



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO**

---

---

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES  
CUAUTITLAN**

**SISTEMA DE ADQUISICION, DIGITALIZACION Y  
PRUEBAS DE UN DETECTOR BIDIMENSIONAL  
INFRARROJO**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:**

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**P R E S E N T A A:**

**ARTURO MORENO GUTIERREZ**

**ASESOR: FIS. ARTURO IRIARTE VALVERDE**

**CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX.**

**2006**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## ***DEDICADO A:***

*A mi familia, en especial a mi mamá por todo el apoyo obtenido desde siempre.*

*A mi tía Caro también por el apoyo desde siempre.*

*A Alejandro Castro Reyna por su enseñanza  
en las técnicas de diseño empleadas.*

*A mi novia Kathrim a quien le dedico también éste trabajo  
por sus consejos y apoyo único.*

*A la Electricidad y Electrónica desde 1987.*

## ***AGRADECIMIENTOS:***

A la U.N.A.M. por la oportunidad de ser parte de ella.

Al Instituto de Astronomía de la U.N.A.M., Observatorio Astronómico Nacional, en permitirme formar parte de uno de sus proyectos así como en su desarrollo y en los apoyos obtenidos.

Mis agradecimientos para: Dra. Irene Cruz-González, Dr. Elfego Ruiz, Fis. Arturo Iriarte Valverde, por la oportunidad de trabajar en el proyecto y en los apoyos obtenidos. Ing. Gerardo Lara por la enseñanza, colaboración y apoyo obtenido, al mismo tiempo por su colaboración y enseñanza a: Ing. Silvio Tinoco, D.I. Rosalia Langarica, M.C. Erika Sohn, Fis. Abel Bernal, Ing. Luis Artemio Martínez. Así como también: Fis. Laura Parrao por la oportunidad de participar con la Feria de la Física y a su apoyo, igualmente a todos quienes de alguna forma colaboraron en la elaboración de este trabajo.

A la Asociación de tenis de mesa de la U.N.A.M., por la oportunidad de ser jugador y atleta.

Al programa alumnos sobresalientes S.E.P.(1983-1990) y de bachillerato U.N.A.M.

Este trabajo de tesis también fue realizado con los apoyos parciales de los proyectos:

PAPIIT-DGAPA 1N 12 01 98.

CONACYT 27550-A.

CONACYT 36574-E.

<b>CAPÍTULO 1</b>	<b>INTRODUCCIÓN.</b>	<i>Página</i>
1.1	Composición de la luz.	2
1.2	Teoría corpuscular.	3
1.3	Teoría ondulatoria.	4
1.4	Propagación de la luz.	5
1.5	Efecto fotoeléctrico.	7
1.6	Espectro electromagnético.	9
1.7	Instrumentos astronómicos.	16
1.7.1	Telescopio refractor.	17
1.7.2	Telescopio reflector.	18
1.7.3	Telescopio catadióptrico.	20
1.7.4	Radiotelescopio.	22
1.7.5	Bolómetro.	23
1.7.6	Detectores de radio.	23
1.7.7	C.C.D.	23
<b>CAPÍTULO 2</b>	<b>REGIÓN INFRARROJA.</b>	
2.1	¿Qué es la región infrarroja?.	25
2.2	Descubrimiento de la región infrarroja.	26
2.3	Regiones y fuentes de la región infrarroja.	26
2.4	Detección de la región infrarroja.	29
<b>CAPÍTULO 3</b>	<b>DETECTORES INFRARROJOS.</b>	
3.1	Historia de los detectores.	32
3.2	Definición de un detector.	36
3.2.1	Detectores térmicos.	37
3.2.2	Detectores cuánticos.	37
3.3	Parámetros de un detector.	38
3.4	Detectores de estado sólido.	42
3.4.1	Detectores de juntura.	45
3.4.2	Detectores de homojuntura.	45
3.4.3	Detectores de heterojuntura.	46
3.4.4	Detectores de barrera schottky.	46
3.4.5	Detectores de avalancha.	46
3.4.6	Detectores del tipo metal/aislante/semiconductor (MIS).	47
3.5	Detectores infrarrojos.	49
3.6	Detector Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.	51
3.7	Multiplexor en el detector infrarrojo.	55
3.8	Celdas del detector infrarrojo.	60

**CAPÍTULO 4      PROYECTO INFRARROJO.**

4.1	Antecedentes de instrumentación infrarroja.	63
4.2	Elementos generales del proyecto.	64
4.3	Resultados de pruebas con el detector infrarrojo Boeing-Hawaii.	74

**APÉNDICES.**

•	1. Hojas de especificaciones de los componentes empleados y requeridos.	80
•	2. Diagramas generales de cableado e interfaces.	106
•	3. Diseños realizados y fotografías del proyecto.	128

<b>REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍAS.</b>	<b>143</b>
-------------------------------------	------------

**Para el estudio del Universo los actuales telescopios emplean detectores capaces de registrar radiaciones en diferentes longitudes de onda. El presente trabajo es parte de uno de los proyectos del Instituto de Astronomía de la U.N.A.M., para incrementar el potencial de observación en la región infrarroja.**

---

# C A P Í T U L O 1

## I N T R O D U C C I Ó N.

- 1.1 COMPOSICIÓN DE LA LUZ.
- 1.2 TEORÍA CORPUSCULAR.
- 1.3 TEORÍA ONDULATORIA.
- 1.4 PROPAGACIÓN DE LA LUZ.
- 1.5 EFECTO FOTOELÉCTRICO.
- 1.6 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.
- 1.7 INSTRUMENTOS ASTRONÓMICOS.



A partir de la invención del transistor en el año de 1948 en los laboratorios de **Bell Telephone**<sup>1</sup>, la Electrónica en todas sus especialidades evolucionó y revolucionó tecnológicamente diferentes disciplinas entre ellas la Astronomía. La cual hace uso de los avances en detectores de estado sólido para la emisión de luz en el espectro infrarrojo, logrando así un mejor estudio de los fenómenos y evolución del Universo.

Para la Astronomía lo importante es el análisis y estudio de las radiaciones electromagnéticas desde las ondas de radio hasta los neutrinos. Las cuales son emitidas por cuerpos estelares que producen este tipo de radiación en diferentes regiones del cosmos, ya que revelan su composición fisicoquímica y evolución de los mismos.

## **1.1 COMPOSICIÓN DE LA LUZ.**

Desde hace miles de años la luz ha sido objeto de curiosidad, asombro, tema de investigación para conocer su origen, su composición y efectos que producen en la materia. El término rayo ó haz de luz fue utilizado por los griegos; consistente en un conjunto de rayos con trayectorias rectas desplazándose en un medio uniforme. Además de establecer tratados en reflexión y refracción de la luz.

A partir del siglo XVI comienza a desarrollarse la Física como ciencia, con ello comienzan a surgir grandes avances científicos y técnicos. Autores de tales acontecimientos fueron:

Galileo Galilei (1594-1642, físico y astrónomo italiano), fue uno de los más importantes científicos en realizar inventos, descubrimientos y aportaciones en diferentes áreas científicas, entre ellas el estudio de la luz y fenómenos luminosos.

---

**Bell Telephone**<sup>1</sup>. Compañía telefónica fundada por Alexander Graham Bell en la segunda mitad del siglo XIX y propietaria de la patente del teléfono. Posteriormente William Shockley, Walter H. Brattain y John Bardeen desarrollaron e inventaron el transistor por el cual recibieron el premio Nobel.

Willebord de Roijen Snell (1596-1626, geómetra holandés) descubre de forma experimental las leyes de la refracción en 1620. Su trabajo fue publicado posteriormente por Descartes.

Renato Descartes ó Renato Cartesios (1596-1650, científico, matemático y filósofo). Estableció la idea de que la luz es una rápida transmisión de diferencia de presiones en un medio llamado éter, el cual atraviesa todas las cosas. Explica el fenómeno de la reflexión y como se produce el arco iris debido a la refracción de la luz en las gotas de agua. Después publica la ley de la refracción establecida por Snell en 1638 en su tratado de Óptica.

En el año de 1650 Francesco María Grimaldi (1618-1663, matemático italiano), realizó un experimento para estudiar el comportamiento de la luz, en el que hizo incidir luz de una pequeña fuente luminosa sobre un cabello, el cual proyectaba múltiples sombras. A partir de la segunda mitad del siglo XVII, comenzó a progresar el entendimiento en el estudio de la luz; para explicar su composición, se establecieron dos teorías: la corpuscular (también llamada teoría de partículas) propuesta por Sir Isaac Newton (1642-1727, físico inglés), y la teoría ondulatoria desarrollada por Christian Huygens (1629-1695, astrónomo, físico y matemático holandés). Cada teoría expone las características estudiadas en ese entonces tales como: la propagación en línea recta (dirección de la luz), la reflexión (fenómeno en el cual la luz se refleja en una superficie y regresa a su medio original), y la refracción (desviación que experimenta la luz al pasar de un medio transparente a otro).

## **1.2 TEORÍA CORPUSCULAR.**

La teoría corpuscular propuesta por Sir Isaac Newton enunció que: las partículas de masa despreciable se emitían por fuentes luminosas y la intensidad está en función de la cantidad de corpúsculos emitidos en determinado tiempo, tales como el Sol. Dichas partículas viajan desde la fuente en línea recta, y son reflejadas en superficies lisas con un ángulo de reflexión igual al de incidencia conservando la misma velocidad ya que se encuentran en el mismo medio.

Para Newton en la refracción; la partícula es atraída por el medio de mayor densidad, aumentando la componente de velocidad la cual es perpendicular a la superficie de separación, por lo que la partícula se acerca a la normal. Tales partículas viajan a alta velocidad, estimulando el sentido de la vista y produciendo sombras definidas de los objetos. Estos fenómenos llevaron a Newton a la conclusión de que la luz se compone de partículas.

### **1.3 TEORÍA ONDULATORIA.**

Por su parte Christian Huygens considera que la luz necesita de un medio material para propagarse, considerando las siguientes características: cada punto de un frente de onda es un centro emisor secundario. Las ondas se propagan con diferente velocidad en cada medio. Expuso en 1670 que las leyes de la reflexión, refracción y la **doble refracción**<sup>2</sup> se podían explicar mediante la teoría ondulatoria. Para resolver el fenómeno de la propagación de la luz, Huygens ideó el éter (medio que no presenta estado sólido, líquido ó gaseoso) el cual suponía que llenaba el espacio y poros de la materia transparente, además de que la luz se conformaba de ondas de longitud pequeña, proyectando sombras definidas de los objetos. Tal teoría fue cuestionada en su momento, ahora sabemos que las longitudes de onda que componen la luz son de muy corta longitud, experimentando la flexión de forma mínima aunque no se aprecie. A inicios del siglo XIX, se realizaron importantes descubrimientos: la interferencia y la difracción.

En 1808 el ingeniero francés E. Matus, notó que la luz al experimentar la reflexión y su posterior incidencia en un medio birrefringente no presentaba la doble refracción; a esta característica la llamó **luz polarizada**<sup>3</sup>.

---

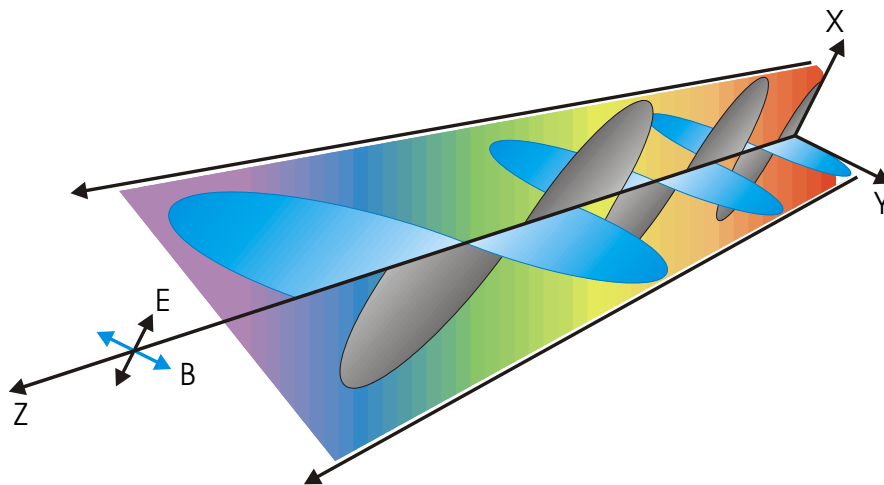
**Doble refracción**<sup>2</sup>. Es producto de la experimentación en 1669, por parte del médico danés Erasmó Bartolino, quien observó que un cristal transparente (espató de Islandia) puede duplicar las imágenes de los objetos. A los cristales con estas propiedades se les llama birrefringentes.

**Luz polarizada**<sup>3</sup>. Luz alterada al atravesar un medio y que oscila en una dirección paralela a un plano llamado "plano de polarización". Los fotones con vectores de campo eléctrico se encuentran alineados en la misma dirección del filtro polarizante.

Estos fenómenos se entendían mejor empleando la teoría ondulatoria, ofreciendo una respuesta más clara que la teoría corpuscular. Los estudios realizados permitieron que años después el físico Thomas Young (1773-1829, médico y erudito inglés) calculara la longitud de onda de la luz, con un resultado aproximado de  $5 \times 10^{-7}$  ó 5000 angströms. Posteriormente científicos como: Joseph Von Fraunhofer (1787-1826, físico alemán), Agustín Fresnel (1788-1827, físico francés), Dominique Arago (1786-1853, físico francés) aportaran pruebas suficientes a la teoría ondulatoria, a favor de los resultados obtenidos por Thomas Young. Después en el año de 1850, León Foucault demuestra que la velocidad de propagación de la luz es menor en el agua que en el aire, en base a la teoría de la refracción de Christian Huygens.

#### **1.4 PROPAGACIÓN DE LA LUZ.**

La idea de un medio como el éter para la propagación de la luz se consideró definitiva, sin alguna otra opción para explicar el fenómeno. Fue en 1865 cuando James Clerk Maxwell (1831-1879, físico escocés) inició el estudio para determinar las propiedades de un medio de propagación en el cual, tanto la luz como la energía eléctrica y el calor se transmitieran. Maxwell demostró que una carga acelerada puede radiar ondas electromagnéticas al espacio como una onda transversal.



*Fig. 1.1 Onda electromagnética.*

Explicó que la energía de la onda electromagnética está compuesta por: un campo eléctrico y un campo magnético, ambos de la misma magnitud oscilando perpendicularmente u ortogonalmente entre sí. Maxwell elaboró cuatro ecuaciones en las cuales resumió las leyes físicas de la Electricidad, el Magnetismo y resultados de experimentos en Óptica, utilizando como base los campos eléctricos y magnéticos, enunció:

1. La ley de Coulomb se explica mediante líneas de campo eléctrico producidas por cargas puntuales y la fuerza de Coulomb por el efecto que producen éstos campos sobre las cargas cercanas.
2. Las líneas de campo son infinitas y se curvan entre sí.
3. Los campos magnéticos variables inducen campos eléctricos (fuerza electromotriz ó voltaje), lo cual es la ley de Faraday.
4. Las cargas en movimiento producen campos magnéticos.

Su investigación le permitió comprobar de forma teórica, que la luz es una onda electromagnética y que se propaga a una velocidad aproximada de  $3 \times 10^8$  m/seg ó 300 000 km/seg, igualando su resultado con los obtenidos de experimentos previos. Esto demostró que la luz visible u ondas luminosas son radiaciones electromagnéticas; por lo tanto Maxwell había logrado la unificación en fórmulas de tres diferentes áreas como son: Magnetismo, Electricidad y Óptica.

El estudio de Maxwell fue producto y una continuación del trabajo experimental realizado por: Michael Faraday (1791-1867, físico inglés) quien anteriormente se dedicó en analizar los campos magnéticos y eléctricos en el espacio, estableciendo la ley de la inducción electromagnética, así como el descubrimiento realizado por Hans Christian Oersted (1777-1851, físico danés); consistente en que una corriente eléctrica tiene asociado un campo magnético.

Años después el investigador Heinrich Rudolph Hertz (1857-1894, experimentador alemán) se dedicó a demostrar la teoría de Maxwell, principalmente si las cargas aceleradas radiaban ondas electromagnéticas con propiedades iguales a las de la luz. Hertz en su laboratorio, construyó un circuito oscilante que producía ondas de corta longitud (de origen electromagnético), confirmando la igualdad de propiedades con las ondas luminosas y su propagación a la velocidad de la luz.

La aplicación de los resultados en Electromagnetismo de Maxwell, experimentos de Hertz, el desarrollo de la antena por el yugoslavo Nikola Tesla (1856-1943, Ing. eléctrico norteamericano-croata) y el ruso A.S. Popov (1859-1906, profesor ruso); corrió a cargo de Guglielmo Marconi (1873-1937 físico italiano) quien logró la comunicación inalámbrica en la telegrafía, obteniendo el premio Nobel en 1909 por su descubrimiento.

### **1.5 EFECTO FOTOELÉCTRICO.**

En el año de 1887, Hertz descubrió que la luz de cierta longitud de onda libera electrones de una superficie metálica. Mediante un experimento comprobó que una chispa eléctrica saltaba entre un par de esferas pulidas con una separación entre ellas y conectadas a una espira de alambre. Los campos electromagnéticos indujeron un voltaje en la espiral logrando la chispa. Un par de esferas idénticas y cercanas a las primeras experimentaban el fenómeno, disminuyendo conforme se alejaban de ellas. Tal fenómeno no se producía cuando se colocaba un vidrio entre ambos pares, por lo que Hertz supuso que debía ser la luz ultravioleta producida por las chispas ya que su longitud de onda es muy corta y es absorbida por el vidrio.

Años después, el físico alemán Max Karl Planck (1858-1947, físico alemán), propone la hipótesis cuantificada para la luz, en la cual estableció que: la energía electromagnética se radía en forma continua y se emite ó se absorbe en forma de cuantos ó paquetes de energía, que posteriormente se llamarían fotones.

La ecuación propuesta por Planck fue:

$$E = h\nu \quad \text{donde:}$$

$E$  = energía del fotón.

$h$  = constante de Planck ( $6.625 \times 10^{-34}$  J/Hz).

$\nu = f$  (frecuencia del fotón)/ $c$  (constante de la velocidad de la luz).

Planck colaboró en la búsqueda de la cantidad de energía emitida de la cavidad de un **cuerpo negro**<sup>4</sup>, ya que la energía que se emite no es infinita y es una cantidad discreta con valores enteros. Planck recibe el premio Nobel en 1918 debido a su investigación sobre la radiación del cuerpo negro.

Esto comenzó a establecer la cuantización de la luz y la base para la explicación del fenómeno fotoeléctrico. En 1905, Albert Einstein (1879-1955, físico alemán naturalizado estadounidense) da una explicación más clara y científica al efecto fotoeléctrico, utilizando la hipótesis de Planck, establece que la energía de una onda electromagnética no se encuentra distribuida en los campos eléctrico y magnético, sino en las partículas llamadas fotones. En el año de 1921 Einstein recibe el premio Nobel a su trabajo sobre el efecto fotoeléctrico. Al mismo tiempo Robert Andrews Millikan (1868-1947, físico norteamericano) demuestra con sus experimentos, que la energía cinética del fotón-electrón (fotoelectrón) coincidían con la explicación de Einstein. Por su parte Arthur Holly Compton (1892-1962, físico estadounidense), realiza una segunda confirmación del efecto fotoeléctrico, determinando: que antes y después del impacto entre un fotón y un electrón, la trayectoria, la cantidad de movimiento y la energía cinética son características que se conservan. En 1887, Albert Abraham Michelson (1852-1931, físico alemán-estadounidense) y Edward Morley (1838-1923, físico estadounidense) comprueban en laboratorio la constante de la velocidad de la luz.

---

**Cuerpo Negro**<sup>4</sup>. Se refiere a los cuerpos calientes no reflectores. También como radiador ideal, que puede ser una representación aproximada a una cavidad realizada en un material. Cuando ingresa un haz de luz en la cavidad se refleja  $n$  cantidad de veces, absorbiendo e incrementando su temperatura. La cavidad ó cuerpo negro puede emitir la energía radiante de acuerdo al incremento de temperatura. Se utiliza también como unidad para medir la radiación emitida por otros cuerpos.

Ahora se sabe que el efecto fotoeléctrico, está en función de la frecuencia de la radiación electromagnética que se le aplica. La energía cinética de los fotoelectrones de mayor velocidad aumenta al elevar la frecuencia de la luz, liberando más electrones de sus enlaces.

## 1.6 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.

Las radiaciones electromagnéticas provenientes del espacio exterior, así como las producidas mediante experimentos e investigaciones tienen un mismo origen. Al igual que el calor radiante, la luz visible, y las ondas de radio, son perturbaciones electromagnéticas que transportan energía.

Para que un átomo emita radiación es necesario de algún tipo de perturbación, estímulo, algún fenómeno como la agitación térmica, ó un choque en una descarga eléctrica, etc. La luz como radiación electromagnética es un producto de la aceleración de partículas cargadas eléctricamente. Una vez que son aceleradas no quedarán en reposo en alguno de los sistemas donde se cumplan las leyes del electromagnetismo y de Newton.

La luz además de ser portadora de energía, también transmite una cantidad de movimiento, el cual es resultado de la colisión existente entre los fotones y electrones respectivamente. Cada fotón lleva una cantidad de movimiento en la dirección de su **trayectoria**<sup>5</sup>, tal fenómeno se puede comprobar experimentalmente mediante una **cámara de nieblas**<sup>6</sup>. La energía de la que es portadora el fotón debe ser suficientemente grande para separar al electrón del átomo, esta energía puede ser proporcionada por rayos X ó rayos gama ( $\gamma$ ), donde el electrón recibe la mayor cantidad de movimiento cedida por el **fotón**<sup>7</sup>.

---

**Trayectoria**<sup>5</sup>. Esta propiedad del fotón se demuestra teóricamente con la siguiente fórmula:

$$E = hv = hc/\lambda \quad \text{donde:}$$

$c$  = Constante de la velocidad de la luz ( $2.997924562 \times 10^8 \pm 1.1$  m/s).

$\lambda$  = Longitud de onda de la radiación estudiada.

$h$  = Representa la pendiente de las curvas fotoeléctricas ( $6.62 \times 10^{-34}$  Joules/seg).

$E$  = Energía expresada en unidades electrón-voltio.

$\gamma$  = Término empleado en Física moderna para representar la frecuencia.

**Cámara de nieblas**<sup>6</sup>. Instrumento que registra las trayectorias de partículas mediante vapores sobresaturados sobre iones de gas eléctricamente cargados.

**Fotón**<sup>7</sup>. A éste fenómeno se le denomina efecto Compton, el cual comprueba la naturaleza corpuscular de la luz.



Debido a los estudios que se han realizado acerca de la naturaleza y composición de la luz, se sabe que el intervalo en frecuencias del espectro electromagnético es muy grande en relación a la parte comprendida por la luz visible que va de los 700 **nanómetros**<sup>8</sup> (luz roja) a los 400 nanómetros (luz violeta).

La longitud de onda ( $\lambda$ ) de una radiación electromagnética va relacionada con la frecuencia ( $f$ ) de la misma por medio de la siguiente relación:

$$c = f\lambda \quad \text{donde:}$$

$c$  = velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s ó 300 000 km/s).

$f$  = frecuencia en hertz de la longitud de onda.

$\lambda$  = longitud en metros de la longitud de onda.

En base a estas características el espectro electromagnético está dividido en diferentes regiones, las cuales son continuas entre sí, y los límites existentes resultan de la capacidad de los instrumentos de medición para registrarlos, y a la percepción del ojo humano.

Las regiones del espectro electromagnético son las siguientes:

- 1. Ondas de radio.**
- 2. Microondas.**
- 3. Infrarrojo (cercano, medio, lejano y extremo).**
- 4. Espectro visible ó luz visible.**
- 5. Luz Ultravioleta.**
- 6. Rayos X.**
- 7. Rayos emitidos en fisiones nucleares (rayos  $\alpha$ , rayos  $\beta$ ).**

---

<sup>8</sup> **Nanómetros**. 1nm =  $1 \times 10^{-9}$ m =  $1 \times 10^{-7}$ cm.

**8. Rayos  $\gamma$ .**

**9. Rayos cósmicos.**

**10. Neutrinos.**

**1. Ondas de radio.** Son ondas electromagnéticas que comprenden longitudes de onda de millones de kilómetros procedentes del espacio, hasta las de 1m aproximadamente usadas en comunicaciones. También las señales de 400 Khz a 200 Khz producidas por las armaduras de los motores y generadores así como el zumbido de las líneas de transmisión de corriente alterna. Las ondas kilométricas se emplean en radiodifusión en todas sus bandas: AM, FM, SW, además de las señales de televisión: UHF, SHF, VHF, MF, LF, ULF, las cuales se radían con gran potencia para un alcance de miles de kilómetros. También existen las ondas de radio métricas, decimétricas y centimétricas, así como las provenientes del Sol que se encuentran en la banda de entre los 15 Mhz y 30 Mhz también procedentes de nebulosas, estrellas, supernovas, y galaxias que emiten radiaciones con longitud de onda de  $14.28 \times 10^8$ m correspondiente al hidrógeno que son más cercanas y algunas que forman parte de las microondas.

**2. Microondas.** Son ondas electromagnéticas con longitudes de onda de entre 1 mm y 1 m, con frecuencias de entre 300 000 Mhz y 300 Mhz. De acuerdo a su longitud de onda las microondas se clasifican en: milimétricas, decimétricas y centimétricas. Por sus propiedades son radiaciones muy direccionales que se propagan en línea recta como la luz, permitiendo concentrar la energía en haces muy estrechos. La frecuencia de las microondas permite que sean utilizadas para la transmisión de señales de radiocomunicación, televisión, señales de voz, datos, video, siendo éstas últimas muy empleadas por las empresas telefónicas así como de telecomunicaciones en equipos inalámbricos y satelitales. Otros de sus usos son: en radares y electrodomésticos.

**3. Infrarrojo.** Región del espectro electromagnético que se encuentra más allá del rojo y que es invisible al ojo humano, la cual fue descubierta por Sir William Herschel (1738-1822, músico y astrónomo alemán) en el año de 1800. Estas radiaciones tienen una longitud de onda mayor a la luz visible que va de 1000  $\mu\text{m}$  a 0.78  $\mu\text{m}$ , y con frecuencia de  $3.84 \times 10^{14}$  Hz a  $3 \times 10^{11}$  Hz. También se le conoce como: luz infrarroja, radiación infrarroja, ondas térmicas ó comúnmente llamado calor. Esta radiación es proveniente de las estrellas, planetas y otros objetos celestes que se encuentran a una temperatura aproximada de entre 100° C y 700° C. También es radiada por el ser humano ( $2 \times 10^{-4}$   $\mu\text{m}$ ), animales de sangre caliente y máquinas en general que al producir trabajo generan calor. Tal intervalo está dividido en cuatro regiones: infrarrojo cercano (de 0.78 a 3  $\mu\text{m}$ ), infrarrojo medio (de 3 a 6 $\mu\text{m}$ ), infrarrojo lejano (de 6 a 15  $\mu\text{m}$ ), e infrarrojo extremo (de 15 a 1000  $\mu\text{m}$ ).

Entre sus usos y aplicaciones están: cámaras especiales de visión nocturna, sensores (opto-acopladores) infrarrojos utilizados en procesos automatizados industriales, control de diferentes equipos electrónicos, electrodomésticos, así como detectores de estado sólido utilizados en Astronomía moderna.

**4. Espectro visible ó luz visible.** Espectro con longitudes de onda visibles por el ojo humano, con límites de percepción aproximados de entre los 400 nm y 700 nm, y una frecuencia de  $4.28 \times 10^{14}$  Hz y  $7.15 \times 10^{14}$  Hz. Es la única región del espectro electromagnético que es posible percibir gracias a que el ojo humano posee células nerviosas fotosensibles llamadas: conos y bastones, que en conjunto son más de 120 millones. Los conos son encargados de captar el color y los bastones de registrar el blanco y negro además de la brillantez de los objetos. Tales células son capaces de transformar la señal luminosa compuesta por radiaciones electromagnéticas en impulsos nerviosos que el cerebro registra como imagen por medio de una reacción fotoquímica.

La luz visible es policromática ya que está compuesta por radiaciones de diferente frecuencia ó luces de diferentes colores, las cuales son: Rojo (700-600nm), Naranja (600-575nm), Amarillo (575-565nm), Verde (565-490nm), Azul (490-475nm), Índigo (475-460nm), Violeta (460-400nm).

**5. Luz Ultravioleta (UV).** Radiación electromagnética con longitud de onda menor a la luz visible y una frecuencia mayor a la luz violeta, que va desde los 450-400 nm a los 15 nm aproximadamente. Fue descubierta por J.W. Ritter (1776-1810, químico y físico alemán) quien descubrió una luz de una frecuencia mayor al violeta, que provocaba reacciones químicas en algunas sustancias. Se clasifica en tres regiones: UV-A de los 450 nm a los 320 nm, la más cercana al espectro visible. UV-B, comprendida desde los 320 nm a los 280 nm los cuales son responsables de afectar el ADN y provocar cáncer en la piel. UV-C, radiación de 280 nm a 15 nm, la cual se absorbe en un gran porcentaje por el ozono, nitrógeno y oxígeno existentes en la atmósfera terrestre. Esta radiación llega en una gran cantidad desde las estrella, además de la emitida por el Sol y otros fenómenos violentos en el Universo que se encuentran a una temperatura aproximada de entre 10 000° C y 100 000° C. A la vez es útil en cierta cantidad para la síntesis de la vitamina D en nuestra piel. Artificialmente pueden producirse por medio de lámparas de descarga gaseosa, plantas de soldador, etc.

**6. Rayos X ó rayos de Röntgen.** Radiación electromagnética de muy corta longitud de onda de aproximadamente 20 angströms a 0.01 angströms. Los cuales se sitúan entre los rayos ultravioleta (UVA) duros y los rayos gamma. Estas radiaciones fueron descubiertas en pruebas de laboratorio por William Honrad Röntgen (1845-1923, médico y científico alemán) en el año de 1895 experimentando con tubos de descarga de alto voltaje - tubo de Crookes (William Crookes 1823-1919, químico y físico inglés), ó tubo de Coolidge (William David Coolidge 1873-1975, físico estadounidense) adecuado para este propósito -. Para ello realizó un vacío parcial en el tubo, aplicando una diferencia de potencial de miles de voltios entre los electrodos generó un flujo de electrones (rayos catódicos), produciendo un resplandor en el ánodo (anticátodo) que disminuía al bajar la presión dentro del mismo.

Al mismo tiempo notó que una pantalla de platinocianuro de bario cercana al experimento brillaba aún colocando una cubierta alrededor del tubo. Posteriormente se sorprendió que ésta extraña luz era capaz de atravesar los objetos, a la cual llamó radiación X ó rayos X. A partir del año de 1912, los rayos X se consideraron ondas, debido al uso de menores redes de difracción ó redes cristalinas. Esta radiación también la recibimos de estrellas, **agujeros negros**<sup>9</sup> y **supernovas**<sup>10</sup>.

**7. Rayos emitidos en fisiones nucleares (rayos  $\alpha$ , rayos  $\beta$ ).** Radiación descubierta por Henri Bequerel (1852-1908, físico francés y premio Nobel en 1903 por estudios en radioactividad). Posteriormente Ernest Rutherford (1871-1937, físico neocelandés) comprobó que la emisión de radio se compone por una mezcla de diferentes radiaciones, por su intensidad las llamó: radiación alfa ( $\alpha$ ), compuesta por átomos de helio que es detenida por materia tan delgada como una hoja de papel. Los rayos beta ( $\beta$ , compuestos por electrones negativos), son capaces de atravesar mayor cantidad de materia similares a los rayos catódicos.

