau^2)}}$$

donde: I_B es la corriente de polarización.

r es la resistencia.

τ es el tiempo de vida del portador libre.

N es el número de portadores libres.

ω es la frecuencia angular.

3.- Ruido 1/f.

Al estudiar el espectro en frecuencia de la potencia de ruido de un detector, se observa que ésta depende del inverso de la frecuencia.

Aunque no existe una expresión exacta para la corriente de ruido a circuito corto, se piensa que es de la forma:

$$I_n = \sqrt{\frac{k I_B^\alpha \cdot BW}{f^\beta}}$$

donde α y β son características del dispositivo (en la mayoría de los casos, α es igual a 2 y β está entre 0.8 y 1.5).

En los semiconductores, este ruido es asociado con los efectos de la barrera de potencial en los contactos y con las corrientes de fuga.

1.6) DETECTORES DE FOTONES DE ESTADO SÓLIDO.

El principio de operación de los detectores de fotones de estado sólido es que la radiación incidente causa la excitación de los electrones del material, la cual puede ser monitoreada como una señal eléctrica de salida. Los diferentes métodos que existen para observar este cambio dependen de la estructura del dispositivo; siendo los más empleados aquellos que miden el cambio en la resistividad de un elemento fotoconductor, o bien, en el voltaje generado a través de la juntura del detector. En la **tabla 1.1** se presenta una clasificación de detectores de fotones de estado sólido de acuerdo a su estructura.

1.6.1) Fotoconductores.

Este tipo de detectores puede ser dividido en tres principales categorías: intrínsecos, extrínsecos y de portadores libres. En

CAPÍTULO I.

todas ellas, se mide el cambio en la conductividad de los portadores, distinguiéndose una de otra por el estado a partir del cual las cargas de la frontera son excitadas.

En general, un par de contactos óhmicos se fijan a la muestra, haciendo pasar una corriente a través del elemento. Cuando la radiación incide en el detector, la señal es medida como un cambio de voltaje a través de una resistencia de carga, o como un cambio de corriente a través de la muestra.

CATEGORÍA	SUBCATEGORÍA	EJEMPLOS
FOTOCONDUCTORES	a) Intrínsecos	Cadmio-Mercurio-Teluro Sales de Plomo
	b) Extrínsecos	Germanio dopado, Silicio
	c) Portadores libres	Antimoniuro de Indio
DISPOSITIVOS DE JUNTURA	a) Homoestructuras	Antimoniuro de Indio Plomo-Estaño-Teluro
	b) Heteroestructuras	Teluro de Plomo Arseniuro de Galio
	c) Barrera Schottky	Platino, Silicio
	d) Avalancha	Silicio, germanio
DISPOSITIVOS MIS (METAL-AISLANTE-SEMICONDUCTOR)		Antimoniuro de Indio

TABLA 1.1 CLASIFICACIÓN DE LOS DETECTORES DE FOTONES DE ESTADO SÓLIDO

a) Fotoconductores intrínsecos.

Estos detectores requieren que los fotones incidentes tengan una energía ($h\nu$) mayor que la energía de la banda prohibida¹¹ (E_G) del material. Esto implica que el límite de la longitud de onda estará dado por:

$$\lambda = \frac{hc}{E_G}$$

Los fotoconductores intrínsecos presentan altos coeficientes de absorción óptica, además, debido a que sus portadores presentan un prolongado tiempo de vida, pueden operar a mayores temperaturas que los extrínsecos.

b) Fotoconductores extrínsecos.

En estos dispositivos, los fotones incidentes causan que un portador que se encuentra en un estado impuro de la frontera se mueva hacia un estado de conducción libre; el cual puede ser o como donador en un nivel cercano a la banda de conducción, o como receptor en un nivel cercano a la banda de valencia. Esto indica que el límite de la longitud de onda para estos detectores es:

$$\lambda = \frac{hc}{E_i}$$

donde E_i es la energía impura de ionización del material.

La principal desventaja de estos dispositivos es que necesitan operar a temperaturas mucho menores que los detectores intrínsecos (entre 4 y 30 K), lo cual se debe al menor coeficiente de absorción óptica que poseen.

¹¹ La banda prohibida de un elemento es aquella que se encuentra entre su banda de conducción y su banda de valencia

c) Fotoconductores de portadores libres.

Estos detectores han sido fabricados con semiconductores con alta movilidad de portadores, como el antimonio de indio (InSb). La radiación incidente causa transiciones de los electrones libres dentro de la banda de conducción del material, alterando la movilidad de los electrones y, por lo tanto, la resistencia del material. Para que estos dispositivos operen adecuadamente es necesario enfriarlos a temperaturas de helio líquido. Este tipo de detectores se usa principalmente para longitudes de onda donde la absorción de portadores libres es muy alta (usualmente en la región de 1000 a 2000 μm), debido a que a menores longitudes de onda el coeficiente de absorción decae rápidamente.

1.6.2) Detectores de Juntura.

Los detectores de juntura o fotovoltaicos consisten en dos regiones de material con una barrera de potencial interna que produce una capa de reducción que tiene propiedades de corriente.

Las dos principales características de los detectores fotovoltaicos son que, en primer lugar, los fotones incidentes son absorbidos en el material creando pares hueco-electrón; y, en segundo lugar, que los portadores minoritarios se difunden en la región de reducción de la juntura, la cual, una vez polarizada, produce o un circuito abierto de voltaje o un circuito corto de corriente. Esto provoca que la característica voltaje-corriente (V-I) ya no sea lineal (como lo era en el caso de los fotoconductores), sino que presente propiedades de rectificador.

Cuando no hay radiación incidente en la juntura, se observa una corriente inversa de polarización, conocida como CORRIENTE OSCURA; mientras que si el detector es iluminado con radiación

de la frecuencia correcta, la característica V-I se desplazará y la señal podrá ser medida de acuerdo a:

$$\Delta i = -\eta q A \phi$$

donde: η es la eficiencia cuántica.

Q es la carga del electrón ($q = 1.602189 \times 10^{-19}$ C).

A es el área del detector.

ϕ es el flujo incidente de fotones.

Para obtener una alta eficiencia cuántica en estos dispositivos, es importante asegurar que toda la radiación incidente sea absorbida dentro de la región difusa de la juntura, con lo que la superficie tendrá un alto coeficiente de absorción.

Antes de describir las diferentes categorías de los detectores de fotones de juntura, considero conveniente recordar los conceptos de semiconductor, material tipo **n** y material tipo **p**.

En un semiconductor, a temperatura ambiente, existen muy pocos electrones en la banda de conducción. Como la corriente es proporcional al número de electrones en movimiento, la corriente es pequeña y, por lo tanto, el material tiene una elevada resistencia. Si se aplica un campo eléctrico al material, un electrón en la banda de valencia se moverá hacia la banda de conducción, dejando un hueco en su lugar. El electrón tenderá a moverse hacia la terminal positiva del campo eléctrico, mientras que el hueco lo hará hacia el la terminal negativa. Cabe señalar que el movimiento de los electrones es más rápido que el de los huecos, ya que la posibilidad de que un electrón tenga la energía necesaria para pasar a una situación libre en la banda de conducción (que está totalmente vacía) es mucho mayor que la probabilidad de que un electrón tenga la energía necesaria para pasar a una situación libre en la banda de valencia (que está casi totalmente llena). Así, la corriente debida a la circulación de electrones en la banda de conducción es mayor que la debida a

la circulación de huecos. Sin embargo, la corriente neta es pequeña y, por lo tanto, el material es un **semiconductor**.

Si al silicio se le añaden átomos de otro elemento, tal como el boro, este proceso se llama contaminación o dopado, y el boro se conoce como material receptor porque puede aceptar electrones de la banda de valencia del silicio. A la temperatura ambiente, los electrones de la banda de valencia del silicio llenan los espacios receptores del boro, debido a que la probabilidad de que los electrones de la banda de valencia tengan energía suficiente para sobrepasar la pequeña barrera es muy alta. El resultado es que existe un gran número de huecos. Cuando se aplica un campo eléctrico a este silicio dopado, la corriente de huecos es muy intensa, y el material es ahora un buen conductor. A este material se le llama **tipo p**, y la conducción en él es debida principalmente al movimiento de huecos.

Un material **tipo n** se forma cuando al silicio se le añaden átomos de otro elemento, tal como el fósforo, que es un material donador porque puede ceder electrones a la banda de conducción del silicio. Esto implica que la circulación de corriente, cuando se aplique un campo eléctrico, ahora será debida principalmente al movimiento de electrones.

a) Detectores de Homojuntura.

Se conoce así a todos los detectores fabricados a partir de una juntura n-p. Una juntura n-p, conocida como DIODO, consiste en una unión de materiales tipo **p** con materiales tipo **n**. Cuando esta unión es polarizada directamente, los huecos de la región **p** fluyen hacia la región **n**, mientras que los electrones de la región **n** fluyen hacia la región **p**. Una pequeña tensión V es suficiente para producir una corriente elevada. Si el diodo es polarizado en sentido inverso, los electrones de la región **p** fluyen hacia la región **n**, mientras que los huecos de la región **n** fluyen hacia la región **p**. La circulación de corriente es, por lo

tanto, muy pequeña a causa del pequeño número de cargas en movimiento.

La característica V-I de un diodo está dada por:

$$i_D = I_0 (e^{qV_D / kT} - 1)$$

donde: i_D es la corriente a través del diodo.

V_D es el voltaje en las terminales del diodo.

I_0 es la corriente inversa de saturación.

q es la carga del electrón.

k es la constante de Boltzmann.

T es la temperatura absoluta.

M es una constante empírica que varía entre 1 y 2.

además, al término kT/q se le denota por V_T .

La expresión anterior establece que si V_D es negativa con una magnitud mucho mayor que V_T , la corriente i_D es igual a $-I_0$, la cual es función del material, de su forma geométrica y de la temperatura. Sin embargo, si V_D es positiva y excede en mucho a V_T , la corriente directa i_D estará dada por:

$$i_D = I_0 e^{V_D / V_T^M}$$

b) Detectores de heterojuntura.

Son aquellos que se forman a partir de dos diferentes semiconductores que tienen una estructura similar. Para producir estos dispositivos se usa el crecimiento epitaxial, utilizando al material que posee una banda prohibida más gruesa como el frente de la ventana para permitir la absorción de la radiación en el sustrato, mejorando con esto la eficiencia cuántica.

Dentro de las estructuras de heterojuntura destacan el arseniuro de galio (GaAs) y el telururo de plomo (PbTe).

c) Detectores de Barrera Schottky.

Efectos similares a los que se presentan en una juntura n-p se producen en una interfaz metal-semiconductor conocida como barrera Schottky. Generalmente, para formar esta interfaz se deposita una lámina delgada de metal sobre el material semiconductor, con lo que el dispositivo puede ser iluminado a través de la capa si ésta es semitransparente para el rango de longitudes de onda deseado. Una característica de estos detectores es que pueden ser iluminados por la parte del semiconductor en lugar de por la parte metálica.

Esta juntura se utiliza en aquellos semiconductores en los que no es fácil introducir materiales tipo n o tipo p.

d) Detectores de Avalancha.

Cuando una juntura n-p es polarizada en sentido inverso se puede producir un fenómeno conocido como AVALANCHA. Si el voltaje en las terminales del diodo se incrementa más allá de la tensión de ruptura de la juntura, la corriente de ésta aumentará considerablemente para pequeños cambios de voltaje. Esta región se conoce como REGIÓN ZENER, y la ruptura puede ser RUPTURA ZENER o en AVALANCHA. Los mecanismos de la avalancha y de la ruptura Zener, son distintos entre sí: la ruptura en avalancha se presenta para altos voltajes inversos, y la ruptura zener para pequeños voltajes inversos; sin embargo, el efecto en el circuito es el mismo.

El proceso de ruptura en avalancha puede considerarse como un electrón móvil que choca con un electrón fijo, dejándolo libre; estos dos electrones liberan a otros dos y así sucesivamente. Ello da lugar a un gran flujo de corriente en esta región.

1.6.3) Dispositivos Metal-Aislante-Semiconductor (MIS)¹².

Dentro de estos detectores encontramos a los DISPOSITIVOS ACOPLADOS POR CARGA (CCD¹³) y a los DETECTORES DE INYECCIÓN DE CARGA (CID¹⁴).

a) Dispositivos Acoplados por Carga (CCD).

El CCD es esencialmente un circuito integrado tipo MOS (Metal-Oxide-Semiconductor). La estructura básica se muestra en la figura 1.5. El dispositivo posee una capa aislante de óxido de silicio, que es depositada sobre una capa de un semiconductor tipo p, a una profundidad normalmente de 0.1 mm; y arriba de esa capa tiene un arreglo de electrodos espaciados, cada uno de los cuales es equivalente a una compuerta de transistor tipo MOS.

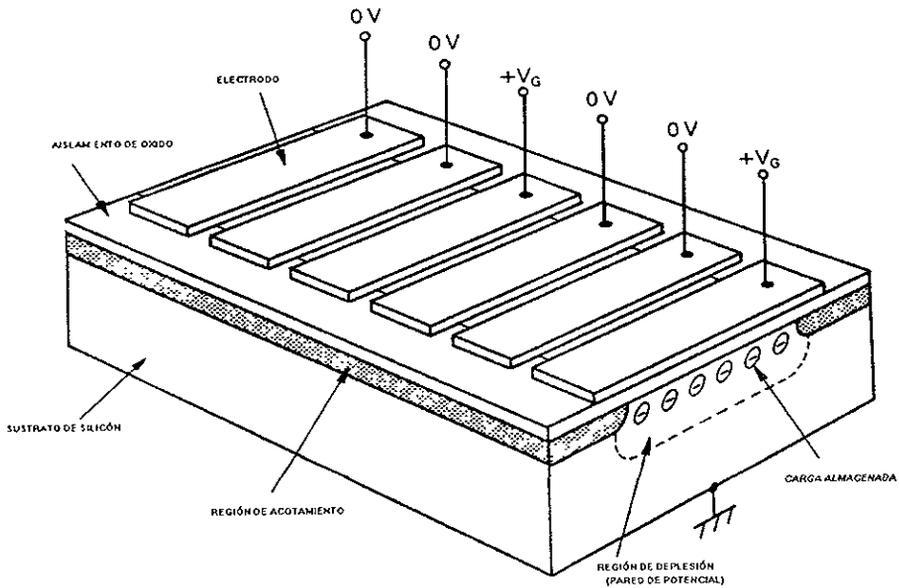


Figura 1.5 Estructura Básica de un CCD.

¹² Por sus siglas en inglés: Metal-Insulator-Semiconductor.

¹³ Por sus siglas en inglés: Charge-Coupled-Device.

¹⁴ Por sus siglas en inglés: Charge-Injection-Detector.

La información de la señal es llevada en forma de carga eléctrica, usualmente electrones. Dicha carga está localizada debajo de los electrodos, los cuales cuentan con un alto potencial positivo aplicado que causa que haya una zona de depleción debajo del silicio. Esto se debe a que el potencial positivo atrae una carga negativa de electrones, de tal forma que los electrones están siendo almacenados en una pared de potencial. En otras palabras, cuando al electrodo se le aplica una diferencia de potencial positivo respecto al sustrato, los portadores mayoritarios, (huecos en este caso), son repelidos lejos de la unión del material tipo p con el óxido, por lo que se forma una zona libre de cargas. A medida que se incrementa el voltaje aplicado al electrodo, se hace más profunda la región de acoplamiento, llegando al punto en que cualquier electrón libre circundante, puede ser atrapado por el pozo de potencial. Estos electrones se acumulan cerca de la unión, constituyendo una capa de inversión.

Cuando la luz cae sobre el dispositivo, los fotones son absorbidos por el silicio, formándose pares electrón-hueco, los cuales se difunden en la unión o en el sustrato según la polaridad de su carga.

El nombre de este dispositivo describe la forma como la señal del mismo es leída: la distribución de cargas acumuladas es leída por la transferencia de las mismas a lo largo del arreglo.

Si bajo los electrodos se encuentran cargas acumuladas (electrones), dicha carga se puede transferir a través de pozos de potencial de cada uno de los electrodos, utilizando lo que se conoce como ACOPLAMIENTO DE CARGA, que es la técnica por la cual la carga de la señal puede ser transferida por arriba de un electrón al siguiente. Esto se logra poniendo un segundo electrodo a un alto nivel y reduciendo el voltaje del primero, como lo ilustra la **figura 1.6**. De esta forma, por pulsos secuenciales de voltaje en los electrodos entre altos y bajos

niveles, las cargas de la señal pueden pasar por debajo de un arreglo de muchos electrones con poca pérdida. Para archivar la carga, los electrodos están conectados a un conjunto de tres fases de pulsos manejadores, ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 , como lo muestra la figura. Esos pulsos (generalmente a 10V de amplitud) deben ser generados con electrónica externa. Las cargas de la señal pueden ser guardadas arriba de un tercer electrodo en el arreglo y pueden ser transferidas juntas a lo largo del arreglo.

Los renglones están constituidos por electrodos metálicos y las columnas se componen de canales de transferencia limitadas por regiones de acotamiento, formado por líneas de sustrato de material p altamente contaminadas, lo cual impide el paso de electrones entre los canales.

Los CCDs se aplican en el procesamiento de imágenes y en sistemas de procesamiento digital de señales, donde se aprovecha su naturaleza serial de alta densidad. La aplicación más sencilla de un CCD es una cámara para la formación de imágenes en el foco de un telescopio; no obstante, los CCDs tienen varias ventajas sobre los otros detectores:

- Son dispositivos compactos, de baja potencia y estables en un amplio intervalo de longitudes de onda, lo cual permite una gran cobertura del espectro electromagnético.
- Tienen una linealidad excepcional y no existe dispersión en la imagen, ya que todos los pixeles¹⁵ en el detector están en posiciones ordenadas desde su construcción.
- Presentan una sensibilidad muy alta: una enorme fracción de la luz que cae sobre el CCD se convierte en un voltaje eléctrico medible.
- Tienen compatibilidad inmediata con las computadoras: una salida del CCD es una corriente de pulsos eléctricos listos para transferirse a una computadora.

¹⁵ Se conoce como PIXEL al elemento mínimo de imagen de un detector

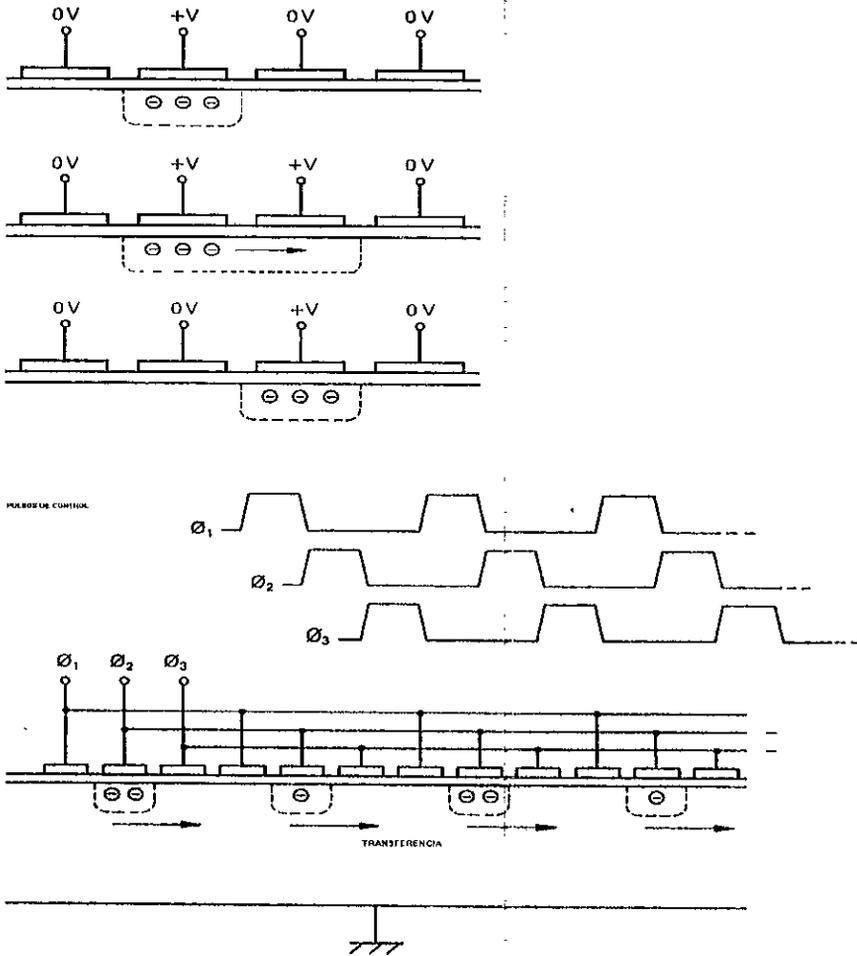


Figura 1.6 Acoplamiento de carga.

b) Detectores de Inyección de Carga (CID).

Estos detectores son muy similares a los CCDs, con la gran diferencia de que para los primeros se tiene una matriz con

dirección X-Y, por lo que, en lugar de ir desplazando la información, los canales de salida del detector se direccionan por medio de registros de corrimientos verticales y horizontales al valor X y Y deseados dentro de la matriz, en donde se toman las lecturas. Esto implica que en un CID es posible hacer lecturas aleatorias y no secuenciales.

1.7) DETECTORES INFRARROJOS.

A los detectores que son capaces de operar en el intervalo de longitudes de onda correspondiente a la región infrarroja se les conoce como DETECTORES INFRARROJOS.

Aunque a principios de los 70's comenzó una nueva generación de telescopios dedicados a la astronomía infrarroja, no fue sino hasta principios de la década de los 80's que los detectores infrarrojos tuvieron un desarrollo importante al surgir los arreglos matriciales de detectores; los cuales han ido creciendo de matrices de 2 X 10 pixeles hasta arreglos de 1024 X 1024 pixeles.

Los arreglos infrarrojos tienen una estructura híbrida, ya que están formados por una parte que detecta la radiación y otra que transfiere la señal detectada en cada pixel a un amplificador de salida. Los amplificadores son fabricados en un arreglo y expuestos al contacto de la señal de entrada proporcionada por los detectores; los cuales son producidos como un pequeño espejo con contactos de salida expuestos. El nexos entre el arreglo de amplificadores y el de detectores se hace mediante gotas de indio, las cuales son colocadas en ambos arreglos y se unen entre sí mediante presión. Esta presión causa una oxidación natural que sirve de unión electrónica entre los detectores y los amplificadores. En la **figura 1.7** se muestra esquemáticamente esta unión.

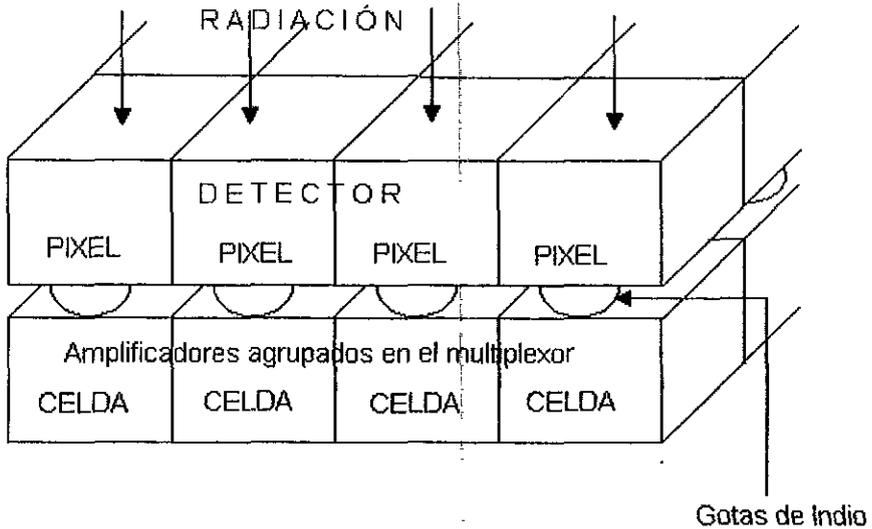


Figura 1.7 Unión entre el arreglo de detectores y el de amplificadores.

En los detectores híbridos el proceso de detección de radiación es debida a la absorción de fotones en el pixel que genera un par electrón-hueco, el cual es separado por un campo eléctrico que se aplica externamente. Debido a la migración de electrones y huecos, la zona de depleción funciona como un capacitor que se va descargando a partir de un valor inicial, de tal forma que el capacitor sirve para acumular temporalmente la carga que se produce por una incidencia de fotones. El cambio de voltaje en el capacitor es leído por un transistor de efecto de

campo (FET¹⁶) que a su vez transfiere las líneas de información a las líneas de salida.

En la **figura 1.8** se muestra el montaje de un detector híbrido infrarrojo completo.

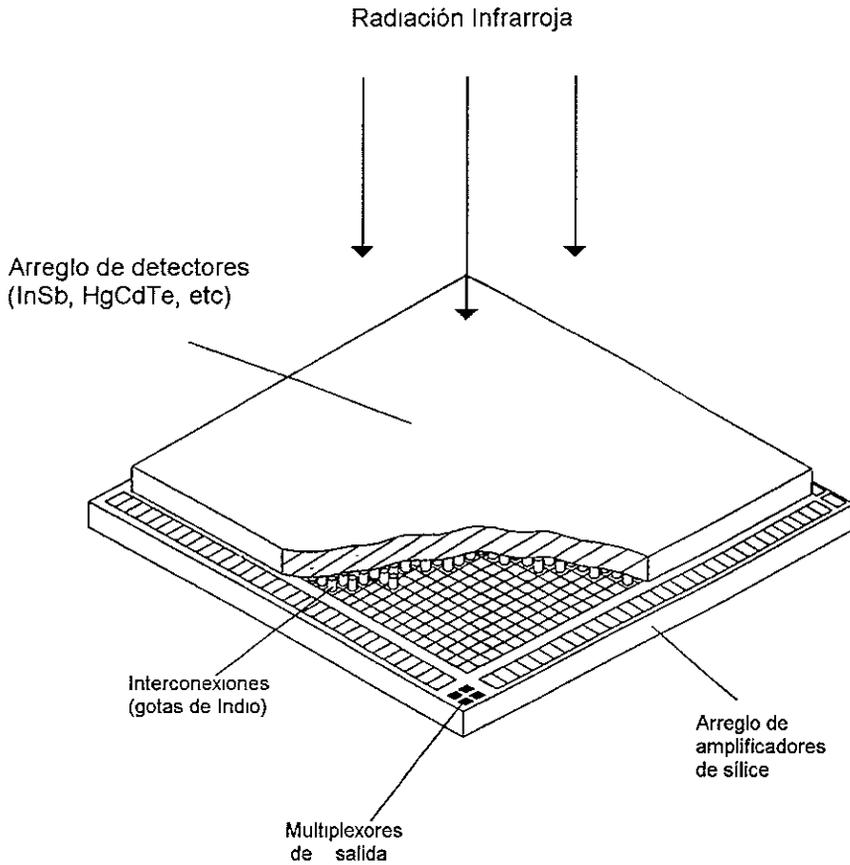


Figura 1.8 Montaje de un detector híbrido infrarrojo.

¹⁶ Por sus siglas en inglés: Field Effect Transistor

CAPÍTULO I.

Los arreglos de detectores infrarrojos híbridos, hechos de mercurio-cadmio-teluro (HgCdTe), han tenido un gran auge y una gran aplicación en la astronomía tanto terrestre como espacial.

Desde el surgimiento de los detectores NICMOS3 en 1989, fabricados por la compañía ROCKWELL, la fabricación de detectores híbridos de HgCdTe ha progresado desde matrices de 256 X 256 pixeles, hasta el formato de 1024 X 1024; este último conocido como detector NICMOS5 o detector HAWAII¹⁷.

Actualmente, existen en el mundo otros detectores infrarrojos muy avanzados como el caso del ALADDIN de 1024 X 1024 pixeles, construido a base de InSb, y como el detector IBC (hecho de SiAs) de alta velocidad, con un formato de 320 X 240 pixeles; ambos fabricados por la compañía HUGHES.

¹⁷ Por sus siglas en inglés: HgCdTe Astronomical Wide Infrared Imager.

CAPÍTULO 2.

EL SISTEMA INFRARROJO TEQUILA.

2.1) SISTEMAS INFRARROJOS.

Para que un detector infrarrojo entregue una señal lista para ser procesada o interpretada, necesita estar rodeado de diferentes subsistemas que generen un ambiente de operación adecuado. Los principales subsistemas que se presentan en un sistema infrarrojo son los siguientes:

a) Detector.

Es el elemento más importante del sistema, pues se encarga de detectar la radiación incidente y convertirla en una señal procesable por un sistema electrónico.

b) Crióstato.

Un CRIÓSTATO está formado por un recipiente que contiene un líquido criogénico, que puede ser nitrógeno líquido o helio líquido, dependiendo del tipo de detector que se utilice. El recipiente debe estar al vacío, a fin de reducir las pérdidas de calor y de evitar que haya condensación sobre el detector.

Existen dos razones principales por las cuales se deben enfriar los detectores infrarrojos: la primera es que todo detector de fotones debe operarse de tal forma que su ruido térmico sea mucho menor que la señal que se quiere detectar; la segunda es que es necesario reducir al mínimo la radiación emitida por los componentes del sistema. Para contrarrestar ambas, es necesario enfriar todos los componentes que rodean al detector, logrando así que su emisión sea mucho menor que la emisión de las fuentes de interés.

CAPÍTULO 2.

Un crióstato utiliza varias capas de aislantes y un escudo de radiación; este último rodea a la superficie fría, al detector y a los elementos que necesiten estar a la misma temperatura de operación que el detector. Alrededor del escudo se colocan las capas del aislante (normalmente hechas de un material conocido como *mylar*), mismas que reducen las pérdidas de calor por radiación.

Normalmente, el detector y parte de su óptica asociada (filtros, obturadores y colimadores) se colocan dentro del crióstato. El detector se fija con una montura sobre una placa de cobre soldada al fondo del crióstato, haciendo que la radiación llegue a él a través de una ventana.

c) Electrónica asociada al detector.

Para que un detector pueda operar, requiere de señales de alimentación, de temporización y de lectura; todas ellas suministradas por medio de circuitos electrónicos externos.

La base de operación de todo detector infrarrojo es la TEMPORIZACIÓN, la cual se refiere a todas las señales de tiempo que se necesitan para leer el detector. Su importancia radica en que todos los eventos que ocurren en el detector deben seguir un cierto orden a intervalos de tiempo muy precisos. Al circuito encargado de esta función se le llama SECUENCIADOR.

La señal eléctrica que entrega el detector es muy débil, por lo que debe ser manipulada de forma tal que pueda ser transferida a una computadora para su despliegue. Esa manipulación consiste en amplificar y muestrear la señal analógica entregada por el detector para convertirla posteriormente a una señal digital. El circuito electrónico encargado de todas estas tareas se conoce como CADENA DE LECTURA.

d) Óptica.

Para que el detector pueda ver la señal proveniente del telescopio, debe existir un acoplamiento óptico entre ambos dispositivos.

El diseño óptico debe basarse en procurar que la imagen producida por el telescopio se adapte al tamaño del detector, buscando con esto maximizar la eficiencia de observación.

e) Mecánica.

Una de las partes fundamentales en todo sistema infrarrojo es el diseño mecánico, el cual incluye el acoplamiento del crióstato con la electrónica y con la óptica, así como la disposición del detector dentro del crióstato. Para tal diseño se debe procurar minimizar las vibraciones, hacerlo compacto y ligero, tomar en cuenta el movimiento del telescopio y determinar el tipo de crióstato que mejor se adapte al telescopio; a fin de que el área de trabajo donde se encuentre el detector siempre esté en contacto con el líquido criogénico.

Dentro de este subsistema también se encuentra la montura, que es la estructura mecánica encargada de definir, con la mayor estabilidad y precisión posible, la colocación de los componentes ópticos para cualquier posición del telescopio. Para que este último pueda ser apuntado a cualquier dirección del cielo, se definen dos ejes ortogonales. Dependiendo del tipo y tamaño del telescopio del sistema, se puede utilizar una montura ecuatorial, o bien, una montura altazimutal¹⁸.

f) Procesamiento.

Una vez que la señal del detector es convertida a una señal digital, ésta debe ser transmitida a una computadora para ser

¹⁸ La montura ecuatorial se caracteriza por tener uno de sus ejes paralelo al eje de rotación de la Tierra; mientras que la montura altazimutal tiene uno de sus ejes paralelo a la línea imaginaria que se forma del observador al centro de la Tierra.

CAPÍTULO 2.

procesada. La computadora se encargará de realizar todas las operaciones necesarias para reducir el ruido, obtener una imagen limpia y almacenar la información para, posteriormente, analizarla mediante el uso de programas especializados.

El método mediante el cual la imagen sea procesada dependerá de la forma en que se leyó el detector, de la longitud de onda y del tipo de objeto que se observó.

Al conjunto de elementos encargados de recibir, procesar y transmitir la señal digital hasta su despliegue se le conoce como INTERFAZ.

2.2) EL SISTEMA INFRARROJO CAMILA 1,

El sistema infrarrojo de detección de imágenes CAMILA 1, desarrollado en el Instituto de Astronomía de la U.N.A.M., consiste en una cámara/espectrógrafo diseñada alrededor de un detector NICMOS3 de grado científico de HgCdTe desarrollado por ROCKWELL INC. (Estados Unidos), cuyas características se muestran en la **tabla 2.1.**

El detector es un FPASI (Focal Plane Array Image Sensor), y está elaborado con tecnología CID, por lo que la lectura del detector puede ser no destructiva, permitiendo con esto ir analizando el contenido del detector mientras está almacenando la información.

El NICMOS3 consiste en un multiplexor de silicio conectado a un arreglo de detectores individuales a través de columnas de indio. Los detectores están formados de fotodiodos compuestos por un implante de iones en una capa de HgCdTe fabricado en un proceso de crecimiento epitaxial de fase líquida sobre un sustrato de zafiro. Cada detector está conectado a un seguidor de voltaje en la celda de entrada del multiplexor mediante unos interruptores que permiten seleccionar los renglones y las

columnas del arreglo. Tales interruptores son de tecnología CMOSFET, la cual se caracteriza por su bajo consumo de corriente y, por lo tanto, su poca generación de calor.

PARÁMETRO	VALORES
Respuesta Espectral	1-2.5 μm
Formato	256 X 256 pixeles (4 cuadrantes)
Tamaño de pixel	40 μm
Eficiencia Cuántica	> 70% @ λ pico
Tipo de Detector	Fotovoltaico de HgCdTe
Temperatura de Operación	60-80 K
Capacidad Máxima de Carga	$3 \times 10^9 \text{ e}^-$
Linealidad	90% (0.1% al 80% de saturación)
Corriente Oscura	<800 e^-/s a 77 K; < 2 e^-/s a 55 K
Capacitancia de Salida	0.065 pF
Ganancia de FETs Internos	0.93
Frecuencia máx. De Lectura	100 KHz

**TABLA 2.1 CARACTERÍSTICAS DEL DETECTOR
INFRARROJO NICMOS3.**

El arreglo se divide en cuatro cuadrantes, cada uno de 128 X 128 pixeles. El barrido para cada cuadrante (que puede efectuarse secuencial, simultánea o independientemente) se lleva a cabo por medio de dos registros de corrimiento: uno vertical en un arreglo de 128 flip-flops, y otro horizontal formado por 131 flip-flops.

El sistema CAMILA 1 actualmente se encuentra operando en el telescopio de 2.1 m del Observatorio Astronómico Nacional, en San

CAPÍTULO 2.