**8. Rayos Gamma ( $\gamma$ ).** Es la forma de radiación electromagnética más energética y de más corta longitud de onda. Fueron descubiertos en el año de 1900 por Paul Willard. Estos pueden ser producidos por materiales radioactivos como lo son: el uranio, aceleradores de partículas, además de fuentes de emisión en el Universo como lo pueden ser: la fusión de dos **estrellas de neutrones**<sup>11</sup>, emisiones que se encuentran asociadas a los procesos nucleares que se dan en las supernovas, campos magnéticos capaces de impulsar partículas muy lejos, son generados por **pulsares**<sup>12</sup>, estrellas binarias de rayos X y agujeros negros.

---

**Agujero Negro**<sup>9</sup>. Fase terminal de una estrella. Se forma cuando estrellas muy masivas ó supergigantes concluyen su evolución. Contienen la mayor atracción gravitacional en el Universo donde la luz no escapa. Únicamente son detectables por la materia estelar que absorben (estrellas, galaxias, etc).

**Supernovas**<sup>10</sup>. Estrellas que agotaron su hidrógeno, convirtiendo sus elementos ligeros en pesados. Liberando su atmósfera en una violenta explosión.

**Estrellas de Neutrones**<sup>11</sup>. Estrellas constituidas por partículas subatómicas (neutrones), concluyendo su vida como resultado de la implosión de su núcleo.

**Pulsares**<sup>12</sup>. Estrella emisora de ondas radioeléctricas en forma de pulsos intensos y regulares de aproximadamente 30 veces por segundo.

**9. Rayos Cósmicos.** Son partículas subatómicas de muy alta energía provenientes del espacio exterior, de las cuales no se tiene un origen definido y se cree que son un remanente de la Gran Explosión (**Teoría del Big Bang**<sup>13</sup>). Fueron descubiertas por el físico estadounidense Victor Franz Hess (1883-1964, físico austriaco) en 1911, al comprobar la conductividad eléctrica de la atmósfera terrestre debido a la ionización, producto de las radiaciones de alta energía. Actualmente se establece que son energizados y acelerados por ondas de choque provenientes de supernovas, pulsares, y estrellas binarias de rayos X. Es materia común que ha experimentado algún tipo de proceso (aún por descubrir) mediante el cual alcanzan increíbles niveles de energía (un **Gigaelectrónvoltio**<sup>14</sup> por cada protón ó neutrón del núcleo atómico). Sus iones son de una velocidad y energía mucho mayores que los existentes dentro del campo terrestre.

**10. Neutrinos.** Partículas sin masa ni carga eléctrica que viajan a la velocidad de la luz, emitidas en la desintegración nuclear. Pueden atravesar años luz de materia sin afectarla y posiblemente son receptoras de la energía de las estrellas a temperaturas superiores a los  $6 \times 10^9$  °C.

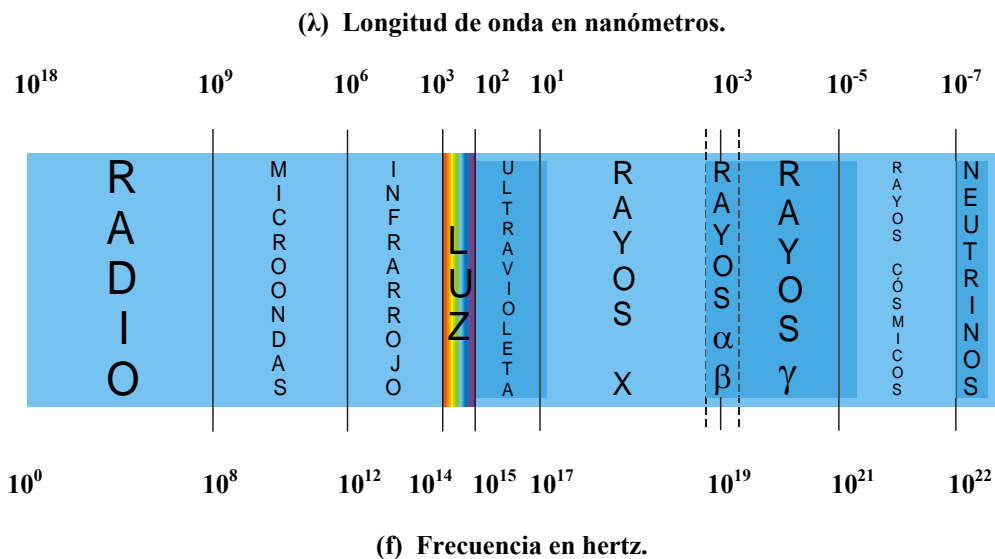


Fig. 1.2 Espectro Electromagnético.

**Teoría del Big Bang**<sup>13</sup>. Teoría de la creación del Universo (hace 15 000 millones de años) con una gran liberación de energía transformándola en materia.  
**Gigaelectrónvoltio**<sup>14</sup>. (Gev) es igual a mil millones de electrónvoltio.

## **1.7 INSTRUMENTOS ASTRONÓMICOS.**

Existen dos clases de instrumentos utilizados para el estudio del Universo como son: los colectores de luz (telescopios) y los encargados de medir, analizar las diferentes características de las radiaciones electromagnéticas (espectrómetros, bolómetros y detectores de radio).

De estos instrumentos, el telescopio es el más importante y utilizado desde su invención. Formado principalmente por componentes ópticas, mecánicas, con la principal función de captar luz. No tiene definido su origen, aunque en la edad media se empleaban rudimentarios telescopios en las cruzadas, especialmente por los árabes. Así en el año 1608 Hans Lippershey (1570-1619, óptico holandés), fue quién comenzó a desarrollar y perfeccionar el telescopio sin llegar a utilizarlo astronómicamente, sin embargo Simus Marius lo hizo un año después.

Para el siglo XVII, en el año de 1609 Galileo Galilei desarrolla dos telescopios mejorando el trabajo de Marius. Tal instrumento era un telescopio refractor muy sencillo el cual consistía en un tubo de papel, una lente plano cóncava y una plano convexa, con el cual realizó importantes descubrimientos como lo fueron: el descubrimiento de cuatro lunas de Júpiter, observaciones de la morfología, superficie y la demostración de que la Luna es un cuerpo esférico, así mismo de Venus. A partir de estos descubrimientos comienza la Astronomía telescópica.

Posteriormente Johannes Kepler (1571-1630, físico, matemático y astrónomo alemán), construye un telescopio con lentes convexas pero con defectos en la imagen. Estos defectos fueron resueltos cuando René Descartes publica un trabajo llamado: Estudio de la Óptica, en el año de 1637. Otra mejora en los telescopios especialmente en la corrección de la imagen fue realizada por James Gregory (1638-1675, astrónomo y matemático escocés) en el año de 1663, empleando por primera vez un espejo parabólico, logrando una imagen derecha.

En base a estos resultados Isaac Newton perfecciona la idea de Gregory, logrando en el año de 1688 el primer telescopio reflector que empleaba un prisma para proyectar el haz de luz. Desde entonces se ha revolucionado el diseño y la fabricación de los telescopios.

### 1.7.1 TELESCOPIO REFRACTOR.

Fue el primer tipo de telescopio construido, su principio de funcionamiento se basa en la refracción de la luz por medio de lentes (también llamados dióptricos). Este instrumento está formado por un tubo largo y estrecho por el cual viaja la luz. Una lente principal llamada objetivo que consta de dos superficies esféricas, la capta y dirige hacia el ocular (el cual está formado por un conjunto de lentes del tipo **acromáticos**<sup>15</sup> ó **apocromáticos**<sup>16</sup> encargados de corregir la aberración o defecto de los colores), con el cual la imagen puede ser igual ó mayor a la distancia focal. Existen otras características como son: *la razón focal*, que es el cociente de la distancia focal del objetivo  $F$  y el diámetro del mismo  $D$  ( $F/D$ ), *la magnificación* que es la división de la distancia focal del objetivo  $F$  y la distancia focal del ocular  $f$  ( $F/f$ ) expresada comúnmente en número de veces ( $x$ ) ó aumentos, y *la resolución angular* ( $\lambda/D$ ).

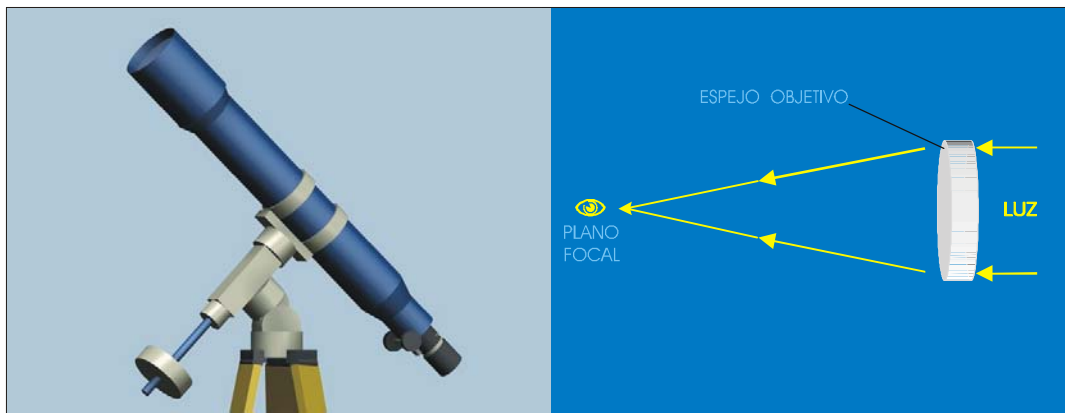
Este tipo de telescopio es utilizado por la Astronomía amateur y de forma recreativa. En cuanto a la investigación quedó en desuso por las siguientes razones: aberración cromática, pureza del cristal (composición físico-química y libre de burbujas de aire), proceso del pulido, el peso de la lente que produce su deformación debido a que su montura únicamente es periférica, y la menor luminosidad del objeto observado ya que existe una pérdida de luz en cada lente.

---

**Acromáticos**<sup>15</sup>. Objetivo de 2 lentes de diferentes tipos de cristal (crown-flint), donde sus defectos se anulan produciendo una imagen sin defectos.

**Apocromáticos**<sup>16</sup>. Objeto parcial ó total corregido de sus aberraciones ó defectos cromáticos.





*Fig. 1.3 Telescopio Refractor.*

### 1.7.2 TELESCOPIO REFLECTOR.

Este tipo de telescopio basa su principio de funcionamiento en la ley de la reflexión, fenómeno en el cual la luz que incide sobre una superficie continua reflectora se propaga con el mismo ángulo de incidencia. La luz es captada por un espejo primario, reflejando la luz hacia el foco donde se encuentra el espejo secundario plano en ángulo de  $45^\circ$  con relación al eje óptico del telescopio, reflejándola hacia el ocular.

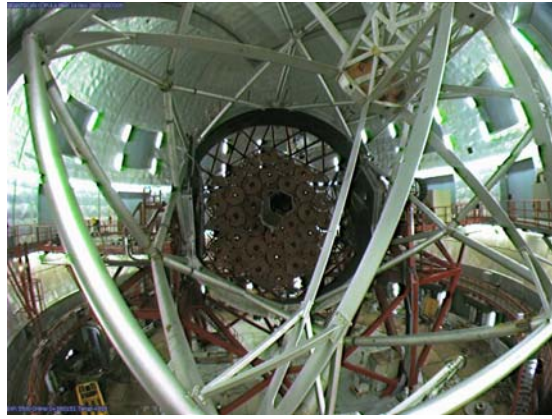
Existen diferentes tipos de monturas para telescopios: La montura altazimutal, la más común y simple, la cual contiene dos ejes de rotación, uno horizontal (de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ ) paralelo al horizonte, y otro perpendicular al anterior (de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ ). Esta montura tiene el inconveniente de ajustar los dos ejes al mismo tiempo para compensar el movimiento terrestre.

La montura ecuatorial en dos tipos: alemana; que cuenta con regulador de latitud (ajuste de acuerdo al punto de observación), dos ejes de rotación; uno paralelo al eje de la Tierra también llamado de ascensión recta (único que se ajusta al movimiento terrestre) que mantiene la posición y otro que es perpendicular (eje de declinación). El segundo tipo de montura en forma de horquilla (con eje de ascensión recta). Ambos tipos se motorizan para un seguimiento automático del objeto a través de computadora.



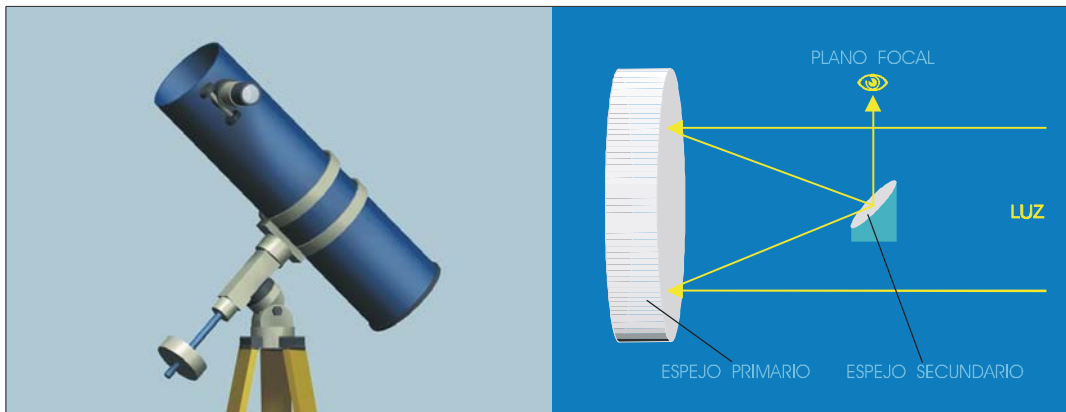
*Fig. 1.4 Telescopio SPM-OAN.*

También existen diferentes tipos de focos empleados en la Astronomía como son: foco Cassegrain, Nasmyth, y Coudé. El foco Cassegrain está formado principalmente de un espejo primario paraboloïdal y un secundario hiperboloidal para corregir la aberración esférica del foco. El foco Nasmyth, ofrece la ventaja en agregar un tercer espejo que se coloca frente al primario, con la función de desviar la luz proveniente del espejo secundario hacia el exterior del tubo del telescopio y muy conveniente para la colocación de instrumentos. Las desventajas de un foco Cassegrain son: pérdida en la reflexión de imagen y en la rotación de campo como principales características.



*Fig. 1.5 Telescopio GTC-IAC.*

En el foco Coudé la posición es totalmente fija al eje del azimut de la montura, aquí en éste foco la luz después de ser reflejada en el secundario pasa a través de una serie de espejos planos que la llevan hasta el eje de rotación de la imagen, éste foco es muy empleado para la colocación de instrumentos.



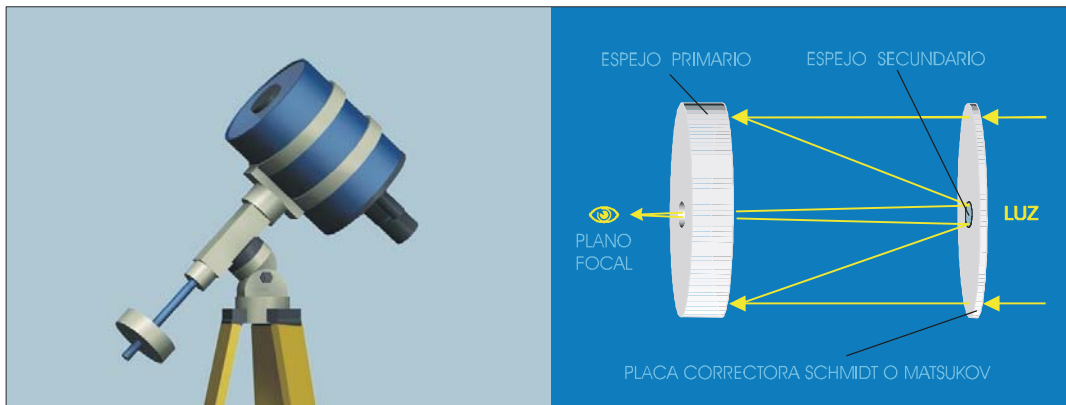
*Fig. 1.6 Telescopio Reflector.*

### 1.7.3 TELESCOPIO CATADIÓPTICOS.

Esta variante de telescopios es la combinación de elementos catóptricos (reflectores), elementos dióptricos (refractores), la cual fue creada por Giovanni D. Cassegrain (1625-1712, físico y astrónomo francés).

Este tipo de óptica es un poco más compleja, ya que la luz experimenta un recorrido mayor: la luz incidente es dirigida por un espejo primario, (con la diferencia que los rayos reflejados en la periferia no llegarán al foco, como los de la parte central del espejo), a un espejo secundario del tipo hiperbólico (del tipo convexo) que regresa la luz a través de una abertura en el espejo primario hacia el ocular. Tiempo después se requirió crear un sistema para corregir la aberración esférica producida por este tipo de superficies, tal respuesta la tuvo Bernhard Voldemar Schmidt (1879-1935, ingeniero alemán de origen estonio) en el año de 1929, quien ideó una placa correctora de vidrio, la cual desvía la luz de las zonas periféricas para crear una imagen nítida sobre la superficie esférica sin provocar defectos sobre la misma. Este principio es utilizado en las cámaras fotográficas Schmidt, de un gran campo visual y muy luminoso, con la variante que el espejo primario no tiene perforación y un portaplacas fotográfico sustituye al ocular.

Una de estas cámaras se encuentra instalada y en funcionamiento en el telescopio de 0.84m en el Estado de Puebla (Tonanzintla), del Observatorio Astronómico Nacional e I.N.A.O.E.



*Fig. 1.7 Telescopio Catadióptrico.*

Actualmente la nueva tecnología fabrica telescopios con espejos primarios segmentados de un menor grosor construidos con materiales especiales, equipados con sistemas neumáticos, electro-mecánicos, y electrónicos que corrigen su curvatura mediante computadoras.

Muestra de esta tecnología es el conjunto de cuatro telescopios en el cerro Paranal (Chile), los telescopios Keck ubicados en el monte Mauna Kea (Hawai), al igual que el telescopio Subaru ubicado en la misma zona y el telescopio espacial Hubble que se encuentra orbitando la Tierra a una altitud de 600 Km.

**1.7.4 RADIOTELESCOPIO.** Instrumento empleado por la Astronomía para realizar observaciones de las señales u ondas radioeléctricas provenientes del espacio (Radioastronomía). El radiotelescopio es capaz de registrar señales de una potencia extremadamente baja.

Para ello se necesita de una estructura similar a un reflector parabólico con su superficie cubierta con una malla metálica que concentra las radiaciones hacia un receptor de radio (en el foco de la parábola) de gran potencia que permite registrarlas. Existen arreglos de radiotelescopios en línea orientados en la misma dirección y con un mismo receptor, que permiten una mejor resolución también llamado interferómetro.



*Fig. 1.8 Radiotelescopio de 30m.*

Los principales instrumentos empleados para registrar las radiaciones electromagnéticas son:

- Bolómetro.
- Detectores de radio.
- C.C.D.

**1.7.5 BOLÓMETRO.** Es un detector térmico que mide la energía de las radiaciones electromagnéticas. El principio de su funcionamiento está basado en las propiedades de los metales como el platino, el cual cambia su resistencia eléctrica en función de la temperatura.

El instrumento contiene una ó más tiras ennegrecidas para absorber todas las radiaciones, las cuales se conectan a un circuito especial para su calibración y medición.

Existen algunos bolómetros que registran variaciones de temperatura superiores a una diezmillonésimas de grado, lo que permite registrar el calor radiante de las estrellas y otros cuerpos celestes.

**1.7.6 DETECTORES DE RADIO.** Dispositivos utilizados en la Astronomía para el registro de la radiación las ondas de radio en sus diferentes longitudes de onda. De acuerdo a la forma física del detector será la longitud de onda detectada, para lo cual existen diferentes tipos de detectores:

El dipolo es el detector mas utilizado en la Astronomía con el cual se puede registrar la cantidad de radiación de al señal y su procedencia. También existen dispositivos como los fototubos, bolómetros y calorímetros que también detectan una parte de las ondas de radio en longitudes milimétricas.

**1.7.7 C.C.D.** Dispositivo electrónico de estado sólido muy comúnmente utilizado en las cámaras digitales, que tiene como principal función captar la luz incidente y convertirla en corriente eléctrica, utilizando el efecto fotoeléctrico.

---

## **C A P Í T U L O 2**

### **R E G I Ó N I N F R A R R O J A .**

- **2.1 ¿QUÉ ES LA REGIÓN INFRARROJA?.**
- **2.2 DESCUBRIMIENTO DE LA REGIÓN INFRARROJA.**
- **2.3 REGIONES Y FUENTES DE LA REGIÓN INFRARROJA.**
- **2.4 DETECCIÓN DE LA REGIÓN INFRARROJA.**

A partir de la década de los setenta comenzó a explorarse la región infrarroja creciendo notablemente a finales de los años ochenta, esto debido al avance tecnológico en el diseño de telescopios -puesta en órbita de los primeros observatorios infrarrojos-, instrumentos astronómicos con componentes electrónicos y semiconductores más especializados que han mejorado y actualizado totalmente la información de las condiciones terrestres, al mismo tiempo permitiendo conocer más sobre la evolución del Universo. Por lo que es una de las regiones del espectro electromagnético más estudiadas por la Astronomía ó científicamente. En el presente capítulo se analiza el espectro infrarrojo con las bandas que lo comprenden, ya que el presente trabajo involucra un detector de estado sólido sensible a la emisión de luz en la región infrarroja, y que es parte central del mismo.

## **2.1 ¿QUÉ ES LA REGIÓN INFRARROJA?.**

La región infrarroja es radiación ó calor que no podemos ver ya que se encuentra en una región invisible al ojo humano y únicamente es perceptible como una diferencia de temperatura detectada por nuestra piel, así como los termómetros que lo registran, e instrumentos científicos que lo analizan. El cual es emitido por toda materia con una temperatura mayor al cero absoluto ( $0^{\circ}$  K ó  $-273.15^{\circ}$  C) y que se desplaza a  $300\,000$  km/s como toda radiación electromagnética. La región infrarroja se sitúa entre las microondas y el espectro visible, su longitud de onda comprende de:  $0.78\ \mu\text{m}$  a los  $1000\ \mu\text{m}$ . Está dividida en cuatro regiones: infrarrojo cercano (de  $0.78$  a  $3\ \mu\text{m}$ ), infrarrojo medio (de  $3$  a  $6\ \mu\text{m}$ ), infrarrojo lejano (de  $6$  a  $15\ \mu\text{m}$ ), e infrarrojo extremo (de  $15$  a  $1000\ \mu\text{m}$ ) -las dos últimas regiones cercanas a las microondas-. Estas regiones en el infrarrojo existen por los diferentes niveles de temperatura a los que se encuentra la materia, así como en cualquiera de los cuerpos celestes del Universo, en una fogata ó en un metal por fricción. De la misma manera existen zonas muy diversas del espacio exterior que son opacas ó invisibles, pero que en la región infrarroja del espectro son muy brillantes.



## **2.2 DESCUBRIMIENTO DE LA REGIÓN INFRARROJA.**

El espectro infrarrojo fue descubierto por Sir William Herschel en el año de 1800 cuando realizaba un experimento óptico para medir la temperatura del espectro solar. Estaba interesado en conocer la cantidad de calor que producía cada uno de los filtros de color que empleaba para la observación astronómica. Para ello utilizó termómetros para cada uno de los filtros, desde el violeta al rojo la temperatura aumentaba, registrando una medición superior a la del color rojo del espectro visible. Observó que ésta “extraña radiación ó nueva radiación” experimentaba las mismas propiedades de luz visible como son: la reflexión, refracción, y absorción. Posteriormente en el año de 1830, este fenómeno tomó una mayor importancia al descubrirse el efecto termoeléctrico.

## **2.3 REGIONES Y FUENTES DE LA REGIÓN INFRARROJA.**

Como sabemos la región infrarroja comprende cuatro diferentes bandas de emisión en distintas longitudes de onda, aportando cada una información acerca de la composición del objeto en estudio. Esta radiación la recibimos principalmente del Sol y del espacio exterior, en donde la detección es libre de ser filtrada, a diferencia de nuestra atmósfera que está compuesta principalmente de bióxido de carbono y vapor de agua que la absorbe en las bandas del infrarrojo mediano, lejano y extremo infrarrojo. Permitiendo el paso de únicamente una zona muy pequeña para su estudio en la banda del infrarrojo cercano. Es registrada desde observatorios terrestres con instrumentos que deben ser enfriados con nitrógeno ó helio líquido debido a que todo a su entorno brilla permanentemente, dificultando y opacando la visión de ésta región espectral, por lo que se encuentran ubicados en zonas geográficas con una altitud superior al nivel de las nubes, en la cima de las montañas donde el porcentaje de humedad es muy bajo y su absorción es mínima. Conforme se observa en la región infrarroja algunas zonas y objetos celestes comienzan a ser más visibles mientras otros desaparecen ó son mucho más brillantes.

Este tipo de estudio es un método para descubrir incluso planetas a años luz de distancia ya que en el infrarrojo son más brillantes y la radiación de estrellas ó de alguna otra fuente se reduce. Al disminuir la temperatura del cuerpo celeste la longitud de onda es mayor y su banda de emisión es más lejana, observándose objetos cada vez más fríos. Lo que ha permitido descubrir regiones muy profundas de nuestra galaxia que emite mil veces más en el espectro infrarrojo que en regiones de radio, compuestas principalmente de polvo interestelar, millones de soles y en formación así como materia de mayor edad en el Universo.

Las bandas de emisión de la región infrarroja son:

1. Infrarrojo cercano (0.78  $\mu\text{m}$  - 3  $\mu\text{m}$ ).
2. Infrarrojo mediano (3  $\mu\text{m}$  - 6  $\mu\text{m}$ ).
3. Infrarrojo lejano (6  $\mu\text{m}$  - 15  $\mu\text{m}$ ).
4. Infrarrojo extremo (15  $\mu\text{m}$  - 1000  $\mu\text{m}$ ).

**1. Infrarrojo cercano (0.78  $\mu\text{m}$  - 3  $\mu\text{m}$ ).** El infrarrojo cercano es la longitud de onda más estudiada y próxima al espectro visible, donde el polvo y la materia estelar son observables, y su rango de temperatura oscila entre los 740° K y los 5200° K. En esta región la radiación es principalmente de estrellas que están por terminar su hidrógeno, como lo son: estrellas rojas frías, estrellas enanas de baja emisión, y estrellas gigantes rojas muy masivas.

**2. Infrarrojo mediano (3  $\mu\text{m}$  - 6  $\mu\text{m}$ ).** En esta banda la radiación de objetos calientes comienza a disminuir, observando en mayor cantidad la de los objetos fríos, siendo los principales emisores: planetas, lunas, asteroides, cometas, meteoros, polvo interestelar, que se encuentran a temperaturas de entre los 92.5° K y los 740° K. El polvo interestelar es una de las principales fuentes de radiación en esta banda y en la siguiente encontrándose en cantidades infinitas en el espacio.

Así como en las colas de los cometas compuesta totalmente de hielo. En esta región es en la cual se detecta la mayor cantidad de la materia que rodea y que expulsada por la atmósfera de las estrellas.

Es una zona en la que emite intensamente el telescopio y que es muy brillante para estudiar objetos celestes. Actualmente el telescopio, sus espejos y el instrumento que registra la radiación se enfrían a temperaturas del orden de  $4^{\circ}$  K, para reducir ésta interferencia.

**3. Infrarrojo lejano ( $6 \mu\text{m} - 15 \mu\text{m}$ ).** Esta emisión es muy intensa y brillante con mayor intensidad en el centro de nuestra galaxia donde una gran cantidad de estrellas están rodeadas de polvo estelar, gas y materia fría a una temperatura desde los  $10.6^{\circ}$  K a los  $140^{\circ}$  K. Así también son observadas en esta banda radiaciones provenientes de estrellas en la fase previa a la combustión de hidrógeno llamada protoestrella, además comienzan a detectarse estrellas como las enanas marrones. Estas emisiones pueden llegar a ser tan intensas y superiores entre galaxias ó zonas muy densas de formación estelar.

**4. Infrarrojo extremo ( $15 \mu\text{m} - 1000 \mu\text{m}$ ).** Es la región más lejana del espectro infrarrojo, únicamente explorada desde el espacio exterior por satélites artificiales equipados con instrumentos sensibles como el telescopio espacial Hubble capaz de explorar esta banda. También hay observatorios que estudian gran parte de esta banda en longitudes de onda milimétricas, por lo que también puede ser detectada como una microonda en la longitud cercana a los  $1000 \mu\text{m}$ . También en esta región emiten tanto los planetas, las lunas, nubes estelares que se encuentran en regiones muy lejanas, y enanas marrones que en la zona del visible no son vistas.



*Fig. 2.1 Imagen del centro de nuestra galaxia en diferentes regiones infrarrojas.*

## **2.4 DETECCIÓN DE LA REGIÓN INFRARROJA.**

El estudio de la región infrarroja se detectó inicialmente con instrumentos muy simples, después mediante bolómetros capaces de medir temperaturas de objetos lejanos, posteriormente utilizando detectores infrarrojos, especialmente empleados por la Astronomía Infrarroja en complemento con los diversos tipos de telescopios. En un mayor porcentaje desde telescopios y observatorios que se encuentran en órbita, entre ellos el satélite astronómico infrarrojo (IRAS primero en su tipo -por sus siglas en inglés-) el cual permaneció en órbita y en funcionamiento en el año de 1983 por algunos meses y logrando un catálogo muy amplio de 350 000 fuentes infrarrojas, mejorando por mucho la investigación hasta entonces registrada en ésta región infrarroja. Algunos otros como el satélite COBE se envió con la misión específica de estudiar de cerca la atmósfera y los diferentes comportamientos del Sol.

Desde la Tierra existen muy diversos observatorios como lo son: los situados en el monte Mauna Kea a una altitud de 4200m sobre el nivel del mar en la isla de Hawái, el conjunto de cuatro observatorios localizados en el desierto de Paranal Chile, los cuales mediante técnicas de interferometría explorarán regiones más profundas del Universo.

Otro satélite importante en el estudio del espectro infrarrojo es la Instalación Telescópica Infrarroja Espacial (SIRTF Space Infrared Telescope Facility, por sus siglas en inglés) que tiene como objetivo estudiar el Universo en esta longitud de onda. Empleando dicho observatorio orbital, los científicos realizan interesantes descubrimientos detectando la energía radiada por objetos en el espacio entre longitudes de onda de 3 y 180 micrómetros.

Otro de los proyectos que tendrán continuación es del telescopio espacial hubble (HST Hubble Space Telescope -por sus siglas en inglés-) que al término de su vida útil será reemplazado por el telescopio espacial de próxima generación (NGST Next Generation Space Telescope -por sus siglas en inglés-) construido por la agencia espacial europea (ESA –por sus siglas en inglés-) y la Daimler-Chrysler, el cual observará en las longitudes de onda de 6  $\mu\text{m}$  a 10  $\mu\text{m}$ .

---

# C A P Í T U L O 3

## D E T E C T O R E S I N F R A R R O J O S .

- 3.1 HISTORIA DE LOS DETECTORES.
- 3.2 DEFINICIÓN DE UN DETECTOR.
- 3.3 PARÁMETROS DE UN DETECTOR.
- 3.4 DETECTORES DE ESTADO SÓLIDO.
- 3.5 DETECTORES INFRARROJOS.
- 3.6 DETECTOR BOEING-HAWAII DE 1024 X 1024 PÍXELES.
- 3.7 MULTIPLEXOR EN EL DETECTOR INFRARROJO.
- 3.8 CELDAS DEL DETECTOR INFRARROJO.

La revolución tecnológica en las últimas tres décadas es muy clara, y un ejemplo muy significativo son los detectores de estado sólido muy utilizados por la industria electrónica de consumo, como resultado de las investigaciones científicas de diversas compañías. Así como en instrumentos científicos empleados en diferentes áreas de la ciencia, en especial por la Astronomía.

### **3.1 HISTORIA DE LOS DETECTORES.**

El detector infrarrojo es uno de los importantes inventos, que ha experimentado un dramático avance en su sensibilidad y sofisticación. Los primeros detectores que se utilizaron para el estudio del espectro infrarrojo fue en la primera mitad del siglo XX. El primer detector empleado para aplicaciones astronómicas estaba construido principalmente con PSb (Antimoniuro de Fósforo), que fue utilizado en los primeros registros astronómicos en el observatorio de Monte Palomar en California.

Actualmente existen nuevos diseños de detectores algunos con la capacidad de ser sensibles en: el espectro infrarrojo (IR), el espectro visible, y el espectro ultravioleta (UV). Cubriendo una longitud de onda hasta los 2000 nm ó 2 milímetros. Esto es producto del avance en la tecnología de su construcción (**STJ Superconducting Tunnel Junction**, por sus siglas en inglés), mejorando en un 50% el más importante de sus parámetros: la eficiencia cuántica.

Otra nueva técnica en el diseño de nuevos detectores infrarrojos es la llamada **HTS (High Temperature Superconducting**, por sus siglas en inglés) desarrollada por la Universidad de Rochester (E.U.) y la Universidad Metodista del Sur de Texas (E.U.) con el empleo de nuevos compuestos químicos y una nueva generación de materiales de estado sólido como lo es YtBrCrO además de nuevos diseños en nanoestructuras para su construcción. Principalmente son un nuevo tipo de estructuras cristalinas nanoatómicas que permiten nuevas aplicaciones en la electrónica y optoelectrónica. Son ideales para estas aplicaciones por su alto coeficiente de absorción y con respuestas del orden de:  $1 \times 10^{-15} \text{ s} = 1 \text{ fs}$ .

Tal detector que consta de miles de microbolómetros ofrece múltiples aplicaciones principalmente astronómicas, ya que cuenta con píxeles de  $40\ \mu\text{m} \times 40\ \mu\text{m}$ . Los microbolómetros son micropuentes microscópicos de YBrCrO muy delgados con una baja capacitancia unidos mediante juntas, los cuales son ideales como transductores optico-eléctricos. Estos micropuentes están térmicamente aislados del exterior. En cuanto a las principales mejoras son sus características de superconducción y temperaturas de operación que no necesariamente hacen uso de la criogenia, mejorando la detección del espectro infrarrojo lejano y en el espectro ultravioleta.

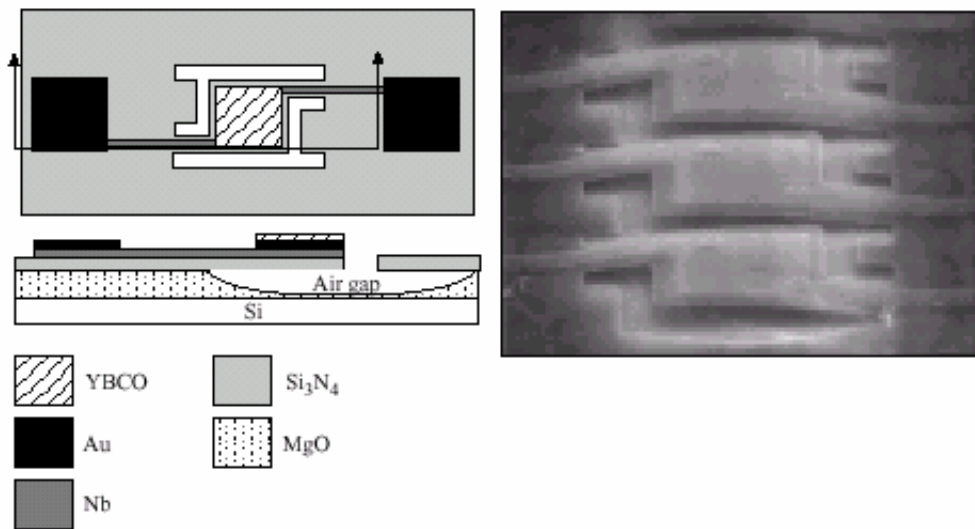


Fig. 3.1 Esquema y vista ampliada de un microbolómetro de tecnología HST.

En general el principio básico del detector superconductor cuántico, es la absorción del fotón en la capa superconductor (fotón de alta energía) compartiendo esta energía con los fotones de menor energía, originando un aumento en el nivel de la corriente hasta alcanzar un valor crítico. La película superconductor cambia de un estado resistivo a un nivel de conducción en el que genera un pulso de voltaje, a este proceso se le conoce como **multiplicación de avalancha**.

Otro avance en el desarrollo de nuevos detectores, es el nuevo formato  $2048 \times 2048$  píxeles HgCdTe de segunda generación Hawaii-2 a partir de un anterior formato de  $1024 \times 1024$  píxeles.



Diseñado con doble capa de diodos de heteroestructura planar -DLPH, por sus siglas en inglés-, que cuenta con la capacidad de registrar longitudes de onda en el infrarrojo, visible y una cierta región del ultravioleta. Con la principal variante que sustituye el sustrato de zafiro en el formato anterior por una nueva capa de CdZnTe que mejora la eficiencia cuántica, una mejor resolución y respuesta con mejores características respecto a la temperatura de operación en combinación con el material de HgCdTe del detector.

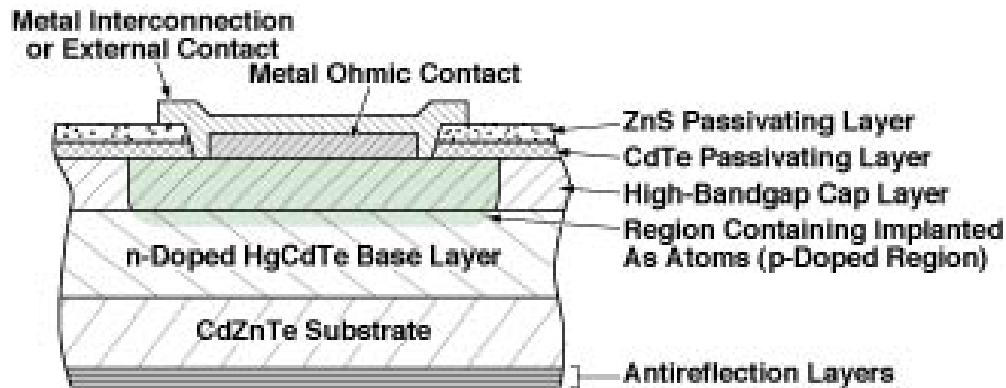


Fig. 3.2 Esquema de un detector infrarrojo diseñado con DLPH.

Existen diferentes tipos de materiales empleados en la construcción de los detectores infrarrojos:

1. Los detectores cuánticos comúnmente empleados para el estudio del espectro infrarrojo, son de hasta longitudes de onda de 1100nm.
2. El material InSb (Antimoniuro de Indio) uno de los principales materiales utilizados en detectores infrarrojos.
3. El material semiconductor GaAs (Aseniuro de Galio) que es muy común y comercial en los detectores, además de el InGaAs que ofrece excelente respuesta espectral en longitudes de onda de los 850nm a los 1700nm.

4. El compuesto de HgCdTe (Mercurio-Cadmio-Teluro) que es otro material semiconductor empleado por sus características atómicas. Muy efectivo y empleado en detectores para el estudio del espectro infrarrojo (principalmente), además del espectro visible.
5. Otro compuesto empleado en conjunto con el HgCdTe, es el ZnCdTe (Zinc-Cadmio-Teluro) que favorece las características atómicas de los cristales de CdTe, altamente efectivo como un sustrato en la construcción de detectores de fotones.
6. Los detectores con fotodiodos de Silicio, son comúnmente empleados en el estudio del espectro infrarrojo cercano ya que la sensibilidad de los fotodiodos no supera longitudes de onda de 1100nm.
7. Las nuevas técnicas HST y SQD que mejoran la velocidad de respuesta a niveles de superconducción emplean materiales como: Oro, Óxido de Magnesio, Niobio, Titanio.

Nuevos compuestos de materiales que pertenecen a los elementos cuaternarios se emplean cada vez más como lo son: GaInAsSb/InAsSbP en sustratos de GaSb e InAs para la construcción de fotodiodos de avalancha que ofrecen una mayor sensibilidad espectral en las regiones del mediano (MIR) y lejano infrarrojo (FIR). Logrando diseñar píxeles capaces de registrar longitudes de onda de hasta 130  $\mu\text{m}$ . Además de no requerir enfriamiento a temperatura del nitrógeno líquido.

Existen diferentes tipos de detectores como pueden ser los CCD (dispositivos de carga acoplada) los cuales son sensibles en el espectro visible, y muy utilizados en cámaras digitales, teléfonos celulares, palm pilots, relojes, telescopios, y otros equipos e instrumentos electrónicos.

También hay otros detectores llamados C.I.D. (dispositivos de inyección de carga), muchos de los cuales son sensibles en el espectro infrarrojo, espectro ultravioleta y que son empleados en áreas de investigación. Estos dispositivos son usados en instrumentos más especializados y científicos, que desde su construcción se define la sensibilidad al tipo de radiación electromagnética que registrará.

Los detectores que son utilizados en cámaras infrarrojas para aplicaciones científicas son del tipos de C.I.D. ya que puede controlarse píxel por píxel la lectura del dispositivo, lo que permiten diferentes tipos de lectura.

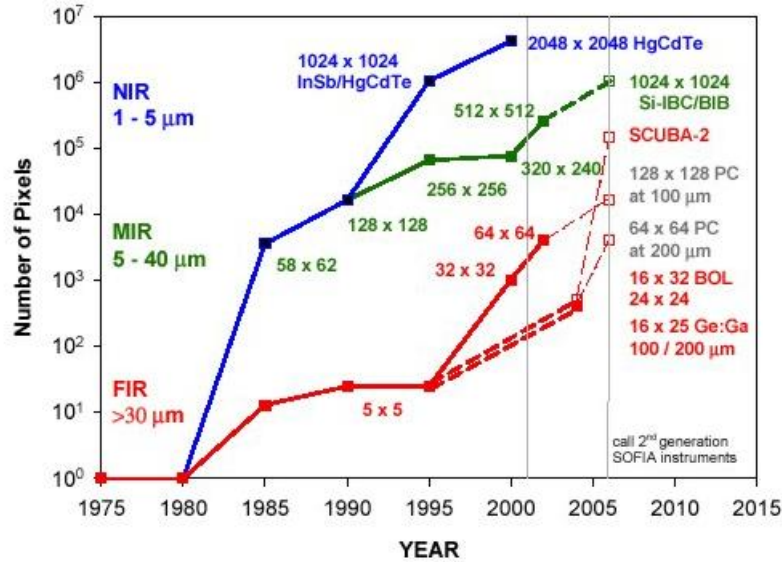


Fig. 3.3 Evolución del formato de arreglos infrarrojos en diferentes rangos.

### 3.2 DEFINICIÓN DE UN DETECTOR.

En general los detectores son transductores que convierten señales de algún tipo en otras de diferentes características para su manipulación. Convierten la radiación electromagnética de cierta longitud de onda como puede ser la luz visible en señales eléctricas que son amplificadas por diferentes equipos para su manejo y estudio. Aquellos detectores que registran radiaciones electromagnéticas como: la infrarroja, visible o ultravioleta son llamados **fotodetectores**, clasificándose principalmente en dos diferentes tipos: en **detectores térmicos** y **detectores cuánticos** ó de fotones.

### 3.2.1 DETECTORES TÉRMICOS.

Los **detectores térmicos** son hechos principalmente de materiales que cambian sus propiedades físicas de acuerdo a la cantidad de radiación y temperatura que los afecta, como puede ser la conductividad eléctrica, ó térmica. Un ejemplo de éste tipo es el **bolómetro** el cual emplea cintas de metal enegrecidas para mejorar sus propiedades eléctricas y térmicas, ofreciendo una mayor respuesta de su comportamiento.

### 3.2.2 DETECTORES CUÁNTICOS.

Entre los **detectores de cuánticos** están: los **detectores de estado sólido** y los **detectores fotoemisivos**. Dentro de los **detectores de estado sólido** están los **detectores fotovoltaicos** los cuales se comportan como una celda fotoeléctrica, entregando una señal de salida con un nivel de voltaje y corriente de acuerdo a la cantidad o flujo de electrones que inciden en el arreglo detector. Las uniones P-N en el material, absorben los fotones infrarrojos que se generan en pares de electrón-hueco los cuales producirán un voltaje externo, que será proporcional a la cantidad de fotones que llegaron a la juntura, siempre y cuando el semiconductor esté iluminado.

Los **detectores fotoconductores** varían su resistencia de acuerdo a la cantidad de fotones que chocan en el material, debiendo existir una señal de bias que verifica la variación de la resistencia eléctrica del detector. Este tipo de detectores tienen la particularidad de que la señal a ruido tiende a variar en relación a los detectores fotovoltaicos. Por esta razón existen más aplicaciones con detectores fotoconductores, en longitudes de onda de hasta 1500 nm.

En los **detectores fotoemisivos** los electrones son emitidos desde un electrodo hacia el exterior como lo puede ser en un gas, ó el vacío.

En los detectores tanto fotoconductores como fotovoltaicos el intercambio energético reside entre la banda de valencia y la banda de conducción. Entre estos niveles de diferente energía cuántica existe una región prohibida que es de diferente valor entre los diferentes materiales, a esta banda también se le llama **energy gap**.

De acuerdo al tamaño de este espacio (energy gap) el material se comportará como un conductor, semiconductor, o aislante. Si el material es un conductor significa que los electrones pasarán de la banda de valencia a la banda de conducción con una pequeña diferencia de potencial. Conforme aumente la banda prohibida el material pasará de un semiconductor que necesitará de una energía ( $\leq 2$  eV) menor para excitar a los electrones, a un aislante que necesita de una mayor energía ( $\geq 2$  eV) para llevar a los electrones a la banda de conducción.

### **3.3 PARÁMETROS DE UN DETECTOR.**

Existen una serie de parámetros que determinan el desempeño de un detector, como lo son:

- 1. Relación señal a ruido (S.N.R.).**
- 2. Respuesta espectral.**
- 3. Respuesta en frecuencia.**
- 4. Tiempo de respuesta.**
- 5. Potencia Equivalente de Ruido (N.E.P.).**
- 6. Ruido ( $V_R$ ).**
- 7. Eficiencia Cuántica ( $\eta$ ).**
- 8. Fuentes externas de ruido.**

### 1. Relación señal a ruido (S.N.R.).

Esta relación determina la calidad de la señal de salida del detector. Se obtiene mediante la división de el voltaje de salida del detector entre el voltaje rms del ruido.

$V_{S\ DET}$  = Voltaje de salida del detector (Volts).

$V_{RMSR}$  = (Voltaje pico del ruido)(0.707).

$$S.N.R. = V_{S\ DET}/V_{RMSR}$$

### 2. Respuesta Espectral.

El parámetro es el cambio de la señal de salida en relación a la variación de la longitud de onda de la señal de entrada, está dada por un flujo radiante por unidad.

### 3. Respuesta en Frecuencia.

La respuesta en frecuencia es el rango dentro del cual la señal del detector ( $V_S$ ) será adecuada, y comenzará a disminuir a razón de 6 db por década una vez que alcance su máximo.

### 4. Tiempo de Respuesta.

El tiempo de respuesta ( $\tau$ ) es el tiempo que tarda en alcanzar la señal de salida su nivel pico ( $1-1/e$ ) y disminuya a ( $1/e$ ) del mismo.

### 5. Potencia Equivalente de Ruido (N.E.P.).

Este parámetro representa el flujo mínimo radiante detectable y definido como la potencia radiante incidente rms necesaria para generar un voltaje de salida  $V_{S\ DET}$  del mismo nivel de la señal de ruido  $V_R$ . De acuerdo a lo anterior se tiene la siguiente relación:

$$N.E.P = P/(V_{S\ DET}/V_R) = V_R/R$$

## 6. Ruido ( $V_R$ ).

También utilizado con el término (N). El funcionamiento de los detectores de estado sólido está limitado por el ruido que es producto de procesos aleatorios, y que no es posible determinar su nivel y/o frecuencia en cierto instante, afectando el rendimiento de éstos dispositivos. Una de las principales características de la electrónica asociada es el de disminuir toda fuente de ruido que afecte el desempeño del detector y el sistema propio. Incluye el ruido de la propia señal que se estudia y del dispositivo siendo mínimo ó de un nivel muy bajo para evitar la interferencia en procesos de lectura.

El ruido normalmente se especifica como la raíz cuadrada promedio del voltaje o corriente, cuando existen diferentes fuentes de ruido éstas se suman.

$$V_{R\text{ TOTAL}} = (V_{R1} + V_{R2} + V_{R3} + \dots + V_{RN})^{1/2}$$

El ruido es producto de la ausencia de polaridad en materiales resistivo-semiconductores producto de la temperatura del material y de portadores libres.

Existen diferentes tipos de ruido como lo son:

1. Ruido de Johnson ó Ruido Blanco.
2. Ruido de generación-recombinación.
3. Ruido 1/f.
4. Ruido de fotones (Foton Noise).

### 1. Ruido de Johnson ó Ruido Blanco.

Este ruido se presenta en todos los materiales semiconductores y resistivos que no cuentan con una polarización y que es independiente de la frecuencia. En la década de los años veintes se encontró su existencia, los hay de 2 tipos: voltaje de ruido a circuito abierto ( $V_N$ ) y corriente de ruido a corto circuito ( $I_N$ ). La señal de ruido será proporcional a la raíz cuadrada media del ancho de banda de la señal.

Para calcular este tipo de ruido se utiliza la expresión:

$$V_N = (4kTrBW)^{1/2} \quad \text{donde:}$$

**k** = Constante de Boltzman.

**BW** = Ancho de banda de la señal.

**R** = Resistencia eléctrica.

**T** = Temperatura del material.

**r** = Resistencia del material.

## 2. Ruido de generación-recombinación.

Este tipo de ruido es generado por la variación de la temperatura en los portadores libres en el interior del semiconductor, cambiando la resistencia interna del material. El espectro en frecuencia es plano hasta un valor aproximado al inverso del tiempo de vida de uno de los portadores, y decrece a razón de 6 db por octava.

Las expresiones para el cálculo de este ruido son las siguientes:

$$V_N = (2I_B)((\tau)(BW)/(N(1 + \omega^2 \tau^2)))^{1/2}$$

$$I_N = (2I_B)((\tau)(BW)/(N(1 + \omega^2 \tau^2)))^{1/2}$$

**I<sub>B</sub>** = Corriente de polarización.

**R** = Resistencia del material.

**τ** = Tiempo de vida del portador libre.

**N** = Número de portadores libres.

**ω** = Frecuencia angular de señal.

## 3. Ruido (1/f).

Este ruido es producto y se asocia con los efectos de la barrera de potencial y corrientes de fuga en los semiconductores, y que depende del inverso de la frecuencia.



Se atribuye a la corriente de fuga y a la barrera de potencial entre las uniones de semiconductores dopados con diferentes impurezas.

#### 4. Ruido de fotones (Foton Noise).

Este ruido en particular es proveniente de la fuente que esta en estudio, la radiación electromagnética en general es producto de variaciones en el campo eléctrico y magnético las cuales son aleatorias, por lo cual no existe una coherencia entre átomos que irradian los fotones. Producido por cada uno de los fotones que inciden en el área sensible del detector y que alcanzan a excitar cada uno de los electrones en el material.

#### 7. Eficiencia Cuántica ( $\eta$ ).

Cuando se define la responsividad (R) como la salida por fotón detectado en función del voltaje o corriente u otra medida (no potencia), se obtiene la eficiencia cuántica que es la calidad de respuesta a los fotones que recibe el detector.

#### 8. Fuentes externas de ruido.

Entre otro tipo de ruidos externos que influyen en el funcionamiento del detector, son: las variaciones de temperatura, las interferencias propias de la línea de alimentación de C.A. (60 Hz), más las producidas por motores y vibraciones mecánicas de maquinaria cercanas al detector.

El mejor método para atenuar estas fuentes de ruido, es conocer su espectro en frecuencia, y así identificar las fuentes que generan determinadas frecuencias.

### 3.4 DETECTORES DE ESTADO SÓLIDO.

Dentro de los dispositivos de estado sólido, se encuentran los fotoconductores que están agrupados en diferentes tipos:

1. Detectores Intrínsecos.
2. Detectores Extrínsecos.
3. Detectores de portadores libres.

#### 1. Detectores Intrínsecos.

En los detectores intrínsecos el material es puro ya que no tiene algún otro elemento químico en su estructura y requieren de fotones con una cantidad de energía mayor a la banda prohibida. Cuentan con un nivel de absorción óptico muy alto debido a la duración de sus portadores libres permitiendo soportar niveles de temperaturas mayores a los materiales extrínsecos. En este tipo de detectores es necesaria una mayor cantidad de energía ( $h\nu$ ) por parte de los fotones para superar el nivel energético de la banda prohibida en el material semiconductor. En los detectores intrínsecos un nivel de absorción óptica, una mayor duración en sus portadores libres y un rango más amplio de operación en temperatura.

La ecuación que determina el límite de la longitud de onda es la siguiente:

$$\lambda = hc/E_G$$

$\lambda$  = Límite de la longitud de onda.

$hc$  = Energía del electrón.

$E_G$  = Nivel energético de la banda prohibida.

#### 2. Detectores Extrínsecos.

Estos semiconductores extrínsecos han sido enriquecidos con impurezas de algún otro tipo de material para modificar la banda prohibida, logrando que el electrón de esta impureza llegue a la banda de conducción con una diferencia de potencial menor a la inicial. Las impurezas en el material determinan la longitud de onda a la cual será sensible el detector.

Materiales intrínsecos como el HgCdTe, InSb, PSb, reciben los fotones con la energía suficiente (0.05-1.3eV) para hacer que electrones de la banda de valencia lleguen a la banda de conducción.

En estos materiales los fotones incidentes provocan que portadores libres que se encuentran en un estado impuro se desplacen a un estado de conducción, comportándose como un donador ó un receptor próximo a la banda de valencia. Otros materiales como Si, In, As, Pt, y elementos de los grupos IIA, IIB, que son semiconductores extrínsecos forman parte del semiconductor como impurezas que se agregan para mejorar la conductividad del material.

Como características propias de los semiconductores extrínsecos son: temperatura baja de operación (4°K–30°K) y un bajo coeficiente de absorción óptica.

La ecuación que determina el límite de la longitud de onda es la siguiente:

$$\lambda=hc/E_i$$

$\lambda$  = Límite de la longitud de onda.

$hc$  = Energía del electrón.

$E_i$  = Energía impura de ionización del material.

### 3. Fotoconductores de portadores libres.

Estos materiales tiene la característica de poseer una gran facilidad que permite un libre movimiento de sus portadores libres. La radiación externa provoca un cambio en los electrones dentro de la banda de conducción del material semiconductor, lo que altera la resistencia eléctrica del mismo. Para que estos materiales operen adecuadamente, el rango de temperaturas debe oscilar entre la del nitrógeno y helio líquido. Este requerimiento de temperatura es necesario para una adecuada detección de la radiación infrarroja y evitar interferencias con las señales eléctricas de los componentes.

### 3.4.1 DETECTORES DE JUNTURA.

Los detectores de juntura tienen la característica de que la radiación incidente genera pares de electrón-hueco al mismo tiempo que portadores minoritarios los cuales pueden generar un circuito abierto de voltaje ó un corto circuito de corriente, originando que el comportamiento (voltaje-corriente) no sea lineal y sea como el de un diodo. Estos detectores ofrecen una mejor eficiencia cuántica cuando la radiación incide completamente en la zona difusa del material.

### 3.4.2 DETECTORES DE HOMOJUNTURA.

Estas uniones son conocidas comúnmente como diodos ó rectificadores, que es la unión de un material de tipo P y otro de tipo N, en cual la se intercambian los huecos de la región P con los electrones de la región N, esto varía según la polaridad del voltaje que se le aplique, donde ahora los huecos del material N se mueven al semiconductor P y los electrones del material P a la región N.

La ecuación de funcionamiento del diodo está dada por la siguiente expresión:

$$I_D = I_0 (e^{qV_D/mkT} - 1) \quad \text{donde:}$$

$I_D$  = Corriente del diodo.

$I_0$  = Corriente inversa de saturación.

$V_D$  = Voltaje del diodo.

$m$  = Constante que varía entre 1 y 2.

$k$  = Constante de Boltzman.

$T$  = Temperatura absoluta.

El término  $kT/q$  se representa por  $V_T$ .

Cuando el voltaje  $V_D$  es negativo, la corriente  $I_o$  es negativa, variando de acuerdo a la estructura física del componente. Cuando  $V_D$  es positiva es mucho mayor a  $V_T$  se representa por medio de la siguiente

fórmula:  $I_D = I_o e^{V_d/V_{Tm}}$

### **3.4.3 DETECTORES DE HETEROJUNTURA.**

Los detectores de heterojuntura están formados por dos diferentes tipos de semiconductores, de estructura atómica similar. Se utiliza el crecimiento epitaxial en el material para obtener una región más amplia en la zona óptica de absorción y una mejora cuántica. El Arseniuro de galio (GaAs) y el Teluro de Plomo (TePb) son ejemplos de heterojunturas.

### **3.4.4 DETECTORES DE BARRERA SCHOTTKY.**

En este tipo de junturas (depósito de metal sobre el material semiconductor) también se produce el mismo efecto que en uniones N-P (diodo). Tienen la característica de ser iluminados por la parte del semiconductor en lugar que sea la parte metálica que reciba la radiación y empleados cuando la estructura del material P ó N no proporcionan una adecuada unión.

### **3.4.5 DETECTORES DE AVALANCHA.**

En estos detectores se utiliza el efecto conocido de avalancha, el cual consiste en proporcionar un gran flujo de electrones en la región de la juntura. Este fenómeno se produce cuando existe un mayor nivel de voltaje inverso del permitido. También se le conoce como efecto zener cuando existen pequeñas variaciones de voltaje inverso en la juntura con el mismo resultado al efecto avalancha.

### **3.4.6 DETECTORES DEL TIPO METAL / AISLANTE / SEMICONDUCTOR (MIS).**

Entre los detectores de estado sólido tipo **MIS** (**Metal-Insulator-Semiconductor**, por sus siglas en inglés) encontramos dos diferentes variantes:

1. Los detectores de carga acoplada (**CCD –Coupled Charge Device**, por sus siglas en inglés–).

Las características por las cuales son muy empleados los CCD's son las siguientes:

- Las dimensiones del dispositivo son pequeñas, por lo que es muy compacto y disipa una baja potencia.
- La radiación que absorbe el C.D.D. es en su totalidad convertida en corriente eléctrica.
- El coeficiente de dispersión es despreciable ya que detecta un 100% de la radiación que recibe.

En los detectores de carga acoplada (C.C.D.'s), el principal material del semiconductor es del tipo **Metal-Oxido-Semiconductor (MOS)**. En el cual se deposita una capa de óxido de silicio sobre el semiconductor del tipo P con un espesor de 0.1mm, sobre esta misma capa se encuentra todo un arreglo de transistores del tipo MOS, que son los encargados de transferir la carga. Esta carga ó señal se almacena en la parte posterior de cada uno de los electrodos del dispositivo cuando la diferencia de potencial es positiva respecto al sustrato de silicio, siendo atraídos los electrones al cuerpo del electrodo. Esto ocasiona que los huecos sean repelidos por el material del tipo P, formándose una zona libre de cargas conforme aumenta el voltaje positivo, esta zona libre de cargas ó “pozos” hacen que los electrones que crucen por la zona sean absorbidos.

Cuando la luz incide en el detector, se absorben electrones en el sustrato del detector comenzando a formar pares de electrón-hueco que circulan a través del material, según la polaridad de la carga.

La cual comienza a desplazarse por todo el arreglo debido a los pozos en el material y la técnica de acoplamiento de carga, permitiendo “mover” la carga eléctrica aplicando un voltaje mayor en el siguiente electrodo. Tales electrodos reciben una serie de pulsos de voltaje con niveles de ceros y unos requeridos para permitir el movimiento de la carga. A los electrodos se encuentran conectados a tres diferentes fases de voltaje con los cuales se controlan y almacenan los electrones que fluyen por toda una fila del arreglo del detector. Estos pulsos de voltaje (10vp) son generados por circuitos electrónicos externos al arreglo del detector; el arreglo está distribuido en filas y columnas; las filas constituidas por electrodos y las columnas formadas por canales de transferencia están limitadas por regiones de acotamiento compuestas del sustrato del material, estas regiones contaminadas impiden que los electrones se agreguen a esta zona por la repulsión existente en el material tipo P.

Las anteriores características son empleadas por los C.C.D.'s, donde se aprovecha el registro el registro serial de la radiación así mismo son comúnmente empleados para el obtención de imágenes astronómicas y formando parte indispensable de cualquier telescopio moderno.

2. Los dispositivos de inyección de carga (**C.I.D.** –**C**oupled **I**njection **D**evice, por sus siglas en inglés–).

Son dispositivos que de acuerdo a sus características, es posible obtener una lectura del dispositivo en diferentes modos y no secuencial como en los C.C.D.'s, debido a que en éste tipo de arreglos existen registros de corrimiento tanto en dirección vertical como en dirección horizontal, lo que permite seleccionar el área de lectura del detector.

DETECTOR	TIPO	COMPUESTOS
Fotoconductores.	Intrínsecos. Extrínsecos. Portadores libres.	Cadmio-Mercurio-Teluro Sales de Plomo. Germanio dopado, Silicio. Antimoniuro de Indio.
Dispositivo de juntura.	Homojunturas. Heterojunturas. Barrera Schottky. Avalancha.	Antimoniuro de Indio. Estaño-Teluro-Plomo. Teluro de Plomo. Arseniuro de Galio. Platino, Silicio. Germanio, Silicio.
Dispositivo <b>MIS</b> . Metal-Aislante-Semiconductor.		Antimoniuro de Indio.

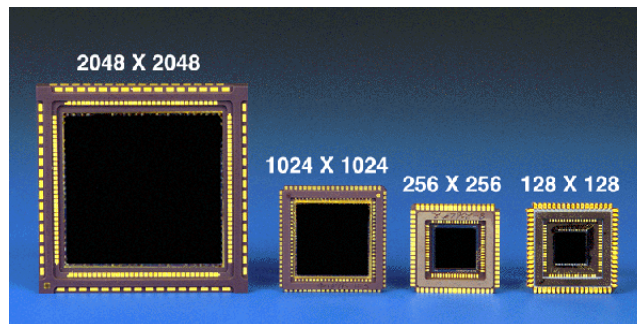
Tabla. 3.1 Detectores de estado sólido de fotones.

### 3.5 DETECTORES INFRARROJOS.

Los detectores infrarrojos son arreglos matriciales que son sensibles a las longitudes de onda que se encuentran más allá del rojo visible. El empleo de dispositivos para el análisis de esta radiación comenzó en la segunda mitad del siglo XIX. Los astrónomos utilizaban sencillos termopares para el estudio de la Luna. Así comenzaron a evolucionar paulatinamente los dispositivos con diferentes materiales semiconductores y compuestos químicos como el PSb. La invención del transistor en 1948 mejoró la calidad de los instrumentos y fue en la década de los sesentas cuando la astronomía infrarroja se inició con el desarrollo de los bolómetros de germanio siendo mucho más sensibles a las radiaciones infrarrojas.



Posteriormente en la década de los ochentas comenzaron los arreglos de detectores de 2 X 2 píxeles hasta arreglos de 256 x 256 píxeles (65536 detectores) fabricados principalmente de: InSb y HgCdTe (actualmente el compuesto base de los detectores infrarrojos actuales), ejemplo de esto es el detector infrarrojo Hawaii de 1024 X 1024 píxeles y su variante ALADDIN, este formato es la base del actual proyecto y tesis. Otro detector infrarrojo de próxima generación es: el Hawaii-2 de 2048 X 2048 píxeles que alcanza a registrar radiaciones en el medio y lejano infrarrojo y el tamaño en mega píxeles va en aumento en los futuros detectores infrarrojos.