Pedro Mártir, Baja California, México; y está integrado por los siguientes subsistemas:

a) Botella Criogénica.

La Botella criogénica se usa para disminuir la corriente oscura¹⁹ del detector, y está formada por las siguientes partes:

- Un contenedor de nitrógeno líquido, que es un recipiente metálico de un litro. Su función es la de mantener la temperatura el área de trabajo sobre el cual va fijo el dedo frío.
- Un dedo frío, el cual se utiliza para enfriar al detector. Para tal efecto se tiene que contar con un buen camino térmico, por lo que se utiliza un bloque de cobre. Está fijo al área de trabajo y al detector por cada uno de sus extremos.
- Un baffle y una pupila fría, que sirven para limitar el campo de visión²⁰ del detector. El baffle se hace de láminas pintadas con un acabado mate que tenga baja reflexión y su blindaje, llamado pupila o diafragma frío, se coloca entre él y la ventana del crióstato.
- Una ventana que permite el paso de la radiación infrarroja hacia el detector. Dicha ventana es de fluoruro de calcio y su diámetro es de 5 cm.
- Un carrusel de filtros. Este dispositivo tiene 12 cavidades, una de las cuales sirve de obturador, y en las restantes se colocan los filtros. La selección de filtros puede ser manual o a través de una instrucción que se le manda a un motor de pasos por medio de la computadora.
- Una trampa de adsorción que ayuda a incrementar el vacío y a eliminar los gases residuales que se siguen desprendiendo por la desgasificación de las sustancias contaminantes que no se

¹⁹ La corriente oscura del detector se refiere a la corriente de fuga de sus juntas inversas.

²⁰ El campo de visión se define como la razón entre el diámetro de apertura de la lente o espejo primario y la distancia focal del instrumento.

eliminaron en el proceso de vacío al que se sometieron las componentes internas de la botella. Para esta trampa se utiliza la zeolita que es un silicato metálico de aluminio y cuya eficacia reside en el inmenso número de poros que tiene este material, mismos que absorben los gases residuales.

- Una tarjeta electrónica interior que permite conectar las 68 terminales electrónicas del detector NICMOS3, además de recoger las señales producidas por éste y proporcionarles un nuevo camino hacia el exterior. Los voltajes de alimentación y las señales que requiere el detector para su funcionamiento llegan del exterior a través de un conector hermético tipo cannon de 26 terminales, y son conducidos por cables coaxiales para su buen blindaje hasta la tarjeta interior.
- Un manómetro que permite medir la presión interna de la botella.

b) Sistema de Generación de Señales para el manejo y lectura del detector (Secuenciador).

Cada uno de los cuadrantes del detector requiere un determinado número de señales de reloj para su operación. Estas señales pueden ser generadas a través de una electrónica discreta (en base a contadores y memorias programables), o bien, con sistemas computarizados que permitan generarlas mediante programación.

El sistema está basado en un microcontrolador 8052, implementado en una tarjeta comercial marca *micromint*. Esta tarjeta nos permite: generar las señales necesarias para el control y lectura del detector; poder tener comunicación con una computadora maestra a través de un puerto serie RS-232; y mover el carrusel de filtros motorizado.

CAPÍTULO 2.

El detector cuenta con una serie de entradas de control que nos permiten hacer los siguientes tipos de lectura:

- Lectura no destructiva (cuando se puede leer el nivel de la señal varias veces durante el tiempo de integración, sin alterarla).
- Lectura destructiva (cuando la señal sólo puede ser leída una vez, por lo que no se puede tener información de la lectura durante el tiempo de integración).
- Borrado del detector.
- Lectura en sentido horizontal.
- Lectura en sentido vertical.

Para poder efectuar estas lecturas, el NICMOS3 cuenta con las siguientes entradas de señal:

- CLR: restablece los registros a cero.
- PIXEL: reloj del registro corrimiento horizontal.
- LSYNC: señal de entrada del registro de corrimiento horizontal.
- LINE: reloj del registro de corrimiento vertical.
- PSYNC: entrada del registro de corrimiento vertical.
- RESET: restablece el pixel seleccionado.

c) Cadena Electrónica de Lectura y Circuitos Electrónicos.

El sistema electrónico está conformado por una serie de circuitos especiales para suministrar y recibir directamente las señales del detector. Dichos circuitos se encuentran ubicados en una tarjeta impresa colocada dentro de un gabinete metálico montado en la parte posterior de la botella criogénica del detector. Los circuitos electrónicos asociados a la cámara/espectrógrafo CAMILA son:

- Una tarjeta encargada de la amplificación, integración, conversión analógica-digital (A/D) y transmisión serial de la señal entregada por el detector. Para el diseño de esta tarjeta

se adoptó la modalidad de lectura simultánea de los cuatro cuadrantes del detector, por lo que consta de cuatro cadenas idénticas que actúan en forma paralela.

- Una tarjeta cuya función es la de suministrar los diversos potenciales de polarización del detector. Debido a los requerimientos de bajo ruido en la etapa de la electrónica de lectura del detector, donde la señal es muy débil y, por lo tanto, susceptible a contaminaciones, se hizo especial énfasis en el filtrado de las alimentaciones de cada uno de los circuitos lineales y digitales, así como en la interconexión de tierras; todo esto con el fin de evitar retroalimentaciones de corriente que ensucien la señal. Dentro de esta tarjeta existen diversos tipos de alimentaciones aisladas, a fin de evitar interferencias entre los circuitos analógicos, digitales y la referencia de precisión.
- Un circuito que se encarga de acondicionar las señales digitales de control para la operación del detector. Las diferentes señales digitales necesarias para la operación y lectura del detector, son generadas por un microcontrolador que constituye también una fuente de ruido digital asíncrono, por lo que la interconexión entre éste y el detector se hizo mediante impulsores (buffers) de aislamiento CMOS, referidos al potencial y tierra digitales de la cadena electrónica.

d) Electrónica Digital y Red de Computadoras.

La electrónica digital de la cámara CAMILA está formada por tres secciones básicas, que se describen a continuación:

- El detector NICMOS3 y su controlador BCC-52. Este último es una computadora en una tarjeta basada en un microcontrolador, que se encarga de la comunicación con la computadora de adquisición, del control de las señales del detector y de temporizar la conversión analógica-digital.

- La computadora de adquisición, que es una PC compatible con IBM, y que realiza las tareas de:
 - a) Mandar el programa (BASIC + lenguaje de máquina) al microcontrolador e iniciar la ejecución.
 - b) Enviar al controlador los comandos correspondientes para borrar el detector, leer el arreglo y/o restablecer la electrónica de conversión analógica-digital.
 - c) Leer los datos provenientes del controlador y de los convertidores A-D para generar un archivo de la imagen.
 - d) Establecer comunicación ethernet con la SUN.
- La computadora de interfaz con el usuario, que es una computadora SUN que se encarga de:
 - a) Interactuar con el usuario para definir los parámetros de la observación; tales como el tiempo de exposición, el tipo de filtro, el número de integraciones, etc.
 - b) Establecer comunicación ethernet con la PC de adquisición para el control global de la cámara.

e) Tarjeta Interfaz-PC.

Es una tarjeta interfaz para el ducto de una computadora personal compatible con IBM (486) que realiza las siguientes funciones:

- Adquirir los datos de los cuatro cuadrantes del detector NICMOS3, los cuales provienen de la electrónica de conversión analógica-digital. Posteriormente, estos datos son enviados mediante una comunicación serie síncrona, utilizando para cada cuadrante una señal de dato y otra de reloj, transmitidas en un par diferencial.
- Manejar la comunicación serie entre la PC de adquisición y el controlador de la cámara, mediante una comunicación bidireccional utilizando el estándar RS-422 para reducir la sensibilidad al ruido del sistema.

- Generar las señales lógicas para controlar el movimiento fino del telescopio.

f) Sistema de Adquisición: Computadoras, Modos de Lecturas y Programas.

La filosofía central de la programación atiende a los siguientes propósitos:

- Dado que la lectura del NICMOS3, es no destructiva, existe la posibilidad de leer en varias ocasiones la cantidad de carga acumulada en cada pixel, incrementando el intervalo dinámico²¹ del detector y mejorando la razón señal a ruido²². Para lograr esto, es necesario tener control en tiempo real, suficiente memoria para poder lograr una interpolación lineal y gran rapidez de cálculo. Estas características son asequibles mediante una computadora dedicada como una PC-486, e imposibilitan el uso de una estación de trabajo multitarea tipo SUN.
- El manejo de imágenes es un problema común en la comunidad astronómica. La programación necesaria para poderlas manejar y analizar adecuadamente es bastante compleja. Sin embargo, se han desarrollado paquetes de programas de uso común (como IRAF), que contienen un gran número de rutinas que dan una gran versatilidad al trabajo de observación. Es por esto deseable e importante el desarrollar una plataforma de trabajo que sea directamente compatible con IRAF. Esto nos lleva a transferir los datos a una estación de trabajo tipo SUN; tanto para su almacenamiento como para su análisis. La desventaja de esto es que se pierde tiempo desde que finaliza la integración hasta que se reciben los datos en la SUN. Sin embargo, este tiempo puede ser aprovechado por el usuario para realizar algún cambio

²¹ El intervalo dinámico se define como la razón entre la señal máxima de salida de un dispositivo antes de su saturación y la señal mínima de salida del mismo.

²² La razón señal a ruido es la razón entre el voltaje de salida y el voltaje rms del ruido.

de filtro y/o mover el telescopio a la siguiente posición de observación, mediante la programación de diversas secuencias.

g) Fuente de poder.

El sistema CAMILA 1 utiliza tres fuentes de poder: una con salidas de +5 V, +12 V y -12 V, utilizada para la alimentación de la tarjeta que contiene al microcontrolador; y dos más, de bajo ruido, con salidas de +5 V a 60mA y de +15 V y -15 V a 300 mA, que tienen protección contra sobrecargas, y su intervalo de temperatura para operación continua es de 0-50 °C.

En la **figura 2.1** se muestra un esquema a bloques del sistema CAMILA 1.

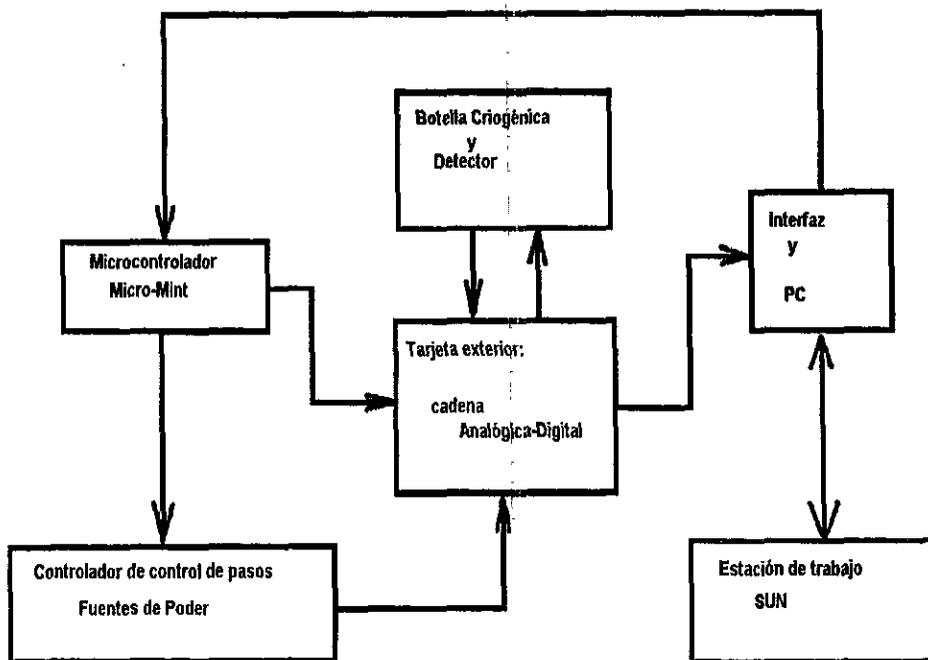


Figura 2.1 Esquema a bloques del sistema CAMILA 1.

2.3) EL SISTEMA INFRARROJO CAMILA 2.

El sistema CAMILA 2, constituye la segunda fase de desarrollo de la cámara/espectrógrafo CAMILA 1. Este sistema, a diferencia de CAMILA 1, se basa en un detector de grado de ingeniería, lo que significa que puede tener varios pixeles inactivos y/o que presenta más ruido.

El objetivo de este sistema es mejorar algunas características de CAMILA 1, además de diseñar electrónicas de temporización y lectura capaces de manejar la nueva generación de detectores infrarrojos para Astronomía.

Los subsistemas que se modificaron con relación a los de CAMILA 1 son los siguientes:

a) Secuenciador.

Se diseñó un circuito secuenciador programable que pueda dar la temporización adecuada, no sólo para el detector de este sistema, sino para cualquier otro. Así mismo, este circuito se encarga de controlar la electrónica de lectura y adquisición, y sustituye al microcontrolador utilizado en el sistema CAMILA 1.

Este subsistema está dividido en:

- Un circuito de base de tiempo que provee los pulsos de reloj al circuito temporizador.
- Un bloque de memoria que 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.
- Un bloque contador de subestados de pixel (SUBPIXEL) que divide el tiempo de cada pixel (que es de 33 μ s) en 16 subestados que permiten introducir la información necesaria para manejar el tiempo de restablecimiento y de integración de un pixel.

- Un bloque contador de estados (STATE) que se encarga de contar y cargar en memoria la dirección de los estados actual y siguiente del sistema.
- Unos contadores de columnas y renglones, encargado de leer al detector barriendo cada pixel de un renglón y cada renglón del arreglo. Por medio de interruptores se puede programar el tamaño del detector que se quiera barrer.
- Un bloque de lógica que decide si habrá un cambio de estado en el secuenciador y cuál será éste. Este bloque indicará al STATE el estado que se deberá cargar en la memoria, a la vez que determinará si existe un fin de línea, o bien, un fin de cuadro.

b) Cadena Electrónica de Lectura.

Al igual que en CAMILA 1, este subsistema se encarga de hacer las mediciones cuantitativas de las señales del detector, convirtiéndolas a datos procesables por una computadora. Para esto, el circuito amplifica, integra, muestrea y convierte las señales analógicas en señales digitales.

El diseño de la cadena de lectura de CAMILA 1 se utilizó como base para el de este nuevo sistema, cambiando sólo algunas componentes, a fin de utilizar aquéllas que fueran de más alta velocidad, bajo ruido y que además se acoplaran mejor con el detector.

Las componentes que se cambiaron fueron: el amplificador operacional para la integración, el convertidor analógico-digital y los interruptores analógicos muestreadores. Así mismo, se añadieron optoacopladores en las señales digitales, a fin de reducir el ruido digital que se pudiera introducir al sistema.

c) Interfaz y sistema de adquisición.

Este último subsistema se encuentra todavía en fase experimental, y propone los siguientes aspectos:

- Para que el sistema sea más rápido y permita manejar señales remotas sin introducción de ruido, se espera transmitir las señales provenientes del sistema, que se encuentra en el telescopio, al cuarto de control que se encuentra un piso abajo (aproximadamente a 25 metros de distancia) por medio de fibras ópticas. Se han hecho pruebas de la velocidad y ancho de banda que las fibras ópticas nos permitirían manejar, mismos que cumplen con los requisitos que impone el sistema. También se han diseñado y armado un transmisor y un receptor que comuniquen al canal de lectura con una computadora.
- Para poder transmitir por medio de fibra óptica la señal proveniente del instrumento a un procesador de señales, es necesario diseñar una interfaz que permita transmitir la información de los cuatro cuadrantes por una sola fibra. Para esto, será necesario multiplexar la señal de tal forma que se pueda mandar un paquete con la información de un pixel de cada cuadrante y, al llegar al circuito de procesamiento de la señal, demultiplexar la información de tal forma que se tenga la señal de cada cuadrante por separado para poder ser procesada y desplegada independientemente.
- Una vez que se haya extraído la señal de la interfaz y que esté separada por cuadrantes, será necesario hacerle un preprocesamiento digital para poderla desplegar, procesar y analizar con algún programa de procesamiento de imágenes localizado en una PC o en una estación de trabajo. El circuito deberá tener la capacidad de hacer aritmética con la señal, de almacenar imágenes enteras y de transferirlas a la unidad de despliegue.

En la **figura 2.2** se ilustra el esquema a bloques del sistema CAMILA 2.

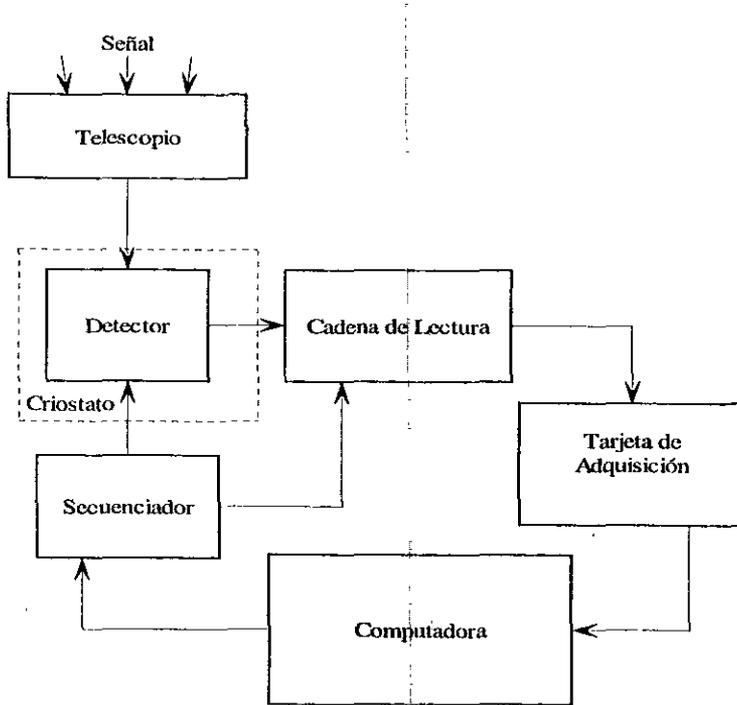


Figura 2.2 Esquema a bloques del sistema CAMILA 2.

2.4) EL SISTEMA INFRARROJO TEQUILA.

El sistema infrarrojo TEQUILA es una cámara/espectrógrafo basada en un detector de HgCdTe de 1024 X 1024 pixeles fabricado por ROCKWELL, sensible en el rango espectral de 0.8 a 2.5 μm .

La parte óptica del sistema permitirá trabajarlo en tres diferentes modos de operación: imagen directa, espectroscopía de resolución baja y media, y polarimetría.

El diseño del sistema se está realizando de forma tal que cuente con:

- Un crióstato de nitrógeno líquido que contenga al detector junto con sus preamplificadores, y a un cilindro de 24 filtros.
- Una electrónica de control y de lectura basada en módulos de Procesadores Digitales de Señales (DSP)²³ unidos a una estación de trabajo a través de fibras ópticas.
- Un ensamble optomecánico enfriado a -30 °C que permita una operación eficiente del instrumento en sus diferentes modos de operación.
- Un módulo de control para las partes móviles del instrumento.

El ensamble optomecánico contará con todo lo necesario para poder instalarle al sistema un interferómetro Fabry-Perot, así como subsistemas de corrección de óptica adaptativa.

La adquisición final de la imagen y el control de todo el instrumento estará a cargo de una estación de trabajo que le permita al usuario trabajar en un ambiente amigable y contar con diferentes paquetes de procesamiento de imágenes.

El sistema se instalará en el telescopio de 2.1 m²⁴ del Observatorio Astronómico Nacional, ubicado en San Pedro Mártir, Baja California, México; y se pretende, en un futuro, colocar en el nuevo Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano (TIM) de 7.8 m, mismo que se encuentra en la etapa de diseño.

TEQUILA está basado en sus antecesores CAMILA 1 y CAMILA 2, y para su construcción se ha dividido en los siguientes módulos:

a) Generador de señales de control y secuenciador.

Este subsistema se encarga de generar las señales de temporización requeridas por el detector para los distintos modos de lectura, los cuales son: lectura simple, borrado simple, borrado y lectura, lectura-borrado-lectura, y borrado rápido. Con la combinación de estos diferentes modos de lectura se pueden

²³ Por sus siglas en inglés: Digital Signal Processor

²⁴ Esta medida se refiere al diámetro del espejo primario del telescopio.

hacer diferentes tipos de muestreos como el muestreo por el método de reducción de ruido por mínimos cuadrados, o el muestreo doble correlacionado.

Así mismo, este módulo se encarga de producir las señales de temporización requeridas por la interfaz (un reloj de 8 MHz) y por la cadena de lectura (un reloj de 8 MHz y uno de 2 MHz); además de generar las señales de control requeridas por la cadena de lectura: una señal de SAMPLE que permite iniciar una conversión, y un RESETINT que se encarga de restablecer al integrador.

Este módulo se tiene ya terminado y se implementó con un DSP de la quinta generación, fabricado por TEXAS Instruments Co. Este dispositivo presenta un ciclo de máquina de 50 ns y dos ductos (buses), uno de datos y otro de direcciones, de los cuales el primero se utiliza como puerto paralelo para generar las señales de reloj.

b) Cadena Electrónica de Lectura y Borrado.

Este módulo se encarga de la amplificación, integración, conversión analógica-digital y transmisión serial de la señal entregada por el detector. Al igual que con los sistemas CAMILA 1 y CAMILA 2, para el diseño de la cadena se adoptó la modalidad de lectura simultánea de los cuatro cuadrantes del detector, por lo que consta de cuatro cadenas idénticas que actúan en forma paralela. La salida de las cuatro cadenas llegan a un registro de corrimiento, el cual las recibe en paralelo y las entrega en forma serial a la interfaz, intercalando los pixeles de los cuatro cuadrantes de la siguiente manera: 1-1, 1-2, 1-3, 1-4, 2-1, 2-2, 2-3, 2-4, ..., 512^2-1 , 512^2-2 , 512^2-3 , 512^2-4 ; donde el primer dígito corresponde al pixel en turno, y el segundo al cuadrante.

Las señales de reloj requeridas por esta cadena las genera el secuenciador y las recibe a través de unos cables de par trenzado

que llegan a unos optoacopladores, mismos que minimizan el ruido digital producido por tales señales.

El presente trabajo tiene por objeto realizar la parte correspondiente a la cadena electrónica de lectura y borrado para el sistema de detección de imágenes astronómicas TEQUILA. A lo largo de los siguientes capítulos se explicará el diseño en detalle de este módulo.

c) Interfaz General para la Adquisición y Procesamiento de las Señales de Salida del Detector.

Este módulo recibe la información digital producida por los cuatro canales de lectura en una cadena serial, misma que debe de separar y ordenar en el formato de cuatro cuadrantes independientes, mediante un DSP de tercera generación fabricado por TEXAS Instruments Co. Este dispositivo se encargará de almacenar los datos para después transmitirlos a una computadora personal, en donde serán procesados mediante un algoritmo que permita realizar el método de reducción de ruido por mínimos cuadrados para cada uno de los pixeles del detector. Con esto se logra medir el número de fotones por unidad de tiempo que recibe cada pixel del detector, lo cual se representa en una recta de la forma pendiente y ordenada al origen ($y = mx + b$). Una vez que se tengan los resultados de este proceso, estos serán transmitidos en una estación de trabajo para su despliegue en pantalla, así como para su posterior análisis.

Este módulo se encuentra en fase experimental, y se espera su culminación a mediados del presente año.

Los módulos descritos con anterioridad representa tres diferentes temas de tesis de licenciatura. De acuerdo a lo descrito en este capítulo, queda claro que una vez concluidos los tres módulos será necesario acoplarlos y completar los demás

CAPÍTULO 2.

subsistemas de la cámara/espectrógrafo para que, finalmente, ésta pueda ser instalada en el telescopio de San Pedro Mártir.

En la **figura 2.3** se muestra el diagrama a bloques del sistema completo.

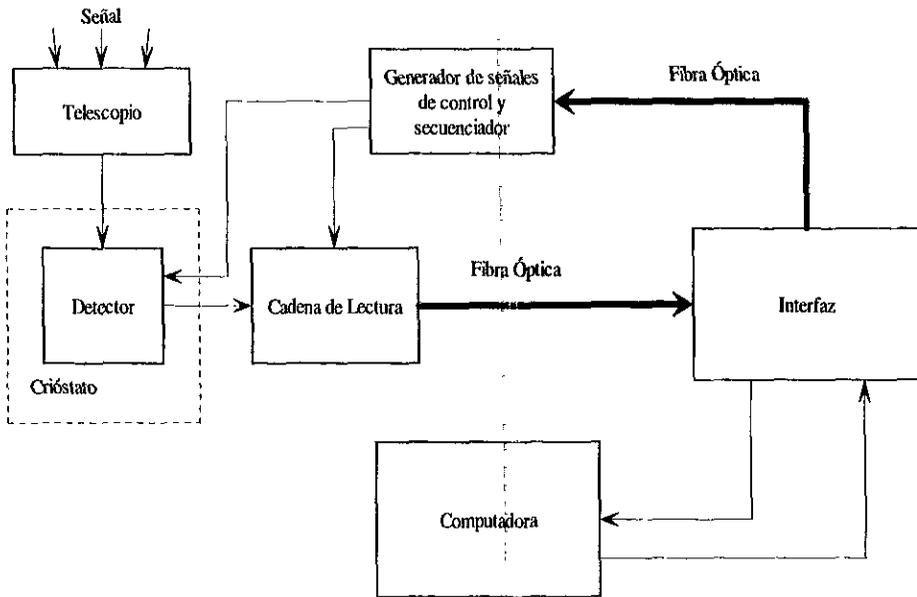


Figura 2.3 Esquema a bloques del sistema TEQUILA.

Con respecto al sistema CAMILA 2, se esperan las siguientes mejoras:

- Que con el secuenciador se generen no solamente las secuencias de lectura y borrado sino también los algoritmos necesarios para realizar muestreos de distintos tipos, además de contar con una mayor velocidad para las señales de secuencia y control.

- En cuanto a la cadena de lectura, ésta tendrá que recibir una mayor cantidad de datos en un menor tiempo con respecto al sistema anterior.
- La interfaz tiene por objeto realizar un preprocesamiento a más alta velocidad de las señales, de tal manera que los despliegues y las mediciones para la calibración del dispositivo sean más rápidos y eficientes.
- Del sistema completo se espera obtener una mayor resolución en las imágenes y una mayor velocidad de lectura del detector, lo cual permite una observación más precisa de los cuerpos celestes, y una continuidad en el uso de dispositivos de vanguardia para la observación del universo en el intervalo infrarrojo de frecuencias del espectro.

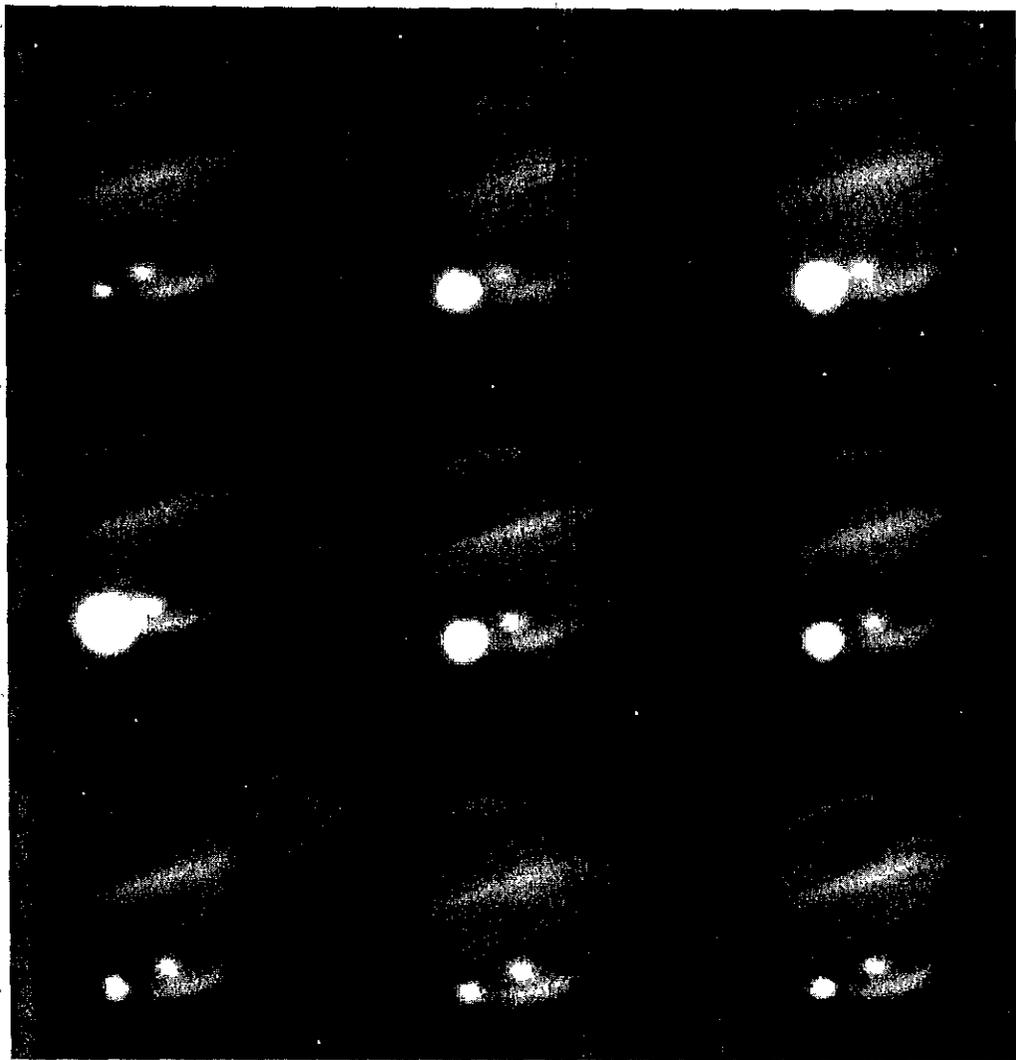


Figura 2.4 Fotografías tomadas con el Sistema CAMILA 1.
Impacto de los fragmentos del cometa Shoemaker-Levy con Júpiter.

CAPÍTULO 3.

EL DETECTOR HAWAII.

3.1) DESCRIPCIÓN GENERAL DEL DETECTOR HAWAII.

El detector HAWAII, llamado así por sus siglas en inglés HgCdTe Astronomical Wide Area Infrared Imager²⁵, es un detector híbrido que consiste de un arreglo fotovoltaico de mercurio-cadmio-teluro unido mediante islas de Indio a un circuito de lectura conocido como multiplexor.

El arreglo del detector utiliza un sustrato de zafiro al cual se le deposita una capa de telururo de cadmio (CdTe) que permite una buena unión entre el sustrato y el arreglo fotovoltaico. El grosor y la composición de cada capa varía dependiendo de la longitud de onda de corte, que para este detector es de 2.5 μm , y de la temperatura de operación que se requiera. Las juntas se obtienen mediante una implantación de iones B+, cada una de las cuales se conectan a una isla de indio que a su vez va conectada a una celda unitaria del multiplexor.

Este detector es sensible en el intervalo espectral de 0.8 a 2.5 μm , y fue desarrollado y fabricado por el Rocwell Science Center en conjunto con la Universidad de Hawaii. Las características del detector se muestran en la **tabla 3.1**.

Para probar el diseño que se hizo para manejar al detector, el fabricante tiene a disposición tres distintos tipos de detectores:

- Los de grado científico, que son los de mejor calidad y los que presentan menor cantidad de píxeles dañados o desconectados.

²⁵ Una posible traducción sería: Detector Infrarrojo de HgCdTe de Área Ancha para Imágenes Astronómicas.

CAPÍTULO 3.

Además tienen baja corriente oscura y presentan una respuesta muy homogénea entre los cuatro cuadrantes.

- Los de grado de ingeniería, los cuales presentan una mayor cantidad de pixeles dañados, así como una mayor corriente oscura a la de las especificaciones.
- Los desnudos, los cuales sólo cuentan con la capa de multiplexores.

PARÁMETRO	VALORES ESPERADOS
Respuesta Espectral	0.85-2.5 μm
Formato	1024X1024 pixeles (4 cuadrantes)
Tamaño de pixel	18.5 μm
Eficiencia Cuántica	> 50% @ de 0.8 a 2.5 μm
Tipo de Detector	Fotovoltaico de HgCdTe
Temperatura de Operación	80-120 K
Capacidad Máxima de Carga	$6.25 \times 10^4 \text{ e}^- @ 0.5 \text{ V}$
Linealidad	> 98%
Corriente Oscura	< 0.1 e^-/s a 77 K
Capacitancia de Salida	0.047 pF
Ganancia de FETs Internos	0.968
Frecuencia máx. De Lectura	200 KHz

TABLA 3.1 CARACTERÍSTICAS DEL DETECTOR INFRARROJO HAWAII.

Es necesario considerar la disposición de los componentes y de las pistas del circuito de la tarjeta en donde vaya montado el detector para reducir al mínimo la interferencia capacitiva, eliminar lazos de tierra y evitar cualquier tipo de ruido que pueda introducirse al circuito. Así mismo, es necesario que los diferentes componentes que acompañan al detector se prueben varias veces, sometiéndolos a esfuerzos térmicos tanto para temperaturas ambiente como para temperaturas del nitrógeno

líquido, ya que la tarjeta del detector operará dentro del crióstato.

La figura 3.1 muestra cómo están distribuidas las señales de cada cuadrante en el envase del detector.

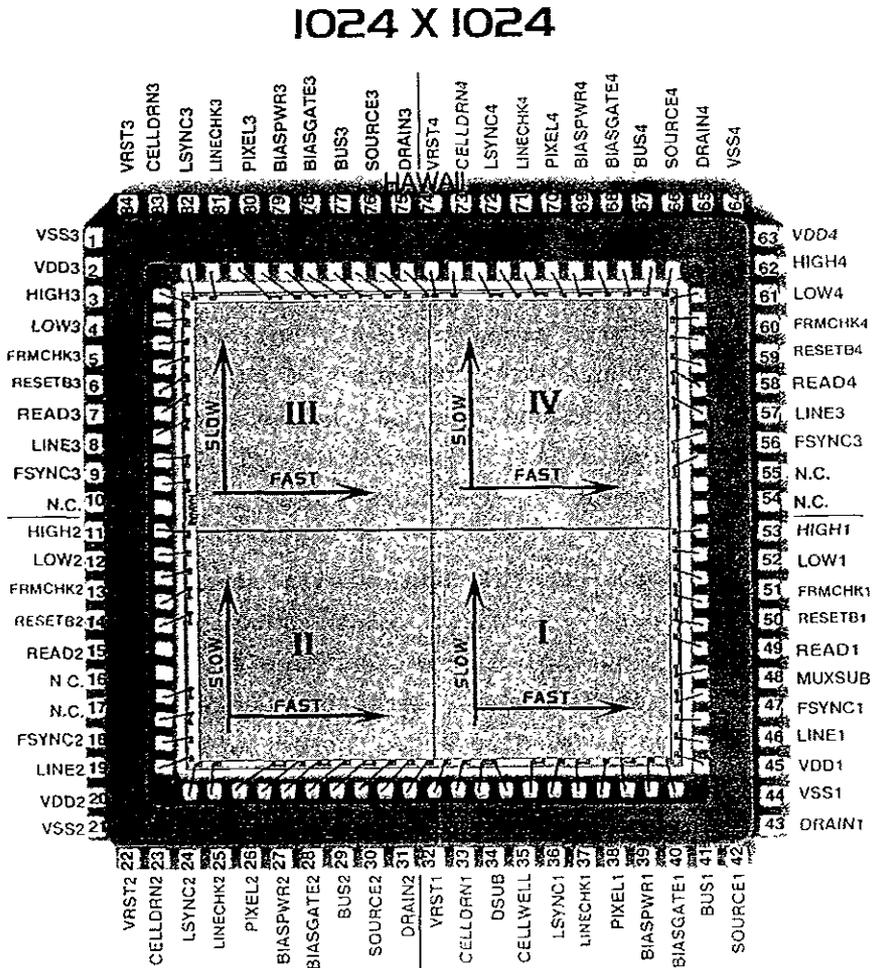


Figura 3.1 Detector HAWAII.

3.2) EL MULTIPLEXOR.

El multiplexor consta de un arreglo de interruptores de tecnología MOSFET en un formato de cuatro cuadrantes independientes de 512 X 512 pixeles cada uno, aislados eléctricamente entre sí, a excepción de la tierra y el sustrato del detector. La función del multiplexor es la de transferir la carga almacenada en cada celda o pixel a un amplificador de salida del circuito integrado.

Los interruptores MOSFET están configurados como seguidores de fuente y colocados en etapas en cascada, mismas que se encuentran separadas entre sí por otros interruptores MOSFET. La señal de voltaje de cada pixel del arreglo es leída a través del seguidor de fuente de la primera etapa, el cual consiste de un controlador MOSFET y de una fuente de corriente, la cual es compartida por todos los elementos de una columna. De esta forma, el ducto de salida de la columna maneja la salida del seguidor de fuente para ser leído directamente, eliminando así la amplificación del brillo.

Los interruptores MOSFET son habilitados y deshabilitados apropiadamente para permitir las funciones de acceso, restablecimiento y multiplexaje de los pixeles.

Para su operación básica, el detector requiere de seis señales de temporización, y de diferentes polarizaciones de corriente directa (estas últimas se muestran en la **tabla 3.2**).

Cada cuadrante contiene dos registros de corrimiento digitales para direccionar los pixeles en el arreglo: uno horizontal y otro vertical. Estos registros conectan cada pixel que haya sido seleccionado a la etapa de salida que preamplifica la señal para ser manejada por un circuito electrónico externo. El barrido de cada cuadrante se efectúa por medio de ambos registros, los cuales leen el cuadrante de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo.

A su vez, cada registro requiere de dos relojes; uno disparado por los flancos de subida y bajada, y otro disparado por un cambio de nivel. Generalmente el registro horizontal es más rápido que el vertical debido a que en el primero la lectura se realiza con pixeles que pertenecen a un mismo renglón, mientras que en el segundo se hace entre pixeles de diferentes renglones.

NOMBRE	FUNCIÓN	VALOR NOMINAL
VDD	Voltaje Digital	5.0 V
VSS	Tierra Digital	0.0 V
HIGH	Voltaje Analógico Alto	5.0 V
LOW	Voltaje Analógico Bajo	0.0 V
DRAIN	DRAIN del FET de Salida	0.0 V
MUXSUB	Substrato del Multiplexor	0.0 V
CELLWELL	Potencial de la Celda	5.0 V
DSUB	Substrato del Detector	0.0 V
VRESET	Voltaje de Restablecimiento	0.5 V
CELLDRAIN	DRAIN del FET de la Celda	0.0 V
BIASPOWER	SOURCE Interno de la Celda	5.0 V
BIASGATE	GATE Interno de la Celda	3.5 V
SOURCE	SOURCE del FET de Salida	10 Kohm a 5.0 V
BUS	Ducto de Salida	200 Kohm a 5.0 V

TABLA 3.2 POLARIZACIONES DEL DETECTOR HAWAII.

Las seis señales de temporización requeridas por el detector son las siguientes:

- Registro Horizontal.

De los seis relojes que utiliza el detector, los dos primeros pertenecen al registro horizontal. Las señales requeridas por este registro son PIXEL y LSYNC (sincronía de línea). La primera corresponde al reloj disparado por ambos flancos, mientras que la segunda corresponde al disparado por nivel.

CAPÍTULO 3.

PIXEL es el reloj del registro de corrimiento horizontal, y LSYNC es su señal de entrada. El circuito está formado por dos tipos de "latches"²⁶: los pares, que se disparan con el flanco de bajada de PIXEL, y los nones, que se disparan con el flanco de subida del mismo reloj. El inverso de la salida del primer "latch" es la entrada del siguiente, lo cual significa que el contenido de cada celda es un patrón alternado de unos y ceros, a excepción de la celda a la cual le haya llegado un pulso LSYNC.

Este registro selecciona la columna que será conectada a la salida del amplificador seguidor de fuente.

- Registro Vertical.

Los siguientes dos relojes pertenecen al registro vertical. Las señales requeridas por este registro son LINE y FSYNC (sincronía de cuadro). La señal LINE, correspondiente al reloj disparado por ambos flancos, es el reloj del registro de corrimiento vertical; mientras que FSYNC, correspondiente al reloj disparado por nivel, es su señal de entrada.

Cada flanco de bajada de LINE mueve el contenido de FSYNC al primer elemento del registro, y el contenido de los demás elementos una celda hacia la derecha.

- Resetb y Read.

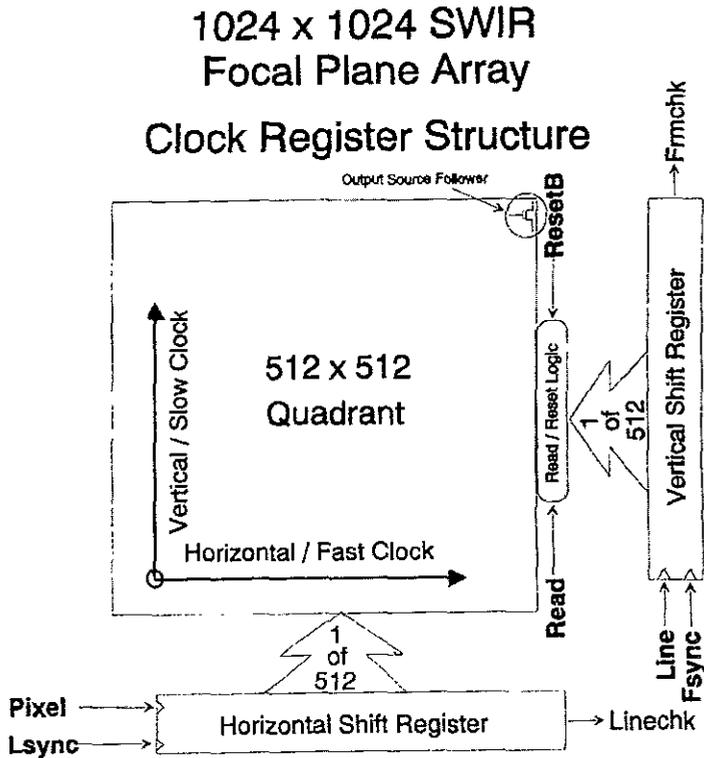
Las últimas dos señales de reloj son RESETB y READ; y se usan en conjunto con las salidas del registro vertical para formar la línea de restablecimiento y la función de lectura del multiplexor.

RESETB es un reloj activado con un nivel bajo que restablece todos los detectores correspondientes al renglón seleccionado a un nivel de voltaje V_{rst} . Por su parte, la señal READ es un reloj activado con un nivel alto, y permite que los voltajes del renglón seleccionado se transfieran a los ductos de las columnas,

²⁶ Esta palabra se dejó en inglés, debido a que su traducción al español resulta vaga.

los cuales son las entradas de las compuertas de transmisión del registro horizontal. Análogamente, la salida de las compuertas de transmisión es el ducto horizontal, que también sirve como entrada para los amplificadores de salida.

En la **figura 3.2** se muestra un esquema de las señales de temporización del detector.



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

Figura 3.2 Señales de Temporización del Detector.

3.3) CELDA UNITARIA.

El circuito de celda unitaria del HAWAII consiste de tres interruptores tipo FET que controlan el acceso y restablecimiento de la celda y un amplificador seguidor de fuente con ganancia unitaria. La **figura 3.3** muestra el funcionamiento de una celda unitaria desde que es seleccionada hasta que su nivel es muestreado a la salida del circuito. Como se puede ver en el diagrama, el contenido de una celda podrá ser leído si su columna y su renglón son seleccionados.

El elemento detector es un fotodiodo conectado en inversa, el cual funciona como un capacitor que al restablecerlo se cargará al nivel de VRESEST (0.5 V aprox.). Al desactivar la señal de RESETB, el detector comenzará a recibir la corriente oscura y la corriente correspondiente a la señal que se desea detectar, descargando el capacitor a un cierto nivel. Con una temporización adecuada, es posible leer los niveles de restablecimiento, de señal y de corriente oscura, permitiendo así distintas formas de muestreo.

Debajo del fotodiodo se encuentran los tres transistores de efecto de campo (M1, M2 y M3). El transistor M1 está configurado como seguidor de fuente, y es el que recibe la señal del fotodiodo. La salida de este transistor llega a un interruptor (M2), el cual la transmitirá al ducto vertical, siempre y cuando el registro vertical y la señal de READ estén activados. La señal pasará por un interruptor que se encuentra asociado al registro horizontal, para finalmente llegar a la terminal GATE del preamplificador interno de salida (M4).

Normalmente la terminal DRAIN del FET se conecta a tierra, mientras que su terminal SOURCE se conecta al voltaje nominal de +5 V, a través de una resistencia externa de carga. Por su parte, el transistor M5, que actúa como una fuente de corriente constante, se encarga de polarizar al ducto horizontal.

Una vez que el fabricante terminó el detector, se ocupó de realizarse diferentes pruebas, a partir de las cuales observó que el arreglo presentaba en su salida una fuerte incandescencia²⁷ muy alta que contaminaba la señal detectada. Posteriormente, se descubrió que este efecto era originado por los FETs de salida. Para eliminar esta fuente de incandescencia, el fabricante ha sugerido utilizar un FET canal P externo que sustituya al preamplificador interno M4.

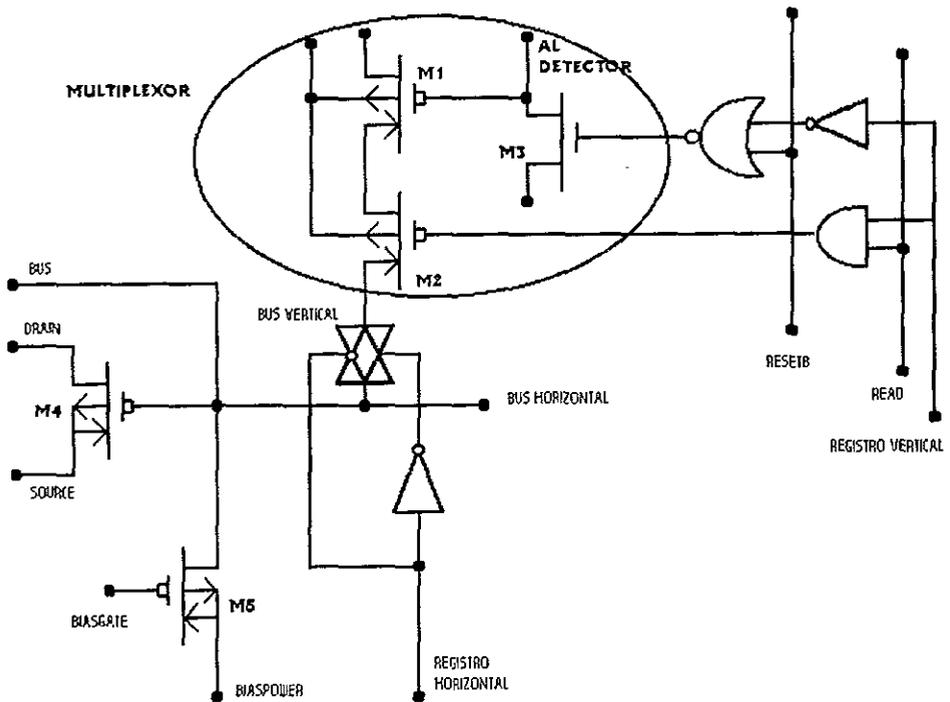


Figura 3.3 Celda Unitaria del Detector HAWAII.

²⁷ El término en inglés es 'glow', y se refiere a la incandescencia que produce el transistor debida a su calentamiento.

CAPÍTULO 3.

Al hacer esta sustitución, también se puede eliminar al transistor M5, ya que el FET externo se puede utilizar también como fuente de corriente para el ducto horizontal, conectándole una resistencia del valor adecuado entre su terminal GATE y el voltaje nominal de polarización. De esta forma, las terminales DRAIN y SOURCE del transistor M4, así como las terminales GATE y SOURCE del FET M5 quedarán sin conectarse.

El FET externo a utilizar de tener un voltaje estrangulamiento pequeño, con el fin de igualar los parámetros de polaridad de DC y de intervalo dinámico requeridos por el multiplexor, además de ofrecer la velocidad necesaria para la lectura del arreglo.

3.4) MEJORAS DEL DETECTOR HAWAII.

Las principales mejoras que presenta el detector HAWAII con respecto al NICMOS3, su antecesor, se encuentran las siguientes:

- El HAWAII, al ser un arreglo de 1024 X 1024 pixeles, presenta una resolución dieciséis veces mayor que la del NICMOS3, que tan sólo es de 256 X 256 pixeles.
- El área colectora del detector HAWAII es, aproximadamente, de $359 \mu\text{m}^2$ (18.94 mm por lado), mientras que la del NICMOS3 es de $105 \mu\text{m}^2$ (10.24 mm por lado).
- El multiplexor del HAWAII contiene sólo tres transistores de efecto de campo; mientras que su antecesor utiliza cuatro. Se eliminó el FET que permitía restablecer a los pixeles individualmente, ya que los modos de lectura destinados para el NICMOS3 no usan esta función con mucha frecuencia.
- El arreglo del HAWAII está diseñado para restablecer una línea de pixeles simultáneamente. Este nuevo diseño del circuito de restablecimiento elimina los efectos de redistribución de carga, ayudando con esto a reducir el ruido en la lectura.

- La electroluminiscencia²⁸ en el HAWAII ha sido minimizada. Los efectos de electroluminiscencia de los amplificadores de salida del multiplexor en el NICMOS3 se presentaban como una fuente adicional de fotones que limitaba el número de muestras útiles para modos de lectura en los que se utiliza multimuestreo. Para evitar este efecto, los amplificadores de salida del HAWAII se dejan sin conectar, y el ducto se conecta a una etapa preamplificadora externa.
- El nuevo detector presenta una corriente oscura de apenas $0.1 \text{ e}^-/\text{s}$ @ 77 K; mientras que su antecesor presentaba, a esa misma temperatura, $800 \text{ e}^-/\text{s}$.
- La frecuencia de lectura del HAWAII es del doble que la del NICMOS3, lo cual permite leer los pixeles del nuevo detector con una mayor velocidad.
- La capacitancia del nodo de salida del detector HAWAII es menor que la del NICMOS3, lo que significa que cada electrón que llega a un pixel del HAWAII representa un mayor voltaje que en el NICMOS3 (en el HAWAII se tienen $3.4 \mu\text{V}/\text{e}^-$, mientras que en el NICMOS3 se tienen $2.5 \mu\text{V}/\text{e}^-$).

²⁸ La electroluminiscencia se refiere al flujo de fotones causado por la diferencia de potencial existente entre las terminales de un transistor.

CAPÍTULO 4.

CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y BORRADO.

4.1) DESCRIPCIÓN GLOBAL DE LA CADENA ELECTRÓNICA.

Como se mencionó en el capítulo dos, el presente trabajo tiene por objeto explicar detalladamente el funcionamiento de la cadena electrónica de lectura y borrado del sistema infrarrojo TEQUILA.

Como su nombre lo indica, la cadena electrónica se puede utilizar tanto para leer como para borrar el detector. En el primer caso, el detector está preparado para recibir la señal infrarroja correspondiente a la región espacial que se pretende observar; de tal forma que cada pixel del arreglo recibirá una determinada cantidad de fotones, misma que convertirá en una señal eléctrica. En el caso del borrado, los pixeles del detector se colocarán a un nivel de voltaje de restablecimiento. En cualquiera de ambos casos, la cadena electrónica realiza las mismas funciones, que son:

- Recibir y filtrar la débil señal eléctrica de salida que le llega del detector. La salida del detector es una señal de AC con un voltaje de pico a pico máximo de 0.5 V, montada sobre un voltaje de offset de 3 V.
- Amplificar, integrar y muestrear la señal entregada por el detector.
- Convertir la señal muestreada en señal digital.
- Transmitir la señal digitalizada a un sistema que se encargue de procesarla.

El objetivo de toda la cadena de lectura es el de permitir realizar diferentes técnicas de muestreo que reduzcan el ruido de lectura.

CAPÍTULO 4.

En la **figura 4.1** se muestra el diagrama a bloques de la cadena electrónica.

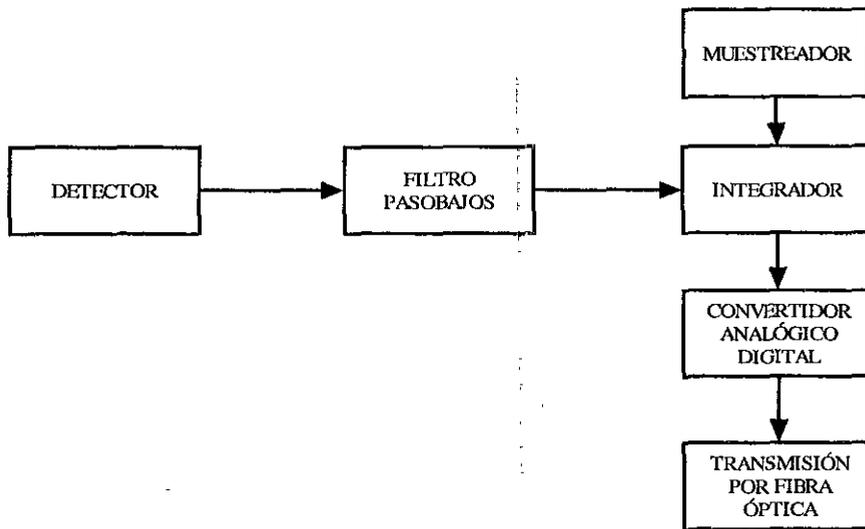


Figura 4.1 Diagrama a Bloques de la Cadena Electrónica.

4.2) CÁLCULO DE LA GANANCIA DE LA CADENA ELECTRÓNICA.

4.2.1) Cálculo de la Ganancia de Voltaje del FET Externo.

Las características relevantes del detector para el diseño de la cadena electrónica son las siguientes:

- Capacitancia del nodo de salida.
- Capacidad de acumulación de carga máxima.
- Ganancia de voltaje de los seguidores de fuente de los FETs internos.
- Frecuencia máxima de lectura.

De la tabla 3.1, se puede observar que los valores para estos parámetros son, respectivamente: 0,047 pF, 6.25×10^4 e⁻/pixel, 0.968 y 200 KHz.

De acuerdo a lo citado en el capítulo tres, en el detector HAWAII el FET de salida del multiplexor debe de sustituirse por un transistor externo, el cual también puede utilizarse como preamplificador. Por esta razón, el valor de 0.93 de ganancia de los FETs internos ya no es válido y es necesario obtener la ganancia de voltaje del FET externo.

El fabricante del detector recomienda que el transistor de efecto de campo externo sea canal P para minimizar el voltaje de offset que acompaña a la señal de salida del detector; y, para obtener una ganancia de voltaje unitaria, que esté configurado como DRAIN-COMÚN; tal y como se muestra en la **figura 4.2**, en donde R_{int} simula la resistencia interna del detector.

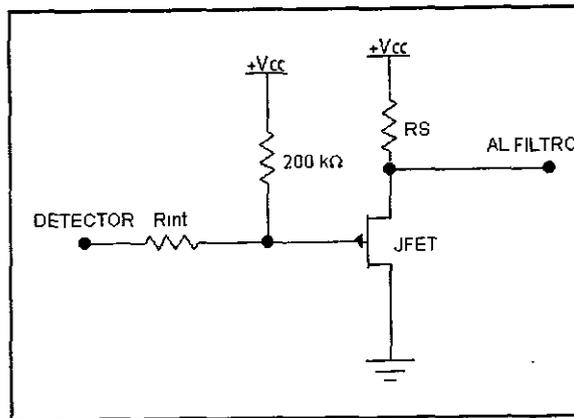


Figura 4.2 FET Externo Configurado en DRAIN-COMÚN.

Para obtener la ganancia de voltaje del transistor, es necesario analizar para AC su modelo híbrido para altas frecuencias (ver **figura 4.3**) según se muestra a continuación²⁹:

²⁹ Para el análisis se suprimió la resistencia de polarización de 200 Kohms.

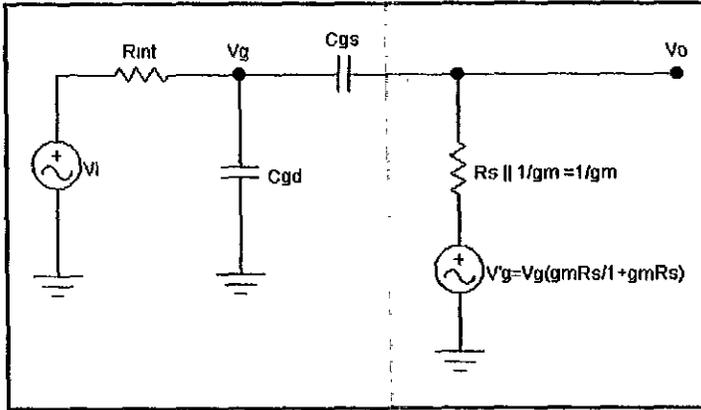


Figura 4.3 Modelo Híbrido para Altas Frecuencias.

La fuente dependiente v_g' puede ser sustituida por una impedancia equivalente $Z_{eq} = v_g' / i$, observando que:

$$v_g - v_g' = i \left(\frac{1}{g_m} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) \quad (1)$$

De la figura 4.3 tenemos que:

$$v_g = v_g' \frac{1 + g_m R_S}{g_m R_S} \quad (2)$$

Sustituyendo (2) en (1) tenemos:

$$v_g' \left(1 - \frac{1 + g_m R_S}{g_m R_S} \right) = i \left(\frac{1}{g_m} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) \quad (3)$$

y por tanto:

$$Z_{eq} = \frac{v_g'}{i} = g_m R_S \left(\frac{1}{g_m} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) = R_S + \frac{1}{j\omega C_{gs} / g_m R_S} \quad (4)$$

De la ecuación (4) vemos que la fuente dependiente puede ser sustituida por la red serie RC, representada en la **figura 4.4**.

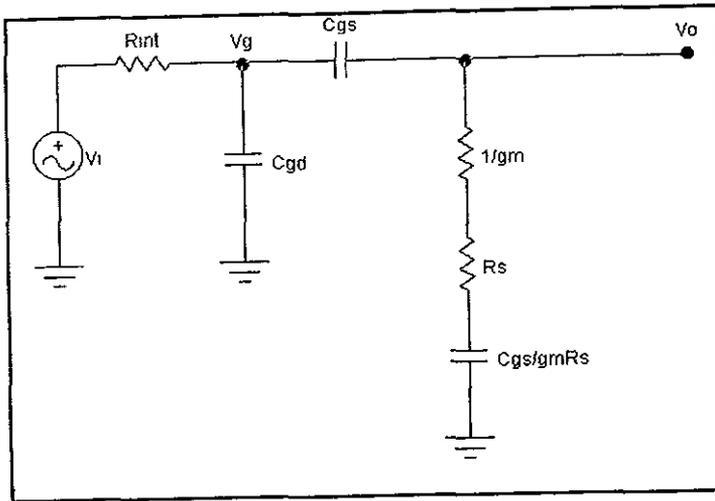


Figura 4.4 Circuito Equivalente Reducido.

Para el análisis se considera que la frecuencia a 3 dB superior es debida a C_{gs} y que en esa frecuencia la impedancia debida a C_{gd} es muy grande. La ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1/g_m + R_s + g_m R_s / j\omega C_{gs}}{R_i + 1/g_m + R_s + (1/j\omega C_{gs})(1 + g_m R_s)} \quad (5)$$

que, suponiendo que $g_m R_s \gg 1$, se puede aproximar a:

$$A_v \cong \frac{1 + j\omega C_{gs} / g_m}{1 + j\omega (C_{gs} / g_m)(1 + R_i / R_s)} \quad (6)$$

En esta expresión vemos que la ganancia en las frecuencias medias del seguidor de fuente es casi unitaria y que la ganancia para frecuencias muy altas sería:

$$A_v(\omega \rightarrow \infty) = \frac{1}{1 + R_i / R_s} \quad (7)$$

Considerando que la resistencia interna del detector es, aproximadamente, de 170 ohms³⁰, y que el fabricante sugiere que la resistencia de source sea de 5 K Ω (4.7 K Ω en valor comercial), entonces la ganancia de voltaje puede ser calculada a partir de la expresión (7):

$$A_v = \frac{1}{1 + 170 / 4700} = 0.965$$

Para esta etapa se utilizó un FET J176, que es un FET canal p³¹. La entrada del FET, correspondiente a la salida de un cuadrante del detector, deberá simularse con un generador de funciones que proporcione una señal de AC de 0.5 Vpp, con un periodo de 12 μ s (correspondiente al tiempo de lectura de cada pixel), montada en un voltaje de offset de 3 V. Con esta configuración se espera que el voltaje de offset disminuya a 2 V.

4.2.2) Cálculo de la Ganancia de la Cadena Electrónica.

Una vez calculada la ganancia del FET externo, y de las características del detector citadas en el inciso anterior, se obtiene lo siguiente:

Dada la capacitancia del nodo de salida, el potencial por electrón es:

$$V_c = e^- / C = 1.6 \times 10^{-19} C / 0.047 pF = 3.40 \mu V / e^-$$

³⁰ Este valor se obtuvo a partir de las características del FET J270 (AV=0.968, Cgs=5 pF y gm=11000 μ mho, Rs=5.11 K Ω) utilizado por el 'Institute for Astronomy, University of Hawaii' para su propio detector HAWAII.

³¹ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

Como la ganancia de los seguidores de fuente del transistor FET externo es de 0.965, entonces por cada electrón de carga almacenado en el pixel, se presenta un voltaje de salida:

$$V_{sal} = 0.965V_C = 3.285\mu V / e^-$$

Para el voltaje máximo de salida, se tiene de la capacidad máxima de acumulación de carga que:

$$V_{salmax} = 6.25 \times 10^4 e^- (3.285\mu V / e^-) = 0.205V$$

Esta señal máxima (saturación del detector), debe amplificarse hasta 15 volts, para adecuarla a la etapa de conversión analógico-digital. Por lo tanto la ganancia total de la cadena debe ser:

$$G_t = 15V / 0.205V \cong 73$$

El tiempo de lectura por pixel se fijó en 12 μs , lo que implica que la frecuencia de video sea:

$$f = 83.333 \text{ KHz}$$

4.3) FILTRO PASOBAJAS.

La señal de video proveniente del detector, es recibida por un filtro pasobajas (RC). Como la impedancia reportada para la etapa de salida del detector es de $Z_{sald} \cong 350\Omega$, entonces a fin de lograr una baja atenuación de la señal se debe cumplir que a la frecuencia de video, la impedancia de entrada del filtro (Z_{entf}) sea mucho mayor que la impedancia de salida del detector, es decir:

$$Z_{entf} = \sqrt{R_f^2 + (1/(C_f \omega_{video}))^2} \geq 10 \cdot Z_{sald} \quad (8)$$

CAPÍTULO 4.

Asimismo, fijando la frecuencia de corte del filtro una década arriba de la frecuencia de video, de tal manera que se filtren sólo componentes espectrales correspondientes a ruido de la señal, sin atenuar ni distorsionar la señal de video en forma considerable, se tiene:

$$f_o = \omega_o / 2\pi = 1 / 2\pi(Z_{sald} + R_f)C_f \cong 833.333 \text{ KHz} \quad (9)$$

De las condiciones (8) y (9), se obtiene que los valores para R_f y C_f deben ser:

$$R_f \cong 693 \ \Omega$$

$$C_f \cong 183 \text{ pF}$$

Y los valores comerciales más cercanos son:

$$R_f \cong 680 \ \Omega \quad (R1)$$

$$C_f \cong 180 \text{ pF} \quad (C1)$$

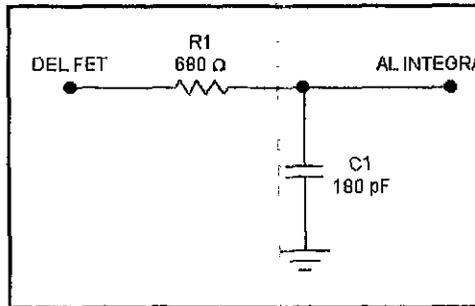


Figura 4.5 Filtro Pasobajas.

4.4) INTEGRADOR.

El integrador es el bloque más importante del canal de lectura, pues por medio de él es posible implementar las técnicas

de muestreo. Como se puede ver en la **figura 4.6**, este bloque consiste de un amplificador operacional en configuración de integrador, de cuyo análisis obtenemos que:

$$V_o = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)V_2 - \frac{Z_2}{Z_1}V_1$$

donde:

$$Z_1 = R_2$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC_2}$$

por lo que:

$$V_o = V_2 + \frac{1}{R_2 C_2} \int_0^t (V_2 - V_1) dt = V_2 \left(1 + \frac{t}{R_2 C_2}\right) - \frac{t}{R_2 C_2} V_1 \quad (10)$$

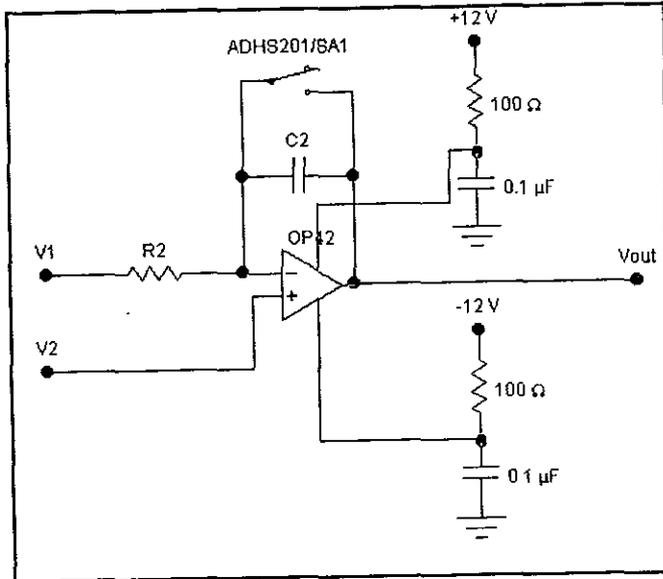


Figura 4.6 Integrador.

Al inicio de la integración se abre el interruptor de restablecimiento SA1, y se mantiene así durante el periodo de integración ($\tau = 10 \mu s$), en el cual el voltaje de salida está

CAPÍTULO 4.

dado por la expresión (10). Una vez transcurrido el tiempo de integración, el interruptor de restablecimiento se cierra por 2 μ s (tiempo correspondiente al pulso de RESETINT) tiempo necesario para restablecer al integrador, y preparar un nuevo ciclo de integración. Cabe mencionar que de los 10 μ s del tiempo de integración, los dos primeros μ s los utilizará el convertidor A/D para realizar un 'SAMPLE' (o tiempo de muestreo), por lo que el tiempo de integración real es de 8 μ s.

Para esta etapa se utilizó un OP-42³² con entrada FET de Analog Devices, que es un operacional de precisión, bajo ruido y de alta velocidad, compensado internamente para trabajar con ganancia unitaria. El elemento de retroalimentación del integrador está conectado en paralelo con el interruptor analógico, que es quien permite restablecer la señal en el integrador al finalizar el tiempo de integración. Para el control del interruptor se necesita de un pulso RESETINT, el cuál será generado por el secuenciador, a una frecuencia de 83.333 KHz. El interruptor analógico que se utilizó es un AD HS201³³, que es de alta velocidad y que presenta una inyección de carga muy baja.

La entrada inversora (V1) corresponde a la salida del filtro RC, en la cual se tiene la señal proveniente del FET externo; mientras que la entrada no inversora (V2) corresponde a un voltaje de referencia que actúa como control de voltaje de offset. La salida del integrador, Vout va directamente a los convertidores analógico-digital.

Para calcular los valores de la resistencia R2 y del capacitor C2, se hicieron las siguientes consideraciones:

- Dadas las especificaciones del convertidor A/D, la salida del integrador debe barrer un intervalo de 15 volts (de +7.5 V a -7.5 V).

³² Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

³³ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

- El voltaje proveniente de la salida del FET puede variar entre 1.5 y 2 Volts. El voltaje de 1.5 V debe corresponder a una salida del integrador de +7.5 V; mientras que el voltaje de 2 V debe corresponder a una salida de -7.5 V.
- El voltaje de control de offset debe garantizar que la señal a la salida del integrador sea adecuada para el convertidor A/D; es decir, que barra el intervalo entre +7.5 V y -7.5 V, sin que se sature en ninguno de los dos extremos. Experimentalmente, se encontró que ese voltaje es de +1.7 V.
- El tiempo de integración real es de 8 μ s.

Con base a lo anterior, y utilizando la expresión (10), se calculan los valores de R2 y C2, siguiendo los siguientes pasos:

1) Calcular el valor de R2C2 (que se escribirá como RC): como el valor máximo a la salida del integrador es de $V_{out1}=+7.5$ V, y el valor mínimo es de $V_{out2}=-7.5$ V, entonces la amplitud máxima de la salida del integrador es:

$$V_{out} = V_{out1} - V_{out2} = 15V \quad (11)$$

donde:

$$V_{out1} = V2 \left(1 + \frac{t}{RC} \right) - \frac{t}{RC} V1a \quad (12)$$

$$V_{out2} = V2 \left(1 + \frac{t}{RC} \right) - \frac{t}{RC} V1b \quad (13)$$

Calculando el valor de RC, considerando que $V1a=1.5$ V, $V1b=2.0$ V, $V2=1.7$ V y $t=8$ μ s:

$$V_{out} = -\frac{t}{RC} V1a + \frac{t}{RC} V1b$$

$$15 = -\frac{8 \times 10^{-6}}{RC} (15) + \frac{8 \times 10^{-6}}{RC} (2)$$

$$RC = \frac{4 \times 10^{-6}}{15} = 266.667 \times 10^{-9}$$

ESTA TESIS DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CAPÍTULO 4.

2) Una vez encontrado el valor de $R2C2$, fijar el valor del capacitor $C2$ y obtener el valor de $R2$:

Sea:

$$C2 = 47 \text{ pF}$$

entonces:

$$R2 = \frac{266.667 \times 10^{-9}}{47 \times 10^{-12}} = 5.674 \text{ K}\Omega$$

Para la resistencia se utilizará un potenciómetro de precisión de $10 \text{ K}\Omega$.