*Fig. 3.4 Evolución del formato de arreglos infrarrojos Boeing-Hawaii.*

La composición general y básica de arreglos infrarrojos está formada principalmente por la capa que contiene los miles ó millones de detectores infrarrojos que transmiten la señal de cada uno de los píxeles, a través de gotas de indio que interconecta a los amplificadores en cada una de las celdas. La lectura es producto del impacto de los fotones que generan pares de electrón-hueco en el semiconductor, produciéndose un efecto capacitivo con un valor inicial de carga y que es controlado por transistores de efecto de campo (FET), que manejan y amplifican las salidas del detector.

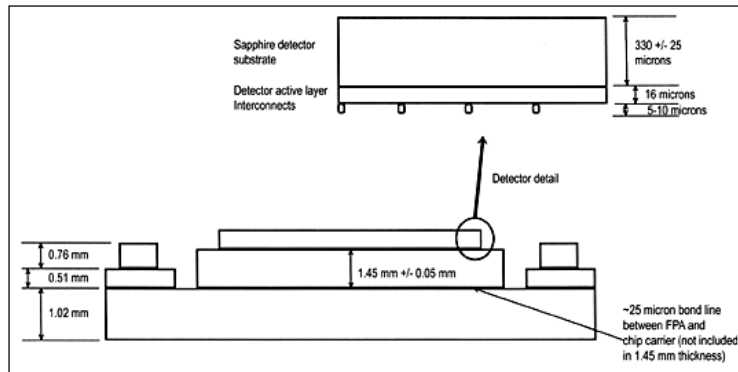


Fig. 3.5 Conexión interna del arreglo infrarrojo Boeing-Hawaii.

A continuación se describen las características del detector Hawaii de 1024 X 1024 píxeles empleado en este proyecto.

### 3.6 EL DETECTOR BOEING-HAWAII DE 1024 X 1024 PÍXELES.

La cámara infrarroja emplea un detector **HAWAII (HgCdTe Astronomical Wide Area Infrared Imager** -por sus siglas en inglés-, detector infrarrojo astronómico de HgCdTe de área amplia). Es un detector híbrido construido con un arreglo fotovoltaico de HgCdTe, que está conectado con la capa que contiene los multiplexores a través de conexiones de Indio, el detector contiene un sustrato de zafiro con un depósito de CdTe para mejorar el desempeño del arreglo fotovoltaico. Las dimensiones del píxel del detector van de acuerdo a la longitud de onda que recibirá de la región infrarroja. Este tipo de detector es sensible a radiaciones del infrarrojo en la banda de 0.78  $\mu\text{m}$  a 2.5  $\mu\text{m}$ . El detector es desarrollado y construido por la compañía estadounidense Rockwell Science Center –ahora parte de Boeing–, en conjunto con la Universidad de Hawai (HU) ofreciendo tres tipos de detectores para su prueba y aprobación de la institución compradora:

1. **Detector con multiplexores.** sin la conexión de los píxeles.
2. **Detector de ingeniería.** que cuenta con la capa de multiplexores, una corriente oscura superior a la de las especificaciones y un cierto porcentaje de píxeles desconectados.

3. **Detector de grado científico.** es el detector de mejor calidad que ofrece una respuesta similar en sus cuatro cuadrantes, una corriente oscura dentro del rango del fabricante, y un menor número de píxeles dañados respecto al detector de ingeniería.

Para el correcto funcionamiento del detector infrarrojo, se toman en cuenta diferentes características de los componentes para un adecuado diseño del circuito impreso, ya que se presentan interferencias entre los componentes, además de las fatigas térmicas que deben soportar entre la temperatura ambiente y de nitrógeno líquido las cuales son necesaria para comprobar su correcto funcionamiento. El detector con su correspondiente circuito impreso operará dentro de un contenedor llamado crióstato, el cual contendrá el nitrógeno líquido y una presión de vacío total requerida para el correcto funcionamiento del detector infrarrojo.

A continuación se listan los parámetros de operación más importantes que ofrece el fabricante de acuerdo a la temperatura de operación, los cuales son los siguientes:

PARÁMETRO	VALOR DEL FABRICANTE
Tipo de detector.	Tipo Fotovoltaico de HgCdTe.
Formato del detector.	1024 píxeles X 1024 píxeles.
Respuesta espectral.	0.85 $\mu\text{m}$ a 2.5 $\mu\text{m}$ .
Tamaño del píxel.	18.5 $\mu\text{m}$ .
Eficiencia Cuántica.	>50% de 0.80 $\mu\text{m}$ a 2.5 $\mu\text{m}$ .
Capacidad máxima de carga.	$6.25 \times 10^4 \text{ e}^- @ 0.5\text{V}$ .
Temperatura de operación.	80°K-120°K.
Corriente oscura.	<0.1 $\text{e}^-/\text{s}$ a 77°K.
Linealidad.	>98%.
Frecuencia máxima de lectura.	200 Khz.
Ganancia de los FET's internos.	0.968.
Capacitancia de salida.	0.047 pf.

Tabla. 3.2 Parámetros de operación del detector infrarrojo Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.

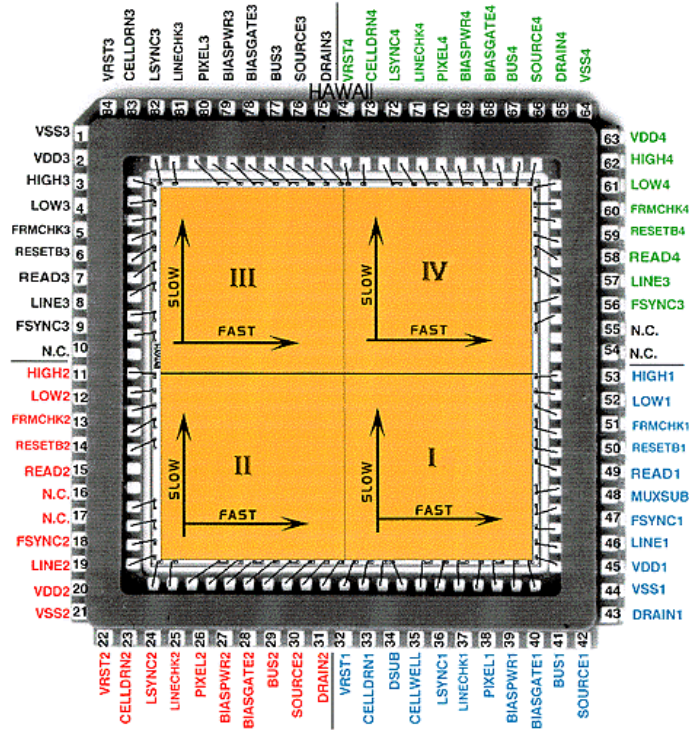


Fig. 3.6 Detector Infrarrojo Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.

Debe de someterse a pruebas reales el circuito impreso con el detector dentro del crióstato con nitrógeno líquido, para su posterior instalación como un nuevo instrumento científico.

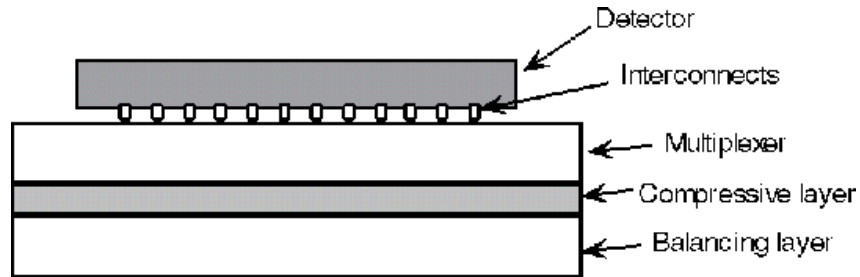


Fig. 3.7 Vista lateral detector infrarrojo Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.

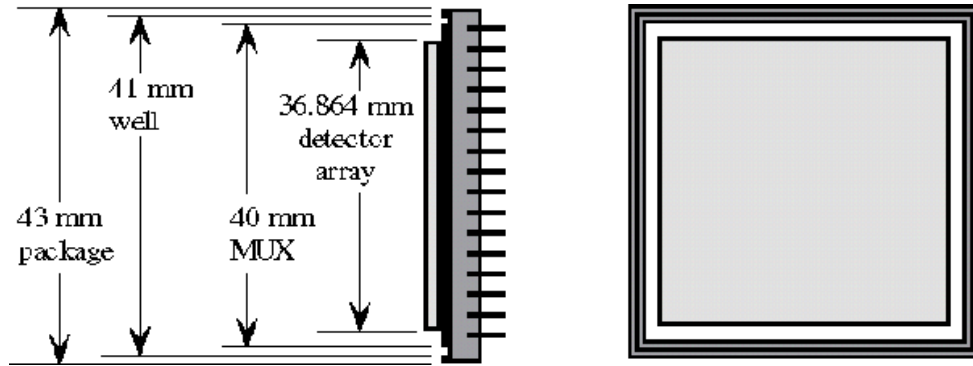


Fig. 3.8 Dimensiones del detector infrarrojo Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.

### 3.7 MULTIPLEXOR EN EL DETECTOR INFRARROJO.

El multiplexor en el dispositivo infrarrojo contiene miles de transistores del tipo MOSFET que tiene la función de llevar la carga almacenada en cada uno de los píxeles hacia los transistores que amplifican y dan la ganancia a la señal. Están distribuidos en los cuatro cuadrantes (cada uno de 512 X 512 píxeles) los cuales son independientes uno de otro y la única conexión existente entre todos es la de conexión a tierra y el sustrato del detector. Los transistores MOSFET actúan como seguidores de la fuente de voltaje y conectados en cascada por etapas. El voltaje de cada uno de los píxeles es controlado por un seguidor de voltaje y una fuente de corriente, los cuales son comunes para toda una columna del arreglo controlándose así la salida del arreglo del seguidor de voltaje y eliminando una amplificación de corriente que genera brillo en el detector infrarrojo.

Para el adecuado funcionamiento y control de todos los transistores-interruptor tipo MOSFET en el arreglo, se utilizan diferentes tipos de señales que polarizan al detector infrarrojo y 7 señales de reloj para temporizarlo.

Cada cuadrante (512 X 512 píxeles), es explorado por 2 registros de corrimiento: 1 en dirección vertical y otro en dirección horizontal, seleccionando la salida de los píxeles que serán preamplificados y manejados de acuerdo al cuadrante, por la tarjeta de preamplificación y conversión A/D.

También necesita de 2 señales de reloj; 1 señal disparada por flancos de subida y bajada y otra por los cambios de nivel. El registro de corrimiento que realiza el barrido en forma horizontal es de mayor velocidad ya que la exploración es un sólo renglón o fila, y el que lo realiza en dirección vertical es más “lento” por que los píxeles son de diferentes renglones.

Existen seis señales digitales básicas de temporización que son requeridas para la lectura del detector y son las siguientes:

1. Píxel (reloj de temporización de corrimiento horizontal).
2. Lsync (entrada del registro de corrimiento horizontal).
3. Line (reloj de corrimiento vertical).
4. Fsync (entrada del registro de corrimiento vertical).
5. Clear (coloca los registros en ceros).
6. Reset (reestablece el píxel seleccionado).
7. Read (señal de reloj para lectura horizontal).

### **1. – 2. PÍXEL Y LSYNC, REGISTRO HORIZONTAL.**

En el registro horizontal se emplean las señales de reloj: Píxel y Lsync. El circuito contiene dos diferentes tipos de latches, pares e impares. Los pares se disparan con los flancos de bajada de la señal Píxel y los impares con los flancos de subida de la misma señal de reloj. Aquí el estado opuesto del latch par es la señal de entrada del latch impar, debido a esto en cada celda la salida es una serie alternada de unos y ceros lógicos, la diferencia será cuando en la celda exista la señal Lsync.

En este registro se elige que columna de todo el arreglo que se conectará a la salida del amplificador seguidor de la fuente.

### **3. – 4. LINE Y FSYNC, REGISTRO VERTICAL.**

En el registro vertical las señales de reloj utilizadas son: Line y Fsync. La señal de reloj Line, es disparada o activada por flancos de subida y bajada, siendo el corrimiento vertical en el arreglo. La señal de entrada Fsync es activada por el nivel de la señal.

Cada uno de los flancos de bajada de la señal Line, desplaza el contenido de la señal Fsync al primer elemento del registro y así consecutivamente una celda a la derecha los demás contenidos.

### **5. CLEAR.**

La función de esta señal es reestablecer los registros colocándolos en ceros.

### **6. RESET.**

Esta señal también llamada RESETB es una señal de reloj de un bajo nivel que reestablece el renglón seleccionado del arreglo, colocándolo en nivel bajo de voltaje  $V_{RST}$ .

### **7. READ.**

Es una señal de reloj con nivel alto y que da salida a los voltajes de la fila ó renglón seleccionado hacia los ductos de las columnas y que son entradas de los registros horizontales y la salidas de los mismos son las entradas de los amplificadores de salida.



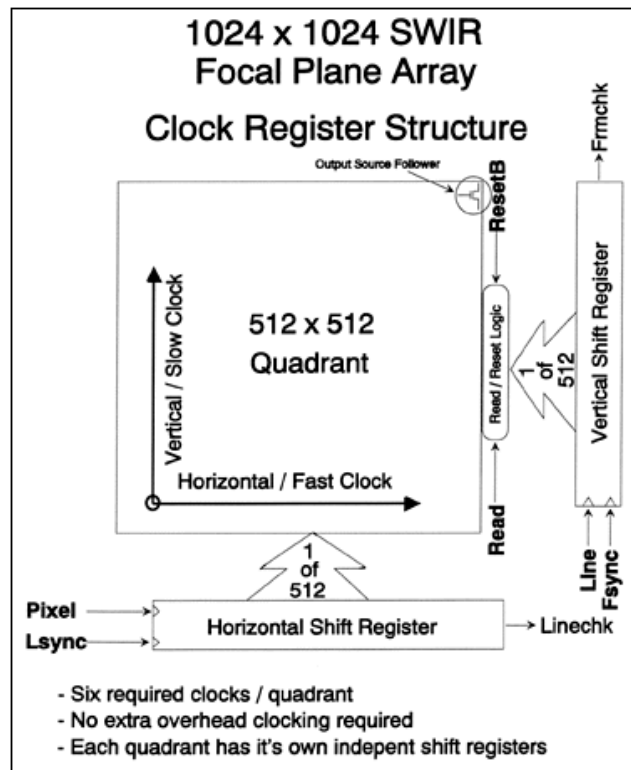


Fig. 3.9 Señal de temporización del detector infrarrojo Boeing-Hawaii.

La siguiente tabla es la lista de señales de polarización:

SEÑAL	FUNCION	VALOR NOMINAL
VDD.	Voltaje nominal.	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.	Sustrato del multiplexor.	0.0 V.
CELLWELL.	Potencia de la celda.	5.0 V.
DSUB.	Sustrato del detector.	0.0 V.
VRESET.	Voltaje de reestablecimiento.	0.5 V.
CELLDRAIN.	Drain del FET de la celda.	0.0 V.
BIAS POWER.	Source interno de la celda.	0.0 V.
BIAS GATE.	Gate interno de la celda.	5.0 V.
SOURCE.	Source del FET de salida.	10 K $\Omega$ a 5.0 V.
BUS.	Ducto de salida.	200 K $\Omega$ a 5.0 V.

Tabla. 3.3 Señales de polarización del detector infrarrojo Boeing-Hawaii.

### **3.8 CELDAS DEL DETECTOR INFRARROJO.**

Cada una de las celdas del detector está formada por 3 transistores FET que controlan el desempeño de la celda. Las funciones de cada uno de ellos es la de interruptor, colocar en cero lógico la celda y preamplificar la señal. El detector es un fotodiodo conectado en inversa que cumple la función de capacitor y que se carga a un nivel máximo de 0.5v (señal de VRESET).

Al suprimirse la señal de de RESETB, el detector recibe la corriente oscura y la corriente de la señal a detectar, descargando el “capacitor” a un cierto nivel. De los tres transistores de efecto de campo; el primero es el encargado en recibir la señal del fotodiodo, funcionando como seguidor de voltaje de la fuente y de ganancia unitaria. El segundo transistor lo transmite a un ducto vertical cuando está activa la señal de READ y posteriormente llega a la terminal GATE del transistor preamplificador de salida.

---

**C A P Í T U L O 4**

**P R O Y E C T O C A M A L E Ó N / C A T A V I Ñ A.**

- **4.1 ANTECEDENTES DE INSTRUMENTACIÓN INFRARROJA.**
- **4.2 ELEMENTOS GENERALES DEL PROYECTO.**
- **4.3 RESULTADOS DE PRUEBAS CON EL DETECTOR INFRARROJO BOEING-HAWAII.**

**GRUPO DE TRABAJO CAMALEÓN/CATAVIÑA**

<b>Irene Cruz-González.</b>	<i>Astronomía.</i>	<b>Fernando Angeles</b>	<i>Software.</i>
<b>Elfego Ruíz</b>	<i>Electrónica.</i>	<b>Arturo Iriarte</b>	<i>Electrónica.</i>
<b>Erika Shon</b>	<i>Electrónica.</i>	<b>Arturo Moreno</b>	<i>Electrónica/Mecánica.</i>
<b>Luis Salas</b>	<i>Software y Electrónica.</i>	<b>Manuel Pérez</b>	<i>Electrónica.</i>
<b>Rosalía Langarica</b>	<i>Mecánica.</i>	<b>Antonio Párraga</b>	<i>Electrónica.</i>
<b>Silvio Tinoco</b>	<i>Mecánica.</i>	<b>Esteban Luna</b>	<i>Óptica.</i>
<b>Abel Bernal</b>	<i>Electrónica.</i>	<b>Francisco Murillo</b>	<i>Software.</i>
<b>Gerardo Lara</b>	<i>Ensamble y Electrónica.</i>	<b>Vicente Cajero</b>	<i>Mecánica.</i>
<b>Luis Artemio Martínez.</b>	<i>Software.</i>	<b>Fernando Quirós</b>	<i>Electrónica</i>

En el actual proyecto la parte más importante es la cámara en el cercano infrarrojo y espectrógrafo de objetos múltiples (NICMOS, por sus siglas en inglés) la cuál emplea nitrógeno líquido como refrigerante para el adecuado funcionamiento del detector infrarrojo. Dentro del instrumento es necesario que el detector y la electrónica asociada se encuentren dentro de los niveles adecuados de temperatura criogénica y presión dentro del contenedor, ya que una mínima variación de esta condición provocaría una saturación y error en los procesos de lectura en el detector.

#### **4.1 ANTECEDENTES DE INSTRUMENTACIÓN INFRARROJA.**

El presente proyecto tiene como antecedente el sistema infrarrojo CAMILA.

El proyecto esta basado en la arquitectura NICMOS de los anteriores diseños en la adquisición de imágenes astronómicas infrarrojas y en los detectores infrarrojos desarrollados por Rockwell (ahora parte del consorcio Boeing) y la Universidad de Hawai.

El primer instrumento de este tipo diseñado para el registro de radiación del espectro infrarrojo fué el instrumento CAMILA, diseñado por el Instituto de Astronomía de la U.N.A.M., el cuál es una cámara infrarroja. Basado en un detector infrarrojo de grado científico Boeing de 256 x 256 píxeles con cuatro cuadrantes el cual incorporaba una nueva y novedosa técnica de construcción que hasta estos días se sigue empleando en la elaboración de nuevos detectores, como lo son: dispositivos electrónicos del tipo FPASI (Focal Plane Array Sensor Image, por sus siglas en inglés) y C.I.D. (Dispositivo de Inyección de Carga) permitiendo que el dispositivo realice diferentes tipos de lectura no destructiva y destructiva, por lo que se pueden analizar los datos y registrarse al mismo tiempo. El dispositivo es un multiplexor conectado a un arreglo de detectores (fotodiodos formados por una técnica de depósito de iones sobre una capa de HgCdTe en un crecimiento epitaxial de fase líquida sobre un sustrato de zafiro).

Cada uno de los miles de detectores están conectados a un seguidor de voltaje a través de interruptores tipo CMOSFET con los cuales se seleccionan los renglones y columnas del arreglo fotovoltaico. La lectura que puede realizarse con el detector en cada uno de sus cuadrantes es: independiente, secuencial, ó simultánea.

## **4.2 ELEMENTOS GENERALES DEL PROYECTO.**

El proyecto está constituido en las siguientes partes:

1. Detector Boeing-Hawaii de 1024 X 1024 píxeles.
2. Crióstato.
3. Mochila.
4. Tarjeta de preamplificación y conversión A/D.
5. Tarjeta DSP.
6. Estación de trabajo.

### **4.2.1 DETECTOR BOEING-HAWAII 1024 X 1024 PÍXELES.**

El detector infrarrojo es un arreglo de 1024 píxeles X 1024 píxeles Boeing-Hawaii, el cual es el componente más importante del sistema en general. Desde el cual todos los demás circuitos comienzan a funcionar a partir de la señal que recibe y amplifica para que pueda ser procesable. Se encuentra colocado en la tarjeta electrónica que contiene los amplificadores de salida para cada una de las señales a temperatura criogénica, que en conjunto proporcionan una señal de salida adecuada para los circuitos que analizan las señales, también a través de un conector tipo cannon de 25 terminales llegan los voltajes de alimentación y señales que requiere el detector, a través de cables coaxiales para una señal sin ruido. Se encuentra colocada en el soporte de aluminio que la fija al banco óptico y que también sirve para ajustarla en los ejes x, y, z.

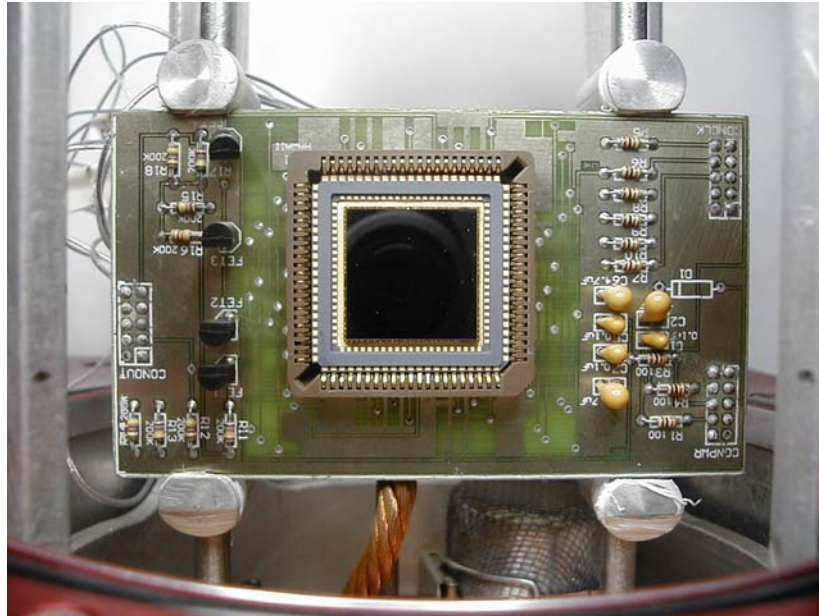


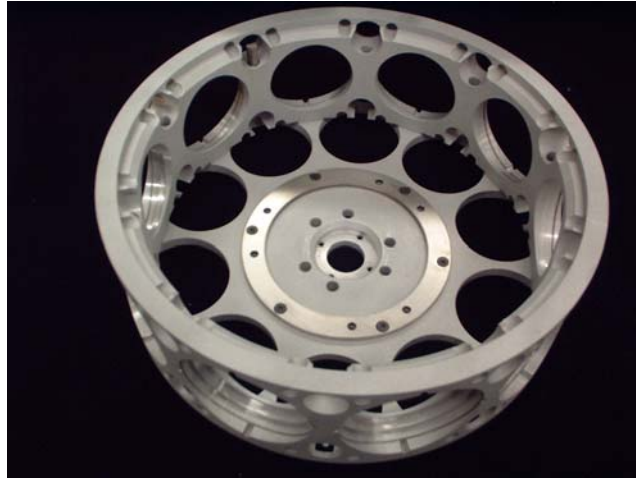
Fig. 4.1 Tarjeta electrónica y detector infrarrojo Boeing-Hawaii.

#### 4.2.2 CRIÓSTATO.

El crióstato es un contenedor diseñado especialmente para albergar diferentes componentes mecánicos, eléctricos, electrónicos, ópticos y de vacío como son:

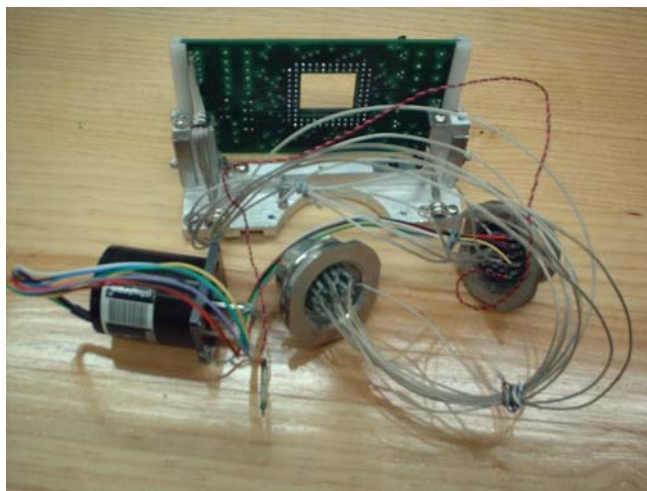
1. El detector infrarrojo de 1024 píxeles X 1024 píxeles Boeing-Hawaii con los preamplificadores (FET's), y los componentes electrónicos que están asociados y en la tarjeta del detector.
2. La mecánica encargada de la selección del filtro adecuado como lo es la rueda de filtros; ó carrusel que está fabricado en aluminio con acabado sandblastado, el cual esta diseñado para albergar 10 filtros que permiten la observación en cada una de las longitudes de onda del la región infrarroja.





*Fig. 4.2 Carrusel.*

3. El motor de pasos, encargado de mover la rueda y posicionarla en el filtro seleccionado. Para controlar la posición del carrusel se utiliza una tarjeta controladora (basada en un pic AMTEL AT89C2051) que recibe las señales que envía el programa de control a través de la interfaz de usuario de donde se selecciona el filtro requerido, teniendo como referencia la rueda de filtros el interruptor de posición (Reed-Switch).



*Fig. 4.3 Motor de pasos.*

4. Los contenedores ó tanques que se encuentran en el interior del crióstato, almacenan el nitrógeno líquido, estos recipientes tienen la capacidad de un litro y medio cada uno los cuales ayudan a mantener la baja temperatura en el interior del crióstato para el adecuado funcionamiento de la electrónica. Otro elemento que es utilizado para mantener la transmisión de temperatura en el detector es el dedo frío; el cuál proporciona la vía desde la placa de cobre.



*Fig. 4.4 Contenedores de nitrógeno líquido.*

Otro elemento importante dentro del crióstato es la trampa de absorción, que ayuda reducir los gases que no se eliminaron totalmente durante la fase de vacío y que aún que se desprenden de los residuos como lo son: grasa, solventes, polvo, jabón y otros residuos etc., que se encuentran depositados en el interior del crióstato. La trampa contiene en su interior zeolita, que es un material de silicato de Aluminio muy poroso que absorbe fácilmente los gases al ser enfriado.

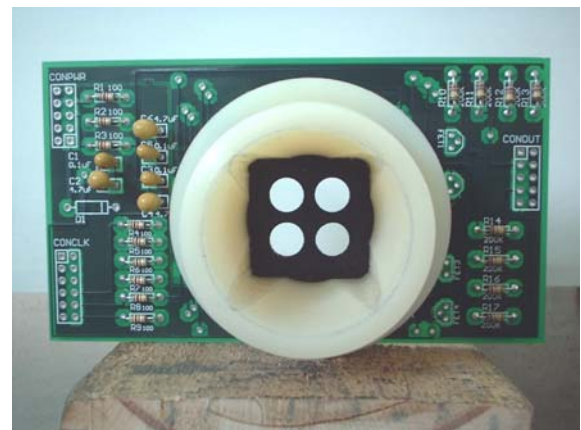
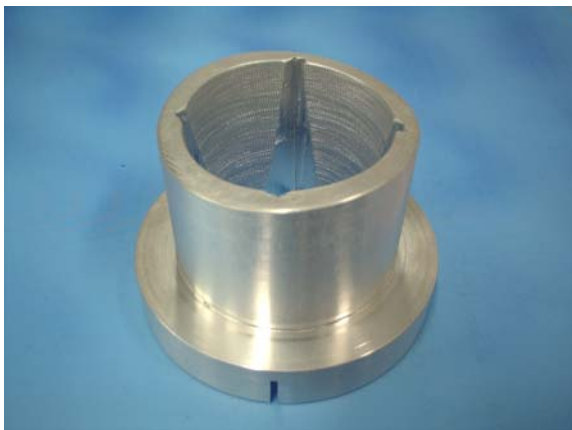
El crióstato está fabricado en su totalidad de aluminio y contiene en su interior capas aislantes que lo separan térmicamente del exterior así como una camisa ó escudo de aluminio protector que rodea la superficie fría y la rueda de filtros, manteniendo la temperatura dentro del interior del crióstato.

Por lo general las capas aislantes son de mylar, las que conservan y mantienen la baja temperatura de los componentes y de todo lo que debe estar a la temperatura de nitrógeno líquido.



*Fig. 4.5 Crióstato.*

5. El bafle de aluminio el cual tiene una acabado sandblastado, se coloca entre el detector infrarrojo y la ventana del crióstato, se ensambla directamente en el zócalo ó base del detector infrarrojo que está directamente soldado a la tarjeta del circuito impreso y que tiene la función de reducir los reflejos luminosos mediante un acabado especial en la parte interna del bafle.



*Fig. 4.6 Bafle.*

6. La ventana hecha de un cristal especial de sílica fundida se encuentra colocada en la pared del crióstato y fijada con un marco de aluminio que permite el paso de la radiación infrarroja.



*Fig. 4.7 Ventana.*

7. A un costado del crióstato se tiene una salida especial para conectar ahí un manómetro y conocer la presión existente dentro del contenedor.

#### **4.2.3 MOCHILA.**

La mochila está formada por el gabinete y la tarjeta de preamplificación y conversión A/D que contienen en el interior, la cual maneja cada uno de los respectivos cuadrantes del detector infrarrojo así como la etapa de opto acopladores para cada una de las señales de reloj, además del cableado y conectores.

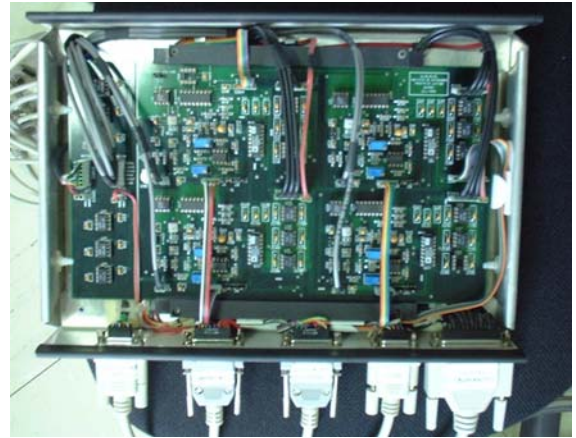


Fig. 4.8 Mochila-gabinete que almacena la tarjeta de preamplificación y conversión A/D.

#### 4.2.4 GABINETE-RACK.

El gabinete contiene la computadora del sistema Octagon, la fuente de alimentación general, la electrónica de control para el motor de pasos, y la mayor parte de las interconexiones de todo el sistema, como lo son hacia el crióstato, tarjeta de preamplificación y conversión A/D, monitor y teclado externos.

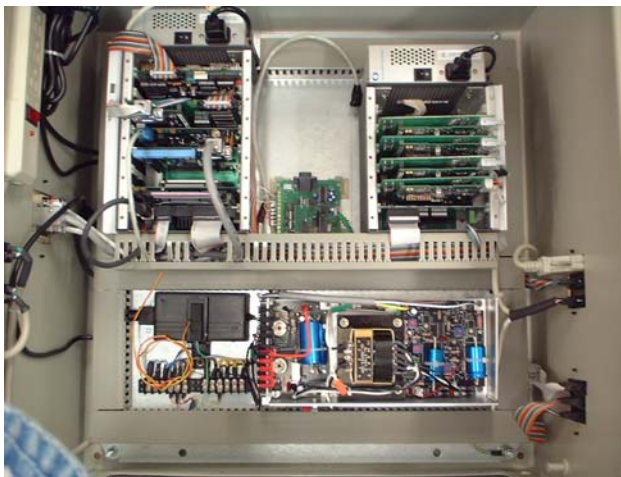


Fig. 4.9 Gabinete que almacena las computadoras Octagon y fuente de alimentación.

El rack, contiene las cuatro tarjetas electrónicas de adquisición de datos; cada una contiene un DSP 30, una tarjeta de memoria por cada uno de los cuatro cuadrantes en los que está dividido el detector infrarrojo. Cada tarjeta procesa las señales de salida por cuadrante provenientes de la tarjeta de lectura y borrado, como son: Busy, Sdata y Sclock.

En estas tarjetas se carga la programación de lectura desde una de las pc's que almacenan el programa de funcionamiento y lectura de los 4 cuadrantes. El almacenamiento del software de lectura se realiza de una manera secuencial cuadrante por cuadrante: A, B, C, D, para inicializarlo en la recepción de los datos que se reciben de la cadenas de lectura y borrado.

Para realizar la adquisición de los datos, se emplean generalmente dos PC's, una en la cual se almacena el programa de lectura para la adquisición de los datos y otra pc que cuenta con Linux para comenzar la lectura de datos y funciona como interfaz con el usuario:

El programa de la adquisición de los datos cuenta con las siguientes opciones para la lectura del detector infrarrojo:

- Borrado y reinicio del detector infrarrojo.
- Lectura no destructiva (lectura de la señal sin alterarla durante el tiempo de integración).
- Lectura destructiva (la señal se lee una sola vez, durante el tiempo de integración, la señal no puede ser leída).
- Lecturas de submuestreo de cada uno de los cuadrantes.

Para iniciar el proceso de lectura de datos se realiza el siguiente procedimiento:

- Se envía una señal de calibración y programa de adquisición a cada uno de los DSP's.
- Se reinicia la memoria y los DSP's de cada una de las tarjetas.

- Después se envía el programa (kernel) a cada uno de los DSP's en cada una de las tarjetas para inicializar la recepción de datos.
- Comienza la adquisición de los datos de acuerdo al tipo de lectura elegido para la exploración del detector infrarrojo.
- La interfaz de usuario ofrece algunas de las opciones como son: los tiempos de exposición, los tiempos de integración, y la elección del filtro.
- Con estos datos se genera una imagen que el usuario comienza a manipular.

#### **4.2.5. TARJETA DE PREAMPLIFICACIÓN Y CONVERSION A/D.**

En la tarjeta de preamplificación y conversión A/D, se ajustan las señales de temporización para una adecuada lectura del detector para cada uno de sus cuadrantes A,B,C,D. Para esta tarea necesita de sus voltajes de alimentación:  $\pm 12$  (Vcc,Vss) y +5v (Vdd) y voltajes de referencia (+7.5v), así como de las señales de reloj provenientes de la tarjeta del DSP en la computadora Octagon.

Esta tarjeta maneja las cadenas de lectura de los cuatro cuadrantes, así como dar ganancia a las señales y realizar la conversión analógica-digital (A/D) de las mismas que entrega el detector, para que sean procesadas en las computadoras que registran los datos de lectura proporcionados.

La salida de datos de los convertidores es serial de 16 bits, de una ganancia analógica variable, y en los preamplificadores se regula el offset variable.

La tarjeta también cuenta con una etapa optoacopladora que sirve para aislar las señales ópticamente por separado para cada una de las señales de reloj.

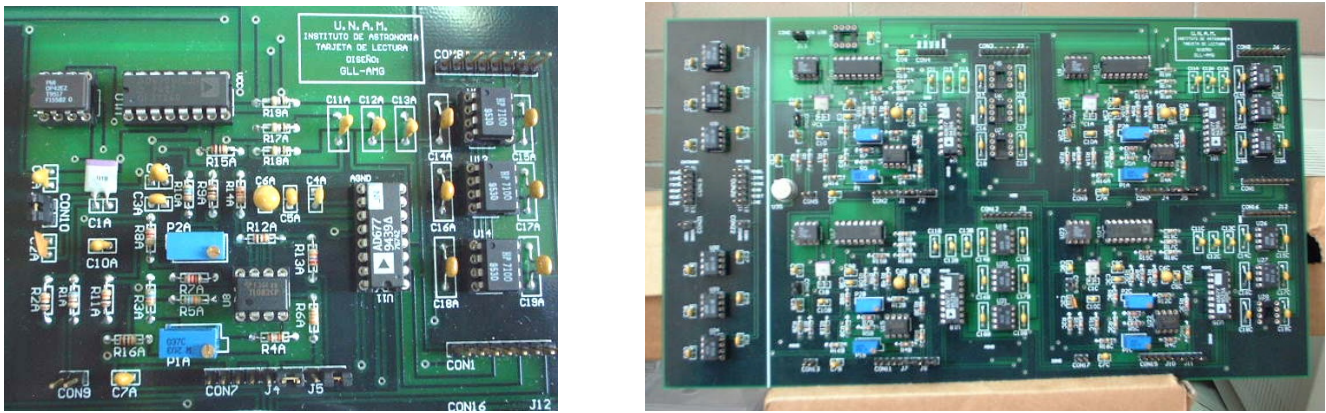


Fig. 4.10 Tarjeta de preamplificación y conversión A/D.

#### 4.2.6 DSP.

Esta parte de electrónica está constituida por dos tarjetas electrónicas acopladas; la tarjeta con el procesador digital de señales (DSP), y una segunda que complementa el manejo de los datos, codificando los puertos de salida de los mismos, generando las señales de reloj que son enviadas a la tarjeta de lectura y borrado con opto-acopladores, y en conjunto con la tarjeta de preamplificación y conversión A/D que generan las diferentes señales que son procesadas por la computadora.

Siendo un circuito externo que genera las señales con intervalo de tiempo adecuado para el correcto funcionamiento del detector y de los circuitos que requieren de estas señales.

En esta tarjeta se controla la decodificación de los puertos de salida para los datos, así como el determinar el área de lectura en el detector en base a las señales de reloj y a la instrucción dada en la interfaz de usuario. Se encuentra alojada en la computadora Octagon junto con los demás componentes de la pc como son: disco duro, unidad de 3.5", la tarjeta que genera los voltajes de referencia para cada uno de los cuadrantes, la tarjeta de red, y del monitor para pruebas de laboratorio.



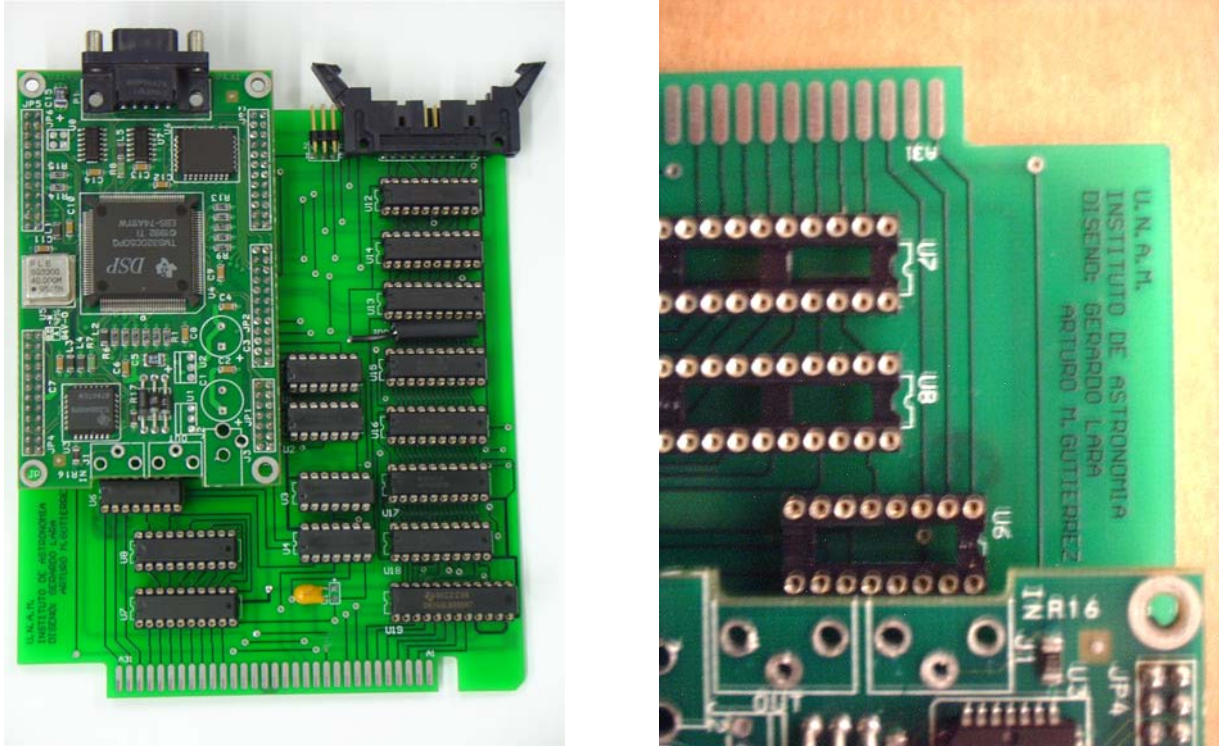


Fig. 4.11 Tarjeta electrónica con D.S.P.

### 4.3 RESULTADOS DE PRUEBAS CON EL DETECTOR INFRARROJO BOEING-HAWAII.

Las siguientes imágenes son resultado de la adquisición de datos de las pruebas realizadas en las instalaciones del Observatorio Astronómico Nacional, con el detector infrarrojo Boeing-Hawaii, colocado en dentro del crióstato y en las condiciones de temperatura criogénica. Utilizando el software de la interfaz de usuario (diseñado por Luis Artemio Martínez y Manuel Pérez), se aplicó una señal de entrada tipo rampa al detector a diferentes frecuencias.

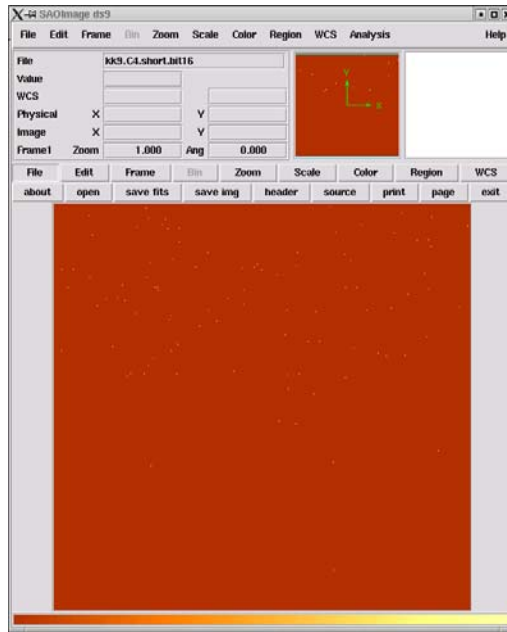


Fig. 4.12 Obtención de datos sin aplicar una señal externa.

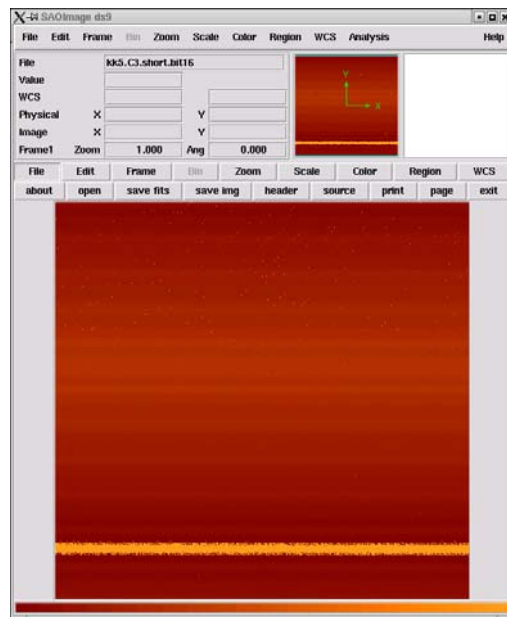


Fig. 4.13 Imagen obtenida con aplicación de una señal rampa.

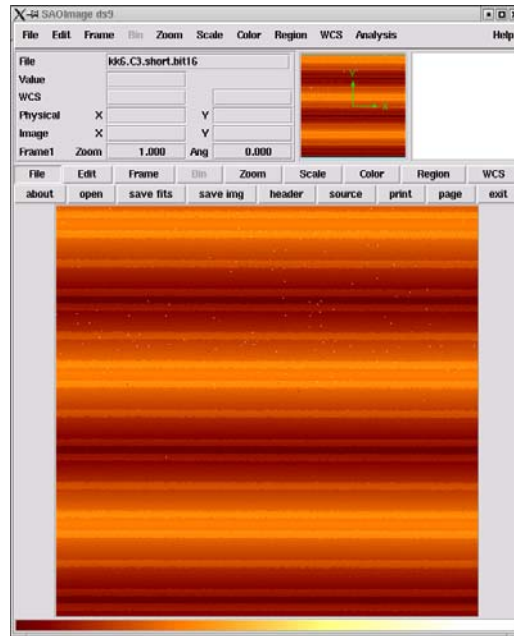


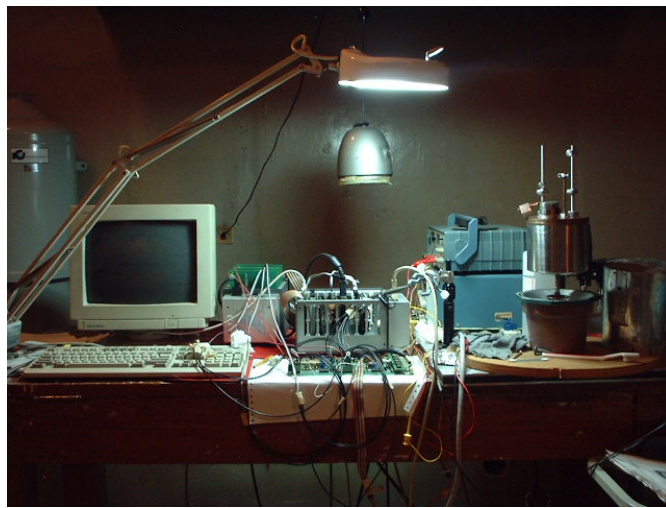
Fig. 4.14 Patrón de adquisición de datos a una frecuencia mayor con la señal rampa.



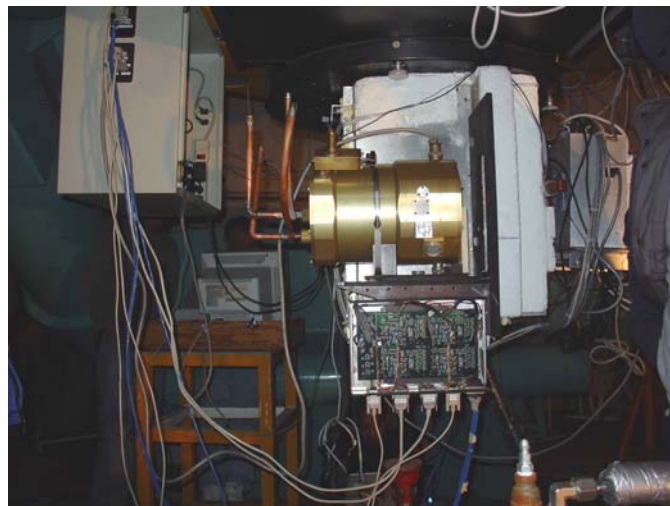
Fig. 4.15 Imagen infrarroja de los 4 impactos del cometa Shoemaker-Levy en Júpiter, tomada con la cámara y detector CAMILA (diseñada en la U.N.A.M.), desde el OAN-SPM.

En las imágenes anteriores, la adquisición de datos aumentó debido al incremento de la frecuencia de la señal rampa aplicada a la entrada de los convertidores.

Concluyendo que para las pruebas, la cantidad de datos que el detector infrarrojo detecta depende de la frecuencia de la señal aplicada, y del adecuado funcionamiento de los convertidores. Así como para la obtención de imágenes el correcto funcionamiento de la electrónica, condiciones de vacío y la cantidad de nitrógeno líquido son esenciales para una adecuada lectura y adquisición de datos.



*Fig. 4.16 Pruebas del instrumento en laboratorio del Instituto de Astronomía C.U.*



*Fig. 4.17 Pruebas del instrumento en la platina del Telescopio de 2.1m de SPM-OAN.*



*Fig. 4.18 Equipo de trabajo del Instituto de Astronomía, O.A.N.  
del cuál formo parte.*



*Fig. 4.19 Telescopio de 2.1m OAN-SPM.*

# A P É N D I C E S

---

1. Hojas de especificaciones de los componentes empleados y requeridos.
2. Diagramas generales de cableado.
3. Diseños realizados para el proyecto e imágenes.



# Pin Programmable Precision Voltage Reference

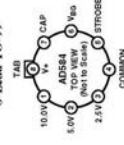
## AD584\*

### FEATURES

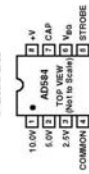
- Four Programmable Output Voltages: 10,000 V, 7,500 V, 5,000 V, 2,500 V
- Laser-Trimmed to High Accuracies
- No External Components Required
- Trimmed Temperature Coefficient: 15 ppm/°C Max, 0°C to +125°C (AD584L)
- Zero Output Strobe Terminal (Provided)
- Two Terminal Negative Reference
- Capability (5 V and above)
- Output Sources or Sinks Current
- Low Quiescent Current, 1.0 mA Max
- 10 mA Current Output Capability
- MIL-STD-883 Compliant Versions Available

### PIN CONFIGURATIONS

8-Lead TO-99



8-Lead DIP



### 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 V and 30 V.

Laser 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 µA. In the "on" state the total supply current is typically 750 µA 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 AD584J and K are also available in an 8-lead plastic DIP.

\*Priced by U.S. Price No. 3.887.963; RE 30,586.

### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, Analog Devices does not assume any responsibility for its use, nor for any infringement of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

- The flexibility of the AD584 eliminates the need to design-in and inventory several different voltage references. Further, more one AD584 can serve as several references simultaneously when buffered properly.
- 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 V of  $\pm 7.25$  mV from 0°C to 70°C.
- The AD584 can be operated in a two-terminal "Zener" mode at 5 V output and above. By connecting the input and the output, the AD584 can be used in this "Zener" configuration as a negative reference.
- 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).
- 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.

## AD584—SPECIFICATIONS (@ $V_{in} = 15$ V and 25°C unless otherwise noted.)

Model	AD584J			AD584K			AD584L			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE Maximum Error <sup>1</sup> for Nominal Outputs of:	10,000 V	$\pm 30$	$\pm 10$	$\pm 30$	$\pm 10$	$\pm 30$	$\pm 10$	$\pm 30$	$\pm 10$	mV
	7,500 V	$\pm 20$	$\pm 8$	$\pm 20$	$\pm 8$	$\pm 20$	$\pm 8$	$\pm 20$	$\pm 8$	mV
	5,000 V	$\pm 15$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 6$	mV
	2,500 V	$\pm 7.5$	$\pm 3.5$	$\pm 7.5$	$\pm 3.5$	$\pm 7.5$	$\pm 3.5$	$\pm 7.5$	$\pm 3.5$	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE Maximum Deviation from 25°C Value, $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ <sup>2</sup>	10,000 V, 7,500 V, 5,000 V Outputs	30	15	30	15	30	15	30	15	ppm/°C
	2,500 V Output	30	15	30	15	30	15	30	15	ppm/°C
Differential Temperature Coefficients Between Outputs		5	3	5	3	5	3	5	3	ppm/°C
	QUIESCENT CURRENT Temperature Variation	0.75 1.5	1.0 1.5	0.75 1.5	1.0 1.5	0.75 1.5	1.0 1.5	0.75 1.5	1.0 1.5	mA µA/°C
TURN-ON SETTTLING TIME TO 0.1%		200	200	200	200	200	200	200	200	µs
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)		50	50	50	50	50	50	50	50	µV p-p
LONG-TERM STABILITY		25	25	25	25	25	25	25	25	ppm/1000 Hrs
SHORT-CIRCUIT CURRENT		30	30	30	30	30	30	30	30	mA
LINE REGULATION (No Load) 15 V $\leq V_{IN} \leq 30$ V ( $V_{OUT} 2.5$ V) $\leq V_{IN} \leq 15$ V		0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	0.002 0.005	%V %V
LOAD REGULATION 0 $\leq I_{OUT} \leq 5$ mA, All Outputs		20	50	20	50	20	50	20	50	ppm/mA
OUTPUT CURRENT $V_{IN} \geq V_{OUT} + 2.5$ V Source $I_{MIN}$ to $I_{MAX}$ Sink $I_{MIN}$ to $I_{MAX}$	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	10 5 5	mA mA mA
TEMPERATURE RANGE Operating Storage	0 -65	70 +175	0 -65	70 +175	0 -65	70 +175	0 -65	70 +175	0 +175	°C °C
PACKAGE OPTION <sup>3</sup> TO-99 (H-08A) Plastic (N-5)		AD584JH AD584JN		AD584KH AD584KN		AD584LH		AD584LH		

### NOTES

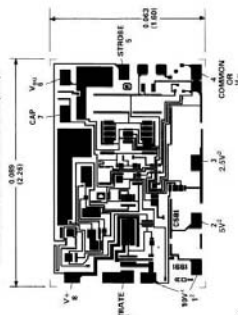
- At 25°C.
  - Calculated as average over the operating temperature range.
  - H = Hermetic Metal Can; N = Plastic DIP.
- Specifications subject to change without notice.  
Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate ongoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

AD584

**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

**METALLIZATION PHOTOGRAPH**

Dimensions shown in inches and (mm).



NOTES: (1) ALL PADS MUST BE CONNECTED TO THE OUTPUT. (2) INTERCONNECTIONS REQUIRED. SEE PIN CONNECTIONS FOR INFORMATION. (3) DIMENSIONS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-99, 8-PIN METAL PACKAGE.

AD584

Model	AD584S	AD584T	Unit
<b>OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE</b> Maximum Error <sup>1</sup> for Nominal Outputs of: 10,000 V 7,500 V 5,000 V 2,500 V	Min	Max	
	±30	±10	mV
	±20	±8	mV
	±15	±6	mV
<b>OUTPUT VOLTAGE CHANGE</b> Maximum Deviation from 25°C Value, $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ <sup>2</sup> 10,000 V, 7,500 V, 5,000 V Outputs 2,500 V Output Differential Temperature Coefficients Between Outputs	Min	Typ	Max
	30	15	20
	30	3	
			ppm/°C
<b>QUIESCENT CURRENT</b> Temperature Variation	0.75	1.0	1.0
	1.5	1.5	1.5
<b>TURN-ON SETTLING TIME TO 0.1%</b>	200	200	µs
	50	50	µV P-P
<b>LONG-TERM STABILITY</b>	25	25	ppm/1000 Hrs
	30	30	ppm
<b>SHORT-CIRCUIT CURRENT</b>	0.002	0.002	mA
	0.005	0.005	%V
<b>LINE REGULATION (No Load)</b> 15 V ≤ $V_{IN}$ ≤ 30 V ( $V_{OUT}$ 2.5 V) ≤ $V_{IN}$ ≤ 15 V	0.002	0.002	%V
	0.005	0.005	%V
<b>LOAD REGULATION</b> 0 ≤ $I_{OUT}$ ≤ 5 mA, All Outputs	20	50	ppm/mA
	10	10	mA
<b>OUTPUT CURRENT</b> $V_{IN} ≥ V_{OUT} + 2.5$ V Source $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ Sink $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	5	5	mA
	5	5	mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b> Operating Storage	-55	+125	°C
	-65	+175	°C
<b>PACKAGE OPTION</b> TO-99 (H-08A)	AD584SH	AD584TH	

NOTES:  
 1. All values are calculated as average over the operating temperature range.  
 2. Specifications subject to change without notice.  
 3. Results from these tests are used to calculate ongoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ORDERING GUIDE

Model	Output Voltage $V_O$	Initial Accuracy %	Temperature Coefficient ppm/°C	Package Description	Package Option	No. of Parts per Package	Temperature Range
AD584L	2.5	±2.5	10	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	2.5	±3.5	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	2.5	±3.5	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	2.5	±3.5	20	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	2.5	±7.5	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	5	±3	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	5	±6	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	5	±6	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	5	±15	30	TO-99	H-8	48	-55 to +125
AD584J	5	±15	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	7.50	±4	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	7.50	±8	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	7.50	±8	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	7.50	±20	30	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	7.50	±20	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	10.00	±5	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	10.00	±10	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	10.00	±10	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	10.00	±30	30	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	10.00	±30	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70

**CAUTION**  
 ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD584 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.





AD584

**APPLYING THE AD584**  
With power applied to Pins 8 and 4 and all other pins open, the AD584 will produce a buffered nominal 10.0 V output between Pins 1 and 4 (see Figure 1). The stabilized output voltage may be reduced to 7.5 V, 5.0 V, or 2.5 V by connecting the programming pins as follows:

Output Voltage	Pin Programming
7.5 V	Join the 2.5 V and 5.0 V pins (2) and (3).
5.0 V	Connect the 5.0 V pin (3) to the output pin (1).
2.5 V	Connect the 2.5 V pin (5) to the output pin (1).

The options shown above are available without the use of any additional components. Multiple outputs using only one AD584 are also possible by simply buffering each voltage programming pin with a unity-gain noninverting op amp.

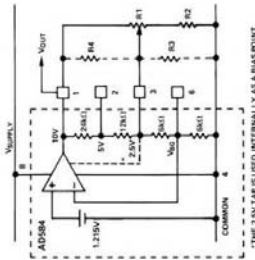


Figure 1. Variable Output Options

The AD584 can also be programmed over a wide range of output voltages, including voltages greater than 10 V, by the addition of one or more external resistors. Figure 1 illustrates the general adjustment procedure, with approximate values given for the internal resistors of the AD584. The AD584 may be modeled as an op amp with a noninverting feedback connection, driven by a high stability 1.215 V bandgap reference (see Figure 3 for schematic).

When the feedback ratio is adjusted with external resistors, the output amplifier can be made to multiply the reference voltage by almost any convenient amount, making popular outputs of 10.24 V, 5.12 V, 2.56 V, or 0.3 V easy to obtain. The most general adjustment (which gives the greatest range and poorest resolution) uses R1 and R2 alone (see Figure 1). As R1 is adjusted to its upper limit the 2.5 V Pin 3 will be connected to the output, which will reduce to 2.5 V. As R1 is adjusted to its lower limit, the output voltage will rise to a value limited by R2. For example, if R2 is about 0 kΩ,

the upper limit of the output range will be about 20 V even for large values of R1. R2 should not be omitted; its value should be chosen to limit the output to a value which can be tolerated by the load circuits. If R2 is zero, adjusting R1 to its lower limit will result in a loss of control over the output voltage. If precision voltages are required to be set at levels other than the standard outputs, the 20% absolute tolerance in the internal resistor ladder must be accounted for.

Alternatively, the output voltage can be raised by loading the 2.5 V tap with R3 alone. The output voltage can be lowered by connecting R4 alone. Either of these resistors can be a fixed resistor selected by test or an adjustable resistor. In all cases the resistors should have a low temperature coefficient to match the AD584 internal resistors, which have a negative TC less than 60 ppm/°C. If both R3 and R4 are used, these resistors should have matched temperature coefficients.

When only small adjustments or trims are required, the circuit of Figure 2 offers better resolution over a limited trim range. The circuit can be programmed to 5.0 V, 7.5 V, or 10 V and adjusted by means of R1 over a range of about ±200 mV. To trim the 2.5 V output option, R2 (Figure 2) can be reconnected to the bandgap reference (Pin 6). In this configuration, the adjustment should be limited to ±100 mV in order to avoid affecting the performance of the AD584.

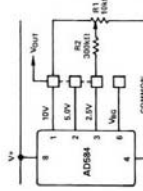


Figure 2. Output Trimming

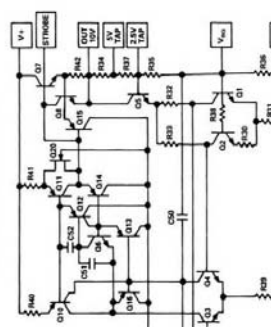


Figure 3. Schematic Diagram

AD584

**PERFORMANCE OVER TEMPERATURE**  
Each AD584 is tested at three temperatures over the -55°C to +125°C range to ensure that each device falls within the Maximum Error Band (see Figure 4) specified for a particular grade (i.e., S and T grades); three-point measurement guarantees performance within the error band from 0°C to 70°C (i.e., J, K, or L grades). The error band guaranteed for the AD584 is the maximum deviation from the initial value at 25°C. Thus, given the grade of the AD584, the designer can easily determine the maximum total error from initial tolerance plus temperature variation. For example, for the AD584T, the initial tolerance is ±10 mV and the error band is ±15 mV. Hence, the unit is guaranteed to be 10.000 V ±25 mV from -55°C to +125°C.

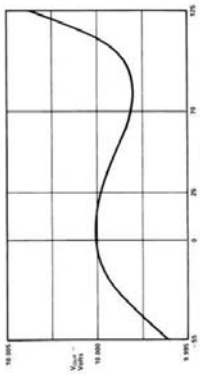


Figure 4. Typical Temperature Characteristic

**OUTPUT CURRENT CHARACTERISTICS**  
The AD584 has the capability to either source or sink current and provide good load regulation in either direction, although it has better characteristics in the source mode (positive current into the load). The circuit is protected for shorts to either positive supply or ground. The output voltage versus output current characteristics of the device is shown in Figure 5. Source current is displayed as negative current in the figure; sink current is positive. Note that the short circuit current (i.e., zero volts output) is about 28 mA; when shorted to 15 V, the sink current goes to about 20 mA.

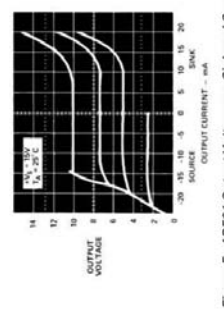


Figure 5. AD584 Output Voltage vs. Sink and Source Current

**DYNAMIC PERFORMANCE**  
Many low power instrument manufacturers are becoming increasingly concerned with the turn-on characteristics of the components being used in their systems. Fast turn-on components often enable

the end user to keep power off when not needed, and yet respond quickly when the power is turned on for operation. Figure 6 displays the turn-on characteristic of the AD584. Figure 6a is generated from cold-start operation and represents the true turn-on waveform after an extended period with the supplies off. The figure shows both the coarse and fine transient characteristics of the device; the total settling time to within ±10 mV is about 180 μs, and there is no long thermal tail appearing after the point.

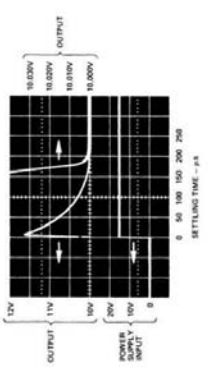


Figure 6. Output Settling Characteristic

**NOISE FILTERING**  
The bandwidth of the output amplifier in the AD584 can be reduced to filter the output noise. A capacitor ranging between 0.01 μF and 0.1 μF connected between the Cap and V<sub>DD</sub> terminals will further reduce the wideband and feedthrough noise in the output of the AD584, as shown in Figure 8. However, this will tend to increase the turn-on settling time of the device so ample warm-up time should be allowed.