La salida del integrador es enviada hacia el convertidor analógico-digital, acoplado a través de un filtro pasobajas como el mostrado en la **figura 4.7**. Al ser un filtro RC, su frecuencia de corte está dada por:

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

por lo que, sustituyendo los valores con los de la figura, obtenemos que:

$$\omega_c = \frac{1}{(100)(1 \times 10^{-9})} = 10 \times 10^6 \text{ rad/seg}$$

o bien:

$$f_c = 1.592 \text{ MHz}$$

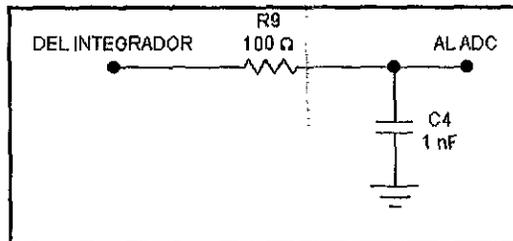


Figura 4.7 Filtro Pasobajas a la salida del Integrador.

El que la frecuencia de corte sea tan alta se debe a que se procura que no se presenten frecuencias mayores a las del ancho de banda del integrador.

Nótese que cada una de las terminales de polarización del integrador cuenta con un filtro RC (con valores $R=100 \Omega$ y $C=0.1 \mu F$) que elimina el ruido proveniente de las fuentes de voltaje, y que tienen una frecuencia de corte $\omega=100$ Krad/seg (que equivale a una $f=15.916$ KHz).

4.4.1) Voltaje de Referencia.

Como se mencionó anteriormente, el integrador requiere en su entrada no inversora de un voltaje de referencia que sirva como control de voltaje de offset. Este voltaje se genera con un amplificador operacional configurado como diferencial, como el mostrado en la **figura 4.8**, de cuyo análisis obtenemos que:

$$V_{out} = V_x - \frac{R7[R6(V1 - V_x) + R5(V2 - V_x)]}{R5R6} \quad (14)$$

donde V_x es el voltaje entre las terminales inversora y no inversora del amplificador, y está dado por:

$$V_x = \frac{R4}{R3 + R4} V_{ref} \quad (15)$$

Tanto para $V2$ como para V_{ref} se utilizó un voltaje de +7.5 V, generado a partir de un AD584³⁴, que es una referencia de voltaje de precisión programable.

³⁴ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A

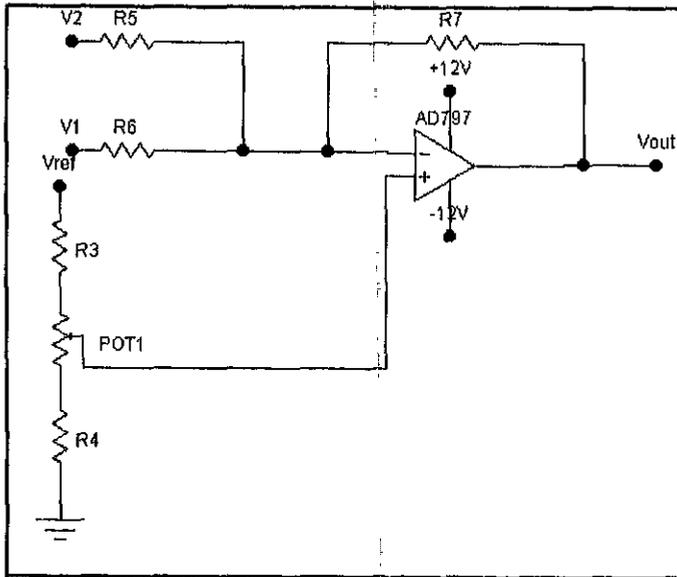


Figura 4.8 Amplificador Operacional Diferencial 1.

A la salida de este amplificador operacional, se debe tener un voltaje de DC que permita compensar el voltaje de offset que acompaña a la señal del detector. Se espera que este valor esté entre 1 V y 3 V; por lo que el diferencial debe poder barrer este intervalo mediante el potenciómetro POT1.

Para este circuito se utilizó un amplificador operacional AD797³⁵, el cual es de muy bajo ruido y de muy baja distorsión.

En la **figura 4.9** se muestra el diferencial con los valores finales de las resistencias, con los que, utilizando las expresiones (14) y (15) y haciendo que el voltaje $V1=0$, se obtienen los siguientes voltajes a la salida:

$$V_{outmax} = 3.131 \text{ V}$$

$$V_{outmin} = 1.013 \text{ V}$$

³⁵ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

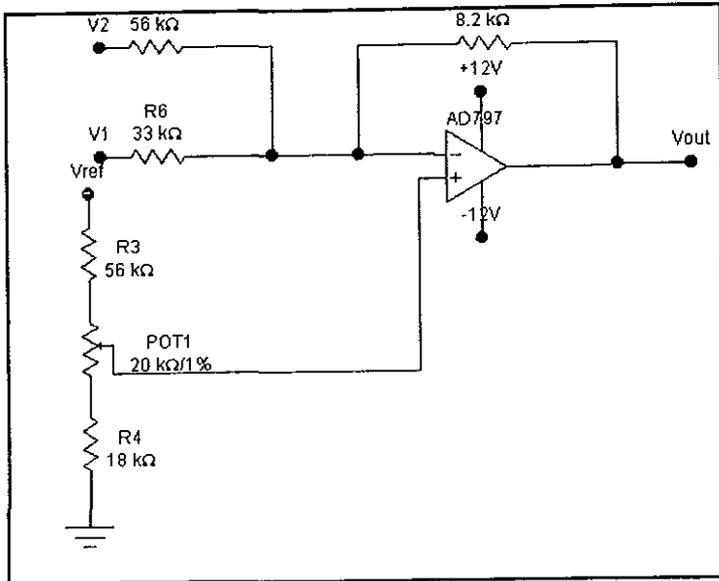


Figura 4.9 Amplificador Diferencial 1 con Valores Finales

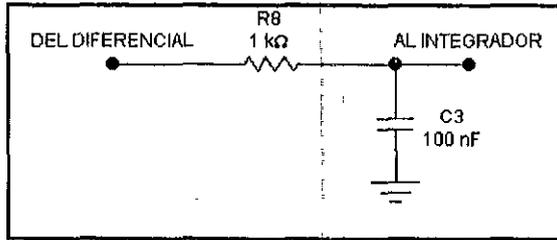
Para acoplar el voltaje de salida del amplificador a la entrada no inversora del integrador, es necesario utilizar un filtro RC con los valores mostrados en la **figura 4.10**. Con este filtro eliminamos el ruido interno propio del amplificador operacional, así como el ruido generado por los voltajes de entrada.

Análogamente a como se hizo para el filtro RC que acopla la salida del integrador con la entrada del ADC, se obtiene que la frecuencia de corte de este filtro es:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(1 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 10 \times 10^3 \text{ rad/seg}$$

o bien:

$$f_c = 1.592 \text{ KHz}$$



**Figura 4.10 Filtro Pasobajas a la Entrada
No Inversora del Integrador.**

4.5) CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL.

Para la selección de la resolución requerida para llevar a cabo la conversión analógico-digital, el parámetro fundamental es el ruido de lectura del detector que, según reporta el fabricante es menor a $10 e^-$.

De las consideraciones de capacitancia del nodo de salida, ganancia de FETs y ganancia total del sistema, se encuentra que este ruido representa a la entrada del convertidor un voltaje de:

$$V_{conv} = (10e^-)(3.4\mu V / e^-)(.965)(73)$$

$$V_{conv} \cong 2.4 \text{ mV}$$

Que comparado con el nivel máximo de conversión de 15 volts, corresponde a una resolución de 1 parte en $\cong 6263$.

A partir de este valor, se puede concluir que con 13 bits bastaría para realizar la conversión. Sin embargo se decidió utilizar un AD677³⁶, que es un convertidor A/D de 16 bits de resolución, con salida serial y tiene un tiempo de conversión de 10 μ s.

³⁶ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

Cabe mencionar que el AD677 emplea la técnica de aproximaciones sucesivas para determinar el valor del voltaje analógico de entrada. Sin embargo, en lugar de utilizar un arreglo de resistencias, utiliza un arreglo de capacitores que elimina la variación en la linealidad del dispositivo debida a la temperatura.

Al ser el convertidor de 16 bits, significa que el bit menos significativo recibe $7.6 \mu\text{V}$ (resultado de dividir 0.5 volts entre 2^{16}), que equivale casi a 2 electrones.

Las señales digitales que necesita el convertidor para su correcto funcionamiento son:

- Un reloj principal cuyo periodo mínimo sea de 480 ns, por lo que se decidió utilizar un reloj de 2 MHz (correspondiente a 500 ns), el cuál será generado por el secuenciador.
- La señal de control SAMPLE, que es la que indica al convertidor que debe de adquirir la entrada analógica. Para que esto suceda, la señal SAMPLE, que también será generada por el secuenciador, se tiene que mantener en alto durante un periodo mínimo $t_s = 2 \mu\text{s}$.

Por otra parte, las señales digitales que entrega el convertidor, además de los 16 bits correspondientes a una conversión son:

- Un reloj de salida para poder distinguir entre cada bit que sale por el puerto serial.
- Una señal BUSY que indica que el convertidor está realizando una conversión.

Cabe señalar que el AD677 utiliza 17 pulsos de reloj para hacer una conversión de 16 bits. Esto significa que el primero de los 17 bits que salen durante una conversión no debe tomarse en cuenta. Además, el convertidor se puede autocalibrar por medio de un interruptor digital (dip-switch), con el cual se puede controlar la autocalibración del circuito integrado manualmente.

4.5.1) Voltaje de Referencia.

El AD677 requiere de un voltaje de referencia externo. El intervalo del voltaje de entrada, que en este caso es de 15 V, está determinado por el valor del voltaje de referencia: una referencia de voltaje de n volts permite un intervalo de entrada de $\pm n$ volts. Esto significa que el voltaje de referencia tiene que ser de 7.5 V. Cabe señalar que el intervalo de voltaje de referencia que admite en convertidor es de 5 a 10 volts.

Sin embargo, en lugar de utilizar una referencia de voltaje de 7.5 V fija, se ha decidido utilizar un amplificador operacional diferencial (como el mostrado en la **figura 4.11**) que entregue a su salida un voltaje variable de 5 a 10 V. Con esto se pretende aprovechar el ADC para controlar la ganancia de la cadena de lectura, evitando así el manejo de un capacitor variable en el integrador.

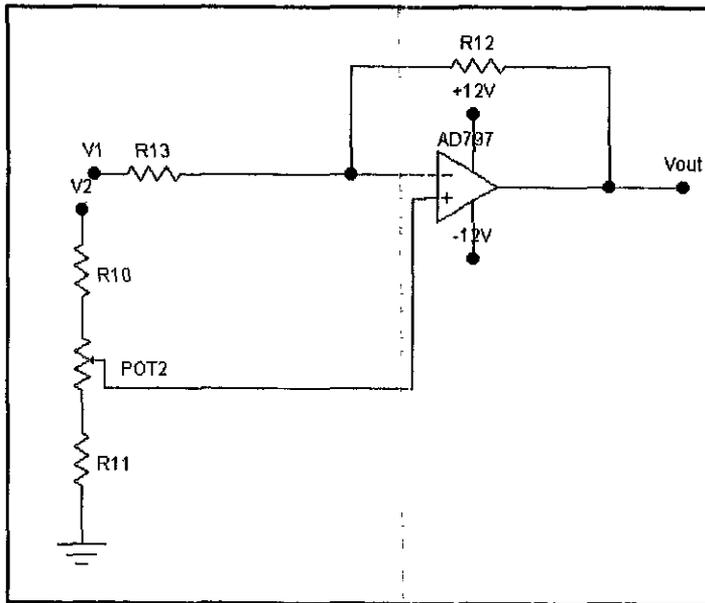


Figura 4.11 Amplificador Operacional Diferencial 2.

Del análisis de la figura 4.11 obtenemos que el voltaje de salida del diferencial está dado por:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{13}}\right) V_x - \frac{R_{12}}{R_{13}} V_1 \quad (16)$$

donde V_x es el voltaje entre las terminales inversora y no inversora del amplificador, y está dado por:

$$V_x = \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} V_2 \quad (17)$$

Para el voltaje V_2 se utilizó el mismo AD584 programado a 7.5 V que se utilizó para el amplificador operacional diferencial 1. Así mismo, para este circuito se utilizó un amplificador operacional AD797.

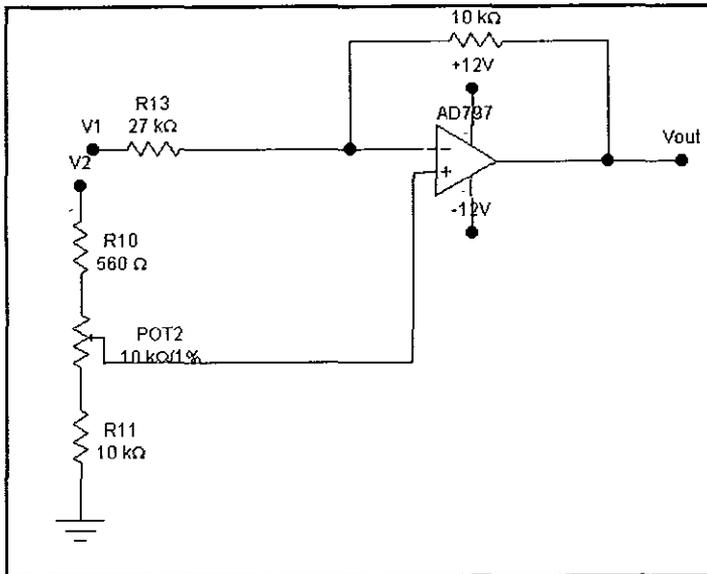


Figura 4.12 Amplificador Diferencial 2 con Valores Finales.

CAPÍTULO 4.

En la **figura 4.12** se muestra el diferencial con los valores finales de las resistencias, con los que, utilizando las expresiones (16) y (17) y haciendo que el voltaje $V_1=0$, se obtienen los siguientes voltajes a la salida:

$$V_{outmax} = 9,998 \text{ V}$$

$$V_{outmin} = 4,999 \text{ V}$$

Al igual que se hizo para el diferencial 1, para acoplar el voltaje de salida del amplificador a la entrada del voltaje de referencia del convertidor, es necesario utilizar un filtro RC idéntico al de la figura 4.10 para eliminar el ruido interno propio del amplificador operacional, así como el ruido generado por los voltajes de entrada.

4.5.2) Filtros RC.

Al igual que el integrador, cada una de las terminales de polarización del convertidor cuenta con un filtro RC (con valores $R=47 \Omega$ y $C=0.1 \mu F$) que elimina el ruido proveniente de las fuentes de voltaje, y que tienen una frecuencia de corte $\omega=212.766 \text{ Krad/seg}$ (que equivale a una $f=33.863 \text{ KHz}$).

4.6) REGISTRO DE CORRIMIENTO PARALELO-SERIE.

Como se expuso en el capítulo 2 (punto 2.4), cada uno de los cuadrantes del detector requiere de una cadena electrónica de lectura y borrado, lo que significa que se tendrán cuatro cadenas en paralelo de 512×512 pixeles. Para transmitir toda esta información al sistema encargado de su procesamiento, es necesario utilizar un registro de corrimiento que reciba las cuatro cadenas paralelas y que presente a su salida una cadena serial.

A cada uno de los datos (bits) a la salida del registro se le puede asociar un formato b-p-c; donde 'b' representa el número de bit de la palabra o pixel (de 1 a 16), 'p' corresponde al pixel del cuadrante (de 1 a 512^2), y 'c' indica el cuadrante (de 1 a 4). De acuerdo a este formato, la secuencia en que los bits se presentan a la salida del registro es la siguiente:

```

1-1-1, 1-1-2, 1-1-3, 1-1-4
2-1-1, 2-1-2, 2-1-3, 2-1-4
.
.
16-1-1, 16-1-2, 16-1-3, 16-1-4
1-2-1, 1-2-2, 1-2-3, 1-2-4
2-2-1, 2-2-2, 2-2-3, 2-2-4
.
.
16-2-1, 16-2-2, 16-2-3, 16-2-4
.
.
.
1-5122-1, 1-5122-2, 1-5122-3, 1-5122-4
2-5122-1, 2-5122-2, 2-5122-3, 2-5122-4
.
.
16-5122-1, 16-5122-2, 16-5122-3, 16-5122-4

```

De lo anterior se puede deducir que para una lectura de todo el detector, se tendría un banco de información de $16 \times 512 \times 512 \times 4$, que equivale a 16 Mbits, o bien a 2 Mbytes.

Recordemos que la cadena electrónica de cada cuadrante maneja un reloj de 2 MHz, lo que significa que, al trabajar cuatro cuadrantes, el registro debe operar con un reloj de 8 MHz con el fin de no alterar el tiempo de lectura del detector, el cual es de 3.146 segundos³⁷.

Para esta tarea se utilizó un circuito integrado 74LS195³⁸ que es un registro universal de corrimiento de 4 bits de alta velocidad que ofrece una frecuencia de corrimiento de 39 MHz.

³⁷ Este número se obtiene de multiplicar $512 \times 512 \times 12 \mu s$.

³⁸ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A

En la **figura 4.13** se muestra la forma en que se configuró el registro; el cual, para que pueda operar con salida serial, requiere de un contador de 4 bits (74LS93³⁹) que genere el pulso **PE** ('parallel enable' negado). Como se puede apreciar, además del 74LS195 y del 74LS93, se aprecian varios inversores, cuya función es retrasar las señales que entran a ellos, de tal forma que no se pierda sincronía con el reloj de 8 MHz.

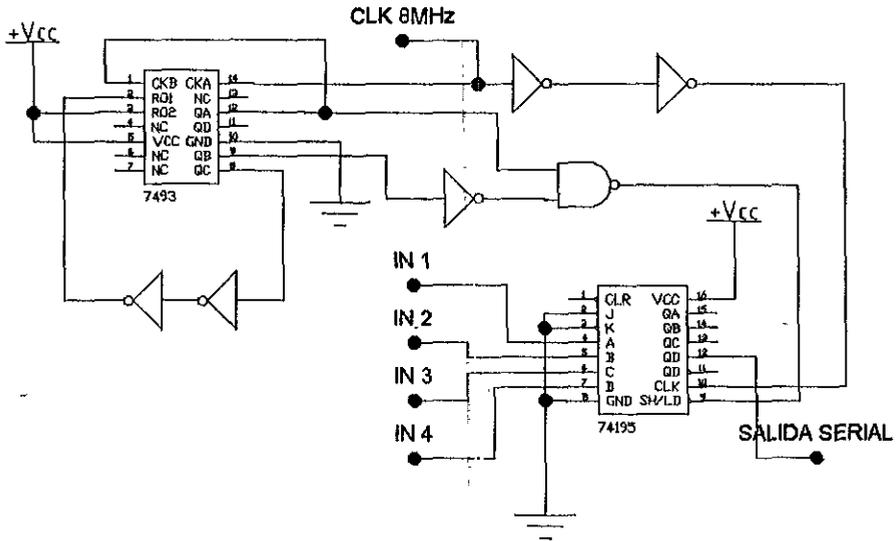


Figura 4.13 Registro de Corrimiento de 4 bits
Entrada Paralelo-Salida Serie.

4.7) OPTOACOPLADORES.

Para aislar a la cadena de lectura de lazos de tierra, ruidos de origen digital y cualquier otro tipo de ruido que se pudiera

³⁹ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

llegar a introducir en las líneas de transmisión, se deben utilizar optoacopladores. Los optoacopladores que se utilizaron son los HP7101⁴⁰, que son de alta velocidad y bajo ruido, y deben utilizarse en todas las conexiones de señales digitales de la cadena de lectura, así como en la tarjeta del detector, para así definir una celda aislada de todo el entorno eléctrico.

En la figura 4.14 se muestra la forma en que se tienen que configurar los optoacopladores. Como se puede apreciar, se tienen que definir dos tierras diferentes: una analógica y otra digital.

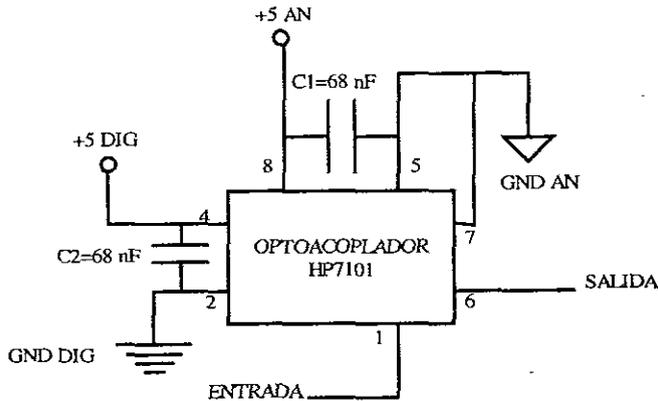


Figura 4.14 Optoacopladores.

4.8) DIAGRAMA COMPLETO DE LA CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y BORRADO.

En la figura 4.15 se muestra el diagrama electrónico completo de la cadena electrónica de lectura y borrado para un cuadrante.

⁴⁰ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A

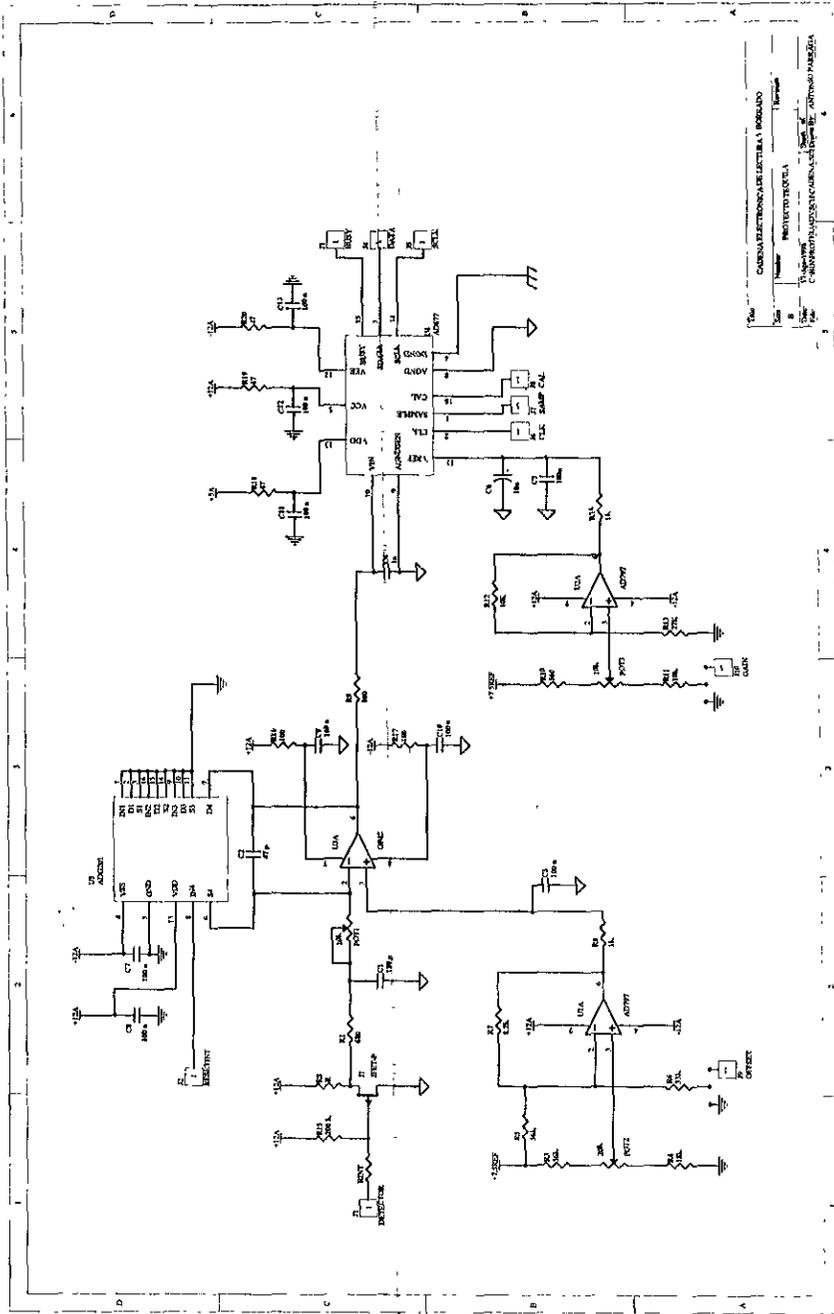


Figura 4.15 Diagrama Completo de la Cadena de Lectura.

CAPÍTULO 5.

PRUEBAS DE LABORATORIO.

5.1) INTRODUCCIÓN.

El presente capítulo tiene la intención de describir las diferentes pruebas de laboratorio correspondientes a la cadena de lectura.

5.2) CARACTERIZACIÓN DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO.

OBJETIVO.

Debido a que cada uno de los cuadrantes del detector requiere de un FET 176 a su salida, es necesario caracterizar a un conjunto de 15 o 20 transistores, con el objeto de obtener cuatro dispositivos que sean lo más idénticos posible; de tal forma que los parámetros propios de cada FET no alteren los cálculos para el diseño de la cadena de lectura.

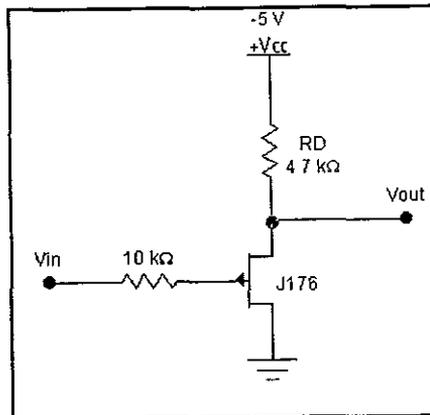


Figura 5.1 Configuración SOURCE-COMÚN.

DESARROLLO.

Preparar una configuración SOURCE-COMUN, como la mostrada en la figura 5.1, en la que el FET sea fácilmente intercambiable, y observar el voltaje de entrada y el voltaje de offset que se necesitan para que a su salida se tengan 3 volts. Utilizar una señal de entrada triangular, con una frecuencia de 15 KHz.

RESULTADOS.

CONJUNTO	TRANSISTOR	Vin (V)	Voffset (V)	Vout (V)	AV
A	1	0.48	1.32	3	6.25
	2	0.48	1.34	3	6.25
	3	0.48	1.34	3	6.25
	4	0.48	1.30	3	6.25
	5	0.52	1.38	3	5.77
B	6	0.48	1.18	3	6.25
	7	0.48	1.18	3	6.25
	8	0.48	1.18	3	6.25
	9	0.48	1.19	3	6.25
	10	0.48	1.21	3	6.25
	11	0.48	1.20	3	6.25
C	12	0.46	0.99	3	6.52
	13	0.46	0.99	3	6.52
	14	0.40	0.96	3	7.50
D	15	0.40	0.78	3	7.50
	16	0.40	0.72	3	7.50
E	17	0.52	1.65	3	5.77
	18	0.50	1.40	3	6.00
F	19	0.44	1.10	3	6.82
	20	0.48	1.08	3	6.25

TABLA 5.1 CARACTERIZACIÓN DE FETs.

En la **tabla 5.1** se muestran los seis diferentes conjuntos que se formaron al agrupar transistores que presentaban características casi iguales. Como se puede apreciar, en el conjunto B se encuentran los cuatro transistores más idénticos posible.

5.3) GANANCIA DE LOS FETs DE SALIDA.

OBJETIVO.

Medir el voltaje de offset a la salida del FET J176, así como la ganancia de voltaje que se obtiene con la configuración DRAIN-COMÚN mostrada en la **figura 4.2**; y comparar estas mediciones con los valores esperados.

DESARROLLO.

Armar la configuración DRAIN-COMÚN utilizando los siguientes valores de resistencias: $R_{int} = 180 \Omega$

$$R_{source} = 4.7 \text{ K}\Omega$$

y medir la ganancia de voltaje y el voltaje de offset a la salida. La señal de entrada, correspondiente a la salida de un cuadrante del detector, deberá simularse con un generador de funciones que proporcione una señal de AC de 0.5 Vpp, con un periodo de 12 μ s, montada en un voltaje de offset de 3 V.

Para esta prueba, la resistencia de polarización de 200 K Ω se debe omitir, ya que no se está utilizando el detector.

RESULTADOS.

Una vez armada la configuración se obtuvieron los siguientes resultados:

$$V_{out} = 0.47 \text{ Vpp @ } 83.333 \text{ KHz}$$

$$V_{offset} = 1.95 \text{ V}$$

$$A_V = 0.94$$

CAPÍTULO 5.

La ganancia de voltaje AV que se esperaba era de 0.965, por lo que el error porcentual que se tiene es de:

$$\text{Error Relativo} = 0.025/0.965 \times 100 = 2.591 \%$$

5.4) CONTROL DE Voffset DEL INTEGRADOR.

OBJETIVO.

Verificar los voltajes mínimo y máximo que se pueden obtener con el amplificador diferencial 1 que proporciona el control de voltaje de offset al integrador.

DESARROLLO.

Armar el amplificador diferencial de la figura 4.9 y medir los voltajes máximo y mínimo, a fin de compararlos con los valores calculados teóricamente.

RESULTADOS.

En la tabla 5.2 se muestran los errores existentes entre los valores teóricos y los prácticos.

VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO	ERROR ABSOLUTO	ERROR PORCENTUAL
V _{máx} = 3.131 V	V _{máx} = 3.09 V	0.041 V	1.238 %
V _{mín} = 1.013 V	V _{mín} = 0.92 V	0.093 V	9.181 %

TABLA 5.2 CONTROL DE Voffset DEL INTEGRADOR.

5.5) GENERACIÓN DE LAS SEÑALES DIGITALES.

OBJETIVO.

Generar las diferentes señales digitales que necesita la cadena de lectura para su funcionamiento.

DESARROLLO.

Como se explicó en el capítulo anterior, la cadena de lectura necesita de tres señales digitales que serán generadas por el secuenciador. Como al momento de realizar las pruebas no se tenía terminado el secuenciador, estas señales se generaron de la siguiente manera:

- La señal de reloj de 2 MHz requerida por el convertidor, se obtuvo de un generador de funciones. Esta señal es cuadrada, con una amplitud de 5 Vpp.
- El integrador necesita de un pulso RESETINT, de 2 μ s de duración (en nivel '0') a una frecuencia de 83.333 KHz. Para generar este pulso fue necesario utilizar un CD4017⁴¹, que es un contador/divisor por década con 10 salidas. Como el pulso debe ser de 2 μ s de duración, el reloj de 2 MHz se debe dividir entre cuatro para que el reloj de entrada del contador sea de 500 KHz. Con este reloj, y configurando el contador para que sólo cuente del 0 al 5, se logra que el ancho de los pulsos de salida sea de 2 μ s, con un periodo de 12 μ s. Para que el pulso RESETINT dure 2 μ s en nivel '0' lógico, es necesario colocar un inversor a la salida del contador seleccionada para el pulso. Para dividir el reloj de 2 MHz entre cuatro se utilizó el circuito CD4027⁴², que contiene dos 'flip-flops' del tipo JK.
- Como la señal de SAMPLE que requiere el convertidor también es debe tener un ancho de pulso de 2 μ s, para ésta se utilizó otra salida del contador Johnson. Como los 2 μ s de esta señal tienen que ser en nivel '1' lógico, no es necesario utilizar un inversor. Cabe mencionar que este pulso debe generarse inmediatamente antes que el de RESETINT.

⁴¹ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

⁴² Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

En la **figura 5.2** se muestra la forma en que se obtuvieron ambos pulsos.

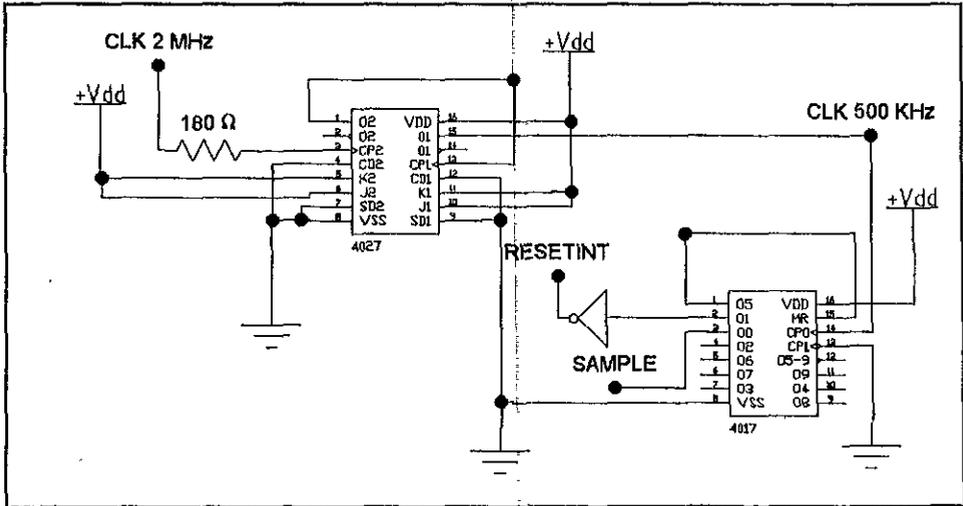


Figura 5.2 Generación de los Pulsos de RESETINT y de SAMPLE.

RESULTADOS.

En la **figura 5.3** se muestra un oscilograma en donde se presentan los pulsos de RESETINT y de SAMPLE. La señal del canal 1 (C1) corresponde al pulso de RESETINT, mientras que la del canal 2 (C2) al pulso SAMPLE. Como se puede apreciar, la duración del ancho de pulso es muy cercana a los 2 μs, y su periodo es de 12 μs. Las líneas verticales nos muestran que el flanco de bajada del pulso RESETINT corresponde al flanco de bajada del pulso de SAMPLE.

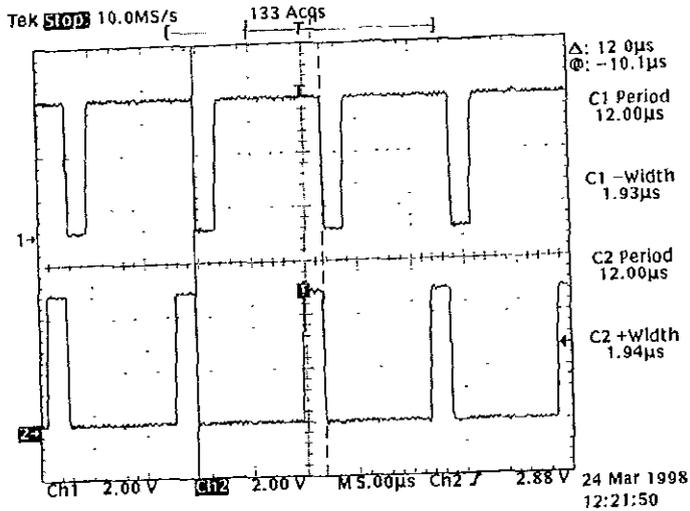


Figura 5.3 Oscilograma de los Pulsos
 RESETINT y SAMPLE.

5.6) INTEGRADOR.

OBJETIVO.

Verificar que la salida del integrador cubra el intervalo de +7.5 V a -7.5 V, con un intervalo de entrada de 1.5 V a 2.0 V.

DESARROLLO.

Armar la configuración de la figura 4.6 y verificar que para una entrada de 1.5 V en la entrada inversora del integrador se tenga una salida de +7.5 V; y que para una entrada de 2.0 V la salida sea de -7.5 V.

CAPÍTULO 5.

Esta prueba puede realizarse utilizando la salida del FET del detector como entrada inversora del integrador; sin olvidar que el intervalo de entrada del FET es de 2.5 V a 3 V, el cual debido al offset del FET se convierte en un intervalo de 1.5 V a 2 V.