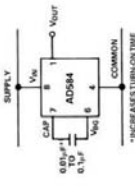


Figure 7. Additional Noise Filtering with an External Capacitor

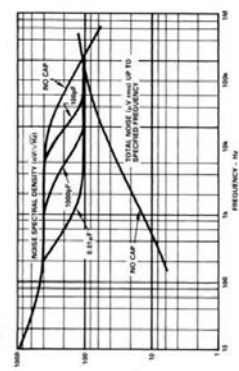


Figure 8. Spectral Noise Density and Total rms Noise vs. Frequency

AD584

The AD584 will normally be used in the  $\pm 10$  V mode with the AD7574 to give  $\pm 0$  V to  $\pm 10$  V ADC range. This is shown in Figure 16. Bipolar output applications and other operating details can be found in the data sheets for the CMOS products.

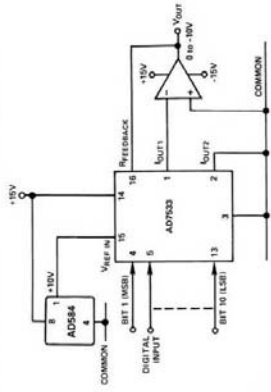


Figure 14. Low Power 10-Bit CMOS DAC Application  
PRECISION D/A CONVERTER REFERENCE  
The AD584, like many D/A converters, is designed to operate with a 10 V reference element (Figure 15). In the AD562, this 10 V reference voltage is converted into a reference current of approximately 0.5 mA via the internal 19.95 k $\Omega$  resistor (in series with the external 100  $\Omega$  trimmer). The gain temperature coefficient of the AD562 is primarily governed by the temperature tracking of the 19.95 k $\Omega$  resistor and the 5 k $\Omega$ /10 k $\Omega$  span resistors; this gain TC is guaranteed to be  $> 3$  ppm/ $^{\circ}$ C. Thus, using the AD584L (at 5 ppm/ $^{\circ}$ C) as the 10 V reference guarantees a maximum full-scale temperature coefficient of 8 ppm/ $^{\circ}$ C over the commercial range. The 10 V reference also supplies the normal 1 mA

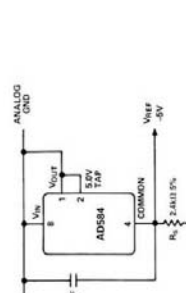


Figure 13. Two-Terminal  $-5$  V Reference  
The AD584 can also be used in a two-terminal mode to develop a positive reference.  $V_{IN}$  and  $V_{OUT}$  are tied together and to the positive supply through an appropriate supply resistor. The performance characteristics will be similar to those of the negative two-terminal connection. The only advantage of this connection over the standard three-terminal connection is that a lower primary supply can be used, as low as 0.5 V above the desired output voltage. This type of operation will require considerable attention to load and primary supply regulation to be sure the AD584 always remains within its regulating range of 1 mA to 5 mA (2 mA to 5 mA for operation beyond 85 $^{\circ}$ C).

10 V REFERENCE WITH MULTIPLYING CMOS D/A OR A/D CONVERTERS  
The AD584 is ideal for application with the entire AD7520 series of 10- and 12-bit multiplying CMOS D/A converters, especially for low power applications. It is equally suitable for the AD7574 8-bit A/D converter. In the standard hook-up as shown in Figure 14, the standard output voltages are inverted by the amplifier/DAC configuration to produce converted voltage ranges. For example, a  $\pm 10$  V reference produces a 0 V to  $-10$  V range. Here AD584L amplifier is used, total quiescent supply current will typically be 2 mA.

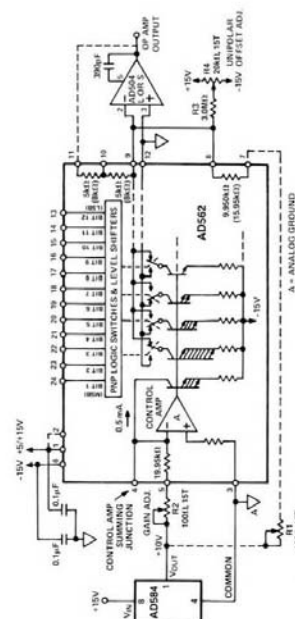


Figure 15. Precision 12-Bit D/A Converter



Figure 11. NPN Output Current Booster  
The AD584 can also use an NPN or Darlington NPN transistor to boost its output current. Simply connect the 10 V output terminal of the AD584 to the base of the NPN booster and take the output from the booster emitter as shown in Figure 11. The 5.0 V or 2.5 V pin must connect to the actual output in this configuration. Variable or adjustable outputs (as shown in Figures 1 and 2) may be combined with 5.0 V connection to obtain outputs above 5.0 V.



Figure 12. A Two-Component Precision Current Limiter  
NEGATIVE REFERENCE VOLTAGES FROM AN AD584  
The AD584 can also be used in a two-terminal "Zener" mode to provide a precision  $-10$  V,  $-7.5$  V, or  $-5.0$  V reference. As shown in Figure 13, the  $V_{IN}$  and  $V_{OUT}$  terminals are connected together to the positive supply (in this case, ground). The AD584 common pin is connected through a resistor to the negative supply. The output is now taken from the common pin instead of  $V_{OUT}$ . With 1 mA flowing through the AD584 in this mode, a typical unit will show a 2 mV increase in output level over that produced in the three-terminal mode. Note also that the effective output impedance in this connection increases from 0.2  $\Omega$  typical to 2  $\Omega$ . It is essential to arrange the output load and the supply resistor,  $R_{S0}$ , so that the net current through the AD584 is always between 1 mA and 5 mA (between 2 mA and 5 mA for operation beyond 85 $^{\circ}$ C). The temperature characteristics and long-term stability of the device will be essentially the same as that of a unit used in the standard three-terminal mode.

**USING THE STROBE TERMINAL**  
The AD584 has a strobe input which can be used to zero the output. This unique feature permits a variety of new applications in signal and power conditioning circuits.  
Figure 9 illustrates the strobe connection. A simple NPN switch can be used to translate a TTL logic signal into a strobe of the output. The AD584 operates normally when there is no current drawn from Pin 5. Bringing this terminal low, to less than 200 mV, will allow the output voltage to go to zero. In this mode the AD584 should not be required to source or sink current (unless a 0.7 V residual output is permissible). If the AD584 is required to sink a transient current while strobed off, the strobe terminal input current should be limited by a 100  $\Omega$  resistor as shown in Figure 9. The strobe terminal will tolerate up to 5  $\mu$ A leakage and its driver should be capable of sinking 500  $\mu$ A continuously. A low leakage open collector gate can be used to drive the strobe terminal directly, provided the gate can withstand the AD584 output voltage plus 1 V.

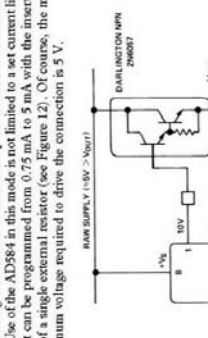


Figure 9. Use of the Strobe Terminal

**PRECISION HIGH CURRENT SUPPLY**  
The AD584 can be easily connected to a power PNP or power Darlington PNP device to provide much greater output current capability. The circuit shown in Figure 10 delivers a precision 10 V output with up to 4 amperes supplied to the load. The 0.1  $\mu$ F capacitor is required only if the load has a significant capacitive component. If the load is purely resistive, improved high frequency supply rejection results from removing the capacitor.

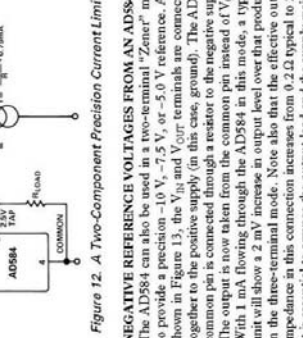


Figure 10. High Current Precision Supply

**THE AD584 AS A CURRENT LIMITER**  
The AD584 represents an alternative to current limiter diodes which require factory selection to achieve a desired current. Use of current limiting diodes often results in temperature coefficients of 1%/ $^{\circ}$ C. Use of the AD584 in this mode is not limited to a set current limit; it can be programmed from 0.75 mA to 5 mA with the insertion of a single external resistor (see Figure 12). Of course, the minimum voltage required to drive the connection is 5 V.

**PRECISION HIGH CURRENT SUPPLY**  
The AD584 can be easily connected to a power PNP or power Darlington PNP device to provide much greater output current capability. The circuit shown in Figure 10 delivers a precision 10 V output with up to 4 amperes supplied to the load. The 0.1  $\mu$ F capacitor is required only if the load has a significant capacitive component. If the load is purely resistive, improved high frequency supply rejection results from removing the capacitor.

**THE AD584 AS A CURRENT LIMITER**  
The AD584 represents an alternative to current limiter diodes which require factory selection to achieve a desired current. Use of current limiting diodes often results in temperature coefficients of 1%/ $^{\circ}$ C. Use of the AD584 in this mode is not limited to a set current limit; it can be programmed from 0.75 mA to 5 mA with the insertion of a single external resistor (see Figure 12). Of course, the minimum voltage required to drive the connection is 5 V.

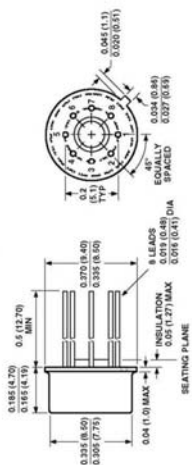
**NEGATIVE REFERENCE VOLTAGES FROM AN AD584**  
The AD584 can also be used in a two-terminal "Zener" mode to provide a precision  $-10$  V,  $-7.5$  V, or  $-5.0$  V reference. As shown in Figure 13, the  $V_{IN}$  and  $V_{OUT}$  terminals are connected together to the positive supply (in this case, ground). The AD584 common pin is connected through a resistor to the negative supply. The output is now taken from the common pin instead of  $V_{OUT}$ . With 1 mA flowing through the AD584 in this mode, a typical unit will show a 2 mV increase in output level over that produced in the three-terminal mode. Note also that the effective output impedance in this connection increases from 0.2  $\Omega$  typical to 2  $\Omega$ . It is essential to arrange the output load and the supply resistor,  $R_{S0}$ , so that the net current through the AD584 is always between 1 mA and 5 mA (between 2 mA and 5 mA for operation beyond 85 $^{\circ}$ C). The temperature characteristics and long-term stability of the device will be essentially the same as that of a unit used in the standard three-terminal mode.

AD584

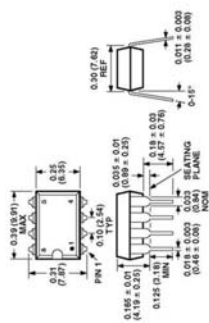
AD584

**OUTLINE DIMENSIONS**  
Dimensions shown in inches and (mm).

**TO-99 Package  
(H-S)**



**Plastic DIP Package  
(N-S)**



## AD677-SPECIFICATIONS

**AC SPECIFICATIONS** ( $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ,  $V_{IN} = +12V \pm 5\%$ ,  $V_{EG} = -12V \pm 5\%$ ,  $V_{IO} = +5V \pm 10\%$ <sup>1</sup>)

Parameter	AD677/A			AD677K/B			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Total Harmonic Distortion (THD) <sup>2</sup> @ 83 kSPS, $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ @ 100 kSPS, +25°C	-97	-92	-95	-99	-95	-95	dB
Signal-to-Noise and Distortion Ratio (S/(N+D)) <sup>3,4</sup> @ 83 kSPS, $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ @ 100 kSPS, +25°C	89	91	92	90	92	92	dB
Peak Spurious or Peak Harmonic Component Intermodulation Distortion (IMD) <sup>4</sup> 2nd Order Products 3rd Order Products	-101	-101	-101	-101	-101	-101	dB
Full Power Bandwidth	1	-102	-102	1	-98	-98	MHz
Noise	160	160	160	160	160	160	$\mu$ V rms

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

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

**NOTES**  
<sup>1</sup> $V_{CC} = 10.0V$ , Conversion Rate = 100 kSPS,  $f_{IN} = 1.0MHz$ ,  $V_{IN} = -0.05dB$ , Bandwidth = 50 kHz unless otherwise indicated. All measurements referred to a 0 dB (20 V p-p) input signal. Values are post-calibration.  
<sup>2</sup>For other input amplitudes, refer to Figure 12.  
<sup>3</sup>For dynamic performance with different reference values see Figure 11.  
<sup>4</sup> $f_{IN} = 1008Hz$ ,  $f_b = 1095Hz$ . See Definition of Specifications section and Figure 16.  
 Specifications subject to change without notice.

## AD584

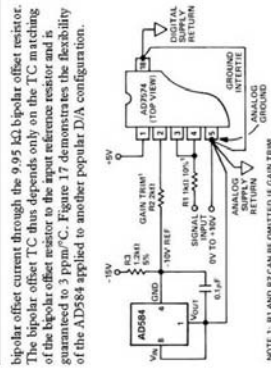


Figure 16. AD584 as Negative 10 V Reference for CMOS ADC

bipolar offset current through the 9.95 k $\Omega$  bipolar offset resistor. The bipolar offset TC thus depends only on the TC matching of the bipolar offset resistor to the input reference resistor and is guaranteed to 3 ppm/ $^{\circ}$ C. Figure 17 demonstrates the flexibility of the AD584 applied to another popular D/A configuration.

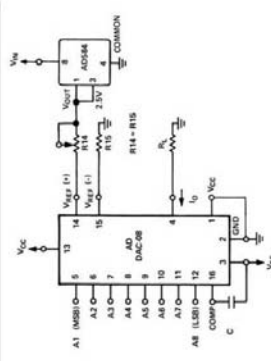
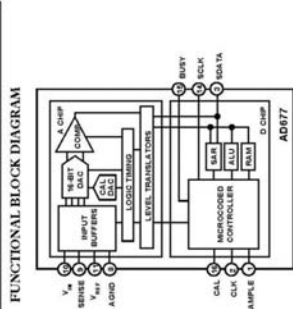


Figure 17. Current Output 8-Bit D/A

**ANALOG DEVICES**  
**16-Bit 100 kSPS Sampling ADC**

**AD677**

**FEATURES**  
 Auto-Calibrating  
 On-Chip Sample-and-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



- PRODUCT HIGHLIGHTS**
1. Auto-calibration provides excellent dc performance while eliminating the need for user adjustments or additional external circuitry.
  2. ±5 V to ±10 V input range ( $\pm V_{REF}$ ).
  3. Available in 16-pin 0.3" skinny DIP or 28-lead SOIC.
  4. Easy serial interface to standard ADI DSPs.
  5. TTL compatible inputs/outputs.
  6. Excellent ac performance: -99 dB THD, 92 dB S/(N+D) peak spurious -101 dB.
  7. Industry leading dc performance: 1.0 LSB INL, ±1 LSB full scale and offset.

**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 µs total conversion time). Overall performance is optimized by digitally correcting internal nonlinearities through on-chip auto-calibration.

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 ( $V_{CC}$ ,  $V_{REF}$ ) 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 ADC 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.

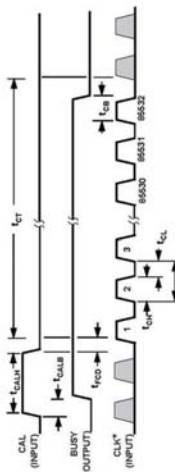
One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 617/223-4700  
 Fax: 617/226-8703

**AD677**

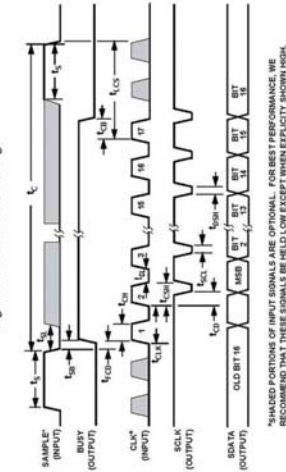
**TIMING SPECIFICATIONS** ( $V_{IN}$  to  $V_{MAX}$ ,  $V_{REF} = +12V \pm 5\%$ ,  $V_{REF} = -12V \pm 5\%$ ,  $V_{DD} = +5V \pm 10\%$ )<sup>1</sup>

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Conversion Period <sup>2,3</sup>	$t_C$	10		1000	µs
CLK Period	$t_{CLK}$	480		85532	ns
Calibration Time	$t_{CAL}$	2			µs
Sampling Time	$t_S$	2.1			µs
Last CLK to SAMPLE Delay <sup>5</sup>	$t_{LCS}$	100			ns
SAMPLE to Busy Delay	$t_{SS}$	50	30	75	ns
1st CLK Delay	$t_{FCD}$	50			ns
CLK Low <sup>6</sup>	$t_{CL}$	50			ns
CLK High <sup>6</sup>	$t_{CH}$	50			ns
CLK to BUSY Delay	$t_{CB}$	50	180	300	ns
CLK to SDATA Valid	$t_{CD}$	100	100	175	ns
CLK to SCLK High	$t_{CSH}$	100	180	300	ns
SCLK Low	$t_{CLL}$	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**  
 See the "CONVERSION CONTROL" and "AUTO-CALIBRATION" sections for detailed explanations of the above timing.  
<sup>1</sup>Depends 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-and-hold function. Operation at lower rates may degrade performance.  
<sup>2</sup>580 ns is recommended for optimal accuracy over temperature (not necessary during calibration cycle).  
<sup>3</sup>If 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.  
<sup>4</sup> $t_{CALH} + t_{CALB} = t_{CAL}$ , and must be greater than 480 ns.



**Figure 1. Calibration Timing**



**Figure 2. General Conversion Timing**

REV. A

AD677

DC SPECIFICATIONS (T<sub>min</sub> to T<sub>max</sub>, V<sub>CC</sub> = +12V ± 5%, V<sub>EE</sub> = -12V ± 5%, V<sub>IO</sub> = +5V ± 10%)\*

Parameter	AD677/A	AD677/A	AD677K/B	Units
	Min	Typ	Max	
TEMPERATURE RANGE				
J, K Grades	0	+70	+70	°C
A, B Grades	-40	+85	+85	°C
ACCURACY				
Resolution	16			Bits
Integral Nonlinearity (INL)		±1	±1.5	LSB
@ 83 kSPS, T <sub>min</sub> to T <sub>max</sub>		±1	±1.5	LSB
@ 100 kSPS, +25°C		±2	±2	LSB
@ 100 kSPS, T <sub>min</sub> to T <sub>max</sub>		±2	±2	LSB
Differential Nonlinearity (DNL)—No Missing Codes		±1	±1	LSB
Bipolar Zero Error <sup>2</sup>		±2	±4	LSB
Positive Nonlinear FS Errors <sup>3</sup>		±2	±4	LSB
@ 83 kSPS		±2	±4	LSB
@ 100 kSPS, +25°C		±2	±4	LSB
@ 100 kSPS		±4	±4	LSB
TEMPERATURE DRIFT <sup>3</sup>				
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 <sup>1</sup> (V <sub>REF</sub> )	5	10	10	V
ANALOG INPUT <sup>5</sup>				
Input Range (V <sub>IN</sub> )		±V <sub>REF</sub>	±V <sub>REF</sub>	V
Input Impedance		2	2	µs
Input Settling Time		50*	50*	pF
Input Capacitance During Sample		6	6	ns
Aperture Delay		100	100	ps
POWER SUPPLIES				
Power Supply Rejection <sup>6</sup>				
V <sub>CC</sub> = +12 V ± 5%		±0.5	±0.5	LSB
V <sub>EE</sub> = -12 V ± 5%		±0.5	±0.5	LSB
V <sub>IO</sub> = +5 V ± 10%		±0.5	±0.5	LSB
Operating Current				
I <sub>CC</sub>	14.5	18	18	mA
I <sub>EE</sub>	14.5	18	18	mA
I <sub>IO</sub>	3	5	5	mA
Power Consumption				
V <sub>REF</sub> = +10 V	360	480	480	mW
I <sub>CC</sub>	18	24	24	mA
I <sub>EE</sub>	18	24	24	mA
I <sub>IO</sub>	3	5	5	mA
Power Consumption	450	630	630	mW

NOTES  
 \*V<sub>REF</sub> = 10.0 V. Conversion Rate = 100 kSPS unless otherwise noted. Values are post-calibration.  
 †Values shown apply to any temperature from -25°C to T<sub>max</sub> or calibration at that temperature.  
 ‡Values shown apply to any temperature from -25°C to T<sub>max</sub> or calibration at that temperature.  
 §See "APPLICATIONS" section for recommended voltage reference circuit, and Figure 11 for dynamic performance with other reference voltage values.  
 ¶See "APPLICATIONS" section for recommended input buffer circuit.  
 \*\*Typical deviation of bipolar zero, -full scale or +full scale from min to max rating.  
 ††For explanation of input characteristics, see "ANALOG INPUT" section.  
 Specifications subject to change without notice.

REV. A

AD677

Table 1. Serial Output Coding Format (Twos Complement)

V <sub>IN</sub>	Output Code
<Full Scale	011...111
Full Scale	011...111
Full Scale - 1 LSB	011...110
Midscale + 1 LSB	000...001
Midscale	000...000
Midscale - 1 LSB	111...111
-Full Scale + 1 LSB	100...001
-Full Scale	100...000
<-Full Scale	100...000

POWER SUPPLIES AND DECOUPLING

The AD677 has three power supply input pins. V<sub>CC</sub> and V<sub>EE</sub> provide the supply voltages to operate the analog portions of the AD677 including the capacitor DAC, input buffers and comparator. V<sub>IO</sub> provides the supply voltage which operates the digital portions of the AD677 including the data output buffers and the auto-calibration controller.

As with most high performance linear circuits, changes in the power supplies can produce undesired changes in the performance of the circuit. Optimally, well regulated power supplies with less than 1% ripple should be selected. The ac output impedance of a power supply is a complex function of frequency, and in general will increase with frequency. In other words, high frequency switching such as that encountered with digital circuitry requires fast transient currents which most power supplies cannot adequately provide. This results in voltage spikes on the supplies. If these spikes exceed the ±2.5% tolerance of the ±12 V supplies or the ±10% limits of the +5 V supply, ADC performance will degrade. Additionally, spikes at frequencies higher than 100 kHz will also degrade performance. To compensate for the finite ac output impedance of the supplies, it is necessary to store "reserves" of charge in bypass capacitors. These capacitors can effectively lower the ac impedance presented to the AD677 power inputs which in turn will significantly reduce the magnitude of the voltage spikes. For bypassing capacitors, typically guidelines should be followed. Decoupling capacitors, typically 0.1 µF, should be placed as closely as possible to each power supply pin of the AD677. It is essential that these capacitors be placed physically close to the IC to minimize the inductance of the PCB trace between the capacitor and the supply pin. The logic supply (V<sub>IO</sub>) should be decoupled to digital common and the analog supplies (V<sub>CC</sub> and V<sub>EE</sub>) to analog common. The reference input is also considered as a power supply pin in this regard and the same decoupling procedures apply. These points are displayed in Figure 4.

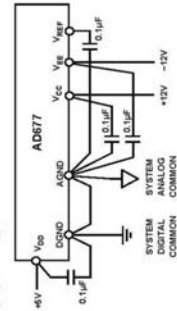


Figure 4. Grounding and Decoupling the AD677

In Figure 3, in this circuit BUSY is used to reset the circuitry which divides the system clock down to provide the AD677 CLK. This serves to interrupt the clock until after the input signal has been acquired, which has occurred when BUSY goes HIGH. When the conversion is completed and BUSY goes LOW, the circuit in Figure 3 truncates the 17th CLK pulse width which is tolerable because only its rising edge is critical.

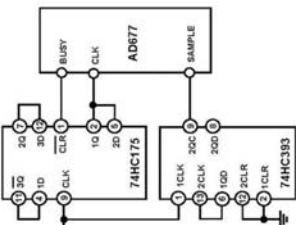


Figure 3.

Figure 3 also illustrates the use of a counter (74HC393) to derive the AD677 SAMPLE command from the system clock when a continuous convert mode is desirable. Pin 9 (QCC) provides a 96 kHz sample rate for the AD677 when used with a 12.288 MHz system clock. Alternatively, Pin 8 (2QD) could be used for a 48 kHz rate.

If a continuous clock is used, then the user must avoid CLK edges at the instant of disconnecting V<sub>IO</sub> which occurs at the falling edge of SAMPLE (see t<sub>DEC</sub> specification). The duty cycle of CLK may vary, but both the HIGH (t<sub>CH</sub>) and LOW (t<sub>CL</sub>) phases must conform to those shown in the timing specifications. The internal comparator makes its decisions on the rising edge of CLK. To avoid a negative edge transition disturbing the comparator's setting, t<sub>CL</sub> should be at least half the value of t<sub>CH</sub>. It is not recommended that the SAMPLE pin change state toward the end of a CLK cycle, in order to avoid transitions disturbing the internal comparator's setting.

During a conversion, internal dc error terms such as comparator voltage offset are sampled, stored on internal capacitors and used to correct for their corresponding errors when needed. Because these voltages are stored on capacitors, they are subject to leakage decay and so require refreshing. For this reason there is a maximum conversion time t<sub>C</sub> (1000 µs). From the time SAMPLE goes HIGH to the completion of the 17th CLK pulse, no more than 1000 µs should elapse for specified performance. However, there is no restriction to the maximum time between individual conversions.

Output coding for the AD677 is twos complement as shown in Table 1. The AD677 is designed to limit output coding in the event of out-of-range input.

REV. A

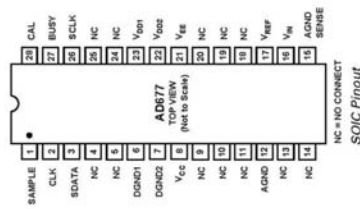
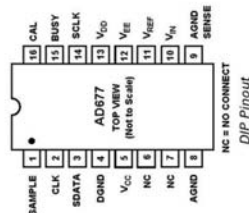
-9-

AD677

PIN DESCRIPTION

DIP Pin	SOIC Pin	Type	Name	Description
1	1	SAMPLE	DI	V <sub>IN</sub> Acquisition Control Pin. Active HIGH. During conversion, SAMPLE controls the state of the internal sample-and-hold amplifier and the falling edge initiates conversion. During calibration, SAMPLE should be held LOW. If HIGH during calibration, diagnostic information will appear on SDATA.
2	2	CLK	DI	Master Clock Input. The AD677 requires 17 clock pulses to execute a conversion. CLK is also used to derive SCLK.
3	3	SDATA	DO	Serial Output Data Controlled by SCLK.
4	6, 7	DGND	P	Digital Ground.
5	8	V <sub>CC</sub>	P	+12 V Analog Supply Voltage.
8	12	AGND	P	Analog Ground.
9	15	AGND SENSE	AI	Analog Ground Sense.
10	16	V <sub>IN</sub>	AI	Analog Input Voltage.
11	17	V <sub>REF</sub>	AI	External Voltage Reference Input.
12	21	V <sub>EE</sub>	P	-12 V Analog Supply Voltage.
13	22, 23	V <sub>DD</sub>	P	+5 V Logic Supply Voltage.
14	26	SCLK	DO	Clock Output for Data Read, derived from CLK.
15	27	BUSY	DO	Status Line for Converter. Active HIGH, indicating a conversion or calibration in progress.
16	28	CAL	DI	Calibration Control Pin.
6, 7	4, 5, 9, 10, 11, 13, 14, 18, 19, 20, 24, 25	NC	-	No Connection. No connections should be made to these pins.

Type: AI = Analog Input  
 DI = Digital Input  
 DO = Digital Output  
 P = Power



AD677

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD677 is a multipurpose 16-bit analog-to-digital converter and includes circuitry which performs an input sample/hold function, ground sense, and auto-calibration. These functions are segmented onto two monolithic chips—an analog signal processor and a digital controller. Both chips are contained within the AD677 package.

The AD677 employs a successive-approximation technique to determine the value of the analog input voltage. However, instead of the traditional laser-trimmed resistor-ladder approach, this device uses a capacitor-array, charge redistribution technique. Binary-weighted capacitors subdivide the input sample to perform the actual analog-to-digital conversion. The capacitor array eliminates variation in the linearity of the device due to temperature-induced mismatches of resistor values. Since a capacitor array is used to perform the data conversions, the sample/hold function is included without the need for additional external circuitry.

Initial errors in capacitor matching are eliminated by an auto-calibration circuit within the AD677. This circuit employs an on-chip microcontroller and a calibration DAC to measure and compensate capacitor mismatch errors. As each error is determined, its value is stored in on-chip memory (RAM). Subsequent conversions use these RAM values to improve conversion accuracy. The auto-calibration routine may be invoked at any time. Auto-calibration insures high performance while eliminating the need for any user adjustments and is described in detail below.

The microcontroller controls all of the various functions within the AD677. These include the actual successive approximation algorithm, the auto-calibration routine, the sample/hold operation, and the internal output data latch.

AUTO CALIBRATION

The AD677 achieves rated performance without the need for user trims or adjustments. This is accomplished through the use of on-chip auto-calibration.

In the auto-calibration sequence, sample/hold offset is nulled by internally connecting the input circuit to the ground sense circuit. The resulting offset voltage is measured and stored in RAM for later use. Next, the capacitor representing the most significant bit (MSB) is charged to the reference voltage. This charge is then transferred to a capacitor of equal size (composed of the sum of the remaining lower weight bits). The voltage that results represents the amount of capacitor mismatch. A calibration digital-to-analog converter (DAC) adds an appropriate value of error correction voltage to cancel this mismatch. This correction factor is also stored in RAM. This process is repeated for each of the eight remaining capacitors representing the top nine bits. The accumulated values in RAM are then used during subsequent conversions to adjust conversion results accordingly.

As shown in Figure 1, when CAL is taken HIGH the AD677 internal circuitry is reset, the BUSY pin is driven HIGH, and the ADC prepares for calibration. This is an asynchronous hardware reset and will interrupt any conversion or calibration currently in progress. Actual calibration begins when CAL is taken LOW and completes in 85,532 clock cycles, indicated by BUSY going LOW. During calibration, it is preferable for SAMPLE to be held LOW. If SAMPLE is HIGH, diagnostic data will appear on SDATA. This data is of no value to the user.

In most applications, it is sufficient to calibrate the AD677 only upon power-up, in which case care should be taken that the power supplies and voltage reference have stabilized first. If calibration is not performed, the AD677 may come up in an unknown state, or performance could degrade to as low as 10 bits.

CONVERSION CONTROL

The AD677 is controlled by two signals: SAMPLE and CLK, as shown in Figure 2. It is assumed that the part has been calibrated and the digital I/O pins have the levels shown at the start of the timing diagram.

A conversion consists of an input acquisition followed by 17 clock pulses which execute the 16-bit internal successive approximation routine. The analog input is acquired by taking the SAMPLE line HIGH for a minimum sampling time of t<sub>S</sub>. The actual sample taken is the voltage present on V<sub>IN</sub> one aperture delay after the SAMPLE line is brought LOW, assuming the previous conversion has completed (signified by BUSY going LOW). Care should be taken to ensure that this negative edge is well defined and jitter free in ac applications to reduce the uncertainty (noise) in signal acquisition. With SAMPLE going LOW, the AD677 commits itself to the conversion—the input at V<sub>IN</sub> is disconnected from the internal capacitor array. BUSY goes HIGH, and the SAMPLE input will be ignored until the conversion is completed (when BUSY goes LOW). SAMPLE must be held LOW for a minimum period of time t<sub>CS</sub>. A period of time t<sub>CS</sub> after bringing SAMPLE LOW, the 17 CLK cycles are applied. CLK pulses that start before this period of time are ignored. BUSY goes HIGH t<sub>CS</sub> after SAMPLE goes LOW, signifying that a conversion is in progress, and remains HIGH until the conversion is completed. As indicated in Figure 2, the two complement output data is presented MSB first. This data may be captured with the rising edge of SCLK or the falling edge of CLK, beginning with pulse #2. The AD677 will ignore CLK after BUSY has gone LOW and SDATA or SCLK will not change until a new sample is acquired.

CONTINUOUS CONVERSION

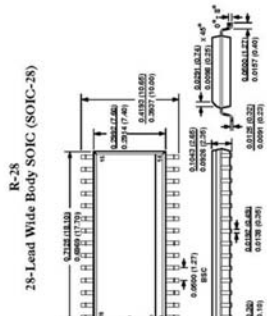
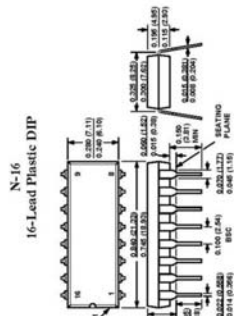
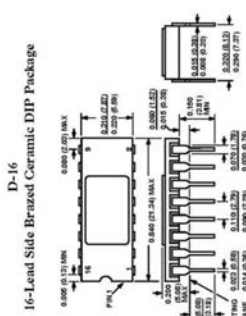
For maximum throughput rate, the AD677 can be operated in a continuous convert mode. This is accomplished by utilizing the fact that SAMPLE will no longer be ignored after BUSY goes LOW, so an acquisition may be initiated even during the HIGH time of the 17th CLK pulse for maximum throughput rate while enabling full settling of the sample/hold circuitry. If SAMPLE is already HIGH during the rising edge of the 17th CLK, then an acquisition is immediately initiated approximately 100 ns after the rising edge of the 17th clock pulse. Care must be taken to adhere to the minimum/maximum timing requirements in order to preserve conversion accuracy.

GENERAL CONVERSION GUIDELINES

During signal acquisition and conversion, care should be taken with the logic inputs to avoid digital feedthrough noise. It is possible to run CLK continuously, even during the sample period. However, CLK edges during the sampling period, and especially when SAMPLE goes LOW, may inject noise into the sampling process. The AD677 is reset with no CLK cycles during the sampling period. The BUSY signal can be used to prevent the clock from running during acquisition, as illustrated

AD677

OUTLINE DIMENSIONS  
Dimensions shown in inches and (mm)



AD677

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	S/(N+D)	Max INL	Package Description	Package Option*
AD677JN	0°C to +70°C	89 dB	Typ Only	Plastic 16-Pin DIP	N-16
AD677KN	0°C to +70°C	90 dB	±1.5 LSB	Plastic 16-Pin DIP	N-16
AD677TD	0°C to +70°C	89 dB	Typ Only	Ceramic 16-Pin DIP	D-16
AD677KD	0°C to +70°C	90 dB	±1.5 LSB	Ceramic 16-Pin DIP	D-16
AD677JR	0°C to +70°C	89 dB	Typ Only	Plastic 28-Lead SOIC	R-28
AD677KR	0°C to +70°C	90 dB	±1.5 LSB	Plastic 28-Lead SOIC	R-28
AD677AD	-40°C to +85°C	89 dB	Typ Only	Ceramic 16-Pin DIP	D-16
AD677BD	-40°C to +85°C	90 dB	±1.5 LSB	Ceramic 16-Pin DIP	D-16

\*D = Ceramic DIP; N = Plastic DIP; R = Small Outline IC (SOIC).

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

V<sub>CC</sub> to V<sub>EE</sub> ..... -0.3 V to +26.4 V  
 V<sub>I/O</sub> to DGND ..... -0.3 V to +7 V  
 V<sub>CC</sub> to AGND ..... -0.3 V to +18 V  
 V<sub>EE</sub> to AGND ..... -18 V to +0.3 V  
 AGND to DGND ..... +0.3 V  
 Digital Inputs to DGND ..... 0 to +5.5 V  
 Analog Inputs, V<sub>REF</sub> to AGND ..... (V<sub>CC</sub> +0.3 V) to (V<sub>EE</sub> -0.3 V)  
 Soldering ..... +300°C, 10 sec  
 Storage Temperature ..... -65°C to +150°C

\*Stresses greater than those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD677 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



REV. A

-15-

REV. A

-5-



**ADG201A/ADG202A — SPECIFICATIONS** ( $V_{DD} = +15V$ ,  $V_{SS} = -15V$ , unless otherwise specified)

Parameter	K Version -40°C to +85°C		B Version -40°C to +125°C		T Version -55°C to +125°C		Test Conditions
	25°C	±15	±15	±15	±15	±15	
<b>ANALOG SWITCH</b>							
Analogue Signal Range	±15	±15	±15	±15	±15	±15	-10V to +10V
$R_{ON}$	60	145	60	145	60	145	Test Circuit 1
Rows vs. $V_{DD}$ ( $V_{SS}$ )	20	20	20	20	20	20	% Typ
Rows, Drift	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	% C Typ
Rows, Match	5	5	5	5	5	5	% Typ
$I_C$ (OFF)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	$V_{DD} = 0V$ , $I_{DD} = 1mA$
OFF Input Leakage	2	100	2	100	2	100	$V_{DD} = 14V$ , $V_{SS} = 14V$ ; Test Circuit 2
$I_O$ (OFF)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	$V_{DD} = 14V$ , $V_{SS} = 14V$ ; Test Circuit 2
OFF Output Leakage	2	100	2	100	2	100	$V_{DD} = 14V$ ; Test Circuit 3
$I_O$ (ON)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	$V_{DD} = 14V$ ; Test Circuit 3
On-Channel Leakage	2	200	2	200	2	200	
<b>DIGITAL CONTROL</b>							
$V_{DD}$ Input High Voltage	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	$R_1 = 60k$ , $C_1 = 1000pF$ ; $V_{DD} = 0V$
$V_{DD}$ Input Low Voltage	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	Test Circuit 5
Test or Float	1	1	1	1	1	1	
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>							
Source	30	30	30	30	30	30	ns Typ
$t_{ON}$	300	300	300	300	300	300	ns max
$t_{OFF}$	250	250	250	250	250	250	ns max
OFF Isolation	80	80	80	80	80	80	dB Typ
Channel-to-Channel Crosstalk	80	80	80	80	80	80	dB Typ
$C_d$ (OFF)	5	5	5	5	5	5	pF Typ
$C_d$ (ON)	5	5	5	5	5	5	pF Typ
$C_{IN}$ (ON)	16	16	16	16	16	16	pF Typ
$C_{IN}$ (OFF)	20	20	20	20	20	20	pF Typ
Digital Input Capacitance	20	20	20	20	20	20	pF Typ
Q <sub>SD</sub> Charge Injection	20	20	20	20	20	20	pC Typ
<b>POWER SUPPLY</b>							
$I_{DD}$	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	mA Typ
$I_{DD}$	2	2	2	2	2	2	mA Max
$I_{SS}$	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	mA Typ
$I_{SS}$	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	mA Max
Power Dissipation	33	33	33	33	33	33	mW Max

**NOTES**  
 1. Sample tested at 25°C to ensure compliance.  
 2. Specifications subject to change without notice.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\***  
 ( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise stated)

$V_{DD}$ to $V_{SS}$	44V	Power Dissipation (Any Package)	470mW
$V_{DD}$ to GND	25V	Derates above +75°C by	6mW/°C
$V_{SS}$ to GND	-25V	Operating Temperature	
Analogue Inputs	-25V	Commercial (K Version)	-40°C to +85°C
Voltage at S, D	$V_{DD} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.5V$	Industrial (B Version)	-55°C to +125°C
Continuous Current, S or D	30mA	Extended (T Version)	-65°C to +150°C
Pulsed Current, S or D	70mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	Lead Temperature (Soldering (Wave))	+300°C
Digital Inputs <sup>1</sup>			
Voltage at IN	$V_{DD} - 2V$ to $V_{DD} + 2V$ or $V_{SS} - 2V$ to $V_{SS} + 2V$ , whichever occurs first		

**NOTE**  
 \*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and should not be exceeded. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability. Only one Absolute Maximum Rating may be applied at any one time.

**AD677**

Additionally, it is beneficial to have large capacitors (>17 nF) located at the point where the power connects to the PCB with 10 nF capacitors frequently in the vicinity of the ADC to further reduce low frequency ripple. In systems that will be subjected to particularly harsh environmental noise, additional decoupling may be necessary. RC-filtering on each power supply combined with dedicated voltage regulation can substantially decrease power supply ripple effects (this is further detailed in Figure 7).

**BOARD LAYOUT**

Designing with high resolution data converters requires careful attention to board layout. Trace impedance is a significant issue. A 1.22 mA current through a 0.5 Ω trace will develop a voltage drop of 0.6 mV, which is 4 LSBs at the 16-bit level for a 10 V full-scale span. In addition to ground drops, inductive and capacitive coupling need to be considered, especially when high accuracy analog signals share the same board with digital signals.

Analog and digital signals should not share a common return path. Each signal should have an appropriate analog or digital return routed close to it. Using this approach, signal loops enclose a small area, minimizing the inductive coupling of noise. Wide PC tracks, large gauge wire, and ground planes are highly recommended to provide low impedance signal paths. Separate analog and digital ground planes are also desirable, with a single interconnection point at the AD677 to minimize interference between analog and digital circuitry. Analog signals should be routed as far as possible from digital signals and should cross them, if at all, at right angles. A solid analog ground plane around the AD677 will isolate it from large switching ground currents. For these reasons, the use of wire wrap circuit construction will not provide adequate performance; careful printed circuit board construction is preferred.

**GROUNDING**

The AD677 has three grounding pins, designated ANALOG GROUND (AGND), DIGITAL GROUND (DGND) and ANALOG GROUND SENSE (AGND SENSE). The analog ground pin is the "high quality" ground reference point for the device, and should be connected to the analog common point in the system.

AGND SENSE is intended to be connected to the input signal ground reference point. This allows for slight differences in level between the analog ground point in the system and the input signal ground point. However no more than 100 mV is recommended between the AGND and the AGND SENSE pins for specified performance.

Using AGND SENSE to remotely sense the ground potential of the signal source can be useful if the signal has to be carried some distance to the A/D converter. Since all IC ground currents have to return to the power supply and no ground leads are free from resistance and inductance, there are always some voltage differences from one ground point in a system to another. Over distance this voltage difference can easily amount to several LSBs (in a 10 V input span, 16-bit system, each LSB is about 0.15 mV). This would directly corrupt the A/D input signal if the A/D measures its input with respect to power ground (AGND) as shown in Figure 10. To solve this problem the AD677 offers an AGND SENSE pin. Figure 30 shows how the AGND SENSE can be used to eliminate the problem in Figure 5a. Figure 36 also shows how the signal wires should be

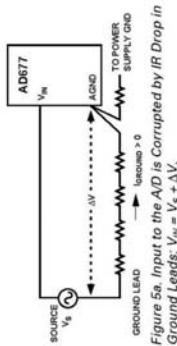


Figure 5a. Input to the A/D is Corrupted by IR Drop in Ground Leads:  $V_{IN} = V_S - \Delta V$ .

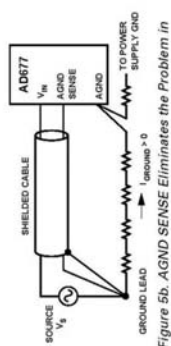


Figure 5b. AGND SENSE Eliminates the Problem in Figure 5a.

shielded in a noisy environment to avoid capacitive coupling. If inductive (magnetics) coupling is expected to be dominant such as where motors are present, twisted-pair wires should be used instead.

The digital ground pin is the reference point for all of the digital signals that operate the AD677. This pin should be connected to the digital common point in the system. As Figure 4 illustrates, the analog and digital grounds should be connected together at one point in the system, preferably at the AD677.

**VOLTAGE REFERENCE**

The AD677 requires the use of an external voltage reference. The input voltage range is determined by the value of the reference voltage; in general, a reference voltage of n volts allows an input range of ±n volts. The AD677 is specified for a voltage reference between +5 V and +10 V. A 10 V reference will typically require support circuitry operated from ±15 V supplies; a 5.0 V reference may be used with ±12 V supplies. Signal-to-noise performance is increased proportionately with input signal range (see Figure 12). In the presence of a fixed amount of system noise, increasing the LSB size (which results from increasing the reference voltage) will increase the effective S/(N+D) performance. Figure 11 illustrates S/(N+D) as a function of reference voltage. In contrast, dc accuracy will be optimal at lower reference voltage values (such as 5 V) due to capacitor nonlinearity at higher voltage values.

During a conversion, the switched capacitor array of the AD677 presents a dynamically changing current load at the voltage reference as the successive approximation algorithm cycles through various choices of capacitor weighting. (See the following section "Analog Input" for a detailed discussion of the VREF input characteristics.) The output impedance of the reference circuitry must be low so that the output voltage will remain sufficiently constant as the current draw changes. In some applications, this may require that the output of the voltage reference be buffered by an amplifier with low impedance at relatively high frequencies. In choosing a voltage reference, consideration should be

# ADG201A/ADG202A

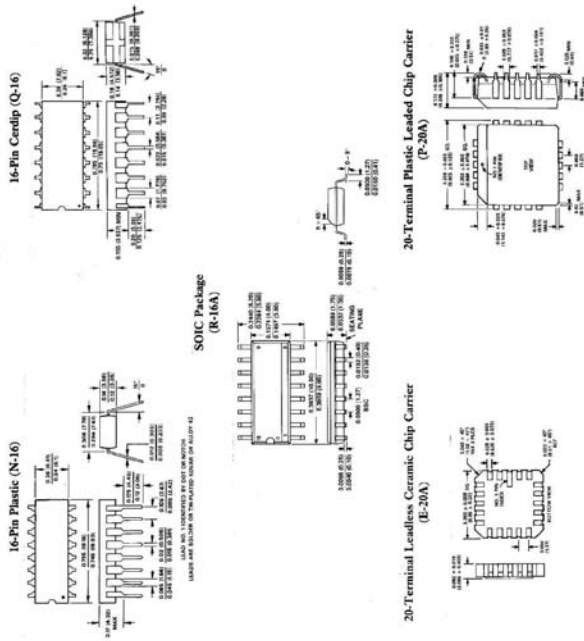
## TERMINOLOGY

- $R_{ON}$ : Ohmic resistance between terminals OUT and S
- $R_{OFF}$ : Difference between the  $R_{ON}$  of any two channels
- $I_S$  (OFF): Source terminal leakage current when the switch is off
- $I_D$  (OFF): Drain terminal leakage current when the switch is off
- $I_D$  (ON): Leakage current that flows from the closed switch into the body
- $V_{IN}$  ( $V_{OL}$ ): Switch input voltage on terminal D, S
- $C_{IN}$  (OFF): Switch input capacitance "OFF" condition
- $C_{IN}$  (ON): Digital input capacitance
- $C_{OUT}$ : Input or output capacitance when the switch is on
- $C_{IN}$ ,  $C_{OUT}$  (ON): Input or output capacitance when the switch is on

- $t_{ON}$ : Delay time between the 50% and 90% points of the digital input and switch "ON" condition
- $t_{OFF}$ : Delay time between the 50% and 90% points of the digital input and switch "OFF" condition
- $t_{PROP}$ : "OFF" time measured between 50% points of both switches, which are connected as a multiplexer, when switching from one address state to another
- Maximum Input Voltage for a Logic Low
- Minimum Input Voltage for a Logic High
- Input current of the digital input
- Most positive voltage supply
- Most negative voltage supply
- Positive supply current
- Negative supply current

## MECHANICAL INFORMATION

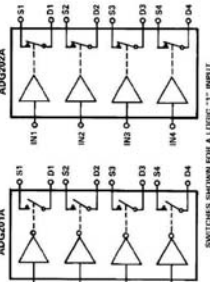
OUTLINE DIMENSIONS  
Dimensions shown in inches and (mm).



# ANALOG DEVICES LC<sup>2</sup>MOS Quad SPST Switches ADG201A/ADG202A

- FEATURES**
- 44V Supply Maximum Rating
- ±15V Analog Signal Range
- Low  $R_{ON}$  (80Ω)
- Low Leakage (0.5nA)
- Break Before Make Switching
- Extended Plastic Temperature Range (-40°C to +85°C)
- Low Power Dissipation (33mW)
- Available in 16-Lead DIP/SOIC and 20-Lead PLCC/LCC Packages
- Superior Second Source:
- ADG201A Replaces DG201A, HI-201
- ADG202A Replaces DG202

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



## GENERAL DESCRIPTION

The ADG201A and ADG202A are monolithic CMOS devices comprising four independently selectable switches. They are designed on an enhanced LC<sup>2</sup>MOS process which gives an increased signal handling capability of ±15V. These switches also feature high switching speeds and low  $R_{ON}$ .

The ADG201A and ADG202A consist of four SPST switches. They differ only in that the digital control logic is inverted. All devices exhibit break before make switching action. Inherent in the design is low charge injection for minimum transients when switching the digital inputs.

## PRODUCT HIGHLIGHTS

1. **Extended Signal Range:** These switches are fabricated on an enhanced LC<sup>2</sup>MOS process, resulting in high breakdown and an increased analog signal range of ±15V.
2. **Single Supply Operation:** For applications where the analog signal is unipolar (0V to 15V), the switches can be operated from a single +15V supply.
3. **Low Leakage:** Leakage currents in the range of 500pA 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.

ADG201A IN	ADG202A IN	SWITCH CONDITION
0	1	ON
1	0	OFF

Table 1. Truth Table

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for errors or for consequences arising from the use of the information. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

REV. A

-6-

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 617/328-4700 Fax: 617/328-8703 Tlx: 710/384-6577  
Telex: 924491 Cable: ANALOG NORWOODMASS



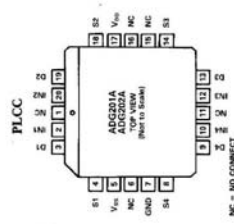
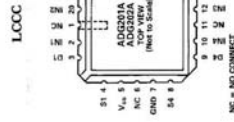
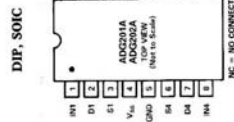
**CAUTION** (electrostatic discharge) sensitive device. The digital control inputs are diode protected; however, permanent damage may occur on unconnected devices subject to high energy electrostatic fields. Unused devices must be stored in conductive foam or shunts. The protective foam should be discharged to the destination socket before devices are removed.

**ORDERING GUIDE**

Model <sup>1</sup>	Temperature Range	Package Option <sup>2</sup>
ADG201AKN	-40°C to +85°C	N-16
ADG201AKR	-40°C to +85°C	R-16A
ADG201AKP	-40°C to +85°C	P-20A
ADG201ARQ	-40°C to +85°C	Q-16
ADG201ATQ	-55°C to +125°C	Q-16
ADG201ATE	-55°C to +125°C	E-20A
ADG202AKN	-40°C to +85°C	N-16
ADG202AKR	-40°C to +85°C	R-16A
ADG202AKP	-40°C to +85°C	P-20A
ADG202ARQ	-40°C to +85°C	Q-16
ADG202ATQ	-55°C to +125°C	Q-16
ADG202ATE	-55°C to +125°C	E-20A

**NOTES**  
<sup>1</sup>To order MIL-STD-883, Class B processed parts, add 883B to T grade part numbers. See Analog Devices Military Products Datasheet (1996) for military data sheet.  
<sup>2</sup>Package Options: N = Plastic DIP; R = 0.15" Small Outline IC (SOIC); P = Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC); Q = Cerdip.

**PIN CONFIGURATIONS**



**ADG201A/ADG202A FUNCTIONAL DIAGRAM**

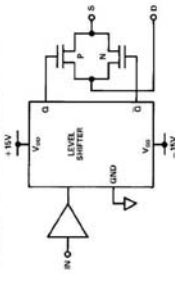


Figure 1. Typical Digital Input Cell

REV. A

-3-

**Ordering Information**

HCP1-710X

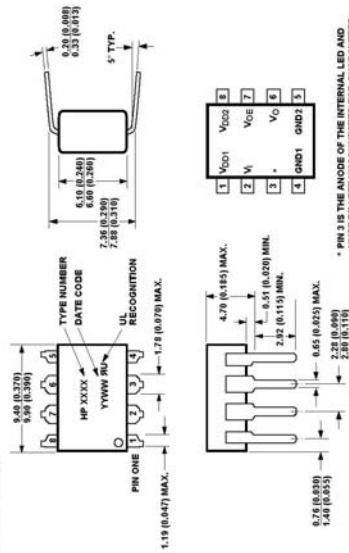
0 = 15 MBd Minimum Data Rate  
 1 = 50 MBd Minimum Data Rate

Option YY

300 = Gall 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).

1-403

### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit
Storage Temperature	$T_s$	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Ambient Operating Temperature	$T_A$	-40	85	$^{\circ}\text{C}$
Supply Voltages	$V_{DD1,2}$	0.0	5.5	V
Input Voltage	$V_I$	-0.5	$V_{DD1} + 0.5$	V
Output Voltage	$V_O$	-0.5	$V_{DD2} + 0.5$	V
Output Enable Voltage	$V_{OE}$	-0.5	$V_{DD2} + 0.5$	V
Average Output Current	$I_O$		25	mA
Package Power Dissipation	$P_{PD}$		220	mW
Lead Solder Temperature (1.6 mm. Below Seating Plane, 10 sec.)	$T_{LS}$		260	$^{\circ}\text{C}$

See Package Outline Drawings Section

### Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Test Conditions
Operating Temperature	$T_A$	-40	85	$^{\circ}\text{C}$	
Supply Voltages	$V_{DD1,2}$	4.5	5.5	V	
Logic High Input Voltage	$V_{IH}$	2.0	$V_{DD1}$	V	
Logic Low Input Voltage	$V_{IL}$	0.0	0.8	V	
Logic High Output Enable Voltage	$V_{OH}$	2.0	$V_{DD2}$	V	Output in high impedance state
Logic Low Output Enable Voltage	$V_{OL}$	0.0	0.8	V	Output enabled
Input Signal Rise and Fall Times	$t_r, t_f$		1	ms	
TTL Fanout	N		6		Standard Loads

## High Speed CMOS Optocouplers

### Technical Data

#### HCPL-7100 HCPL-7101

#### Features

- 1  $\mu\text{m}$  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 ( $V_{ORM} = 848$  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

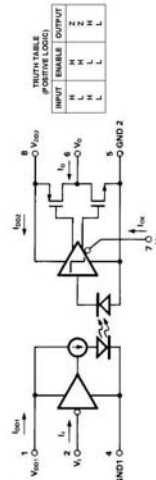
compatible and is controlled by the output enable pin,  $V_{OE}$ .

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 the 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.

OPTOCOUPPLERS

**Regulatory Information**  
 The HCP-L-7100/1 has been approved by the following organizations:  
**CSA** Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.  
**VDE** Approved according to VDE 0884/06-92

**UL**  
 Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

**Insulation and Safety Related Specifications**

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Air Gap (External Clearance)	L(01)	7.4	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air
Min. External Tracking Path (External Creepage)	L(02)	8.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body
Min. Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.5	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index) Isolation Group	CTI	175	V	DIN IEC 112/VDE 0303 PART 1
			IIh	Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00892.

**VDE 0884 (06.92) Insulation Characteristics**

Description	Symbol	Characteristic	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110, Table 1 for rated mains voltage ≤ 200 V rms for rated mains voltage ≤ 600 V rms		I-IV I-III 40/85/21	
Climatic Classification		2	
Pollution Degree (DIN VDE 0110, Table 1)*		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V <sub>ORM</sub>	848	V peak
Input to Output Test Voltage, Method b** V <sub>IG</sub> = 1.875 x V <sub>ORM</sub> . Production test with t <sub>p</sub> = 1 sec, Partial discharge < 5 pC	V <sub>IG</sub>	1591	V peak
Input to Output Test Voltage, Method a** V <sub>IR</sub> = 1.5 x V <sub>ORM</sub> -Type and sample test, t <sub>p</sub> = 60 sec, Partial discharge < 5 pC	V <sub>IR</sub>	1273	V peak
Highest Allowable Overvoltage** (Transient Overvoltage; t <sub>tr</sub> = 10 sec)	V <sub>TR</sub>	6000	V peak
Safety-limiting values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 15)			
Case Temperature	T <sub>S</sub>	175	°C
Input Power	P <sub>S,INPUT</sub>	80	mW
Output Power	P <sub>S,OUTPUT</sub>	250	mW
Insulation Resistance at T <sub>S</sub> , V <sub>IO</sub> = 500 V	R <sub>S</sub>	≥ 1 x 10 <sup>12</sup>	Ω

\*This part may also be used in Pollution Degree 3 environments where the rated mains voltage is ≤ 300 V rms (per DIN VDE 0110).  
 \*\*Refer to the front of the optocoupler section in the current catalog for a more detailed description of VDE 0884 and other product safety requirements.

Note: Optocouplers providing safe electrical separation per VDE 0884 do so only within the safety-limiting values to which they are qualified. Protective cut-out switches must be used to ensure that the safety limits are not exceeded.

1-405

OPTOCOUPPLERS

**Electrical Specifications**

Guaranteed across recommended operating conditions. Test conditions represent worst case values for the parameter under test. Test conditions that are not specified can be anywhere within their operating range. All typicals are at 25°C and 5 V supplies unless otherwise noted.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Fig.	Note
Logic Low Input Supply Current	I <sub>DD,LL</sub>		5.2	10.0	mA	V <sub>DD1</sub> = 5.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IL</sub>		1
Logic High Input Supply Current	I <sub>DD,HH</sub>		0.3	0.6	mA	V <sub>I</sub> = 4.5 V V <sub>DD1</sub> = 5.5 V		1
Logic Low Output Supply Current	I <sub>DD,LL</sub>		0.9	1.6	mA	V <sub>I</sub> = 2.0 V V <sub>DD2</sub> = 5.5 V		
Logic High Output Supply Current	I <sub>DD,HH</sub>		5.0	9.0	mA	V <sub>DD2</sub> = 5.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IL</sub>		
Tri-State Output Supply Current	I <sub>DD,ZZ</sub>		5.2	9.0	mA	V <sub>DD2</sub> = 5.5 V V <sub>OE</sub> = V <sub>OH</sub> I <sub>O</sub> = 0 mA V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub>		
Input Current	I <sub>I</sub>	-1	5.1	9.0	mA	V <sub>DD2</sub> = 4.5 V V <sub>OE</sub> = 2.0 V V <sub>DD3</sub> = 5.5 V		
Output Enable Current	I <sub>OE</sub>	-1	5.6	10.0	mA	V <sub>I</sub> = V <sub>DD1</sub> or GND V <sub>DD1</sub> = 5.5 V		
Logic High Output Voltage	V <sub>OH</sub>	4.4	4.0	4.8	V	V <sub>OE</sub> = V <sub>DD2</sub> or GND V <sub>DD2</sub> = 5.5 V I <sub>O</sub> = -20 µA V <sub>DD3</sub> = 4.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> V <sub>OE</sub> = V <sub>OH</sub>		6
Logic High Output Current	I <sub>OH</sub>	-7.5	3.7	4.7	mA	I <sub>O</sub> = -6.0 mA V <sub>DD2</sub> = 5.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IH</sub> V <sub>OE</sub> = V <sub>OH</sub>		6
Logic Low Output Voltage	V <sub>OL</sub>	0.0	0.1	0.3	V	V <sub>DD2</sub> = 4.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IL</sub> V <sub>OE</sub> = V <sub>OL</sub>		5
Logic Low Output Current	I <sub>OL</sub>	10.5	0.15	0.4	mA	I <sub>O</sub> = 6.0 mA V <sub>DD2</sub> = 4.5 V V <sub>I</sub> = V <sub>IL</sub> V <sub>OE</sub> = V <sub>OL</sub>		5
High Impedance State Output Current	I <sub>OZ</sub>	-5		5	µA	V <sub>DD2</sub> = 5.5 V V <sub>OE</sub> = V <sub>OH</sub> V <sub>I</sub> = V <sub>DD2</sub> or GND		
Input Capacitance	C <sub>I</sub>		4.3		pF	f = 1 MHz		4

1-407

**Switching Specifications (cont.)**

Guaranteed across recommended operating conditions. Test conditions represent worst case values for the parameter under test. Test conditions that are not specified can be anywhere within their operating range. All typicals are at 25°C and 5 V supplies unless otherwise noted.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time from Logic High to Output Disabled	$t_{FHZ}$			12		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	12	6
				12		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Propagation Delay Time from Logic Low to Output Disabled	$t_{FLZ}$			9		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	12	6
				11		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Common Mode Transient Immunity at Logic High Output	[CM <sub>H</sub> ]	HCPL-7100	1000			V/μs	$V_{CM} = 50$ V $V_I = V_{IH}$ $V_O > 3.2$ V	13,	10
		HCPL-7101	2000			V/μs	$V_{CM} = 200$ V	14	
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Output	[CM <sub>L</sub> ]	HCPL-7100	1000			V/μs	$V_{CM} = 50$ V $V_I = V_{IL}$ $V_O < 0.8$ V	13,	10
		HCPL-7101	2000			V/μs	$V_{CM} = 200$ V	14	
Input Dynamic Power Dissipation Capacitance	$C_{PD1}$			68		pF			11
Output Dynamic Power Dissipation Capacitance	$C_{PD2}$			10		pF			11

**Package Characteristics**

Guaranteed across recommended operating conditions. Test conditions represent worst case value for the parameter under test. Test conditions that are not specified can be anywhere within their operating range. All typicals are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and 5 V supplies unless otherwise noted.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage*	$V_{ISO}$	3750			V rms	$t = 1$ min., RH $\leq$ 50%, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2, 3
Input-Output Resistance	$R_{IO}$	$10^{12}$	$10^{13}$		$\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $T_A = 100^\circ\text{C}$		2
Input-Output Capacitance	$C_{IO}$		0.7		pF	$f = 1$ MHz		2

\*The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the VDE 0884 Insulation Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification or HP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

**Switching Specifications**

Guaranteed across recommended operating conditions. Test conditions represent worst case values for the parameter under test. Test conditions that are not specified can be anywhere within their operating range. All typicals are at 25°C and 5 V supplies unless otherwise noted.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low Output	$t_{FLL}$	HCPL-7100		70		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	7, 8	5, 6
		HCPL-7101		28	40				
		HCPL-7100		70		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Propagation Delay Time to Logic High Output	$t_{FLH}$	HCPL-7100		70		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	7, 8	5, 6
		HCPL-7101		27	40				
		HCPL-7100		70		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Pulse Width Distortion [ $t_{PWH} - t_{FALL}$ ]	PWD	HCPL-7100		20		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	7, 9	6, 7
		HCPL-7101		2	6				
		HCPL-7100		20		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Data Rate		HCPL-7100	15			MBd	% PWD $<$ 30%		8
		HCPL-7101	50	65					
Propagation Delay Skew	$t_{SK}$	HCPL-7101		10		ns		10	9
		HCPL-7100		12		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	7	
Output Rise Time (10-90%)	$t_r$	HCPL-7101		10		ns			
		HCPL-7100		8		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	7	
Output Fall Time (90-10%)	$t_f$	HCPL-7101		7		ns			
		HCPL-7100		50		ps rms	$V_I = 0-1$ V square wave, $t_{rise} = 5$ ns, input rise/ fall time = 5 ns, $R_L = 10$ k $\Omega$ , $C_L = 5$ pF, TTL Threshold Levels.		
Propagation Delay Time From Output Enabled to Logic High Output	$t_{ZH}$			13		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	12	6
				12		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		
Propagation Delay Time From Output Enabled to Logic Low Output	$t_{ZL}$			11		ns	$C_L = 50$ pF CMOS Signal Levels	12	6
				10		ns	$C_L = 15$ pF TTL Signal Levels		

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$R_{th} = 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	15	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_{th} = 10\text{ k}\Omega$		10	20	mV/°C
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 5, 6) $T_A \leq 70^\circ\text{C}$		25	200	pA
$I_b$	Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 5, 6) $T_A \leq 70^\circ\text{C}$		50	400	pA
$R_{IN}$	Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$	$\Omega$	
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_O = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
$V_o$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13.5$		V
$V_{CM}$	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	$\pm 11$	$\pm 15$		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_{th} \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
$I_S$	Supply Current			3.6	5.6	mA

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)  
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage:  $\pm 18\text{V}$   
Power Dissipation:  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$   
 $T_{J(MAX)}$ :  $150^\circ\text{C}$   
Operating Temperature Range:  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$   
Differential Input Voltage:  $\pm 30\text{V}$

**DC Electrical Characteristics** (Note 5)

**TL082C**

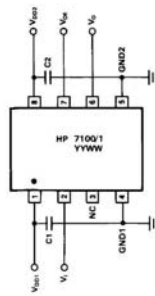
Input Voltage Range (Note 3):  $\pm 15\text{V}$   
Output Short Circuit Duration: Continuous  
Storage Temperature Range:  $-65^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$   
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds):  $260^\circ\text{C}$   
ESD rating to be determined.  
Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

2801L

www.national.com

2

- Notes:**
- The LED is OFF when the  $V_I$  is high and ON when  $V_I$  is low.
  - Device considered a two terminal device; pins 1-4 shorted together and pins 5-8 shorted together.
  - $t_{PLH}$  is the propagation delay from the falling edge of the  $V_I$  signal to the logic switching level of the  $V_O$  signal. This test is performed with an insulation test voltage greater than  $4500\text{ V}$  rms for common mode (discharge current detection limit  $I_{CM} < 5\text{ }\mu\text{A}$ ). This test is performed before the method b, 100% production test for partial discharge shown in the VDE 0884 Insulation Characteristics Table.
  - C is the capacitance measured at pin 2 ( $V_I$ ).
  - $t_{PLH}$  propagation delay is measured from the 50% level on the falling edge of the  $V_I$  signal to the logic switching level of the  $V_O$  signal.
  - The logic switching levels are 1.5 V for PTL signals (0-3 V) and 2.5 V for CMOS signals (0-5 V).
  - PWD is defined as  $t_{PLH} - t_{PLL} - \%PWD$  (percent pulse width distortion) is equal to PWD in ns divided by symbol duration (bit length).
  - $t_{RST}$  is the common mode voltage slow rate that can be sustained while maintaining  $V_O > 3.2\text{ V}$ .  $CM_{L}$  is the maximum common mode voltage slow rate that can be sustained while maintaining  $V_O < 0.8\text{ V}$ . The common mode voltage slow rates apply to both rising and falling common mode voltage edges.
  - Minimum data rate is calculated as follows:  $\%PWD/PWD$  where  $\%PWD$  is typically chosen by the design engineer (30% is common), and output load within the recommended operating condition range.
  - $t_{RST}$  is equal to the worst case difference in  $t_{PLH}$  and/or  $t_{PLL}$  that will be seen between units at the same temperature, supply voltage, and output load within the recommended operating condition range.
  - $CM_{L}$  is the maximum common mode voltage slow rate that can be sustained while maintaining  $V_O > 3.2\text{ V}$ .  $CM_{H}$  is the maximum common mode voltage slow rate that can be sustained while maintaining  $V_O < 0.8\text{ V}$ . The common mode voltage slow rates apply to both rising and falling common mode voltage edges.
  - Unloaded dynamic power dissipation is calculated as follows:  $C_{IP} \cdot V_{CC}^2 \cdot f + I_{EIO} \cdot V_{EIO} + V_{EIO} \cdot f$  where  $f$  is switching frequency in MHz.