Para esta prueba, en lugar de simular la señal proveniente del detector con un generador de funciones, se utilizará un potenciómetro de precisión para hacer un divisor de voltaje (como se muestra en la **figura 5.4**) que nos permita cubrir el intervalo de entrada del transistor.

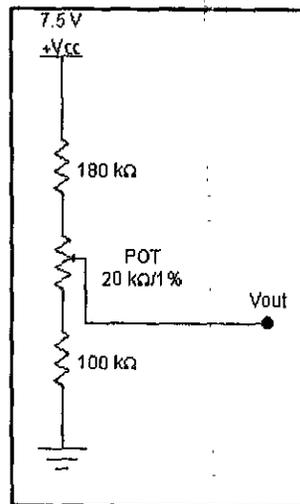


Figura 5.4 Divisor de Voltaje.

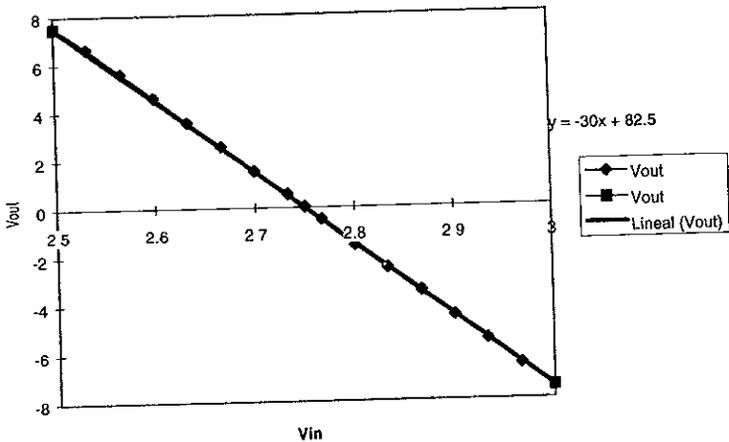
RESULTADOS.

En la **tabla 5.3** se muestran los voltajes que se obtuvieron a la salida del integrador para diferentes voltajes de entrada. A partir de esta tabla se obtuvo la **gráfica 5.1**, en la que también aparece la recta ideal, así como su ecuación.

Vin	Vout
2.505	7.56
2.533	6.64
2.567	5.60
2.600	4.60
2.633	3.56
2.667	2.56
2.700	1.52
2.733	0.56
2.750	0.04
2.767	-0.48
2.800	-1.56
2.833	-2.52
2.867	-3.48
2.900	-4.52
2.933	-5.52
2.967	-6.56
2.995	-7.48

TABLA 5.3 Vin y Vout DEL INTEGRADOR.

Vin vs. Vout del Integrador



GRÁFICA 5.1

CAPÍTULO 5.

Para que la salida del integrador cubriera el intervalo de 15 volts, el potenciómetro de precisión de 10 K Ω se ajustó en el valor de 5.16 K Ω , en lugar de 5.674 K Ω según se había calculado. Esto representa un error porcentual de:

$$\text{ERROR PORCENTUAL} = (5.674 - 5.16) / 5.674 \times 100$$

$$\text{ERROR PORCENTUAL} = 9.059 \%$$

5.7) VOLTAJE DE REFERENCIA DEL CONVERTIDOR A/D.

OBJETIVO.

Verificar los voltajes mínimo y máximo que se pueden obtener con el amplificador diferencial 2 que proporciona el voltaje de referencia al convertidor A/D.

DESARROLLO.

Armar el amplificador diferencial de la **figura 4.12** y medir los voltajes máximo y mínimo, a fin de compararlos con los valores calculados teóricamente.

RESULTADOS.

En la **tabla 5.4** se muestran los errores existentes entre los valores teóricos y los prácticos.

VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO	ERROR ABSOLUTO	ERROR PORCENTUAL
V _{máx} = 9.998 V	V _{máx} = 9.87 V	0.128 V	1.280 %
V _{mín} = 4.999 V	V _{mín} = 4.86 V	0.139 V	2.781 %

TABLA 5.4 CONTROL DE Voffset DEL INTEGRADOR.

5.8) CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL.

OBJETIVO.

Comprobar el buen funcionamiento del convertidor A/D, y verificar que su tiempo de conversión es de 8 μ s.

DESARROLLO.

Para comprobar el funcionamiento del convertidor, es necesario verificar que para un voltaje analógico de +7.5 V en su entrada se presente una salida digital 'FFFF', y que para un voltaje de -7.5 V la salida digital sea '0000'. Cabe aclarar que el bit más significativo de cada palabra a la salida del convertidor está invertido, por lo que en lugar de tener 'FFFF' y '0000' se tendrá '7FFF' y '8000' respectivamente.

Para verificar el tiempo de conversión del convertidor, éste cuenta con una salida denominada 'BUSY', la cual se mantiene en un nivel alto el tiempo que dura la conversión.

RESULTADOS.

A continuación se presentan 3 diferentes oscilogramas que nos permiten cumplir los objetivos de esta prueba.

En el primero de ellos (**figura 5.5**) se presenta la salida del integrador de 7.6 V, junto con la salida del convertidor, la cual corresponde a la palabra '7FFF'. En la **figura 5.6** se muestra la salida del integrador pero para una entrada de 3.0 V, misma que genera una salida digital del convertidor correspondiente a la palabra '8000'. Finalmente, en el tercer oscilograma (**figura 5.7**) se muestra la señal 'BUSY' a la salida del convertidor, la cual, al mantenerse en alto durante 8.4 μ s, nos permite afirmar que el tiempo de conversión es muy cercano al deseado, con un error porcentual del 5 %. En este oscilograma también se muestra la señal 'SAMPLE' a la entrada del convertidor, la cual da inicio a la conversión.

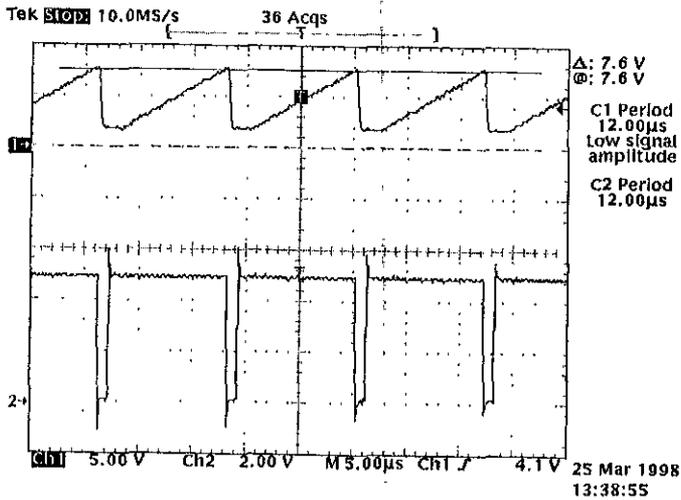


Figura 5.5 Salidas del Integrador y del Convertidor.

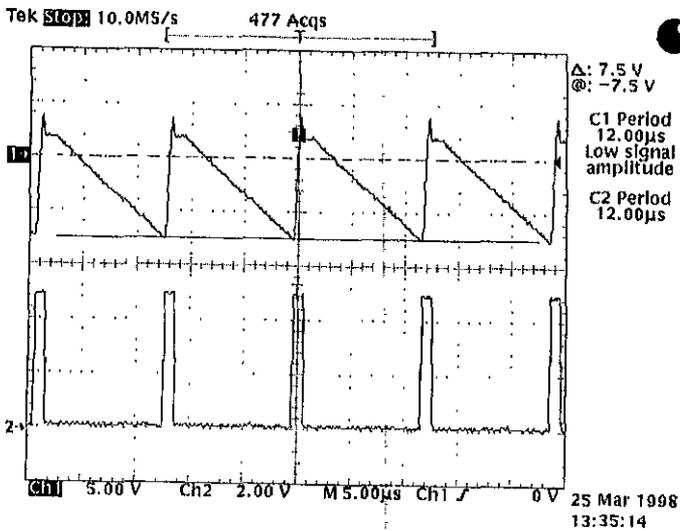


Figura 5.6 Salidas del Integrador y del Convertidor.

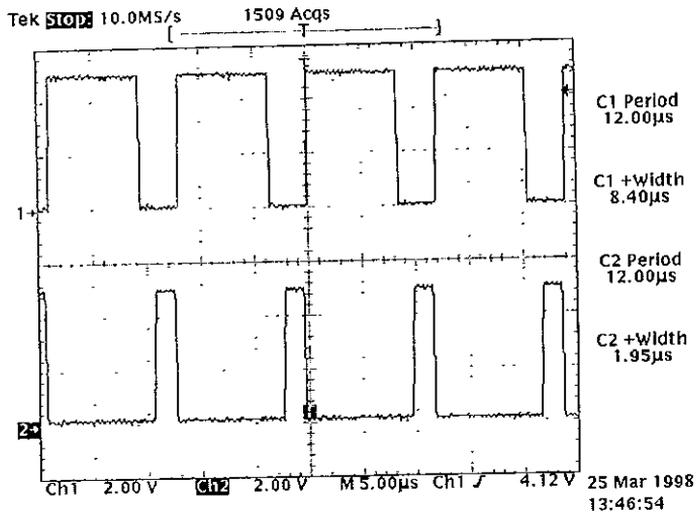


Figura 5.7 Señales de BUSY y de SAMPLE del Convertidor.

5.9) REGISTRO DE CORRIMIENTO PARALEO-SERIE.

OBJETIVO.

Comprobar el funcionamiento del registro de corrimiento de cuatro entradas en paralelo y salida serial.

DESARROLLO.

Armar la configuración de la **figura 4.13** y verificar que las cuatro señales en paralelo que entran al registro se presentan en la salida serial.

Comprobar que cada 125 ns se presenta un dato en la salida serial.

CAPÍTULO 5.

RESULTADOS.

Una vez armada la configuración de la figura 4.13, se colocaron las siguientes entradas en paralelo: IN1='1', IN2='0', IN3='1', IN4='0'; observándose a la salida del registro una cadena serial de cuatro datos '1010' con un tiempo de duración de 500 ns; tal y como se muestra en el oscilograma de la figura 5.8, en donde se muestra el reloj de 8 MHz en el canal 1 (C1) y la salida del registro en el canal 2 (C2).

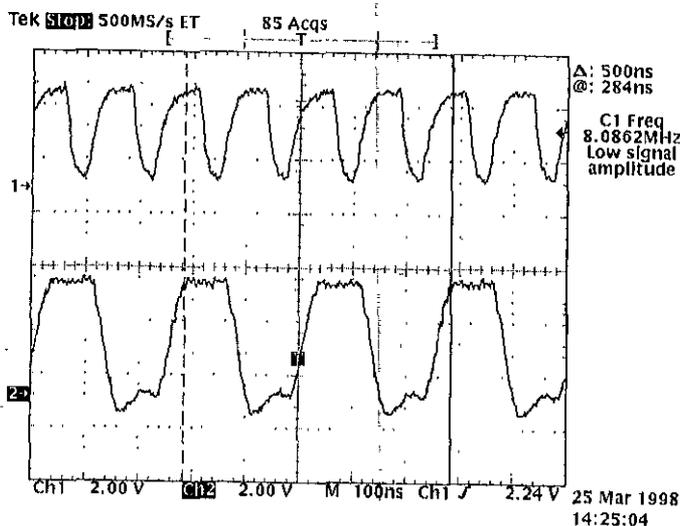


Figura 5.8 Salida del Registro Paralelo-Serie.

5.10) PRUEBA DE LINEALIDAD.

OBJETIVO.

Observar la linealidad que presenta toda la cadena de lectura, desde el FET de salida hasta el convertidor A/D.

DESARROLLO.

Una vez armada toda la cadena de lectura, alimentar al FET de salida del detector con un voltaje de DC que abarque un intervalo de 2.5 V a 3.0 V, utilizando el divisor de voltaje de la **figura 5.4**. Mediante un analizador lógico de estados observar los 16 bits de salida del convertidor y obtener una gráfica de Voltaje Analógico de entrada contra Voltaje digital de salida.

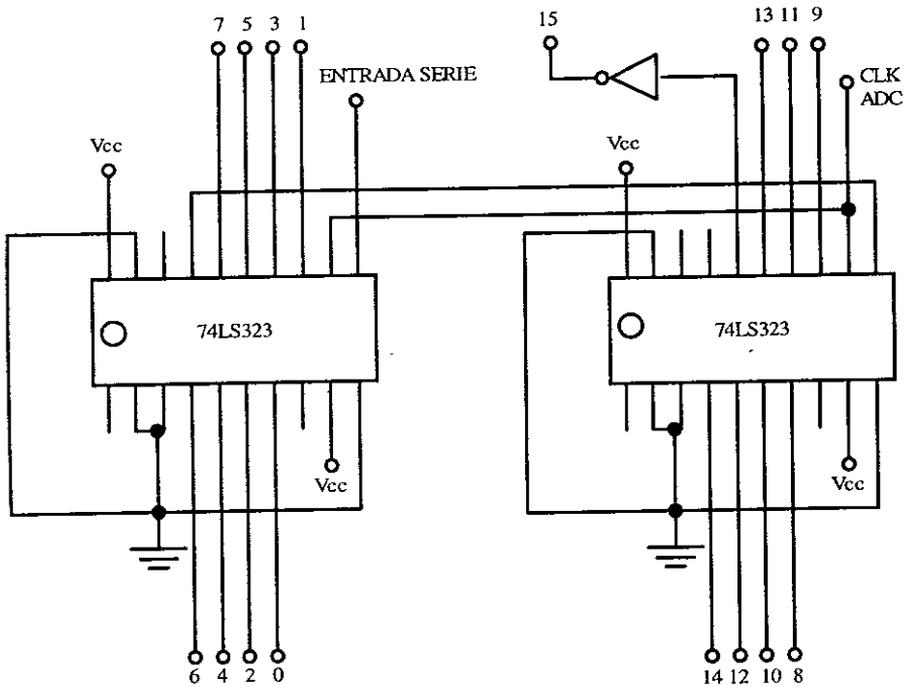


Figura 5.9 Registro de Corrimiento Entrada Serie-Salida Paralelo de 16 bits.

Para desplegar los 16 bits de la salida del convertidor, se debe configurar el registro de corrimiento serie-paralelo de 16 bits que se muestra en la **figura 5.9**. Como se puede apreciar en la figura, al bit más significativo (bit 15) se le colocó un inversor con el fin de poder realizar esta prueba. Para este registro se utilizaron dos circuitos 74LS323⁴³, cada uno de los cuales es un registro de corrimiento entrada serie-salida paralelo de 8 bits. Para la señal de CLK de estos registros se utilizó la señal de reloj de salida del convertidor.

RESULTADOS.

En las siguientes tablas y gráficas se muestra el comportamiento de la entrada analógica contra la salida digital de dos diferentes maneras.

En la **tabla 5.5** y en la **gráfica 5.2** se muestran las salidas digitales, considerando los 8 bits más significativos, que se obtuvieron para diferentes voltajes analógicos de entrada fijos; mientras que en la **tabla 5.6** y en la **gráfica 5.3** se presentan los voltajes de entrada que hacen que se obtengan las salidas digitales que se quieren.

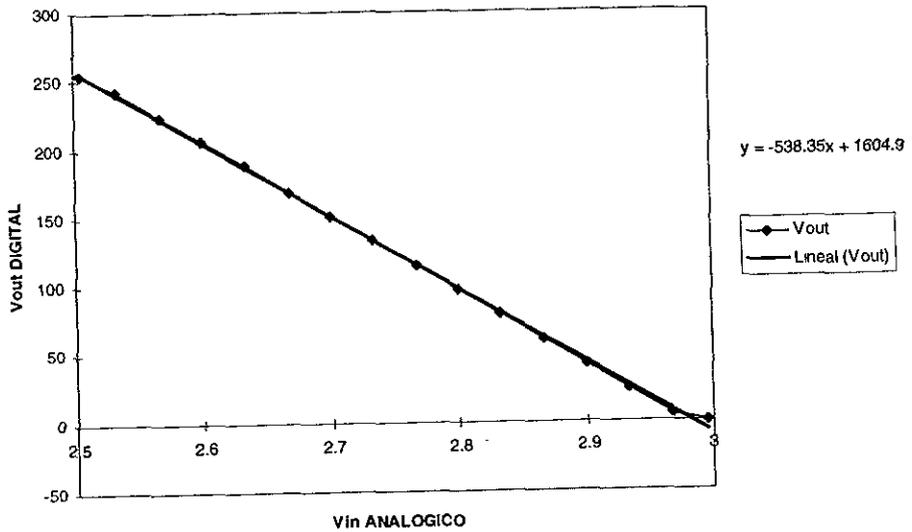
Posteriormente se presentan dos tablas en las que se muestran los errores, tanto absolutos como porcentuales, para cada caso. De éstas se puede apreciar que sólo en uno de los extremos, cuando se gráfica el Vin fijo vs. el Vout, se tienen errores mayores que el 5 %, los cuales se pueden deber a ruido proveniente de las capacitancias intrínsecas de la tableta en donde se alambro la cadena de lectura o a la tolerancia de los elementos. De cualquier forma, todos los demás puntos nos indican que la linealidad de la cadena electrónica de lectura y borrado es mayor al 95 %, lo cual se acerca mucho a la linealidad del detector que, según el fabricante, es mayor del 98 %.

⁴³ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

Vin (fijo)	Vout	Vout (HEXA)
2.505	255	FF
2.533	243	F3
2.567	224	E0
2.600	206	CE
2.633	188	BC
2.667	169	A9
2.700	151	97
2.733	133	85
2.767	115	73
2.800	97	61
2.833	79	4F
2.867	60	3C
2.900	42	2A
2.933	24	18
2.967	5	05
2.995	0	00

TABLA 5.5 Vin (fijo) vs. Vout.

Vin (fijo) vs. Vout

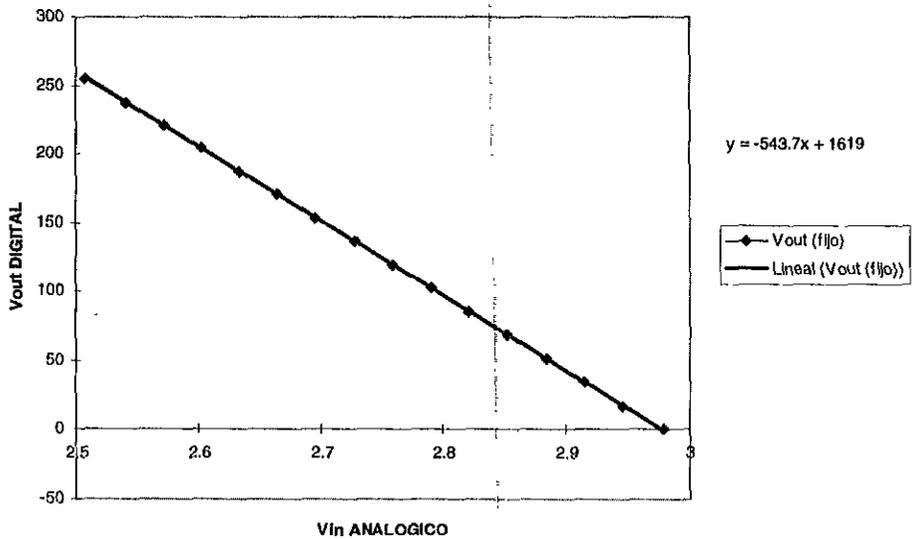


GRÁFICA 5.2.

Vin	Vout (fijo)	Vout (HEXA)
2.507	255	FF
2.541	238	EE
2.572	221	DD
2.603	204	CC
2.634	187	BB
2.665	170	AA
2.696	153	99
2.728	136	88
2.759	119	77
2.790	102	66
2.820	85	55
2.852	68	44
2.884	51	33
2.915	34	22
2.946	17	11
2.979	0	00

TABLA 5.6 Vin vs. Vout (fijo).

Vin vs. Vout (fijo)



GRÁFICA 5.3.

Vout	Vout teórico	Error Absoluto	Error Porcentual
255	256.333	1.333	0.520 %
243	241.259	1.741	0.721 %
224	222.956	1.044	0.468 %
206	205.190	0.810	0.395 %
188	187.424	0.576	0.307 %
169	169.121	0.121	0.071 %
151	151.355	0.355	0.235 %
133	133.589	0.589	0.441 %
115	115.286	0.286	0.248 %
97	97.520	0.520	0.533 %
79	79.755	0.755	0.946 %
60	61.451	1.451	2.361 %
42	43.685	1.685	3.857 %
24	25.919	1.919	7.405 %
5	7.616	2.616	33.345 %
0	-7.458	7.458	-

**TABLA 5.7 Errores de la Gráfica
Vin (fijo) vs. Vout.**

Vout	Vout teórico	Error Absoluto	Error Porcentual
255	255.944	0.944	0.369 %
238	237.458	0.542	0.228 %
221	220.604	0.396	0.180 %
204	203.749	0.251	0.123 %
187	186.894	0.106	0.057 %
170	170.040	0.040	0.023 %
153	153.185	0.185	0.121 %
136	135.786	0.214	0.157 %
119	118.932	0.068	0.057 %
102	102.077	0.077	0.075 %
85	85.766	0.766	0.893 %
68	68.368	0.368	0.538 %
51	50.969	0.031	0.060 %
34	34.115	0.115	0.336 %
17	17.260	0.260	1.505 %
0	0.682	0.682	-

**TABLA 5.8 Errores de la Gráfica
Vin vs. Vout (fijo).**

CAPÍTULO 6.

ASPECTOS ADICIONALES DE LA CADENA DE LECTURA.

6.1) PROPUESTAS PARA MEJORAR LA CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y BORRADO.

6.1.1) Reducción del Pulso de RESETINT.

En el cercano infrarrojo es deseable poder hacer lecturas no destructivas; es decir, que se pueda leer el nivel de la señal varias veces durante el tiempo de integración sin alterarla. Evidentemente, mientras mayor sea el tiempo de integración mayor será el número de lecturas que se pueden realizar.

Por este motivo, se ha pensado en aumentar el tiempo de integración de la cadena electrónica, a fin de que la lectura no destructiva se aproveche al máximo.

Recordemos que el tiempo de pixel es de 12 μ s: 2 μ s para el pulso de RESETINT, otros 2 μ s para el pulso SAMPLE que requieren los convertidores para trabajar, y 8 μ s de tiempo de integración. Esto significa que para aumentar el tiempo de integración, necesitaríamos reducir la duración de alguno de los pulsos mencionados. Sin embargo, el pulso de SAMPLE no puede ser reducido, ya que el fabricante especifica que su duración debe ser de 2 μ s para el correcto funcionamiento del convertidor. Esto nos conduce a reducir el pulso de RESETINT, para lo cual es necesario considerar lo siguiente:

- El tiempo que tarda el integrador en restablecerse cuando ha llegado a su punto máximo (+7.5 V).
- El tiempo que tarda el integrador en restablecerse cuando ha llegado a su punto mínimo (-7.5 V).

- Las consecuencias que tendría en los cálculos de la cadena electrónica el alterar el tiempo de integración.

Para realizar esta labor se utilizó un 74LS122⁴⁴, que es un circuito monoestable redispensible, en el cual el ancho de pulso de la salida depende de un capacitor y de una resistencia externos, según la expresión:

$$t_w = KR_{ext}C_{ext} \quad (1)$$

donde K tiene un valor nominal de 0.45; y si C_{ext} está en pF y R_{ext} en $K\Omega$, t_w estará en nanosegundos.

En la **figura 6.1** se muestra la forma en que se configuró el 74LS122. Como se puede apreciar, se utilizó una resistencia externa variable que nos permite alterar el ancho de pulso de la salida. A la entrada del circuito integrado se colocó la señal de RESETINT de 2 μs de ancho de pulso, la cual, según la expresión (1), podrá hacerse variar desde 0.45 μs hasta 4.5 μs .

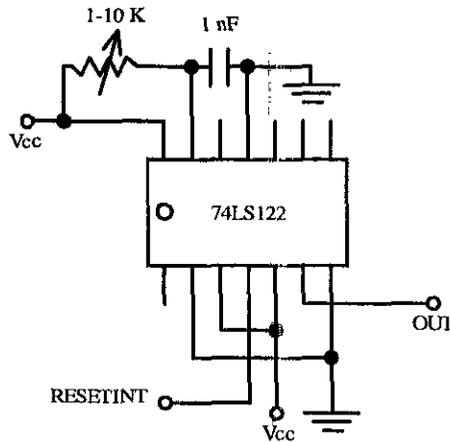


Figura 6.1 Reducción del Pulso de RESETINT.

⁴⁴ Ver hojas de especificaciones en el apéndice A.

Como los tiempos que tarda en restablecerse el integrador oscilan entre 620 ns y 840 ns, se ha pensado en reducir el pulso RESETINT a 1 μ s, con lo cual se obtendría un tiempo de integración de 9 μ s.

Al aumentar el tiempo de integración, siguiendo el procedimiento expuesto en el capítulo 4 (punto 4.4) obtenemos que el valor RC del integrador debe ser:

$$RC = 900 \times 10^{-9}$$

y, si mantenemos el valor del capacitor en 47 pF, la resistencia tendría un valor de:

$$R = 6.383 \text{ K}\Omega$$

que fácilmente se obtiene con el potenciómetro de 10 $\text{K}\Omega$ del integrador.

6.1.2) Utilización de un Convertidor Analógico-Digital más veloz.

Como se expuso en el capítulo 4 (punto 4.6) el tiempo de lectura de todo el detector es de 3.146 segundos, que corresponde a un tiempo de pixel de 12 μ s. Sin embargo, el fabricante del detector indica que el tiempo mínimo de lectura puede ser hasta de 1 segundo. Para poder leer el detector en un tiempo tan pequeño, se necesitaría que el tiempo de pixel fuera de:

$$\text{PIXEL TIME} = 1 \text{ seg} / (512 \times 512 \text{ pixeles}) = 3.815 \mu\text{s/pixel}$$

lo que implicaría que se necesitaría un convertidor A/D capaz de realizar una conversión en un tiempo de 2.815 μ s, pues se tiene que reservar un tiempo de 1 μ s para el RESETINT.

Se encontró que la compañía 'Analog Devices' ofrece un convertidor analógico-digital modelo AD 4322 A que tiene las siguientes especificaciones:

CAPÍTULO 6.

- Resolución de 16 bits.
- Velocidad de conversión de 2 MHz, que equivale a un tiempo de conversión de 0.5 μ s.
- Amplificador de muestreo integrado.
- Paquete híbrido de 46 patas.
- Compatible con TTL y CMOS.

Como se puede apreciar, el tiempo de conversión de 0.5 μ s de este convertidor es muy inferior a los 2.815 μ s, por lo que se podría utilizar un solo AD 4322 A para las cuatro cadenas de lectura, lo que implicaría un esquema como el mostrado en la **figura 6.2**; en lugar del esquema original (mostrado en la **figura 6.3**) en el que se plantea un convertidor para cada cadena.

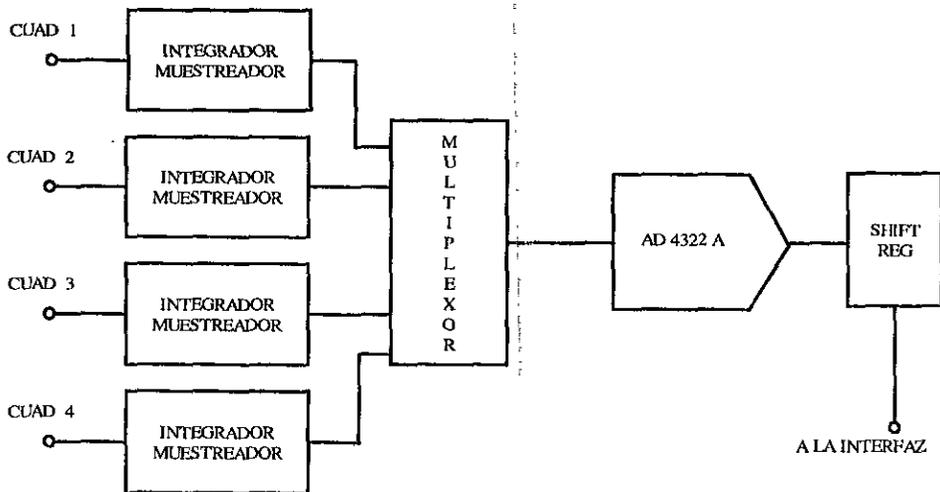


Figura 6.2 Esquema de la Cadena Electrónica de Lectura y Borrado Utilizando un AD 4322 A.

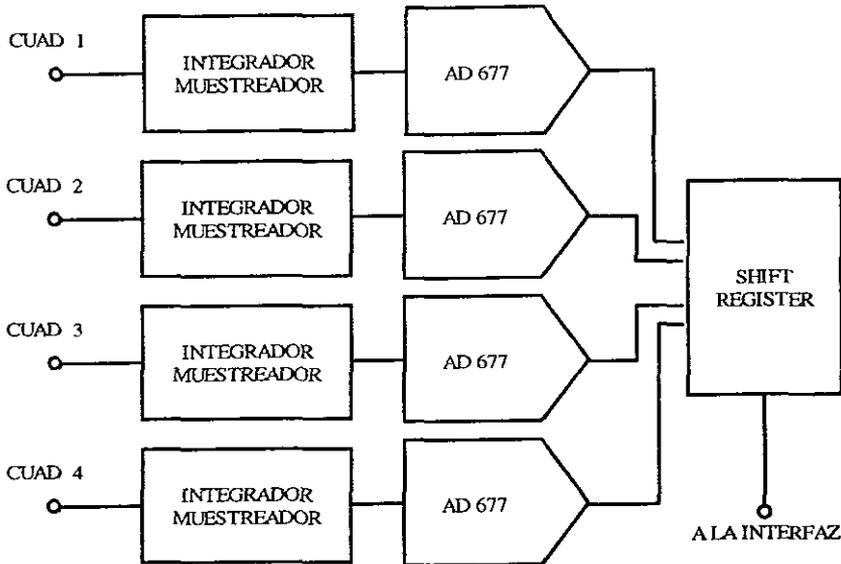


Figura 6.3 Esquema de la Cadena Electrónica de Lectura y Borrado Utilizando los AD 677.

- Algunas desventajas de utilizar el convertidor ADC 4322 A son:
- El AD 4322 A tiene un costo, aproximadamente, 20 veces mayor que el ADC 677.
 - Aunque el tiempo mínimo de lectura del detector HAWAII es de 1 segundo, el tiempo necesario para el movimiento del telescopio de 2.1 m de San Pedro Mártir es mayor que los 3.146 segundos con que se pretende leer el detector; por lo que el utilizar un convertidor mucho más rápido no representaría ventaja alguna.
 - Mientras que con los convertidores AD677 se podría trabajar aún si fallara alguno de ellos (quedando tres cuadrantes del detector, con su respectivo convertidor, útiles), con el AD 4322 A no sería posible.

CAPÍTULO 6.

Estas desventajas nos orillaron a no utilizar este convertidor en el proyecto 'TEQUILA'. Sin embargo, es importante mencionar que los futuros detectores infrarrojos requerirán de convertidores de este tipo.

6.2) ESPECIFICACIONES PARA EL DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO.

Las especificaciones que se deberán cuidar para el diseño del circuito impreso de la cadena electrónica de lectura y borrado son las siguientes:

- Ocupar el menor área posible para cada una de las cadenas de lectura, obligando con esto a que no existan grandes espacios entre los circuitos integrados de la cadena.
- Definir dos tierras, una analógica y otra digital, que estén perfectamente aisladas entre ellas.
- Obligar a que las cuatro señales de salida del detector recorran el menor camino posible en el circuito impreso, procurando además que tales señales se encuentren aisladas de todas las demás. Para esto último es conveniente colocar en cada uno de los lados de las pistas portadoras de las señales del detector pistas de tierra.
- Colocar los capacitores encargados de reducir el ruido proveniente de las fuentes de alimentación lo más cercano posible a sus correspondientes circuitos integrados (ADC, integrador, optoacopladores, etc.).

6.2.1) Propuestas.

Se presentaron dos propuestas para el diseño del circuito impreso de las cuatro cadenas de lectura.

La primera de ellas, y la que finalmente se ha escogido, consiste en que cada cuadrante tenga su propia tarjeta de

circuito impreso. De esta manera, si una tarjeta presenta algún desperfecto sólo se verá afectado un cuadrante del detector, permitiendo trabajar con los otros tres, mientras se intercambia la tarjeta dañada. Además, con esta propuesta se pueden colocar las cadenas de lectura una encima de otra, reduciendo con esto el espacio necesario para este bloque del sistema.

La segunda propuesta planteaba la opción de colocar las cuatro cadenas en una sola tarjeta de circuito impreso. la gran desventaja que se presentaba en este caso, es que para arreglar o intercambiar una sola cadena de lectura es necesario desactivar todas.

6.3) ESPECIFICACIONES PARA LA INTEGRACIÓN DE LA CADENA ELECTRÓNICA DE LECTURA Y BORRADO CON LOS OTROS DOS MÓDULOS.

Como se mencionó en el capítulo 2 (punto 2.4), la construcción de 'TEQUILA' se ha dividido en tres módulos principales: el generador de señales de control y secuenciador; la cadena electrónica de lectura y borrado; y la interfaz general para la adquisición y procesamiento de las señales de salida del detector.

Los diferentes conectores que se necesitan para comunicar el módulo de la cadena de lectura con los otros dos son:

- El conector C1 (de 8 terminales), al que le deberán llegar las señales de SAMPLE, RESETINT, CLK de 2 MHz, CLK de 8 MHz, todas estas provenientes del secuenciador, con sus respectivas GNDS DIGITALES.
- El conector C2 (de 6 terminales), del cual saldrá la salida del registro de corrimiento paralelo-serie, y las señales BUSY y CLKOUT del ADC. Todas estas señales serán recibidas por el DSP de la interfaz, y deberán estar acompañadas de sus GNDS DIGITALES.

Además, la cadena de lectura requiere de más conectores:

- El conector C3 (de 8 terminales), el cual recibe las cuatro salidas del detector HAWAII junto con sus GND ANALÓGICAS.
- El conector C4 (de 4 terminales), que se encargará de recibir las señales digitales OFFSET y GAIN, provenientes de un controlador elaborado con convertidores digital-analógicos (DACs), y encargadas de calibrar el voltaje de offset y la ganancia del integrador, con sus respectivas GND DIGITALES.
- El conector C5 (de 4 terminales), portador de las señales de polarización de +12 V, -12 V, +5 V y GND ANALÓGICA.

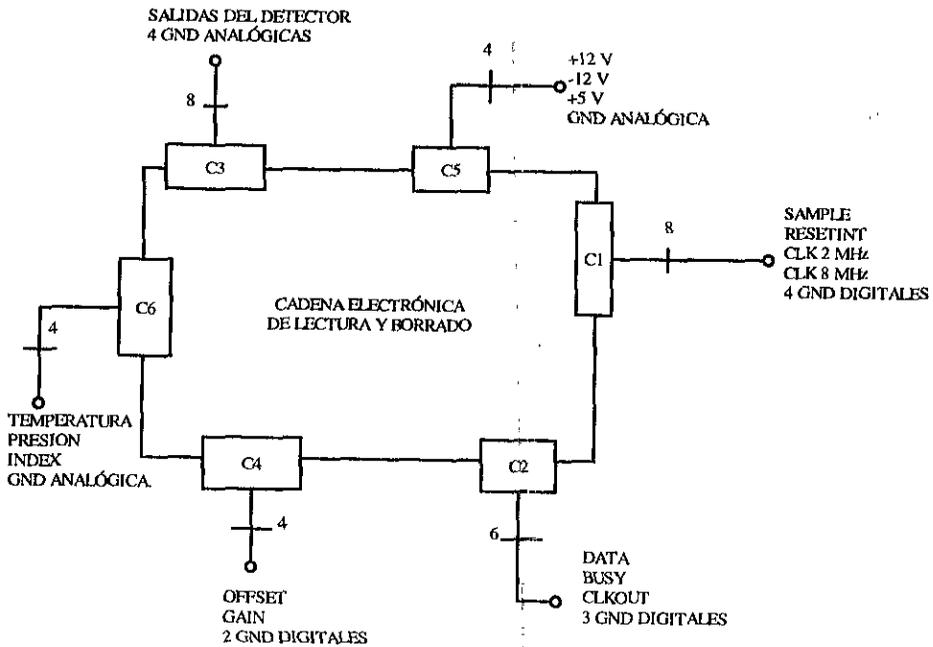


Figura 6.4 Conectores de la Cadena de Lectura.

- El conector C6 (de 4 terminales), que se encargará de recibir las señales que indiquen el estado de diferentes variables dentro del crióstato, tales como presión, temperatura, y la posición del carrusel de filtros; acompañadas de GND ANALÓGICA. La idea es que la cadena de lectura pueda recibir, además de las cuatro señales provenientes del detector, las señales provenientes del crióstato, de tal forma que estas últimas puedan desplegarse en la computadora para conocer el estado de la botella criogénica.

En la **figura 6.4** se muestra la cadena electrónica de lectura y borrado con todos los conectores que necesita para integrarse al sistema completo.

6.4) AVANCES DE LOS DEMÁS SUBSISTEMAS DE 'TEQUILA'.

De acuerdo a lo descrito en el capítulo 2, además de los tres módulos que se mencionan en el punto anterior, el sistema infrarrojo 'TEQUILA' debe contar con: un crióstato de nitrógeno líquido que contenga al detector y a un carrusel de filtros; un ensamble optomecánico; y un módulo de control para las partes móviles del instrumento.

Los avances que se tienen hasta este momento de estos subsistemas son:

- En cuanto al crióstato, todavía no se ha decidido por completo la geometría ni el tamaño de éste, y se siguen estudiando diferentes modelos existentes en el mercado. Evidentemente, el diseño de este subsistema debe contar con todas las partes descritas en el capítulo 2, y ser el más adecuado para el detector HAWAII.
- El ensamble optomecánico se encuentra en su etapa de diseño, y se espera que tenga un avance rápido gracias a que el diseño

CAPÍTULO 6.

óptico se encuentra totalmente definido. Este último se ha desarrollado utilizando 'ZEMAX' que es una paquetería de computadora especial para diseño óptico. El intervalo espectral del sistema óptico es de 0.8 a 2.38 μm , y se ha logrado gracias a una combinación de lentes Schott con materiales infrarrojos. El diseño está basado en la combinación de un colimador con tres cámaras para ser utilizado con el espejo secundario (f/13.5) del telescopio de 2.1 m del O.A.N.

- Con respecto al módulo de control para las partes móviles del instrumento, sólo se ha avanzado en lo correspondiente a la tarjeta encargada de controlar los dos motores de pasos dedicados al movimiento del carrusel de filtros.

Una vez que se tengan los diferentes subsistemas completos y acoplados, como se mencionó en los primeros capítulos del presente trabajo, la cámara/espectrógrafo infrarroja 'TEQUILA' se instalará en el telescopio de 2.1 m del Observatorio Astronómico Nacional, localizado en San Pedro Mártir, Baja California. Se espera que a finales del presente año este instrumento empiece a entregar sus primeros resultados.

CAPÍTULO 7.

CONCLUSIONES Y ESPECTATIVAS A FUTURO.

7.1) CONCLUSIONES Y COMENTARIOS.

Con base a lo expuesto a lo largo de este trabajo, se puede concluir que:

En cuanto a la cadena electrónica de lectura y borrado:

- De acuerdo a los resultados obtenidos de las diferentes pruebas de laboratorio, la cadena electrónica de lectura y borrado constituye un sistema de alta resolución y de bajo ruido que permitirá leer y transmitir las imágenes recibidas por el detector HAWAII a un sistema de cómputo que se encargue de procesarlas.
- Los errores obtenidos en las diferentes etapas de la cadena electrónica se deben principalmente a la tolerancia de las componentes utilizadas y a las capacitancias propias de la tableta en donde se hicieron las pruebas. De cualquier manera, estos errores son, en la mayoría de los casos, menores al 5 %, lo cual garantiza que la cadena electrónica es muy confiable y cumplirá su función adecuadamente.
- La cadena electrónica es un sistema muy flexible, ya que será posible hacerle calibraciones (de ganancia y de offset) por medio de software. De esta forma se eliminarán todos los errores de calibración que se pudieran presentar una vez que la cámara/espectrógrafo se encuentre instalada.
- Los objetivos particulares de la cadena electrónica han sido totalmente cubiertos.

En cuanto al sistema infrarrojo TEQUILA:

- Debido a la importancia que la Astronomía Infrarroja ha cobrado últimamente, y a la escasez de instrumentos infrarrojos de esta capacidad, el sistema infrarrojo TEQUILA constituye una herramienta muy útil y codiciada a nivel internacional.
- A lo largo de este trabajo, queda claro que para comprender lo que es un sistema infrarrojo de detección de imágenes es necesario entender una gran cantidad de términos y conceptos utilizados en varias disciplinas científicas, tales como la Astronomía, la Física y la Ingeniería (principalmente electrónica y mecánica).

Además de estas conclusiones que se refieren al proyecto en sí, de la presente tesis puedo concluir que:

- La tesis de licenciatura de todo estudiante no sólo es el último paso de su carrera, sino que también es la herramienta que le permite darse cuenta, aunque sea de manera muy somera, de la forma en que se puede aplicar una buena parte de los conocimientos adquiridos durante sus estudios para el desarrollo de un proyecto cuya relevancia es mucho mayor que la de una simple calificación.
- Las bases tecnológicas, matemáticas y físicas adquiridas durante la carrera son suficientes para comprender y diseñar un sistema infrarrojo de detección de imágenes astronómicas.
- Este trabajo me ha permitido introducirme en el campo de los detectores y de los sistemas de detección de imágenes que son aspectos que no se estudiaron en el transcurso de la carrera,

y que constituyen un campo muy amplio dentro de la instrumentación electrónica.

- Finalmente, en esta tesis he tenido la oportunidad de conocer más a fondo la relación existente entre la Astronomía y la Ingeniería Electrónica, confirmando así que esta última es una disciplina indispensable en nuestros días para el desarrollo científico, por lo que su campo de aplicación cada día es más amplio.

7.2) EXPECTATIVAS A FUTURO.

Como se mencionó en los objetivos del presente trabajo, el objetivo general del proyecto TEQUILA es el de diseñar, construir e instalar un nuevo sistema de detección infrarrojo para el Telescopio de 2.1 m del Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Mártir, Baja California. Se espera que este objetivo se cumpla a finales del presente año, una vez que se tengan listos todos los bloques del sistema.

Así mismo, se ha pensado en que esta Cámara/Espectrógrafo se utilice en el proyecto del Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano de Nueva Tecnología (TIM). Este telescopio será puesto en operación en el Observatorio Astronómico Nacional de San Pedro Mártir, y se espera que sirva como base para el desarrollo de la Astronomía Mexicana del siguiente siglo. El telescopio consistirá de un espejo primario segmentado con un área equivalente a un primario circular de 6.5 m de diámetro, con montura altazimutal y sistemas activos y adaptativos de control de su óptica; y estará optimado para la región infrarroja del espectro electromagnético. Cabe mencionar que el diseño del TIM está fundamentado en su instrumentación y en los proyectos de investigación astronómica que se planean realizar; pues a pesar de que el telescopio mismo es la parte medular del proyecto (en cuanto a costo y esfuerzo),

CAPÍTULO 7.

los resultados científicos del telescopio se obtendrán de los instrumentos auxiliares que se utilicen, entre los cuales se encontrará la cámara/espectrógrafo IR TEQUILA.

7.3) EL PROYECTO TEQUILA A NIVEL INTERNACIONAL.

En el mes de marzo del presente año se llevó a cabo en la ciudad de Kona, Hawai el Congreso Internacional de Telescopios e Instrumentación Astronómica (International Symposium on Astronomical Telescopes and Instrumentation), organizado por el S.P.I.E. (The Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers). En este congreso el Instituto de Astronomía de la U.N.A.M. expuso 16 proyectos, entre los cuales se encuentra el proyecto TEQUILA⁴⁵. De esta forma se busca que México conserve el alto prestigio que tiene dentro del campo de la instrumentación infrarroja astronómica, el cual se ganó con el sistema CAMILA.

En el apéndice B se muestra el artículo que se presentó en el congreso.

⁴⁵ En el apéndice B se muestra el artículo de TEQUILA que se presentó en el SPIE.

BIBLIOGRAFÍA.

1. "PHOTODETECTORS, An Introduction to Current Technology".
P.N.J. Dennis.
Plenum Press-New York & London.
E.U.A., 1986.
2. "Infrared Astronomy".
A. Mampaso, M. Prieto, F. Sánchez.
Cambridge University Press.
Gran Bretaña, 1993.
3. "Óptica".
E. Hecht - A. Zajac.
Addison-Wesley Iberoamericana.
E.U.A., 1986.
4. "Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados".
D. Schilling - C. Belove.
Alfaomega-Marcombo.
México, 1991.
5. "Astronomical Characterization of 1024x1024 HgCdTe HAWAII Detector Arrays".
Klaus-Werner Hodapp, Joseph L Hora, Donald N.B. Hall, et al.
SPIE Infrared Detector and Instrumentation for Astronomy 2475.
Orlando, Florida, 1995.
6. "The HAWAII Infrared Detector Arrays: testing and astronomical characterization of prototype and science-grade devices",
K.W. Hodapp, et al.
Revista New Astronomy #1, 1996, pp 177-196.

BIBLIOGRAFÍA.

7. *"Sistema para la Detección de imágenes Infrarrojas Astronómicas"*.
SOHN, E. Tesis de licenciatura. Universidad Iberoamericana.
México D.F., 1996.
8. *"Generador de Señales de Control para un Sistema de Detección Infrarrojo para Aplicaciones Astronómicas"*.
TORRES, R. Tesis de licenciatura. U.N.A.M. Fac. de Ingeniería.
México D.F., 1998.
9. *"Sistema de Generación de las Señales para el Manejo y Lectura del Detector NICMOS3"*.
A. Iriarte, B. Sánchez, P. Sotelo, L. Gutiérrez.
Reporte Técnico 94-03. I.A. U.N.A.M.
México, 1994.
10. *"Tarjeta Interfaz-PC para la Cámara IR 'CAMILA'"*
F. Barbosa, P. Sotelo, L. Salas, A. Iriarte, J. Palomares,
G. Sánchez.
Reporte Técnico 94-04. I.A. U.N.A.M.
México, 1994.
11. *"Electrónica de Lectura del Detector IR NICMOS3"*
E. Ruiz, P. Sotelo, A. Bernal, S. Argüelles.
Reporte Técnico 95-03. I.A. U.N.A.M.
México, 1995.

- Manuales de Referencia:

- "Data Converter Reference Manual", Analog Devices, 1992.
- "Amplifier Reference Manual", Analog Devices, 1992.
- "Design In Reference Manual", Analog Devices, 1994.
- "CMOS Logic Databook", National Semiconductor, 1988.
- "LS and Fast TTL Data", Motorola, 1989.

- Referencias Electrónicas:

- <http://www.rsc.rockwell.com>
- <http://www.ifa.hawaii.edu>
- <http://www.astroscu.unam.mx>
- <http://www.analog.com>
- <http://www.national.com>
- <http://www.fairchildsemi.com>
- <http://www.hp.com>

APÉNDICES.

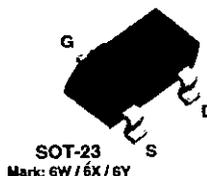
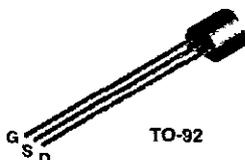
APÉNDICE A.

En este apéndice se muestran las hojas de especificaciones de los componentes electrónicos utilizados en este trabajo:

- JFET 176
- OP 42
- ADG 201 HS
- AD 584
- AD 797
- AD 677
- 74 LS 195 A
- 74 LS 93
- HCPL-7101
- CD 4017
- CD 4027
- 74 LS 323
- 74 LS 122

J174
J175
J176
J177

MMBFJ175
MMBFJ176
MMBFJ177



P-Channel Switch

This device is designed for low level analog switching sample and hold circuits and chopper stabilized amplifiers. Sourced from Process 88.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{GS}	Drain-Gate Voltage	- 30	V
V _{GS}	Gate-Source Voltage	30	V
I _{GF}	Forward Gate Current	50	mA
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		J174 - J177	*MMBFJ175	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	225	mW
		2.8	1.8	mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	125		°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	556	°C/W

* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06"

P-Channel Switch

(continued)

J174 / J175 / J176 / J177 / MMBFJ175 / MMBFJ176 / MMBFJ177

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

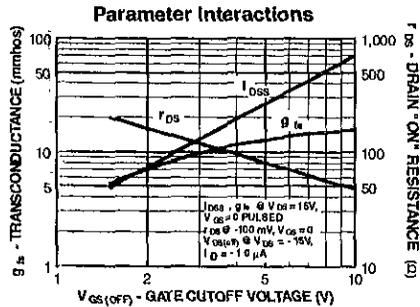
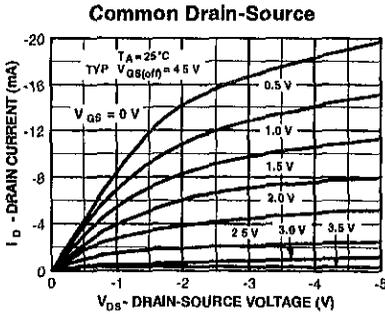
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units	
OFF CHARACTERISTICS						
$B_{(D)OSS}$	Gate-Source Breakdown Voltage	$I_G = 1.0 \mu A, V_{DS} = 0$	30		V	
I_{GSS}	Gate Reverse Current	$V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0$		1.0	nA	
$V_{GS(off)}$	Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{DS} = -15 V, I_D = -10 nA$	J174	5.0	10	V
			J175	3.0	6.0	V
			J176	1.0	4.0	V
			J177	0.8	2.5	V

ON CHARACTERISTICS

I_{DSS}	Zero-Gate Voltage Drain Current*	$V_{DS} = -15 V, V_{GS} = 0$	J174	-20	-100	mA
			J175	-7.0	-60	mA
			J176	-2.0	-25	mA
			J177	-1.5	-20	mA
$r_{DS(on)}$	Drain-Source On Resistance	$V_{DS} \leq 0.1 V, V_{GS} = 0$	J174		85	Ω
			J175		125	Ω
			J176		250	Ω
			J177		300	Ω

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu s$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Typical Characteristics





High Speed, Fast Settling Precision Operational Amplifier

OP-42

FEATURES

Fast

- **Slew Rate** 50V/ μ s Min
- **Settling-Time (0.01%)** 1 μ s Max
- **Gain-Bandwidth Product** 10MHz Typ

Precise

- **Common-Mode Rejection** 88dB Min
- **Open-Loop Gain** 500V/mV Min
- **Offset Voltage** 750 μ V Max
- **Bias Current** 200pA Max

Excellent Radiation Hardness

Available in Die Form

ORDERING INFORMATION[†]

T _a = 25°C	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	CERDIP TO-99	PLASTIC 8-PIN	SO 8-PIN	LCC 20-CONTACT	
V _{OS} MAX (mV)	1.0	0.75	1.5	5.0	
	OP42AJ*	OP42AZ*	OP42FJ	OP42GP	MIL
		OP42EZ		OP42GS	IND
					IND
					XIND

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet

† Burn in is available on commercial and industrial temperature range parts in cer-dip, plastic dip, and TO-can packages

GENERAL DESCRIPTION

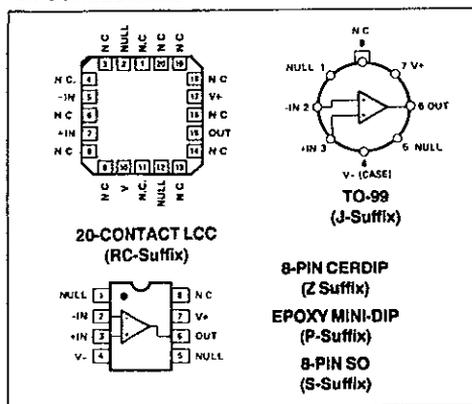
The OP-42 is a fast precision JFET-input operational amplifier. Similar in speed to the OP-17, the OP-42 offers a symmetric

58V/ μ s slew rate and is internally compensated for unity-gain operation. OP-42 speed is achieved with a supply current of less than 6mA. Unity-gain stability, a wide full-power bandwidth of 900kHz, and a fast settling-time of 800ns to 0.01% make the OP-42 an ideal output amplifier for fast digital-to-analog converters.

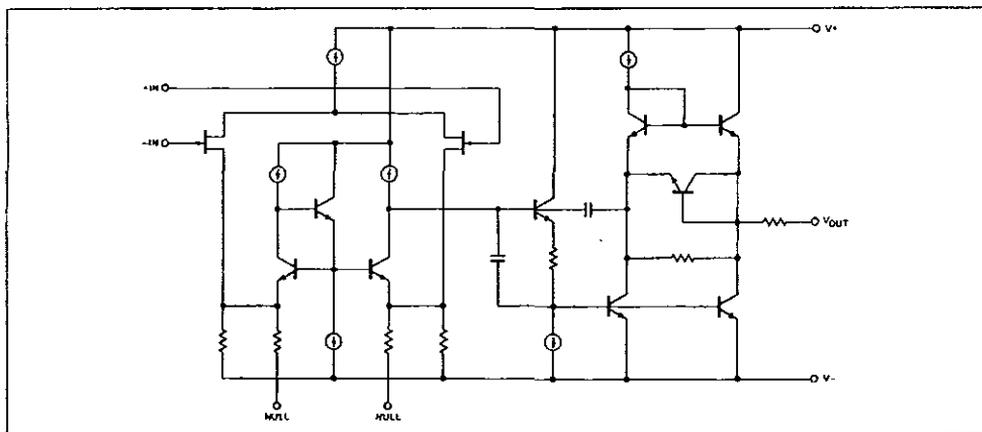
Equal attention was given to both speed and precision in the OP-42 design. Its light 750 μ V maximum input offset voltage combined with well-controlled drift of less than 10 μ V/°C eliminates the need for external nulling in many circuits. The OP-42's

Continued

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



OP-42

GENERAL DESCRIPTION *Continued*

common-mode rejection of 80dB minimum over a $\pm 11V$ input voltage range is exceptional for a high-speed amplifier. High CMR combined with a minimum 500V/mV gain into 10k Ω load ensure excellent linearity in both noninverting and inverting gain configurations. The low input bias and offset currents provided by the JFET input stage suit the OP-42 for use in high-speed sample and hold circuits, peak detectors, and log amplifiers. Excellent radiation hardness characteristics make the OP-42 ideal for military and aerospace applications.

The OP-42 conforms to the standard 741 pinout with nulling to V-. The OP-42 upgrades the performance of circuits using the AD544, AD611, AD711, and LF400 by direct replacement. In circuits without nulling, the OP-42 offers an upgrade for designs using the OP-16, OP-17, LT1022, LT1056, and HA2610.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage	$\pm 20V$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 20V$
Differential Input Voltage (Note 2)	40V
Output Short-Circuit Duration	Undefined

Storage Temperature Range	-65°C to +175°C
Operating Temperature Range	
OP42A (J, Z)	-55°C to +125°C
OP42E, F (J, Z)	-25°C to +85°C
OP42G	-40°C to +85°C
Junction Temperature	-65°C to +175°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec.)	+300°C

PACKAGE TYPE	θ_{JA} (NOTE 3)	θ_{JC}	UNITS
TO-99 (J)	150	18	°C/W
8 Pin Hermetic DIP (Z)	148	18	°C/W
8-Pin Plastic DIP (F)	103	43	°C/W
20-Contact LCC (RC, TC)	88	38	°C/W
8-Pin SO (S)	158	43	°C/W

NOTES:

1. Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.
2. For supply voltages less than $\pm 20V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for TO, CERDIP, P-DIP, and LCC packages, θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO package.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-42E			OP-42F			OP-42G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Offset Voltage	V_{OS}		-	0.3	0.75	-	0.4	1.5	-	1.5	5.0	mV
Input Bias Current	I_B	$V_{CM} = 0V$, $T_I = 25^\circ C$	-	80	200	-	130	250	-	130	250	pA
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{CM} = 0V$, $T_I = 25^\circ C$	-	4	40	-	8	50	-	8	50	pA
Input Voltage Range	IVR	(Note 1)	± 11	+12.5 -12.0	-	± 11	+12.5 -12.0	-	± 11	+12.5 -12.0	-	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{OM} = \pm 11V$	88	89	-	80	82	-	80	82	-	dB
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 20V$	-	9	40	-	12	50	-	12	50	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 1k\Omega$ $V_O = \pm 10V$ $T_I = 25^\circ C$	500 200 100	900 260 170	-	500 200 100	900 260 170	-	500 200 100	900 260 170	-	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 1k\Omega$	± 11.5	+12.5 -11.9	-	± 11.5	+12.5 -11.9	-	± 11.5	+12.5 -11.9	-	V
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Output Shorted to Ground	± 20	+33 -28	± 60	± 20	+33 -26	± 60	± 20	+33 -28	± 60	mA
Supply Current	I_{SY}	No Load $V_O = 0V$	-	5.1	6.0	-	5.1	6.5	-	5.1	6.5	mA
Slew Rate	SR		50	58	-	40	50	-	40	50	-	V/ μs
Full Power Bandwidth	BW_p	(Note 2)	750	900	-	600	800	-	600	800	-	kHz
Gain-Bandwidth Product	GBW	$f_0 = 10kHz$	-	10	-	-	10	-	-	10	-	MHz
Settling Time	t_s	10V Step 0.01% (Note 3)	-	0.8	1.0	-	0.9	1.2	-	0.9	1.2	μs
Overload Recovery Time	t_{OR}		-	700	-	-	700	-	-	700	-	ns
Phase Margin	ϕ_0	0db Gain	-	47	-	-	47	-	-	47	-	degrees
Gain Margin	A_{180}	180° Open-Loop Phase Shift	-	9	-	-	9	-	-	9	-	dB
Capacitive Load Drive Capability	C_L	Unity-Gain Stable (Note 4)	100	300	-	100	300	-	100	300	-	pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_B = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted *Continued*

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-42E			OP-42F			OP-42G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Differential Input Impedance	Z_{IH}		-	$10^{12} \parallel 6$	-	-	$10^{12} \parallel 6$	-	-	$10^{12} \parallel 6$	-	$\Omega \parallel \mu F$
Open-Loop Output Resistance	R_O		-	50	-	-	50	-	-	50	-	Ω
Voltage Noise	$e_{n,p}$	0.1Hz to 10Hz	-	2	-	-	2	-	-	2	-	$\mu V_{p,p}$
Voltage Noise Density	e_n	$f_o = 10\text{Hz}$	-	38	-	-	38	-	-	38	-	-
		$f_o = 100\text{Hz}$	-	18	-	-	18	-	-	18	-	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_o = 1\text{kHz}$	-	13	-	-	13	-	-	13	-	-
		$f_o = 10\text{kHz}$	-	12	-	-	12	-	-	12	-	-
Current Noise Density	i_n	$f_o = 1\text{kHz}$	-	0.007	-	-	0.007	-	-	0.007	-	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
External V_{OS} Trim Range	$R_{pot} = 20k\Omega$		-	4	-	-	4	-	-	4	-	mV
Long-Term V_{OS} Drift			-	5	-	-	5	-	-	5	-	$\mu V/\text{month}$
Supply Voltage Range	V_S		± 8	± 15	± 20	± 8	± 15	± 20	± 8	± 15	± 20	V

NOTES:

1. Guaranteed by CMR test.
2. Guaranteed by slow-rate test and formula $BW_p = SR/(2\pi 10V_{PEAK})$

3. Settling-time is sample tested for A and E grades. Test circuit is shown in Figure 4. Settling-time for F grade is guaranteed but not tested.
4. Guaranteed but not tested.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	OP-42A	MAX	UNITS
				TYP		
Offset Voltage	V_{OS}		-	0.3	1.0	mV
Input Bias Current	I_B	$V_{CM} = 0V$, $T_I = 25^\circ C$	-	80	200	pA
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{CM} = 0V$, $T_I = 25^\circ C$	-	4	40	pA
Input Voltage Range	IVR	(Note 1)	± 11	+12.5 -12.0	-	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 11V$	88	96	-	dB
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_B = \pm 10V$ to $\pm 20V$	-	9	40	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10k\Omega$	500	800	-	V/mV
		$R_L = 2k\Omega$	200	260	-	
		$R_L = 1k\Omega$	100	170	-	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 1k\Omega$	± 11.5	+12.5 -11.9	-	V
Short-Circuit Current Limit	I_{SC}	Output Shorted to Ground	± 20	+33 -28	± 60	mA
Supply Current	I_{SY}	No Load $V_O = 0V$	-	5.1	6.0	mA
Slew Rate	SR		45	52	-	V/ μs
Full-Power Bandwidth	BW_p	(Note 2)	700	850	-	kHz
Gain-Bandwidth Product	GBW	$f_o = 10\text{kHz}$	-	10	-	MHz
Settling-Time	t_s	10V Step 0.01% (Note 3)	-	0.8	1.0	μs
Overload Recovery Time	t_{OR}		-	700	-	ns
Phase Margin	ϕ_o	0db Gain	-	47	-	degrees

OP-42

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_B = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. *Continued*

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-42A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Gain Margin	A_{180}	180° Open-Loop Phase Shift	-	8	-	dB
Capacitive Load Drive Capability	C_L	Unity-Gain Stable (Note 4)	100	300	-	pF
Differential Input Impedance	Z_{IN}		-	$10^{12} \Omega$	-	ΩpF
Open-Loop Output Resistance	R_O		-	50	-	Ω
Voltage Noise	$e_{n p p}$	0.1Hz to 10Hz	-	2	-	μV_{p-p}
Voltage Noise Density	e_n	$f_O = 10Hz$	-	38	-	nV/\sqrt{Hz}
		$f_O = 100Hz$	-	16	-	
		$f_O = 1kHz$	-	13	-	
		$f_O = 10kHz$	-	12	-	
Current Noise Density	i_n	$f_O = 1kHz$	-	0.007	-	pA/\sqrt{Hz}
External V_{OS} Trim Range		$R_{out} = 20k\Omega$	-	4	-	mV
Long-Term V_{OS} Drift			-	5	-	$\mu V/month$
Supply Voltage Range	V_S		± 8	± 15	± 20	V

NOTES:

1. Guaranteed by CMR test
2. Guaranteed by slow-rate test and formula $8W_p = 8R/(2\pi \times 10V_{PEAK})$

3. Settling-time is sample tested for A and E grades. Test circuit is shown in Figure 4. Settling-time for F grade is guaranteed but not tested
4. Guaranteed but not tested.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_B = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$ for E/F grades, and $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for G grade, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-42E			OP-42F			OP-42G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Offset Voltage	V_{OS}		-	0.4	1.2	-	0.6	2.5	-	2.0	6.0	mV
Offset Voltage Temperature Coefficient	TCV_{OS}		-	4	10	-	8	-	-	8	-	$\mu V/^\circ C$
Input Bias Current	I_B	(Note 1)	-	0.5	1.2	-	0.6	2.0	-	0.6	2.0	nA
Input Offset Current	I_{OS}	(Note 1)	-	0.05	0.2	-	0.06	0.4	-	0.08	0.4	nA
Input Voltage Range	IVR	(Note 2)	± 11	$+12.5$ -12.0	-	± 11	$+12.5$ -12.0	-	± 11	$+12.5$ -12.0	-	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{OS} = \pm 11V$	85	96	-	80	94	-	80	94	-	dB
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_B = \pm 10V$ $I_O = \pm 20V$	-	2	40	-	6	50	-	6	50	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10k\Omega$ (Note 3) $R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	200	500	-	200	500	-	200	500	-	V/mV
			100	160	-	100	160	-	100	160	-	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2k\Omega$	± 11.0	$+12.3$ -11.8	-	± 11.0	$+12.3$ -11.8	-	± 11.0	$+12.3$ -11.8	-	V
Short-Circuit Current Limit	I_{SC}	Output Shorted to Ground	± 8	-	± 80	± 8	-	± 80	± 8	-	± 80	mA
Supply Current	I_{SY}	No Load $V_O = 0V$	-	5.1	8.0	-	5.1	8.5	-	5.1	8.5	mA
Slew Rate	SR	$R_L = 2k\Omega$	45	57	-	40	50	-	40	50	-	$V/\mu s$
Capacitive Load Drive Capability	C_L	Unity-Gain Stable (Note 3)	100	250	-	100	250	-	100	250	-	pF

NOTES:

1. $T_1 = 85^\circ C$ for E/F/G Grades; $T_1 = 125^\circ C$ for A grade.

2. Guaranteed by CMR test
3. Guaranteed but not tested



LC²MOS High Speed, Quad SPST Switch

ADG201HS

FEATURES

- 50ns max Switching Time Over Full Temperature Range
- Low R_{ON} (30 Ω typ)
- Single Supply Specifications for +10.8V to +16.5V Operation
- Extended Plastic Temperature Range (-40°C to +85°C)
- Break-Before-Make Switching
- Low Leakage (100pA typ)
- 44V Supply max Rating
- Available in 16-Lead DIP/SOIC and 20-Lead LCCC/PLCC Packages
- ADG201HS (K, B, T) Replaces HI-201HS
- ADG201HS (J, A, S) Replaces DG271

GENERAL DESCRIPTION

The ADG201HS is a monolithic CMOS device comprising four independently selectable SPST switches. It is designed on an enhanced LC²MOS process which gives very fast switching speeds and low R_{ON} .

The switches also feature break-before-make switching action for use in multiplexer applications and low charge injection for minimum transients on the output when switching the digital inputs.

ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	Package Option ²
ADG201HSJN	-40°C to +85°C	N-16
ADG201HSKN	-40°C to +85°C	N-16
ADG201HSKR	-40°C to +85°C	R-16
ADG201HSAQ	-40°C to +85°C	Q-16
ADG201HSBQ	-40°C to +85°C	Q-16
ADG201HSJP	-40°C to +85°C	P-20A
ADG201HSKP	-40°C to +85°C	P-20A
ADG201HSSQ	-55°C to +125°C	Q-16
ADG201HSTQ ³	-55°C to +125°C	Q-16
ADG201HSTE ³	-55°C to +125°C	E-20A

NOTES

¹To order MIL-STD-883, Class B processed parts, add #883B to T grade part numbers. See the Analog Devices Military Products Databook (1994) for military data sheet.

²E = Leadless Ceramic Chip Carrier; N = Narrow Plastic DIP; P = Plastic Leaded Chip Carrier; Q = Cerdip, R = 0.15" Small Outline IC (SOIC).

³Standard Military Drawing (SMD) approved by DESC. SMD numbers are:

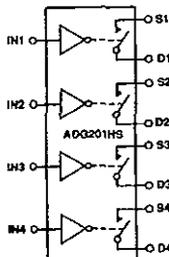
5962-86716012X (ADG201HSTE#883B)

5962-8671601EX (ADG201HSTQ#883B)

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. 50ns max t_{ON} and t_{OFF} :
The ADG201HS top grades (K, B, T) have guaranteed 50ns max turn-on and turn-off times over the full operating temperature range. The lower grades (J, A, S) have guaranteed 75ns switching times over the full operating temperature range.
2. Single Supply Specifications:
The ADG201HS is fully specified for applications which require a single positive power supply in the +10.8V to +16.5V range.
3. Low Leakage:
Leakage currents in the range of 100pA make these switches suitable for high precision circuits. The added feature of break-before-make allows for multiple outputs to be tied together for multiplexer applications while keeping leakage errors to a minimum.

IN	Switch Condition
0	ON
1	OFF

Truth Table

ADG201HS—SPECIFICATIONS

DUAL SUPPLY ($V_{DD} = +13.5V$ to $+16.5V$, $= -13.5V$ to $-16.5V$, $GND = 0V$,
 $V_{IN} = 3V$ [Logic High Level] or $0.8V$ [Logic Low Level] unless otherwise noted)

Parameter	Version	+25°C	$T_{min} - T_{max}$ ¹	Units	Comments
ANALOG SWITCH					
Analog Signal Range	All	V_{SS}	V_{SS}	V_{min}	
	All	V_{DD}	V_{DD}	V_{max}	
R_{ON}	All	30	—	Ω typ	$-10V \leq V_S \leq +10V$, $I_{DS} = 1mA$; Test Circuit 1
	All	50	75	Ω max	
R_{ON} Drift	All	0.5	—	%/°C typ	$-10V \leq V_S \leq +10V$, $I_{DS} = 1mA$
R_{ON} Match	All	3	—	% typ	$-10V \leq V_S \leq +10V$, $I_{DS} = 1mA$
I_S (OFF), Off Input Leakage ²	All	0.1	—	nA typ	$V_D = \pm 14V$; $V_S = \mp 14V$; Test Circuit 2
	J, K, A, B	1	20	nA max	
	S, T	1	60	nA max	
I_D (OFF), Off Output Leakage ²	All	0.1	—	nA typ	$V_D = \pm 14V$; $V_S = \mp 14V$; Test Circuit 2
	J, K, A, B	1	20	nA max	
	S, T	1	60	nA max	
I_D (ON), On Channel Leakage ²	All	0.1	—	nA typ	$V_D = V_S = \pm 14V$; Test Circuit 3
	J, K, A, B	1	20	nA max	
	S, T	1	60	nA max	
DIGITAL CONTROL					
V_{INH} , Input High Voltage	All	2.4	2.4	V min	
V_{INL} , Input Low Voltage	All	0.8	0.8	V max	
I_{INL} or I_{INH}	All	1	1	μA max	
C_{IN}	All	8	8	pF max	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
t_{ON}	K, B, T	50	50	ns max	Test Circuit 4
	J, A, S	75	75	ns max	
t_{OFF1}	K, B, T	50	50	ns max	Test Circuit 4
	J, A, S	75	75	ns max	
t_{OFF2}	All	150	—	ns typ	Test Circuit 4
t_{OPDN}	All	5	5	ns typ	$t_{ON} - t_{OFF1}$; Test Circuit 4
Output Settling Time to 0.1% OFF Isolation	All	180	—	ns typ	$V_{IN} = 3V$ to $0V$; Test Circuit 4
Channel-to-Channel Crosstalk	All	86	—	dB typ	$V_S = 3V$ rms, $f = 100kHz$, $R_L = 1k\Omega$; $C_L = 10pF$; Test Circuit 5
					$V_S = 3V$ rms, $f = 100kHz$, $R_L = 1k\Omega$; $C_L = 10pF$; Test Circuit 6
Q_{IND} , Charge Injection	All	10	—	pC typ	$R_S = 0\Omega$, $V_S = 0V$; Test Circuit 7
C_D (OFF)	All	10	—	pF typ	
C_D (OFF)	All	10	—	pF typ	
C_D , C_S (ON)	All	30	—	pF typ	
C_{DS} (OFF)	All	0.5	—	pF typ	
POWER SUPPLY					
I_{DD}	All	10	10	mA max	
I_{SS}	All	6	6	mA max	
Power Dissipation	All	240	240	mW max	$V_{DD} = +15V$, $V_{SS} = -15V$

NOTES

¹Temperature ranges are as follows: ADG201HSJ, K; $-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
 ADG201HSA, B; $-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
 ADG201HSS, T; $-55^\circ C$ to $+125^\circ C$

²Leakage specifications apply with a V_D (V_S) of $\pm 14V$ or with a V_D (V_S) of $0.5V$ within the supply voltages (V_{DD} , V_{SS}), whichever is the minimum. Specifications subject to change without notice.



Pin Programmable Precision Voltage Reference

AD584*

FEATURES

Four Programmable Output Voltages:
10.000 V, 7.500 V, 5.000 V, 2.500 V
Laser-Trimmed to High Accuracies
No External Components Required
Trimmed Temperature Coefficient
5 ppm/°C max, 0°C to +70°C (AD584L)
15 ppm/°C max, -55°C to +125°C (AD584T)
Zero Output Strobe Terminal Provided
Two Terminal Negative Reference
Capability (5 V & Above)
Output Sources or Sinks Current
Low Quiescent Current: 1.0 mA max
10 mA Current Output Capability
MIL-STD-883 Compliant Versions Available

GENERAL DESCRIPTION

The AD584 is an eight-terminal precision voltage reference offering pin-programmable selection of four popular output voltages: 10.000 V, 7.500 V, 5.000 V and 2.500 V. Other output voltages, above, below or between the four standard outputs, are available by the addition of external resistors. Input voltage may vary between 4.5 and 30 volts.

Laser Wafer Trimming (LWT) is used to adjust the pin-programmable output levels and temperature coefficients, resulting in the most flexible high precision voltage reference available in monolithic form.

In addition to the programmable output voltages, the AD584 offers a unique strobe terminal which permits the device to be turned on or off. When the AD584 is used as a power supply reference, the supply can be switched off with a single, low-power signal. In the "off" state the current drain by the AD584 is reduced to about 100 μ A. In the "on" state the total supply current is typically 750 μ A including the output buffer amplifier.

The AD584 is recommended for use as a reference for 8-, 10- or 12-bit D/A converters which require an external precision reference. The device is also ideal for all types of A/D converters of up to 14-bit accuracy, either successive approximation or integrating designs, and in general can offer better performance than that provided by standard self-contained references.

The AD584J, K and L are specified for operation from 0°C to +70°C; the AD584S and T are specified for the -55°C to +125°C range. All grades are packaged in a hermetically sealed eight-terminal TO-99 metal can; the AD584 J and K are also available in an 8-pin plastic DIP.

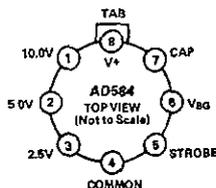
*Protected by U.S. Patent No. 3,887,863; RE 30,586

REV. A

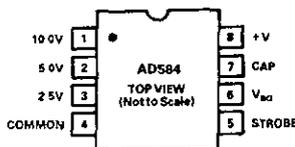
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PIN CONFIGURATIONS

8-Pin TO-99



8-Pin DIP



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The flexibility of the AD584 eliminates the need to design-in and inventory several different voltage references. Furthermore one AD584 can serve as several references simultaneously when buffered properly.
2. Laser trimming of both initial accuracy and temperature coefficient results in very low errors over temperature without the use of external components. The AD584LH has a maximum deviation from 10.000 volts of ± 7.25 mV from 0°C to +70°C.
3. The AD584 can be operated in a two-terminal "Zener" mode at 5 volts output and above. By connecting the input and the output, the AD584 can be used in this "Zener" configuration as a negative reference.
4. The output of the AD584 is configured to sink or source currents. This means that small reverse currents can be tolerated in circuits using the AD584 without damage to the reference and without disturbing the output voltage (10 V, 7.5 V and 5 V outputs).
5. The AD584 is available in versions compliant with MIL-STD-883. Refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD584/883B data sheet for detailed specifications.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/328-8703

AD584—SPECIFICATIONS (@ $V_{IN} = +15\text{ V}$ and 25°C)

Model	AD584J			AD584K			AD584L			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE Maximum Error ¹ for Nominal Outputs of:										
10.000 V			±30			±10			±5	mV
7.500 V			±20			±8			±4	mV
5.000 V			±15			±6			±3	mV
2.500 V			±7.5			±3.5			±2.5	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE Maximum Deviation from +25°C Value, T_{MIN} to T_{MAX} ²										
10 000 V, 7.500 V, 5.000 V Outputs			30			15			5	ppm/°C
2 500 V Output			30			15			10	ppm/°C
Differential Temperature Coefficients Between Outputs		5			3			3		ppm/°C
QUIESCENT CURRENT Temperature Variation	0.75	1.0		0.75	1.0		0.75	1.0		mA
	1.5			1.5			1.5			μA/°C
TURN-ON SETTLING TIME TO 0.1%	200			200			200			μs
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)	50			50			50			μV p-p
LONG-TERM STABILITY	25			25			25			ppm/1000 Hrs
SHORT-CIRCUIT CURRENT	30			30			30			mA
LINE REGULATION (No Load) $15\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $(V_{OUT} + 2.5\text{ V}) \leq V_{IN} \leq 15\text{ V}$			0.002		0.002			0.002		%/V
			0.005		0.005			0.005		%/V
LOAD REGULATION $0 \leq I_{OUT} \leq 5\text{ mA}$, All Outputs		20	50		20	50		20	50	ppm/mA
OUTPUT CURRENT $V_{IN} \geq V_{OUT} + 2.5\text{ V}$ Source @ +25°C Source T_{MIN} to T_{MAX} Sink T_{MIN} to T_{MAX}	10			10			10			mA
	5			5			5			mA
	5			5			5			mA
TEMPERATURE RANGE Operating Storage	0		+70	0		+70	0		+70	°C
	-65		+175	-65		+175	-65		+175	°C
PACKAGE OPTION³ TO-99 (H-08A) Plastic (N-8)	AD584JH AD584JN			AD584KH AD584KN			AD584LH			

NOTES

¹At Pin 1

²Calculated as average over the operating temperature range.

³H = Hermetic Metal Can, N = Plastic DIP

Specifications subject to change without notice

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage V_{IN} to Ground 40 V

Power Dissipation @ +25°C 600 mW

Operating Junction Temperature Range -55°C to +125°C

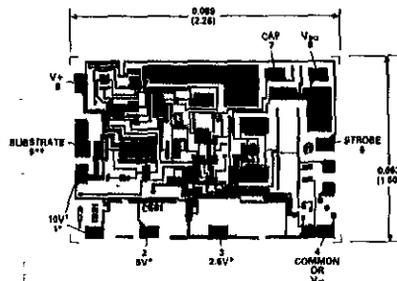
Lead Temperature (Soldering 10 sec) +300°C

Thermal Resistance

Junction-to-Ambient (H-08A) 150°C/W

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).



NOTES
 *BOTH 10V PADS MUST BE CONNECTED TO THE OUTPUT
 **INTERCONNECTIONS REQUIRED; SEE PIN DESIGNATIONS FOR INFORMATION
 ***NOT BRIGHTLY OBT IN PACKAGE DEVICE
 PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-99, 8-PIN METAL PACKAGE



Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp

AD797*

FEATURES

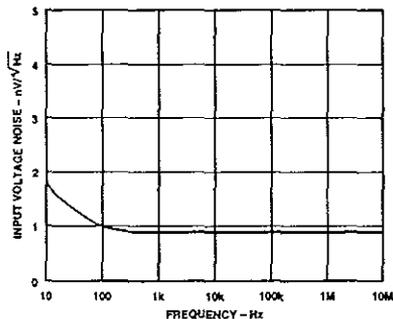
- Low Noise
 - 0.9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ typ (1.2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ max) Input Voltage Noise at 1 kHz
 - 50 nV p-p Input Voltage Noise, 0.1 Hz to 10 Hz
- Low Distortion
 - 120 dB Total Harmonic Distortion at 20 kHz
- Excellent AC Characteristics
 - 800 ns Settling Time to 16 Bits (10 V Step)
 - 110 MHz Gain Bandwidth (G = 1000)
 - 8 MHz Bandwidth (G = 10)
 - 280 kHz Full Power Bandwidth at 20 V p-p
 - 20 V/ μs Slew Rate
- Excellent DC Precision
 - 80 μV max Input Offset Voltage
 - 1.0 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ V_{OS} Drift
- Specified for ± 5 V and ± 15 V Power Supplies
- High Output Drive Current of 50 mA

APPLICATIONS

- Professional Audio Preamplifiers
- IR, CCD, and Sonar Imaging Systems
- Spectrum Analyzers
- Ultrasound Preamplifiers
- Seismic Detectors
- $\Sigma\Delta$ ADC/DAC Buffers

PRODUCT DESCRIPTION

The AD797 is a very low noise, low distortion operational amplifier ideal for use as a preamplifier. The low noise of 0.9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ and low total harmonic distortion of -120 dB at audio bandwidths give the AD797 the wide dynamic range



AD797 Voltage Noise Spectral Density

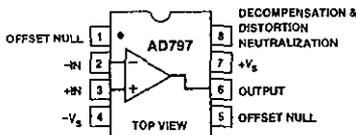
*Patent pending

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

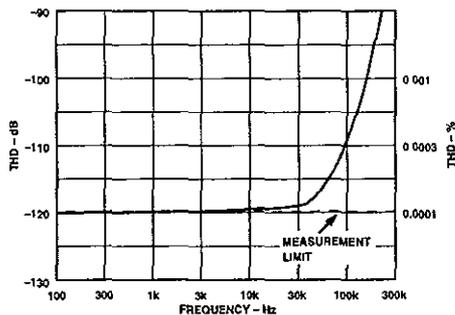
CONNECTION DIAGRAM

8-Pin Plastic Mini-DIP (N),
Cerdip (Q) and SOIC (R) Packages



necessary for preamps in microphones and mixing consoles. Furthermore, the AD797's excellent slew rate of 20 V/ μs and 110 MHz gain bandwidth make it highly suitable for low frequency ultrasound applications.

The AD797 is also useful in IR and Sonar Imaging applications where the widest dynamic range is necessary. The low distortion and 16-bit settling time of the AD797 make it ideal for buffering the inputs to $\Sigma\Delta$ ADCs or the outputs of high resolution DACs especially when they are used in critical applications such as seismic detection and spectrum analyzers. Key features such as a 50 mA output current drive and the specified power supply voltage range of ± 5 to ± 15 volts make the AD797 an excellent general purpose amplifier.



THD vs. Frequency

AD797-SPECIFICATIONS (@ T_A = +25°C and V_S = ±15 V dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	V _S	AD797A/S ¹			AD797B			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
INPUT OFFSET VOLTAGE	T _{MIN} to T _{MAX}	±5 V, ±15 V	25	80		10	40		μV	
		Offset Voltage Drift	±5 V, ±15 V	50	125/180		30	60		μV
INPUT BIAS CURRENT	T _{MIN} to T _{MAX}	±5 V, ±15 V	0.25	1.5		0.25	0.9		μA	
			0.5	3.0		0.25	2.0		μA	
INPUT OFFSET CURRENT	T _{MIN} to T _{MAX}	±5 V, ±15 V	100	400		80	200		nA	
			120	600/700		120	300		nA	
OPEN-LOOP GAIN	V _{OUT} = ±10 V R _{LOAD} = 2 kΩ T _{MIN} to T _{MAX} R _I = 600 Ω T _{MIN} to T _{MAX} @ 20 kHz ²	±15 V	1	20		2	20		V/V	
			1	6		2	10		V/V	
			1	15		2	15		V/V	
			1	5		2	7		V/V	
			14000	20000		14000	20000		V/V	
DYNAMIC PERFORMANCE	Gain Bandwidth Product	±15 V		110			110		MHz	
		±15 V		450			450		MHz	
		±15 V		8			8		MHz	
	-3 dB Bandwidth	Full Power Bandwidth ³	±15 V		280			280		kHz
			±15 V	12.5	20		12.5	20		V/μs
	Stew Rate	Settling Time to 0.0015%	±15 V		800	1200		800	1200	ns
COMMON-MODE REJECTION	V _{CM} = CMVR T _{MIN} to T _{MAX}	±5 V, ±15 V	114	130		120	130		dB	
			110	120		114	120		dB	
POWER SUPPLY REJECTION	V _S = ±5 V to ±18 V T _{MIN} to T _{MAX}		114	130		120	130		dB	
			110	120		114	120		dB	
INPUT VOLTAGE NOISE	f = 0.1 Hz to 10 Hz	±15 V		50			50		nV p-p	
		±15 V		1.7			1.7	2.5	nV/√Hz	
		±15 V		0.9	1.2		0.9	1.2	nV/√Hz	
		±15 V		1.0	1.3		1.0	1.2	μV rms	
INPUT CURRENT NOISE	f = 1 kHz	±15 V		2.0			2.0		pA/√Hz	
INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE		±15 V	±11	±12		±11	±12		V	
		±5 V	±2.5	±3		±2.5	±3		V	
OUTPUT VOLTAGE SWING	R _I = 2 kΩ R _{LOAD} = 600 Ω R _{LOAD} = 600 Ω	±15 V	±12	±13		±12	±13		V	
		±15 V	±11	±13		±11	±13		V	
		±5 V	±2.5	±3		±2.5	±3		V	
	Short-Circuit Current Output Current ⁴	±5 V, ±15 V			80			80		mA
		±5 V, ±15 V	30	50		30	50		mA	
TOTAL HARMONIC DISTORTION	R _I = 1 kΩ, C _N = 50 pF f = 250 kHz, 3 V rms R _I = 1 kΩ f = 20 kHz, 3 V rms	±15 V		-98	-90		-98	-90	dB	
		±15 V		-120	-110		-120	-110	dB	
INPUT CHARACTERISTICS				7.5			7.5		kΩ	
				100			100		MΩ	
				20			20		pF	
				5			5		pF	
OUTPUT RESISTANCE	A _V = +1, f = 1 kHz			3			3		mΩ	
POWER SUPPLY		±5 V, ±15 V	±5		±18		±5	±18	V	
				8.2	10.5		8.2	10.5	mA	

NOTES

¹See standard military drawing for 883B specifications.

²Specified using external decoupling capacitor, see Applications section

³Full Power Bandwidth = Slew Rate/2 π V_{PPAK}

⁴Output Current for |V_S - V_{OUT}| > 4 V, A_{OL} > 200 kΩ

⁵Differential input capacitance consists of 1.5 pF package capacitance and 18.5 pF from the input differential pair

Specifications subject to change without notice.



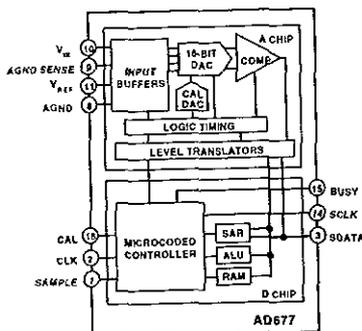
16-Bit 100 kSPS Sampling ADC

AD677

FEATURES

- Autocalibrating
- On-Chip Sample-Hold Function
- Serial Output
- 16 Bits No Missing Codes
- ± 1 LSB INL
- 99 dB THD
- 92 dB S/(N+D)
- 1 MHz Full Power Bandwidth

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD677 is a multipurpose 16-bit serial output analog-to-digital converter which utilizes a switched-capacitor/charge redistribution architecture to achieve a 100 kSPS conversion rate (10 μ s total conversion time). Overall performance is optimized by digitally correcting internal nonlinearities through on-chip autocalibration.

The AD677 circuitry is segmented onto two monolithic chips—a digital control chip fabricated on Analog Devices DSP CMOS process and an analog ADC chip fabricated on our BiMOS II process. Both chips are contained in a single package.

The AD677 is specified for ac (or "dynamic") parameters such as S/(N+D) Ratio, THD and IMD which are important in signal processing applications. In addition, dc parameters are specified which are important in measurement applications.

The AD677 operates from +5 V and ± 12 V supplies and typically consumes 450 mW using a 10 V reference (360 mW with 5 V reference) during conversion. The digital supply (V_{DD}) is separated from the analog supplies (V_{CC} , V_{EE}) for reduced digital crosstalk. An analog ground sense is provided to remotely sense the ground potential of the signal source. This can be useful if the signal has to be carried some distance to the A/D converter. Separate analog and digital grounds are also provided.

The AD677 is available in a 16-pin narrow plastic DIP, 16-pin narrow side-brazed ceramic package, or 28-lead SOIC. A parallel output version, the AD676, is available in a 28-pin ceramic or plastic DIP. All models operate over a commercial temperature range of 0°C to +70°C or an industrial range of -40°C to +85°C.

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PRODUCT HIGHLIGHTS

- Autocalibration provides excellent dc performance while eliminating the need for user adjustments or additional external circuitry.
- ± 5 V to ± 10 V input range ($\pm V_{REF}$).
- Available in 16-pin 0.3" skinny DIP or 28-lead SOIC.
- Easy serial interface to standard ADI DSPs.
- TTL compatible inputs/outputs
- Excellent ac performance: -99 dB THD, 92 dB S/(N+D) peak spurious -101 dB.
- Industry leading dc performance: 1.0 LSB INL, ± 1 LSB full scale and offset.

AD677—SPECIFICATIONS

AC SPECIFICATIONS (T_{MIN} TO T_{MAX} , $V_{CC} = +12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{EE} = -12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{DD} = +5\text{ V} \pm 10\%$)¹

Parameter	AD677J/A			AD677K/B			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Total Harmonic Distortion (THD) ²							
@ 83 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}		-97	-92	-99	-95		dB
@ 100 kSPS, +25°C		-97	-92	-99	-95		dB
@ 100 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}		-93		-95			dB
Signal-to-Noise and Distortion Ratio (S/(N+D)) ^{2,3}							
@ 83 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}	89	91		90	92		dB
@ 100 kSPS, +25°C	89	91		90	92		dB
@ 100 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}		89			90		dB
Peak Spurious or Peak Harmonic Component		-101		-101			dB
Intermodulation Distortion (IMD) ⁴							
2nd Order Products		-102		-102			dB
3rd Order Products		-98		-98			dB
Full Power Bandwidth		1		1			MHz
Noise		160		160			$\mu\text{V rms}$

DIGITAL SPECIFICATIONS (for all grades T_{MIN} to T_{MAX} , $V_{CC} = +12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{EE} = -12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{DD} = +5\text{ V} \pm 10\%$)

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
LOGIC INPUTS					
V_{IH}	High Level Input Voltage	2.0		$V_{DD} + 0.3$	V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	-0.3		0.8	V
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{IH} = V_{DD}$		+10	μA
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{IL} = 0\text{ V}$		+10	μA
C_{IN}	Input Capacitance		10		pF
LOGIC OUTPUTS					
V_{OH}	High Level Output Voltage	$I_{OH} = 0.1\text{ mA}$	$V_{DD} - 1\text{ V}$		V
		$I_{OH} = 0.5\text{ mA}$	2.4		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$I_{OL} = 1.6\text{ mA}$		0.4	V

NOTES

¹ $V_{REFH} = 10.0\text{ V}$, Conversion Rate = 100 kSPS, $f_N = 1.0\text{ kHz}$, $V_{IN} = -0.05\text{ dB}$, Bandwidth = 50 kHz unless otherwise indicated. All measurements referred to a 0 dB (20 V p-p) input signal. Values are post-calibration.

²For other input amplitudes, refer to Figure 12.

³For dynamic performance with different reference values see Figure 11.

⁴ $f_a = 1008\text{ Hz}$, $f_b \approx 1055\text{ Hz}$. See Definition of Specifications section and Figure 16.

Specifications subject to change without notice.

DC SPECIFICATIONS (T_{MIN} to T_{MAX} , $V_{CC} = +12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{EE} = -12\text{ V} \pm 5\%$, $V_{DD} = +5\text{ V} \pm 10\%$)¹

Parameter	AD677J/A			AD677K/B			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
TEMPERATURE RANGE							
J, K Grades	0		+70	0		+70	°C
A, B Grades	-40		+85	-40		+85	°C
ACCURACY							
Resolution	16			16			Bits
Integral Nonlinearity (INL)							
@ 83 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}		±1			±1	±1.5	LSB
@ 100 kSPS, +25°C		±1			+1	±1.5	LSB
@ 100 kSPS, T_{MIN} to T_{MAX}		±2			±2		LSB
Differential Nonlinearity (DNL)—No Missing Codes		16		16			Bits
Bipolar Zero Error ²		±2	±4		±1	±3	LSB
Positive, Negative FS Errors ²							
@ 83 kSPS		±2	±4		±1	±3	LSB
@ 100 kSPS, +25°C		±2	±4		±1	±3	LSB
@ 100 kSPS		±4			±4		LSB
TEMPERATURE DRIFT ³							
Bipolar Zero		±0.5			±0.5		LSB
Positive Full Scale		±0.5			±0.5		LSB
Negative Full Scale		±0.5			±0.5		LSB
VOLTAGE REFERENCE INPUT RANGE ⁴ (V_{REF})	5		10	5		10	V
ANALOG INPUT ⁵							
Input Range (V_{IN})			± V_{REF}			± V_{REF}	V
Input Impedance		*			*		
Input Settling Time		2			2		µs
Input Capacitance During Sample			50*			50*	pF
Aperture Delay		6			6		ns
Aperture Jitter		100			100		ps
POWER SUPPLIES							
Power Supply Rejection ⁶							
$V_{CC} = +12\text{ V} \pm 5\%$		±0.5			±0.5		LSB
$V_{EE} = -12\text{ V} \pm 5\%$		±0.5			±0.5		LSB
$V_{DD} = +5\text{ V} \pm 10\%$		±0.5			±0.5		LSB
Operating Current							
$V_{REF} = +5\text{ V}$							
I_{CC}		14.5	18		14.5	18	mA
I_{EE}		14.5	18		14.5	18	-mA
I_{DD}		3	5		3	5	mA
Power Consumption							
$V_{REF} = +10\text{ V}$							
I_{CC}		18	24		18	24	mA
I_{EE}		18	24		18	24	-mA
I_{DD}		3	5		3	5	mA
Power Consumption		450	630		450	630	mW

NOTES

¹ $V_{REF} = 10.0\text{ V}$, Conversion Rate = 100 kSPS unless otherwise noted. Values are post-calibration.²Values shown apply to any temperature from T_{MIN} to T_{MAX} after calibration at that temperature at nominal supplies.³Values shown are based upon calibration at +25°C with no additional calibration at temperature. Values shown are the typical variation from the value at +25°C.⁴See "APPLICATIONS" section for recommended voltage reference circuit, and Figure 11 for dynamic performance with other reference voltage values.⁵See "APPLICATIONS" section for recommended input buffer circuit.⁶Typical deviation of bipolar zero, -full scale or +full scale from min to max rating.⁷For explanation of input characteristics, see "ANALOG INPUT" section.

Specifications subject to change without notice.

AD677

TIMING SPECIFICATIONS $(T_{MIN} \text{ to } T_{MAX}, V_{CC} = +12 \text{ V} \pm 5\%, V_{EE} = -12 \text{ V} \pm 5\%, V_{DD} = +5 \text{ V} \pm 10\%)^1$

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Conversion Period ^{2,3}	t_C	10		1000	μs
CLK Period ⁴	t_{CLK}	480			ns
Calibration Time	t_{CT}			85532	t_{CLK}
Sampling Time	t_S	2			μs
Last CLK to SAMPLE Delay ⁵	t_{LCS}	2.1			μs
SAMPLE Low	t_{SL}	100			ns
SAMPLE to Busy Delay	t_{SS}		30	75	ns
1st CLK Delay	t_{PCD}	50			ns
CLK Low ⁶	t_{CL}	50			ns
CLK High ⁶	t_{CH}	50			ns
CLK to BUSY Delay	t_{CB}		180	300	ns
CLK to SDATA Valid	t_{CD}	50	100	175	ns
CLK to SCLK High	t_{CSH}	100	180	300	ns
SCLK Low	t_{SCL}	50	80		ns
SDATA to SCLK High	t_{DSH}	50	80		ns
CAL High Time	t_{CALH}	50			ns
CAL to BUSY Delay	t_{CALB}		15	50	ns

NOTES

¹See the "CONVERSION CONTROL" and "AUTO-CALIBRATION" sections for detailed explanations of the above timing

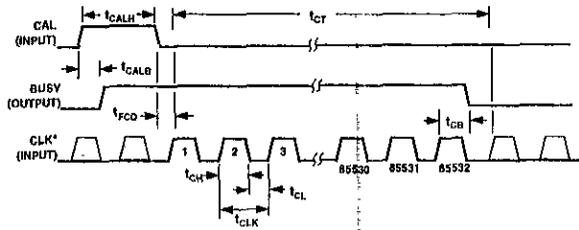
²Depends upon external clock frequency; includes acquisition time and conversion time. The maximum conversion period is specified to account for the droop of the internal sample/hold function. Operation at slower rates may degrade performance.

³ $t_C = t_{PCD} + 16 \times t_{CLK} + t_{CS}$

⁴580 ns is recommended for optimal accuracy over temperature (not necessary during calibration cycle)

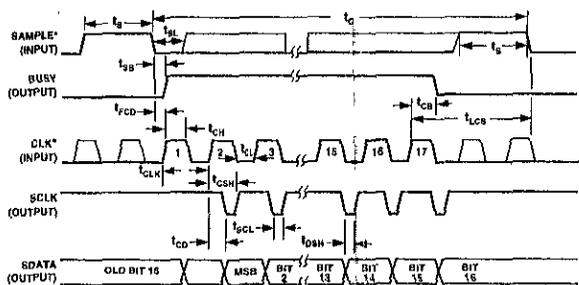
⁵If SAMPLE goes high before the 17th CLK pulse, the device will start sampling approximately 100 ns after the rising edge of the 17th CLK pulse

⁶ $t_{CH} + t_{CL} = t_{CLK}$ and must be greater than 480 ns



*SHADED PORTIONS OF INPUT SIGNALS ARE OPTIONAL. FOR BEST PERFORMANCE, WE RECOMMEND THAT THESE SIGNALS BE HELD LOW EXCEPT WHEN EXPLICITLY SHOWN HIGH

Figure 1. Calibration Timing



*SHADED PORTIONS OF INPUT SIGNALS ARE OPTIONAL. FOR BEST PERFORMANCE, WE RECOMMEND THAT THESE SIGNALS BE HELD LOW EXCEPT WHEN EXPLICITLY SHOWN HIGH

Figure 2. General Conversion Timing

54LS195A/DM74LS195A 4-Bit Parallel Access Shift Register

General Description

This 4-bit register features parallel inputs, parallel outputs, J-K serial inputs, shift/load control input, and a direct overriding clear. All inputs are buffered to lower the input drive requirements. The registers have two modes of operation.

Parallel (broadside) load

Shift (in the direction Q_A toward Q_D)

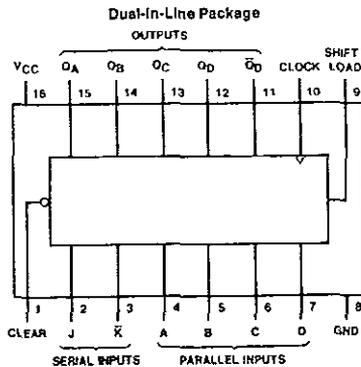
Parallel loading is accomplished by applying the four bits of data and taking the shift/load control input low. The data is loaded into the associated flip-flop and appears at the outputs after the positive transition of the clock input. During loading, serial data flow is inhibited.

Shifting is accomplished synchronously when the shift/load control input is high. Serial data for this mode is entered at the J-K inputs. These inputs permit the first stage to perform as a J-K, D, or T-type flip-flop as shown in the truth table.

Features

- Synchronous parallel load
- Positive-edge-triggered clocking
- Parallel inputs and outputs from each flip-flop
- Direct overriding clear
- J and \bar{K} inputs to first stage
- Complementary outputs from last stage
- For use in high-performance accumulators/processors serial-to-parallel, parallel-to-serial converters
- Typical clock frequency 39 MHz
- Typical power dissipation 70 mW

Connection Diagram



TJ/F/6408-1

Order Number 54LS195ADMQB, 54LS195AFMQB,
54LS195ALMQB, DM74LS195AM or DM74LS195AN
See NS Package Number E20A, J16A, M16A, N16E or W16A

54LS195A/DM74LS195A 4-Bit Parallel Access Shift Register

Absolute Maximum Ratings (Note)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
54LS	-55°C to +125°C
DM74LS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	54LS195A			DM74LS195A			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
f _{CLK}	Clock Frequency (Note 1)	30		0	0		30	MHz
	Clock Frequency (Note 2)	30		0	0		25	MHz
t _w	Pulse Width (Note 3)	Clock	16		16			ns
		Clear	14		12			
t _{SU}	Setup Time (Note 3)	Shift/Load	25		25			ns
		Data	15		15			
t _H	Hold Time (Note 3)	0			0			ns
t _{REL}	Shift/Load Release Time (Note 3)	10			10			ns
	Clear Release Time (Note 3)	25			25			
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Note 1: C_L = 15 pF, T_A = 25°C and V_{CC} = 5V.

Note 2: C_L = 50 pF, R_L = 2 kΩ, T_A = 25°C and V_{CC} = 5V.

Note 3: T_A = 25°C and V_{CC} = 5V.

Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max	54LS	2.5		V
		V _{IL} = Max, V _{IH} = Min	DM74LS	2.7	3.4	
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max	54LS		0.4	V
		V _{IL} = Max, V _{IH} = Min	DM74LS		0.35	
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min			0.25	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.4	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 5)	54LS		-20	mA
			DM74LS		-20	
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = Max, (Note 6)		14	21	mA

Note 4: All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Note 5: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

Note 6: With all inputs open, SHIFT/LOAD grounded, and 4.5V applied to the J, K, and data inputs, I_{CC} is measured by applying a momentary ground, then 4.5V to the CLEAR and then applying a momentary ground then 4.5V to the CLOCK.

DM74LS90/DM74LS93 Decade and Binary Counters

General Description

Each of these monolithic counters contains four master-slave flip-flops and additional gating to provide a divide-by-two counter and a three-stage binary counter for which the count cycle length is divide-by-five for the 'LS90 and divide-by-eight for the 'LS93.

All of these counters have a gated zero reset and the LS90 also has gated set-to-nine inputs for use in BCD nine's complement applications.

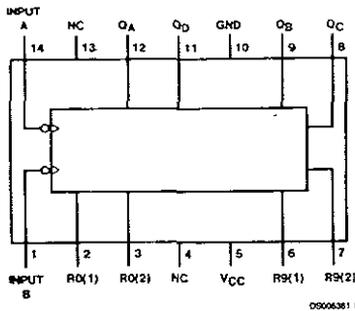
To use their maximum count length (decade or four bit binary), the B input is connected to the Q_A output. The input

count pulses are applied to input A and the outputs are as described in the appropriate truth table. A symmetrical divide-by-ten count can be obtained from the 'LS90 counters by connecting the Q_B output to the A input and applying the input count to the B input which gives a divide-by-ten square wave at output Q_A.

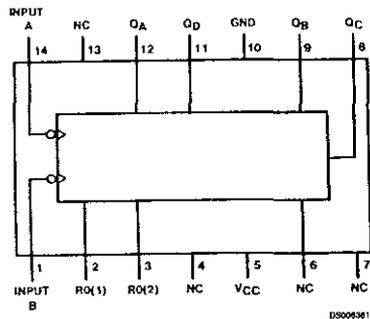
Features

- Typical power dissipation 45 mW
- Count frequency 42 MHz

Connection Diagrams (Dual-In-Line Packages)



Order Number DM74LS90M or DM74LS90N
See Package Number M14A or N14A



Order Number DM74LS93M or DM74LS93N
See Package Number M14A or N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage (Reset)	7V
Input Voltage (A or B)	5.5V

Operating Free Air Temperature Range

- DM74LS

0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM74LS90			Units
		Min	Nom	Max	
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	2			V
V_{IL}	Low Level Input Voltage			0.8	V
I_{OH}	High Level Output Current			-0.4	mA
I_{OL}	Low Level Output Current			8	mA
f_{CLK}	Clock Frequency (Note 2)	A to Q_A	0	32	MHz
		B to Q_B	0	16	
f_{CLK}	Clock Frequency (Note 3)	A to Q_A	0	20	MHz
		B to Q_B	0	10	
t_w	Pulse Width (Note 2)	A	15		ns
		B	30		
		Reset	15		
t_w	Pulse Width (Note 3)	A	25		ns
		B	50		
		Reset	25		
t_{REL}	Reset Release Time (Note 2)	25			ns
t_{REL}	Reset Release Time (Note 3)	35			ns
T_A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Note 2: $C_L = 15$ pF, $R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ$ C and $V_{CC} = 5$ V.

Note 3: $C_L = 50$ pF, $R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ$ C and $V_{CC} = 5$ V.

'LS90 Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$, $I_I = -18$ mA			-1.5	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$, $I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$, $V_{IH} = \text{Min}$	2.7	3.4		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$, $I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$, $V_{IH} = \text{Min}$ (Note 7)		0.35	0.5	V
		$I_{OL} = 4$ mA, $V_{CC} = \text{Min}$		0.25	0.4	
I_I	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_I = 7$ V	Reset		0.1	mA
		$V_{CC} = \text{Max}$	A		0.2	
		$V_I = 5.5$ V	B		0.4	
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_I = 2.7$ V	Reset		20	μ A
			A		40	
			B		80	

High Speed CMOS Optocouplers

Technical Data

HCPL-7100 HCPL-7101

Features

- 1 μm CMOS IC Technology
- Compatibility with All +5 V CMOS and TTL Logic Families
- No External Components Required for Logic Interface
- High Speed: 15 MBd (HCPL-7100) and 50 MBd (HCPL-7101) Guaranteed
- Low Power Consumption
- Safety Approvals
UL 1577 (3750 Vac/1 Min)
VDE 0884 ($V_{\text{IORM}} = 848$ V peak)
CSA
- 3-State Output
- 3750 Vac/1 Minute Dielectric Withstand
- High Common Mode Transient Immunity

Applications

- Multiplexed Data Transmission
- Computer-Peripheral Interface
- Microprocessor System Interface
- Digital Isolation for A/D, D/A Conversion
- Instrument Input/Output Isolation
- Motor Control
- Power Inverter

Description

The HCPL-7100/7101 optocoupler combines the latest CMOS IC technology, a new high-speed high-efficiency AlGaAs LED, and an optimized light coupling system to achieve outstanding performance with very low power consumption. It requires only two bypass capacitors for complete CMOS/TTL compatibility.

Basic building blocks of the HCPL-7100/7101 are a CMOS LED driver IC, an AlGaAs LED, and a CMOS detector IC. A CMOS or TTL logic input signal controls the LED driver IC which supplies current to the LED. The detector IC incorporates an integrated photodiode, a high-speed transimpedance amplifier and a voltage comparator with hysteresis. The 3-state output is CMOS and TTL

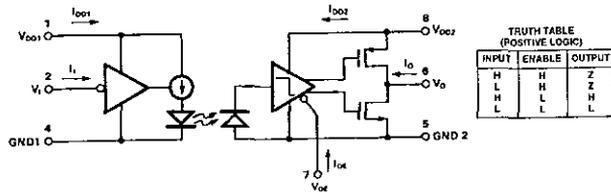
compatible and is controlled by the output enable pin, V_{OE} .

The HCPL-7100/7101 consumes very little power, due to the CMOS IC technology and the light coupling system. The entire optocoupler typically uses only 10 mA of supply current, including the LED current.

World-wide safety approval and 3750 Vac/1 minute dielectric withstand is achieved with our patented "light-pipe" optocoupler packaging technology.

The HCPL-7100/7101 provides he user with an easy-to-use CMOS or TTL compatible optocoupler ideally suited for a variety of applications where high speed and low power consumption are desired.

Schematic



CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Ordering Information

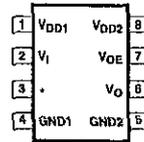
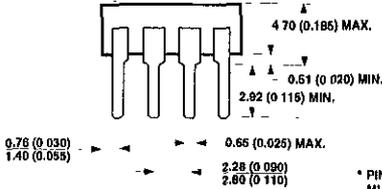
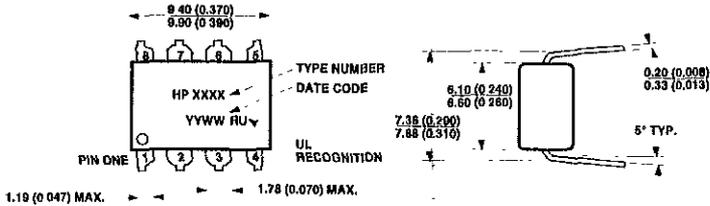
HCPL-710x
 — 0 = 15 MBd Minimum Data Rate
 — 1 = 50 MBd Minimum Data Rate

Option yyy
 — 300 = Gull Wing Surface Mount Lead Option
 — 500 = Tape/Reel Package Option (1 k min.)

Option data sheets available. Contact your Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor for information.

Package Outline Drawings

Standard DIP Package



* PIN 3 IS THE ANODE OF THE INTERNAL LED AND MUST BE LEFT UNCONNECTED FOR GUARANTEED DATA SHEET PERFORMANCE

DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).

CD4017BM/CD4017BC Decade Counter/Divider with 10 Decoded Outputs CD4022BM/CD4022BC Divide-by-8 Counter/Divider with 8 Decoded Outputs

General Description

The CD4017BM/CD4017BC is a 5-stage divide-by-10 Johnson counter with 10 decoded outputs and a carry out bit.

The CD4022BM/CD4022BC is a 4-stage divide-by-8 Johnson counter with 8 decoded outputs and a carry-out bit.

These counters are cleared to their zero count by a logical "1" on their reset line. These counters are advanced on the positive edge of the clock signal when the clock enable signal is in the logical "0" state.

The configuration of the CD4017BM/CD4017BC and CD4022BM/CD4022BC permits medium speed operation and assures a hazard free counting sequence. The 10/8 decoded outputs are normally in the logical "0" state and go to the logical "1" state only at their respective time slot. Each decoded output remains high for 1 full clock cycle. The carry-out signal completes a full cycle for every 10/8 clock input cycles and is used as a ripple carry signal to any succeeding stages.

Features

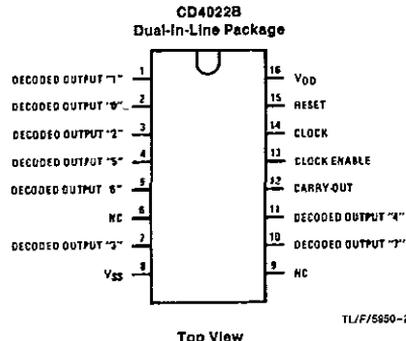
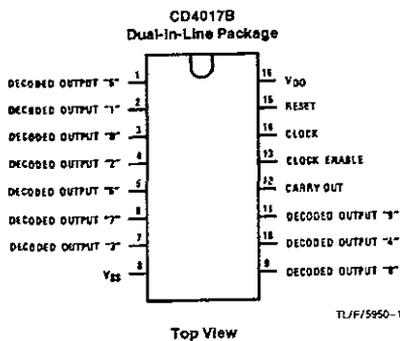
- Wide supply voltage range
- High noise immunity
- Low power
- TTL compatibility
- Medium speed operation
- Low power
- Fully static operation

3.0V to 15V
0.45 V_{DD} (typ)
Fan out of 2 driving 74L
or 1 driving 74LS
5.0 MHz (typ.)
with 10V V_{DD}
10 μ W (typ.)

Applications

- Automotive
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm systems
- Industrial electronics
- Remote metering

Connection Diagrams



Order Number CD4017B or CD4022B

CD4017BM/CD4017BC Decade Counter/Divider with 10 Decoded Outputs
CD4022BM/CD4022BC Divide-by-8 Counter/Divider with 8 Decoded Outputs

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

DC Supply Voltage (V_{DD})	$-0.5 V_{DD}$ to $+18 V_{DD}$
Input Voltage (V_{IN})	$-0.5 V_{DD}$ to $V_{DD} + 0.5 V_{DD}$
Storage Temperature (T_S)	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260 $^{\circ}\text{C}$

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	$+3 V_{DD}$ to $+15 V_{DD}$
Input Voltage (V_{IN})	0 to $V_{DD} V_{DD}$
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4017BM, CD4022BM	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
CD4017BC, CD4022BC	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$

DC Electrical Characteristics CD4017BM, CD4022BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		$+25^{\circ}$			$+125^{\circ}\text{C}$		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		5		0.3	5		150	μA
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		10		0.6	10		300	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		20		1.0	20		600	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$		3.0			3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5			3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$	7.0		7.0			7.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.8		1.3	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.25		-0.2	-0.36		-0.14		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-0.62		-0.5	-0.9		-0.35		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-1.8		-1.5	-3.5		-1.1		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		-10^{-5}	-0.1		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}	0.1		1.0	μA

DC Electrical Characteristics CD4017BC, CD4022BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		$+25^{\circ}$			$+85^{\circ}\text{C}$		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		20		0.5	20		150	μA
		$V_{DD} = 10V$		40		1.0	40		300	μA
		$V_{DD} = 15V$		80		5.0	80		600	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1.0 \mu\text{A}$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

CD4027BM/CD4027BC Dual J-K Master/Slave Flip-Flop with Set and Reset

General Description

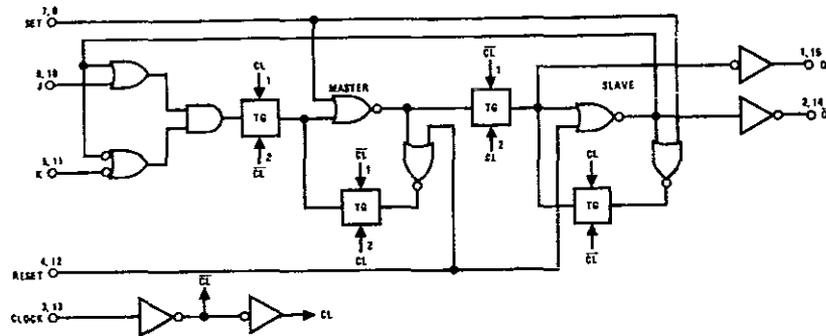
These dual J-K flip-flops are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with *N*- and *P*-channel enhancement mode transistors. Each flip-flop has independent J, K, set, reset, and clock inputs and buffered Q and \bar{Q} outputs. These flip-flops are edge sensitive to the clock input and change state on the positive-going transition of the clock pulses. Set or reset is independent of the clock and is accomplished by a high level on the respective input. All inputs are protected against damage due to static discharge by diode clamps to V_{DD} and V_{SS} .

Features

- Wide supply voltage range
- High noise immunity
- Low power TTL compatibility
- Low power
- Medium speed operation

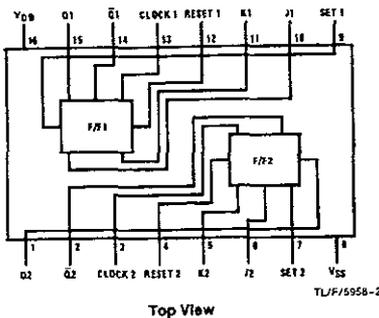
3.0V to 15V
 0.45 V_{DD} (typ.)
 Fan out of 2 driving 74LS
 or 1 driving 74LS
 50 nW (typ.)
 12 MHz (typ.)
 with 10V supply

Schematic and Connection Diagrams



TL/F/5958-1

Dual-In-Line Package



Top View

TL/F/5958-2

Order Number CD4027B

CD4027BM/CD4027BC Dual J-K Master/Slave Flip-Flop with Set and Reset

Absolute Maximum Ratings (Note 1 and 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

DC Supply Voltage (V_{DD}) $-0.5 V_{DC}$ to $+18 V_{DC}$

Input Voltage (V_{IN}) $-0.5V$ to $V_{DD} + 0.5 V_{DC}$

Storage Temperature Range (T_S) $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Power Dissipation (P_D)

Dual-In-Line 700 mW

Small Outline 500 mW

Lead Temperature (T_L)

(Soldering, 10 seconds) $260^{\circ}C$

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})

$3V$ to $15 V_{DC}$

Input Voltage (V_{IN})

$0V$ to $V_{DD} V_{DC}$

Operating Temperature Range (T_A)

$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$

CD4027BM

$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

CD4027BC

DC Electrical Characteristics CD4027BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		1			1		30	μA
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		2			2		60	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		4			4		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$		3.0			3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0			4.0		4.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5			3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$	7.0		7.0			7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0			11.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		-10^{-5}	-0.1		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}	0.1		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: I_{OH} and I_{OL} are tested on one output at a time.

DM54LS323/DM74LS323 8-Bit Universal Shift/Storage Register with Synchronous Reset and Common I/O Pins

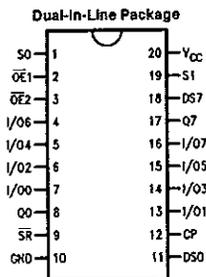
General Description

The 'LS323 is an 8-bit universal shift/storage register with TRI-STATE® outputs. Its function is similar to the 'LS299 with the exception of Synchronous Reset. Parallel load inputs and flip-flop outputs are multiplexed to minimize pin count. Separate inputs and outputs are provided for flip-flops Q0 and Q7 to allow easy cascading. Four operation modes are possible: hold (store), shift left, shift right, and parallel load. All modes are activated on the LOW-to-HIGH transition of the Clock.

Features

- Common I/O for reduced pin count
- Four operation modes: shift left, shift right, parallel load and store
- Separate continuous inputs and outputs from Q0 and Q7 allow easy cascading
- Fully synchronous reset
- TRI-STATE outputs for bus oriented applications

Connection Diagram



TL/F/9829-1

Order Number DM54LS323J, DM54LS323W, DM74LS323WM or DM74LS323N
See NS Package Number J20A, M20B, N20A or W20A

Pin Names	Description
CP	Clock Pulse Input (Active Rising Edge)
DS0	Serial Data Input for Right Shift
DS7	Serial Data Input for Left Shift
S0, S1	Mode Select Inputs
SR	Synchronous Reset Input (Active LOW)
OE1, OE2	TRI-STATE Output Enable Inputs (Active LOW)
I/O0--I/O7	Parallel Data Inputs or TRI-STATE
	Parallel Outputs
Q0, Q7	Serial Outputs

TRI-STATE is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	-55°C to +125°C
DM54LS	0°C to +70°C
DM74LS	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54LS323			DM74LS323			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C
t _s (H)	Setup Time HIGH or LOW	24			24			ns
t _s (L)	S0 or S1 to CP	24			24			ns
t _h (H)	Hold Time HIGH or LOW	5			0			ns
t _h (L)	S0 or S1 to CP	5			0			ns
t _s (H)	Setup Time HIGH or LOW	15			10			ns
t _s (L)	I/O _n , D _{S0} , D _{S7} to CP	15			10			ns
t _h (H)	Hold Time HIGH or LOW	5			0			ns
t _h (L)	I/O _n , D _{S0} , D _{S7} to CP	5			0			ns
t _s (H)	Setup Time HIGH or LOW	30			15			ns
t _s (L)	SR to CP	20			15			ns
t _h (H)	Hold Time HIGH or LOW	0			0			ns
t _h (L)	SR to CP	0			0			ns
t _w (H)	CP Pulse Width HIGH or LOW	15			15			ns
t _w (L)		15			15			ns

DM74LS122

Retriggerable One-Shot with Clear and Complementary Outputs

General Description

The DM74LS122 is a retriggerable monostable multivibrator featuring both positive and negative edge triggering with complementary outputs. An internal 10 kΩ timing resistor is provided for design convenience minimizing component count and layout problems. This device can be used with a single external capacitor. The 'LS122 has two active-low transition triggering inputs (A), two active-high transition triggering inputs (B), and a CLEAR input that terminates the output pulse width at a predetermined time independent of the timing components. The clear (CLR) input also serves as a trigger input when it is pulsed with a low level pulse transition (\downarrow). To obtain optimum and trouble free operation please read operating rules and NSC one-shot application notes carefully and observe recommendations.

Features

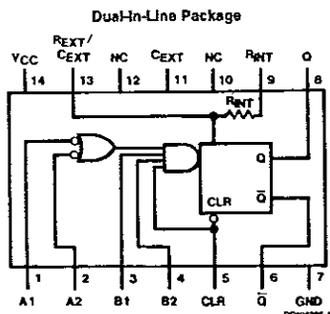
- DC triggered from active-high transition or active-low transition inputs

- Retriggerable to 100% duty cycle
- Over-riding clear terminates output pulse
- Internal 10 kΩ timing resistor
- TTL, DTL compatible
- Compensated for V_{CC} and temperature variations
- Input clamp diodes

Functional Description

The basic output pulse width is determined by selection of the internal resistor R_{INT} or an external resistor (R_X) and capacitor (C_X). Once triggered, the output pulse width may be extended by retriggering the gated active-low (A) transition inputs or the active-high transition (B) inputs or the CLEAR input. The output pulse width can be reduced or terminated by overriding it with the active-low CLEAR input.

Connection Diagram



Order Number DM74LS122M or DM74LS122N
See Package Number M14A or N14A

Function Table

CLEAR	Inputs				Outputs	
	A1	A2	B1	B2	Q	\bar{Q}
L	X	X	X	X	L	H
X	H	H	X	X	L	H
X	X	X	L	X	L	H
X	X	X	X	L	L	H
H	L	X	\uparrow	H	\downarrow	\downarrow
H	L	X	H	\uparrow	\downarrow	\downarrow
H	X	L	\uparrow	H	\downarrow	\downarrow
H	X	L	H	\uparrow	\downarrow	\downarrow
H	H	\downarrow	H	H	\downarrow	\downarrow
H	\downarrow	\downarrow	H	H	\downarrow	\downarrow
H	\downarrow	H	H	H	\downarrow	\downarrow
\uparrow	L	X	H	H	\downarrow	\downarrow
\uparrow	X	L	H	H	\downarrow	\downarrow

H = High Logic Level
L = Low Logic Level
X = Can Be Either Low or High
 \uparrow = Positive Going Transition
 \downarrow = Negative Going Transition
 \downarrow = A Positive Pulse
 \uparrow = A Negative Pulse

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V

Operating Free Air Temperature Range

DM74LS
Storage Temperature

0°C to +70°C
-65°C to +150°C

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameters	Min	Nom	Max	Units
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	2			V
V_{IL}	Low Level Input Voltage			0.8	V
I_{OH}	High Level Output Current			-0.4	mA
I_{OL}	Low Level Output Current			8	mA
t_W	Pulse Width (Note 7)	A or B High	40		ns
		A or B Low	40		
		Clear Low	40		
R_{EXT}	External Timing Resistor	5		260	k Ω
C_{EXT}	External Timing Capacitance	No Restriction			μ F
C_{WIRE}	Wiring Capacitance at R_{EXT}/C_{EXT} Terminal			50	pF
T_A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I = -10 \text{ mA}$			-1.5	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}$	2.7	3.4		V
		$V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$				
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}$		0.35	0.5	V
		$I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$		0.25	0.4	
I_I	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7V$			0.1	mA
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7V$			20	μ A
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4V$			-0.4	mA
I_{OS}	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 3)	-20		-100	mA
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Notes 4, 5, 6)		6	11	mA

Switching Characteristics

at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$				Units
			$C_L = 15 \text{ pF}$ $C_{EXT} = 0 \text{ pF}$ $R_{EXT} = 5 \text{ k}\Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $C_{EXT} = 1000 \text{ pF}$ $R_{EXT} = 10 \text{ k}\Omega$		
			Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	A to Q		33		ns	

APÉNDICE B.

En este apéndice se presenta el artículo de la Cámara/Espectrógrafo TEQUILA que se expuso en el congreso del SPIE, del 20 al 31 de marzo del año en curso.

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

E. Ruiz, E. Sohn, I. Cruz-González, L. Salas, A. Párraga, M. Pérez, R. Torres,
F. Cobos, G. González, R. Langarica, C. Tejada, B. Sánchez, A. Iriarte,
J. Valdez, L. Gutiérrez, F. Lazo and F. Angeles

Instituto de Astronomía and Observatorio Astronómico Nacional,
Universidad Nacional Autónoma de México

ABSTRACT

We describe the configuration and operation modes of the IR camera/spectrograph: TEQUILA based on a 1024×1024 HgCdTe FPA (HAWAII).

The optical system will allow three possible modes of operation: direct imaging, low and medium resolution spectroscopy and polarimetry. The basic system is being designed to consist of the following: 1) A LN₂ dewar that allocates the FPA together with the preamplifiers and a 24 filter position cylinder. 2) Control and readout electronics based on DSP modules linked to a workstation through fiber optics. 3) An opto-mechanical assembly cooled to -30°C that provides an efficient operation of the instrument in its various modes. 4) A control module for the moving parts of the instrument. The opto-mechanical assembly will have the necessary provisions to install a scanning Fabry-Perot interferometer and an adaptive optics correction system. The final image acquisition and control of the whole instrument is carried out in a workstation to provide the observer with a friendly environment.

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

Keywords: IR Instrumentation, IR spectrograph

1. INTRODUCTION

This instrument is the second generation of a system based on a NICMOS 3 detector. CAMILA¹, that has been fully operational since 1994 in the 2.1 m telescope at the Observatorio Astronómico Nacional in San Pedro Mártir, B.C. (hereon OAN/SPM). The performance of CAMILA has been quite good and is currently being used 60% of the observing time of the 2.1 m OAN/SPM telescope. The optomechanical assembly of CAMILA, cooled by a circulating refrigerator to -30°C, has proven to be very advantageous because it has allowed an easy implementation of other observing modes, such as polarimetry and scanning F-P interferometry.

TABLE 1. HAWAII DETECTOR

Spectral response	0.85-2.5 μ m
Format	1024 × 1024 pixels, 4 quadrants
Pixel pitch	18.5 μ m
Fill factor	>95%
Quantum efficiency	75% at peak
Detector material	HgCdTe
Operating temperature	77 °K
Readout noise	< 5 e ⁻
Dark current (V _b =0.5V)	< 0.1e ⁻ /s at 77 °K
Well capacity (V _b =0.5V)	6 × 10 ⁴ e ⁻
Yield (working pixels)	97%
Linearity	97%
Number of outputs	4

Send correspondence to E. Ruiz: E-mail: elfigo@astroscu.unam.mx

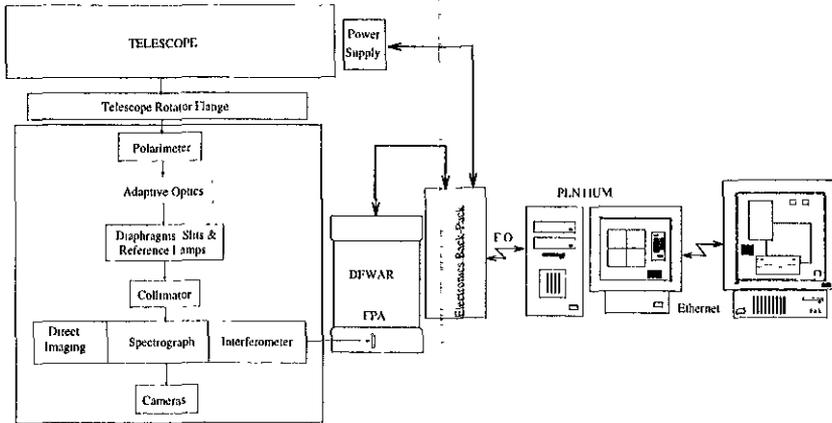


Figure 1. General diagram of TEQUILA.

The new IR camera/spectrograph TEQUILA is based on a 1024×1024 HgCdTe (HAWAII) focal plane array developed by Rockwell. The science grade detector parameters are presented in Table 1. The HAWAII arrays detailed testing, characteristics and performance with the QUIRC Camera are presented by Hodapp et al.².

Fig. 1 shows the TEQUILA IR instrument assembly, where the main constituents of the system are drawn schematically. The detector, which establishes the system design parameters, is contained in a LN_2 dewar. The dewar includes the necessary infrastructure to operate the detector astronomically. The control and readout is performed on a back-pack unit attached to the dewar, containing the electronics. A separate shielded container is attached to the telescope flange which provides the low noise power supplies needed to operate both, the detector and its electronics. The dewar contains an adapter which allows the attachment to a cooled unit containing the opto-mechanical multi-function assembly of the TEQUILA camera/spectrograph. All the necessary moving components are automatically controlled from the observing room. The observer and the spectrograph/camera system are linked through 30 m of duplex fiber optics. The system in charge of the control and acquisition is Pentium based and will be connected via Ethernet to a workstation to offer the observers a user friendly and more versatile environment.

2. CONTROL AND READOUT ELECTRONICS

The design philosophy of TEQUILA's electronic system is based on a UNIX based workstation that acts as a host, one slave computer (Pentium) and two TMS DSPs, that allow a full parallel multiple read-out of the detector, a programmable timing multi signal sequencer and control of positioning devices (filter wheel, grating angle, apertures + slits, comparison lamps, shutter, camera, etc.). Fig. 2 shows a general block diagram of the electronics system.

The 1024×1024 HgCdTe FPA (HAWAII) detector is mounted on a printed circuit board (PCB) that contains electrical filtering and decoupling elements required for a low noise performance. The circuit also contains four external preamplifiers to avoid electro-luminescence and heating inside the detector chip. This allows integration times of several hours. The chip is radiation baffled and placed in a side-looking position; it is mounted with an efficient thermal contact through a braided copper cold finger attached to the cold surface of the LN_2 dewar.

The readout electronics, located on a single PCB, are composed by four identical electronic chains coupled to each detector quadrant. Each chain consists of one amplifier/integrator stage and a 16-bit A/D converter (ADC), that transmits data and clock signals in serial mode to a multiplexer that transmits the data through a fiber optical link to a DSP interface located in the Pentium computer. The readout time of a full frame is 3 s.

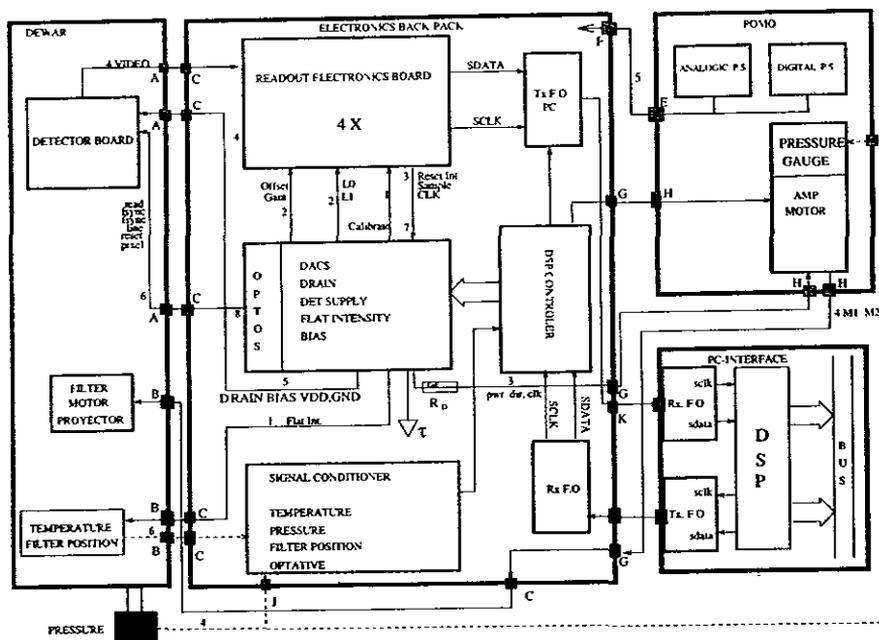


Figure 2. TEQUILA electronic system block diagram.

A calibration PCB contains up to 16 DACs that provide references, biases and operation voltage sources for the detector and the readout PCB. This will permit an easy software programmable calibration of the system. All the control signals for the detector are opto-isolated and conditioned to the operation voltages and transition times. This PCB receives control codes from a DSP. This DSP receives various commands (e.g. read/reset detector, filter motion) through a fiber optics link from the Pentium.

Clocking of the array is also performed by the DSP which offers five different array reading schemes depending on the desired sampling method. Sampling methods are single readout, correlated double sampling and statistical multi sampling Fowler's method³. In a high background case it is possible to co-add/co-subtract multiple frames.

Another PCB reads pressure and temperature inside the dewar and generates warning signals for an optimal and safe performance of the detector.

The fiber optics signals are received by a Pentium embedded DSP based interface that transfers the data into the PC memory through a DMA channel.

3. OPTICS

The optical design was developed using Zemax. The spectral range of this system is from 0.8 to 2.38 μm since a combination of Schott glasses (SF6 & SF57) and IR materials (BaF_2 & ZnSe) have been used in order to achromatize the system⁴. The system is based on the combination of a collimator and 3 cameras to be used with the f/13.5 secondary of the 2.1 m OAN/SPM telescope. The cameras have the following focal ratios, fields of view and plate scales: f/7.5 ($4.15^\circ \times 4.15^\circ$, $0.24''/\text{pix}$), f/13.5 ($2.3^\circ \times 2.3^\circ$, $0.13''/\text{pix}$) and f/27 ($1.15^\circ \times 1.15^\circ$, $0.067''/\text{pix}$). The latter

is intended for use with the adaptive optics system⁵. The layouts and spot diagrams at 1.37 μm of the collimator plus f/13.5 and f/7.5 cameras are presented in Fig. 3, Fig. 4 and Fig. 5, Fig. 6., respectively. The optical design of the collimator has been optimized for a 7.2'x7.2' field of view. The collimated beam will have a 33 mm diameter which will define the required dimensions of the dispersing and interfering components. The optical system has been designed with the locations of the focal plane of the telescope, pupil and detector held constant for both systems. The f/27 camera is currently under design. The optical design will be sent to Janos for quotation and possible construction, but may also be constructed at the IAUNAM optical shop.

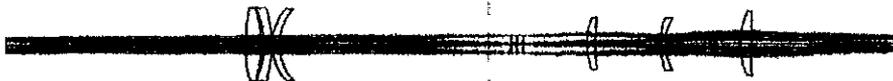


Figure 3. Optical layout for the f/13.5 configuration.

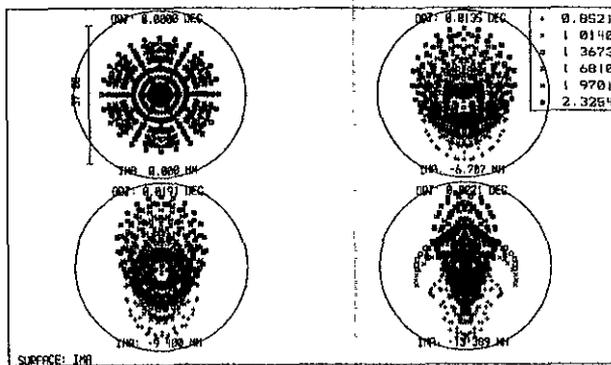


Figure 4. Spot diagram for the f/13.5 configuration.

The other optical components of TEQUILA are 4 flat mirrors which direct the optical beam to the detector and an automated polarimeter located after the first window entrance of the telescope beam. One of these mirrors can be replaced by a dichroic splitter and the other by a deformable mirror for adaptive optics observations⁵.

The astronomical requirements of the spectrograph demand the use of resolutions in the range of 500 to 10000, which will be obtainable by combining both gratings and the 3 different cameras.

The system has been designed to interchange the gratings with a scanning Fabry-Perot interferometer near the pupil forming beam⁹.

4. CRIOGENICS AND MECHANICAL ASSEMBLY

The LN₂ dewar contains the HAWAII detector, filter wheel, baffles, shutter and an internal flat field projector. The filter wheel has a cylindrical construction which allows the use of a large number of 2" filters. The filters will be installed either on an already designed double cylinder which only contains 18 filters (c.f. Fig. 5) or a two stage cylinder containing 24 filters that is under consideration. The large number of filters are intended for both, galactic and extragalactic work, and for a better continuum subtraction of particular emission/absorption IR lines. An



Figure 5. Optical layout for the $f/7.5$ configuration.

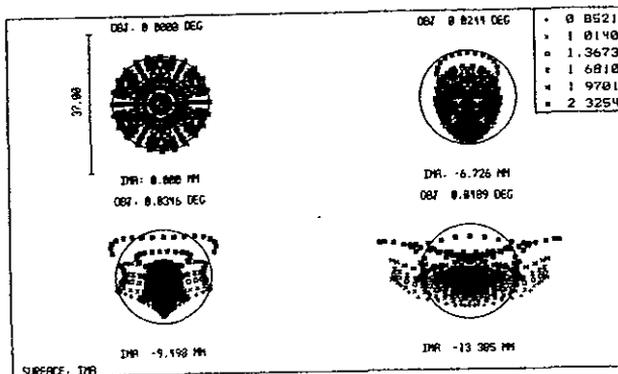


Figure 6. Spot diagram for the $f/7.5$ configuration.

internal stepper motor controls the rotation of the filters and is designed to minimize its thermal dissipation when not in use. Under study is the option of using relay optics which permit the use of an internal cold stop for more efficient background reduction in the K-band. This concept will allow the inclusion of a chronograph. The purpose of the internal flat projector is to provide a precise reference IR source to calibrate the detector and to monitor the detector aging process, as well as to uniformly set the detector quadrants in offset and gain.

As can be seen in Fig. 1, the spectrograph/camera optics will be installed in a separate optical board cooled to -30°C that is in the final design and construction process. The cameras are interchangeable through a computer controlled stepper motor. A motorized rotating stage for gratings and mirror will allow the observer to obtain images or spectra. The mechanical assembly and optics will be cooled with a circulating liquid refrigerator developed by NESLAB, which has shown a good performance with the current IR instrument in operation¹.

5. DATA ACQUISITION

The final data acquisition is carried out by a UNIX based workstation via an Ethernet link to the Pentium. The workstation software consists of custom routines linked to the astronomical analysis and reduction packages (IRAF, IDL). This gives a friendly environment to the observer and provides full control of the camera, spectrograph and telescope functions.

The Pentium computer can also be a stand alone system. It additionally contains a series of custom routines for quick detector reading that can be used for focusing, object location and centering, as well as alignment of the whole system.

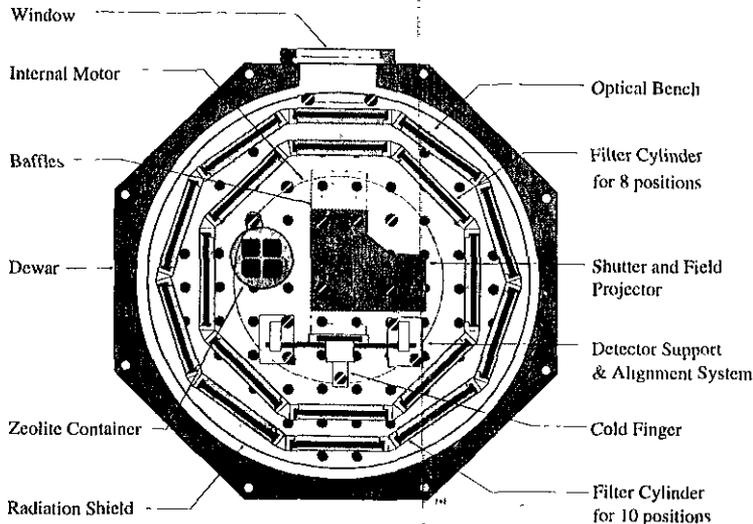


Figure 7. Layout of the dewar, showing the detector location and the double cylinder for 18 filters.

6. SPECTROGRAPH/CAMERA CONTROL

All the moving optical components are mounted on motorized transition stages and rotators are driven by additional DSP ports. A control program allows the interchange of operation modes, as well as focusing, alignment, camera selection, comparison lamp activation, grating angle setting, slit/diaphragm selection, polarizer rotation, etc.

7. CONCLUSIONS

The astronomical goal of TEQUILA is to provide the Mexican astronomical community with a powerful tool for near-IR research. The instrument will be tested at the end of this year. It is expected that a large number of observers will also benefit from this system.

The instrument has been designed to operate at the 2.1 m telescope in the Observatorio Astronómico Nacional in San Pedro Mártir, B.C., and provisions have been taken into consideration for this system to be a first-light instrument for the new 7.8 m Mexican Infrared-Optical Telescope (TIM).

Our instrument developing philosophy is to design and build IR systems with a full control and freedom on the design and development of the electronics, optics, mechanics and software. This allows us to be independent of external maintenance and to be able to upgrade or modify our instruments for other astronomical applications.

ACKNOWLEDGMENTS

This work has been financed by grant IN-501694 from DGAPA (UNAM) and Programa UNAM-BID.

REFERENCES

1. Cruz-González, I., Carrasco, L., Ruiz, E., Salas, L., Skrutskie, M., Meyer, M., Sotelo, P., Barbosa, F., Gutiérrez, I., Iriarte, A., Cobos, F., Bernal, A., Sánchez, B., Valdéz, J., Argüelles, S., Conconi, P., "CAMILA Infrared Camera/Spectrograph for OAN-SPM", in "Instrumentation in Astronomy VIII", eds. D.L. Crawford & E.R. Crane. Proc. SPIE 2198, p 774. 1994.
2. Hodapp, K.-W., Hora, J.L., Hall, D.N.B., Cowie, L.L., Metzger, M., Irwin, E., Vural, K., Kozłowski, L.J., Cabelli, S.A., Chen, C.Y., Cooper, D.E., Bostrup, G.L., Bailey, R.B., Kleinhaus, W.E., "The HAWAII Infrared Detector Arrays: testing and astronomical characterization of prototype and science-grade devices", *New Astronomy*, 1: 177. 1996.
3. Fowler, A.M., Gatley, I., "Demonstration of an algorithm for read-noise reduction in infrared arrays", *Ap.J.*, 353, L33
4. Escudero-Sanz, "The Problem of Achromatizing Astronomical Optics for the Near and Mid IR", Chapter 10, "Optics in Astronomy", edited by J.V. Wall, Royal Greenwich Observatory, Cambridge University Press, 1993, pp 114-127
5. Cuevas, S., Sotelo, P., Garfías, F., Iriarte, A., Martínez, L.A., Orlov, V., Voistekhovich, V., Marchis, F., Varun, J., Avila, R., "University of Mexico AO Program", in "Adaptive Optical System Technologies", ed. D. Bonaccini. Proc. SPIE, Vol. 3353. 1998 (in press).
6. Rosado, M., Cruz-González, I., Salas, L., Bernal, A., Cobos, F.J., Garfías, F., González, G., Gutiérrez, L., Langarica, R., Luna, E., Ruiz, E., Sohn, E., Tejada, C., Tinoco, S., Valdéz, J., "PUMILA: A near infrared nebular spectrograph for the kinematical study of the interstellar medium", in "Infrared Astronomical Instrumentation", ed. A.M. Fowler. Proc. SPIE, Vol. 3354. 1998 (in press).