C1: 0.01  $\mu\text{F}$  to 0.1  $\mu\text{F}$

Figure 1. Recommended Application Circuit.

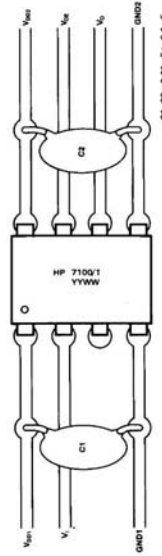


Figure 2. Recommended Printed Circuit Board Layout.

1-410

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

August 2000



**TL082**  
**Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier**

**General Description**

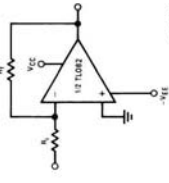
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM355 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

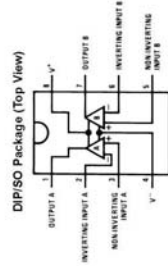
**Features**

- Internally trimmed offset voltage: 15 mV
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise voltage: 16nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion: ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

**Typical Connection**

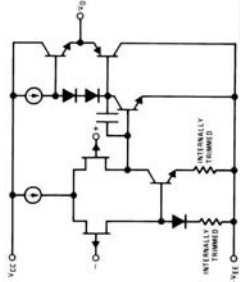


**Connection Diagram**

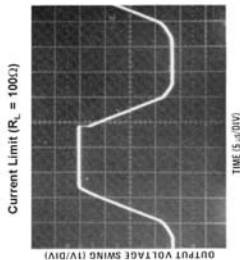


Order Number TL082CM or TL082CP  
See NS Package Number M08A or N08E

**Simplified Schematic**



**Pulse Response (Continued)**



**Application Hints**

These devices are op amps with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output, however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be degraded in this condition. When the common-mode input voltage is approximately 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on ±5V power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 kΩ load resistance to ±10V over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward-biased PN junctions could cause overheating of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, a resistor from the output to an input should be used to minimize the voltage drop to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

TL082

www.national.com

© 2000 National Semiconductor Corporation DS000357

www.national.com



TL082

AC Electrical Characteristics (Note 5)						
Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1\text{Hz}$ - 20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	$V_{OS} = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		V/ $\mu\text{s}$
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_{OS} = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		4		MHz
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_G = 100\Omega$ , $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Equivalent Input Noise Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V = +10$ , $R_G = 10\text{k}$ , $V_{OS} = 20\text{ Vp-p}$ , $\text{BW} = 20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$		<0.02		%

Note 2: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the N package.  
 Note 3: Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.  
 Note 4: The power dissipation limit, however, must be observed.  
 Note 5: The operating conditions apply for  $V_{OS} = \pm 15\text{V}$  and  $\text{CCCT}$ .  $V_{OS}$ ,  $i_n$ , and  $i_{CS}$  are measured at  $V_{OS} = 0$ .  
 Note 6: The input bias current is measured with the feedback loop open. The input bias current may vary slightly during the production test time. The input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation.  $P_{D1}$ ,  $T_A$ ,  $\theta_{JA}$ ,  $P_D$ , where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.  
 Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.  
 $V_{OS} = 25\text{V}$  to  $\pm 15\text{V}$ .

### Typical Performance Characteristics

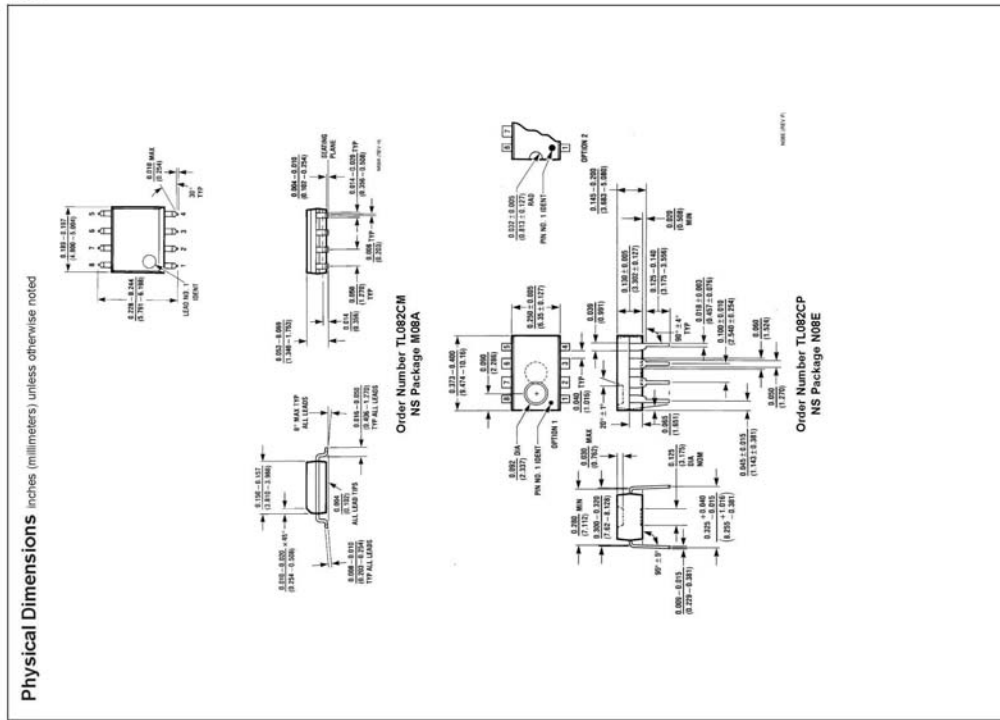
Input Bias Current

Input Bias Current

www.national.com

3

TL082





# High Speed, Fast Settling Precision Operational Amplifier

## OP-42

### FEATURES

- **Slew Rate** ..... 50V/ $\mu$ s Min
  - **Settling-Time (0.01%)** ..... 1 $\mu$ s Max
  - **Gain-Bandwidth Product** ..... 10MHz Typ
- Precision**
- **Open-Loop Gain** ..... 86dB Min
  - **Offset Voltage** ..... 500 $\mu$ mV Min
  - **Bias Current** ..... 750nA Max

### Excellent Radiation Hardness Available in Die Form

### ORDERING INFORMATION\*

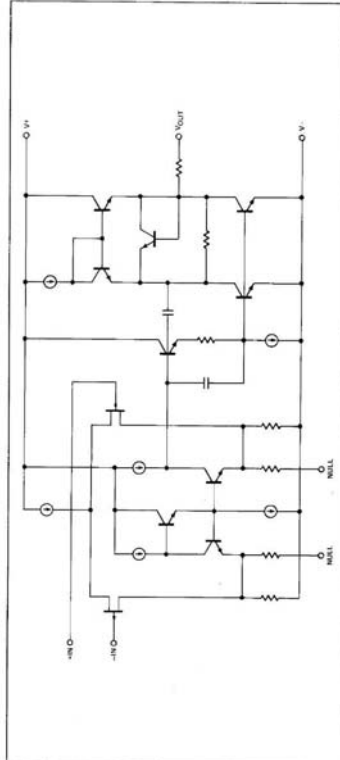
T <sub>a</sub> = 25°C	PACKAGE		OPERATING	
	CERDIP	SO	LCC	TEMPERATURE
V <sub>OS</sub> MAX (mV)	TD-99	8-PIN	20-CONTACT	RANGE
1.0	OP42ALY	OP42AZ*	-	OP42ARC883
0.75	OP42EJ	OP42EZ	-	IND
1.5	OP42FJ	OP42FZ	-	IND
5.0	-	OP42GP	OP42GS	XIND

\* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add 1883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.  
† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in cerip, 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

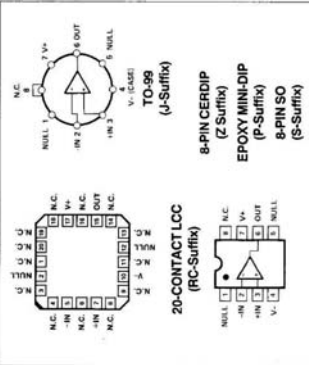
### SIMPLIFIED SCHEMATIC



58V/ $\mu$ 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 600ns 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 tight 750 $\mu$ V maximum input offset voltage combined with well-controlled drift of less than 10 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C eliminates the need for external nulling in many circuits. The OP-42's

### PIN CONNECTIONS



### OP-42

#### GENERAL DESCRIPTION (Continued)

common-mode rejection of 86dB 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 $\Omega$  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<sub>-</sub>. The OP-42 upgrades the performance of circuits using the AD544, AD811, 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 HA2510.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage	-20V to +20V
Input Voltage (Note 2)	-20V to +20V
Differential Input Voltage (Note 2)	-40V to +40V
Output Short-Circuit Duration	Undefined

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = $\pm$ 15V, T<sub>a</sub> = 25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-42E			OP-42F			OP-42G				
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Offset Voltage	V <sub>OS</sub>	V <sub>OS</sub> = 0V, T <sub>a</sub> = 25°C	-0.3	0.75	-	0.4	1.5	-	1.5	5.0	-	mV	
Input Bias Current	I <sub>B</sub>	V <sub>OS</sub> = 0V, T <sub>a</sub> = 25°C	-80	200	-	130	250	-	130	250	-	pA	
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>	V <sub>OS</sub> = 0V, T <sub>a</sub> = 25°C	-4	40	-	8	50	-	8	50	-	pA	
Input Voltage Range	IVR	(Note 1)	$\pm$ 12.5	-	$\pm$ 11	$\pm$ 12.5	-	$\pm$ 11	$\pm$ 12.5	-	$\pm$ 11.5	-	V
Common-Mode Rejection	CMR	V <sub>OS</sub> = $\pm$ 11V	88	98	-	80	92	-	80	92	-	dB	
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	V <sub>OS</sub> = $\pm$ 10V to $\pm$ 20V	-	9	40	-	12	53	-	12	50	-	dB
Large-Signal Voltage Gain	A <sub>VO</sub>	R <sub>L</sub> = 10k $\Omega$ , V <sub>OS</sub> = $\pm$ 10V, R <sub>S</sub> = 25 $\Omega$ , T <sub>a</sub> = 25°C	900	500	-	500	900	-	500	900	-	V/mV	
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> = 1k $\Omega$	$\pm$ 11.5	-	$\pm$ 11.5	-	$\pm$ 11.5	-	$\pm$ 11.5	-	$\pm$ 11.5	-	V
Short-Circuit Current Limit	I <sub>SC</sub>	Output Shorted to Ground	$\pm$ 33	$\pm$ 60	$\pm$ 20	$\pm$ 33	$\pm$ 60	$\pm$ 20	$\pm$ 33	$\pm$ 60	$\pm$ 20	mA	
Supply Current	I <sub>VV</sub>	No Load, V <sub>OS</sub> = 0V	-	5.1	6.0	-	5.1	6.5	-	5.1	6.5	mA	
Slew Rate	SR	(Note 2)	50	58	-	40	50	-	40	50	-	V/ $\mu$ s	
Full-Power Bandwidth	BW <sub>3dB</sub>	(Note 2)	750	900	-	600	800	-	600	800	-	kHz	
Gain-Bandwidth Product	GBW	f <sub>o</sub> = 109kHz	-	10	-	-	10	-	-	10	-	MHz	
Settling-Time	t <sub>S</sub>	10V Step 0.01% (Note 2)	-	0.8	1.0	-	0.9	1.2	-	0.9	1.2	$\mu$ s	
Overload Recovery Time	t <sub>OR</sub>	(Note 2)	-	700	-	-	700	-	-	700	-	ns	
Phase Margin	$\phi_{PM}$	180° Open-Loop Phase Shift	-	47	-	-	47	-	-	47	-	degrees	
Gain Margin	A <sub>18dB</sub>	Phase Shift	-	9	-	-	9	-	-	9	-	dB	
Capacitive Load Drive Capability	C <sub>L</sub>	Unity-Gain Stable (Note 4)	100	300	-	100	300	-	100	300	-	pF	

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. For supply voltages less than  $\pm$ 20V, the absolute maximum output voltage is equal to the supply voltage.

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

OP-42

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

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Gain Margin	$A_{10}$	180° Open-Loop Phase Shift	-	9	-	dB
Capacitive Load Drive Capability	$C_L$	Unity-Gain Stable (Note 4)	100	500	-	pF
Differential Input Impedance	$Z_{in}$	-	-	$10^{12}$	-	Ω
Open-Loop Output Resistance	$R_O$	-	-	50	-	Ω
Voltage Noise	$e_{n,p-p}$	0.1 Hz to 10 kHz	-	2	-	$\mu V/\sqrt{Hz}$
Voltage Noise Density	$e_n$	$f_c = 100 Hz$ $f_c = 100 Hz$ $f_c = 1 kHz$ $f_c = 10 kHz$	-	38	-	$nV/\sqrt{Hz}$
Current Noise Density	$i_n$	$f_c = 1 kHz$	-	13	-	$pA/\sqrt{Hz}$
External $V_{OS}$ Trim Range	$R_{set}$	$R_{set} = 200 \Omega$	-	0.007	-	mV
Long-Term $V_{OS}$ Drift	$V_S$	-	-	4	-	$\mu V/month$
Supply Voltage Range	$V_S$	-	-	5	-	V

NOTES:  
 1. Guaranteed by CMR test.  
 2. Guaranteed by slow rate test and formula  $BW_p = SR/(2\pi fV_{FSR,k})$ .  
 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  $V_S = \pm 15V$ ,  $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$  for E/F grades, and  $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$  for G grade, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Offset Voltage	$V_{OS}$	-	-	0.4	1.2	mV
Input Offset Current	$I_{OS}$	-	-	4	10	nA
Input Voltage Range	$V_{VR}$	-	-	0.6	1.2	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 11V$	86	96	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 20V$	-	2	40	dB
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	200	500	500	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L = 2k\Omega$	$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	$\pm 11.8$	V
Short-Circuit Current Limit	$I_{SC}$	Output Shorted to Ground	$\pm 8$	$\pm 60$	$\pm 8$	mA
Supply Current	$I_{SY}$	No Load $V_O = 0V$	-	5.1	8.0	mA
Slew Rate	SR	$R_L = 2k\Omega$	45	57	-	V/ $\mu s$
Capacitive Load Drive Capability	$C_L$	Unity-Gain Stable (Note 3)	100	250	-	pF

NOTES:  
 1.  $T_A = 85^\circ C$  for E/F/G Grades;  $T_A = 125^\circ C$  for A grade.  
 2. Guaranteed by CMR test.  
 3. Guaranteed but not tested.

OP-42

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

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Differential Input Impedance	$Z_{in}$	-	-	$10^{12}$	-	Ω
Open-Loop Output Resistance	$R_O$	-	-	50	-	Ω
Voltage Noise	$e_{n,p-p}$	0.1 Hz to 10 kHz	-	2	-	$\mu V/\sqrt{Hz}$
Voltage Noise Density	$e_n$	$f_c = 100 Hz$ $f_c = 100 Hz$ $f_c = 1 kHz$ $f_c = 10 kHz$	-	38	-	$nV/\sqrt{Hz}$
Current Noise Density	$i_n$	$f_c = 1 kHz$	-	12	-	$pA/\sqrt{Hz}$
External $V_{OS}$ Trim Range	$R_{set}$	$R_{set} = 200 \Omega$	-	4	-	mV
Long-Term $V_{OS}$ Drift	$V_S$	-	-	5	-	$\mu V/month$
Supply Voltage Range	$V_S$	-	-	5	-	V

NOTES:  
 1. Guaranteed by CMR test.  
 2. Guaranteed by slow rate test and formula  $BW_p = SR/(2\pi fV_{FSR,k})$ .  
 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	TYP	MAX	UNITS
Offset Voltage	$V_{OS}$	-	-	0.3	1.0	mV
Input Bias Current	$I_B$	$V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$	-	80	200	pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$	-	4	40	pA
Input Voltage Range	$V_{VR}$	(Note 1)	$\pm 11$	$\pm 12.5$	$\pm 12.0$	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 11V$	86	96	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 20V$	-	9	40	dB
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ C$	500	800	800	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L = 1k\Omega$	$\pm 11.5$	$\pm 12.5$	$\pm 11.9$	V
Short-Circuit Current Limit	$I_{SC}$	Output Shorted to Ground	$\pm 20$	$\pm 33$	$\pm 28$	mA
Supply Current	$I_{SY}$	No Load $V_O = 0V$	-	5.1	6.0	mA
Slew Rate	SR	(Note 2)	45	52	-	V/ $\mu s$
Full-Power Bandwidth	$BW_p$	$f_c = 100 Hz$	700	860	-	kHz
Gain-Bandwidth Product	GBW	$f_c = 100 Hz$	-	10	-	MHz
Settling-Time	$t_s$	10V Step 0.01% (Note 3)	-	0.8	1.0	$\mu s$
Overload Recovery Time	$t_{OR}$	0dB Gain	-	700	-	ns
Phase Margin	$\phi_p$	0dB Gain	-	47	-	degrees

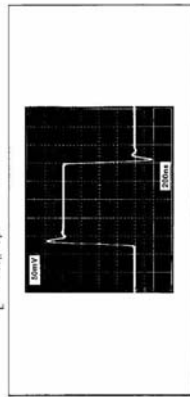


**OP-42**

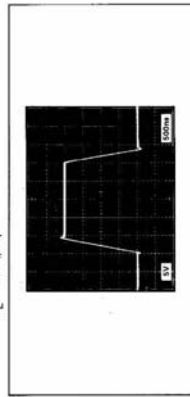
**APPLICATIONS INFORMATION**

The OP-42 combines speed with a high level of input precision usually found only with slower devices. Well-behaved AC performance in the form of clean, transient response, symmetrical slew-rates and a high degree of forgiveness to supply decoupling are the hallmarks of this amplifier. AC gain and phase response are quite independent of temperature or supply voltage. Figure 1 shows the OP-42's small-signal response. Even with 75pF loads, there is minimal ringing in the output waveform. Large-signal response is shown in Figure 2. This figure clearly shows the OP-42's exceptionally close matching between positive and negative slew-rates. Slew-rate symmetry decreases the DC offset a system encounters when processing high-frequency signals, and thus reduces the DC current necessary for load driving.

**FIGURE 1:** Small-Signal Transient Response,  
 $Z_L = 2k\Omega, 75pF$



**FIGURE 2:** Large-Signal Transient Response,  
 $Z_L = 2k\Omega, 75pF$



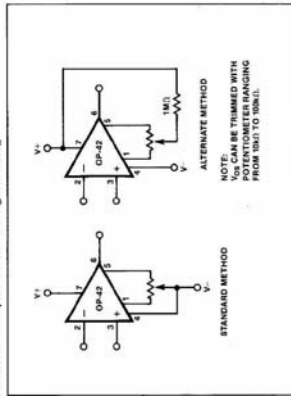
As with most JFET-input amplifiers, the output of the OP-42 may undergo phase inversion if either input exceeds the specified input voltage range. Phase inversion will not damage the amplifier, nor will it cause an internal latch-up. Supply decoupling should be used to overcome inductance and resistance associated with supply lines to the amplifier.

For most applications a 0.1µF to 0.01µF capacitor should be placed between each supply pin and ground. The OP-42 displays excellent resistance to radiation. Radiation hardness data is available by contacting the factory.

**OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT**

Offset voltage is adjusted with a 10kΩ to 100kΩ potentiometer as shown in Figure 3. The potentiometer should be connected between pins 1 and 5 with its wiper connected to the V- supply. Nulling V<sub>OS</sub> in this manner changes TC<sub>VOS</sub> by no more than 5µV/°C per millivolt of V<sub>OS</sub> change. Alternately, V<sub>OS</sub> may be nulled by attaching the potentiometer wiper through a 1MΩ resistor to the positive supply rail.

**FIGURE 3:** Input Offset Voltage Nulling



**SETTLING-TIME**

Guaranteed fast-settling is assured by sample-testing during production. The OP-42 is configured as a unity-gain follower in the test circuit of Figure 4. This test method has advantages over false-sum-node techniques in that the actual output of the amplifier is measured, instead of an error-voltage at the sum node. Common-mode settling effects are exercised in this circuit, in addition to the slow-rate and bandwidth effects measured by the false-sum-node method. A reasonably flat-top pulse is required as a stimulus.

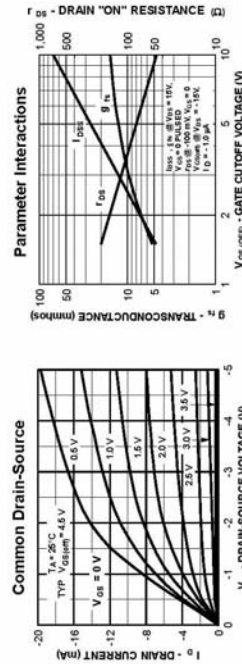
The output waveform of the OP-42 being tested is clamped by Schottky diodes and buffered by the JFET source-follower. The signal is amplified by a factor of ten by the fast amplifier (C1), then Schottky-clamped before being output. The OP-42 provides overall offset nulling. Analysis of the waveform using a digitizing oscilloscope determines the op amp's settling-time.

J174 / J175 / J176 / J177 / MMBFJ175 / 176 / 177

Electrical Characteristics				P-Channel Switch			
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units	(continued)	
<b>OFF-CHARACTERISTICS</b>							
$I_{DSS}$	Gate-Source Breakdown Voltage	$I_D = 1.0 \mu A, V_{GS} = 0$	30	1.0	V		
$I_{RSS}$	Gate Reverse Current	$V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0$		10	nA		
$V_{GS(ON)}$	Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{DS} = -15 V, I_D = -10 nA$	174	5.0	V		
			175	3.0	V		
			176	1.0	V		
			177	0.8	V		
<b>ON-CHARACTERISTICS</b>							
$I_{DSS}$	Zero-Gate Voltage Drain Current*	$V_{GS} = -15 V, I_{GS} = 0$	174	-20	-100	mA	
			175	-7.0	-80	mA	
			176	-2.0	-25	mA	
			177	-1.5	-20	mA	
$r_{DS(on)}$	Drain-Source On Resistance	$V_{GS} \leq 0.1 V, V_{DS} = 0$	174	65	$\Omega$		
			175	125	$\Omega$		
			176	250	$\Omega$		
			177	300	$\Omega$		

\* Pulse Test. Pulse Width: 500µs, Duty Cycle: 2.0%.

Typical Characteristics



J174 / J175 / J176 / J177 / MMBFJ175 / 176 / 177

Absolute Maximum Ratings*		Value	Units
$V_{DS}$	Drain-Gate Voltage	-30	V
$V_{GS}$	Gate-Source Voltage	30	V
$I_{GF}$	Forward Gate Current	50	mA
$T_{J, \text{tag}}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^{\circ}C$

\* 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	Units	
$P_D$	Total Device Dissipation	J174-177: 350 *MMBFJ175-177: 225	mW
	Dissipate above 25°C	2.8	mW/°C
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	1.8	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	$^{\circ}C/W$

\* Device mounted on FR-4 PCB: 1.6" x 1.6" x 0.06"

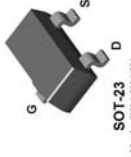


J174  
J175  
J176  
J177



TO-92

MMBFJ175  
MMBFJ176  
MMBFJ177

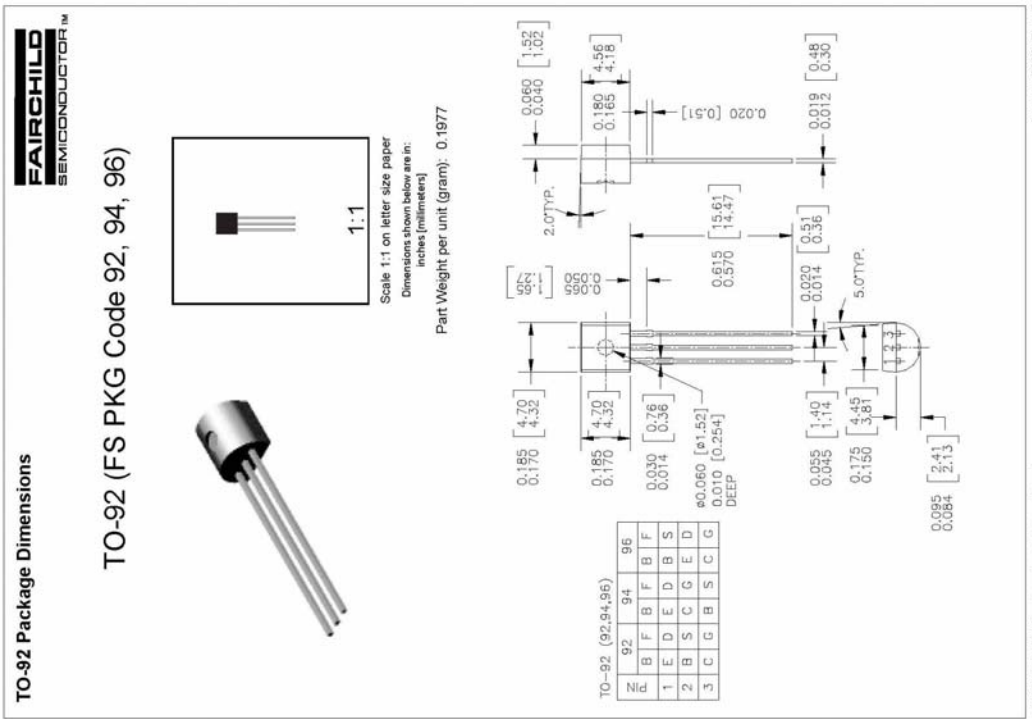


SOT-23

Mark: 6W / 6X / 6Y  
NOTE: Source & Drain are interchangeable

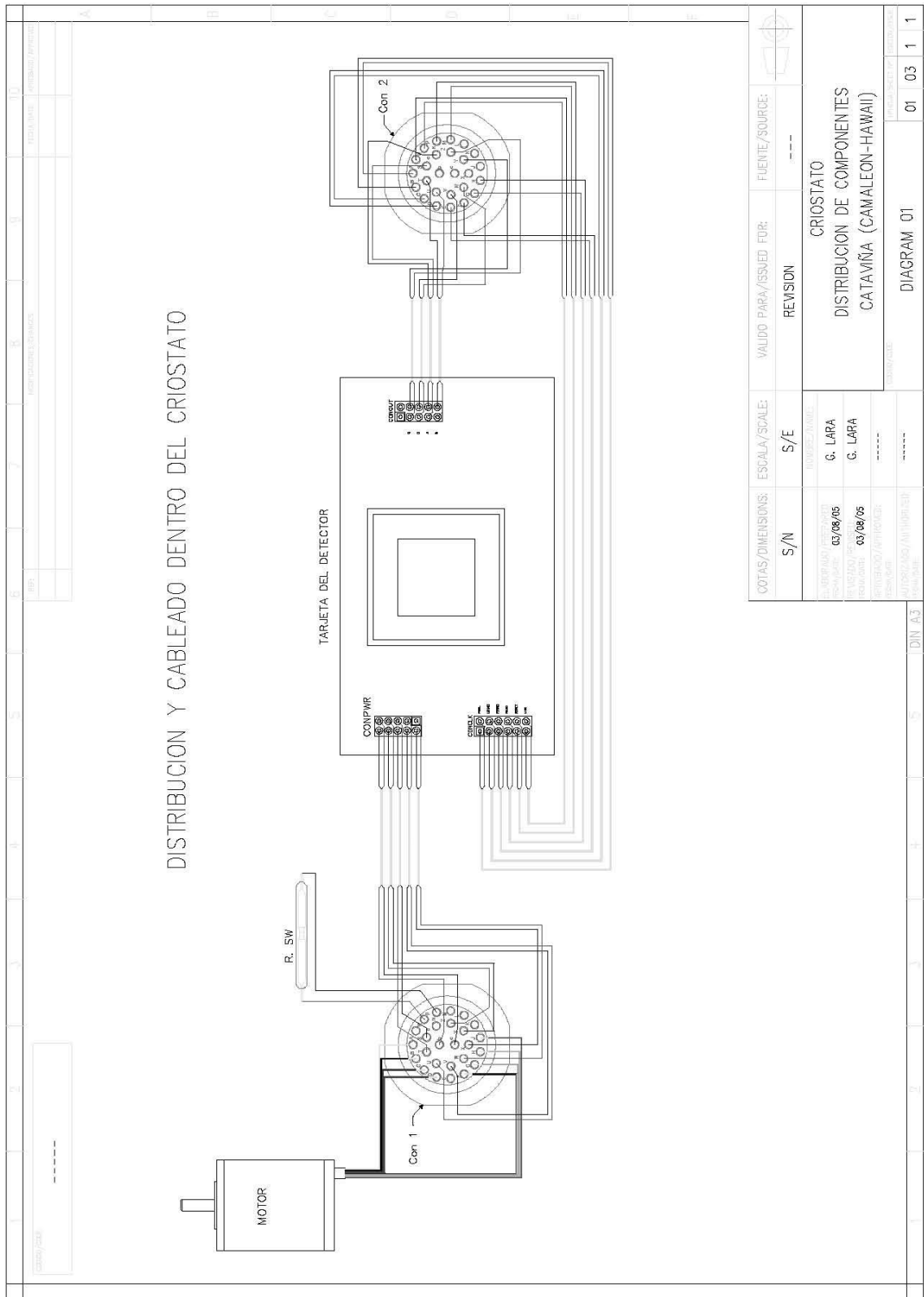
P-Channel Switch

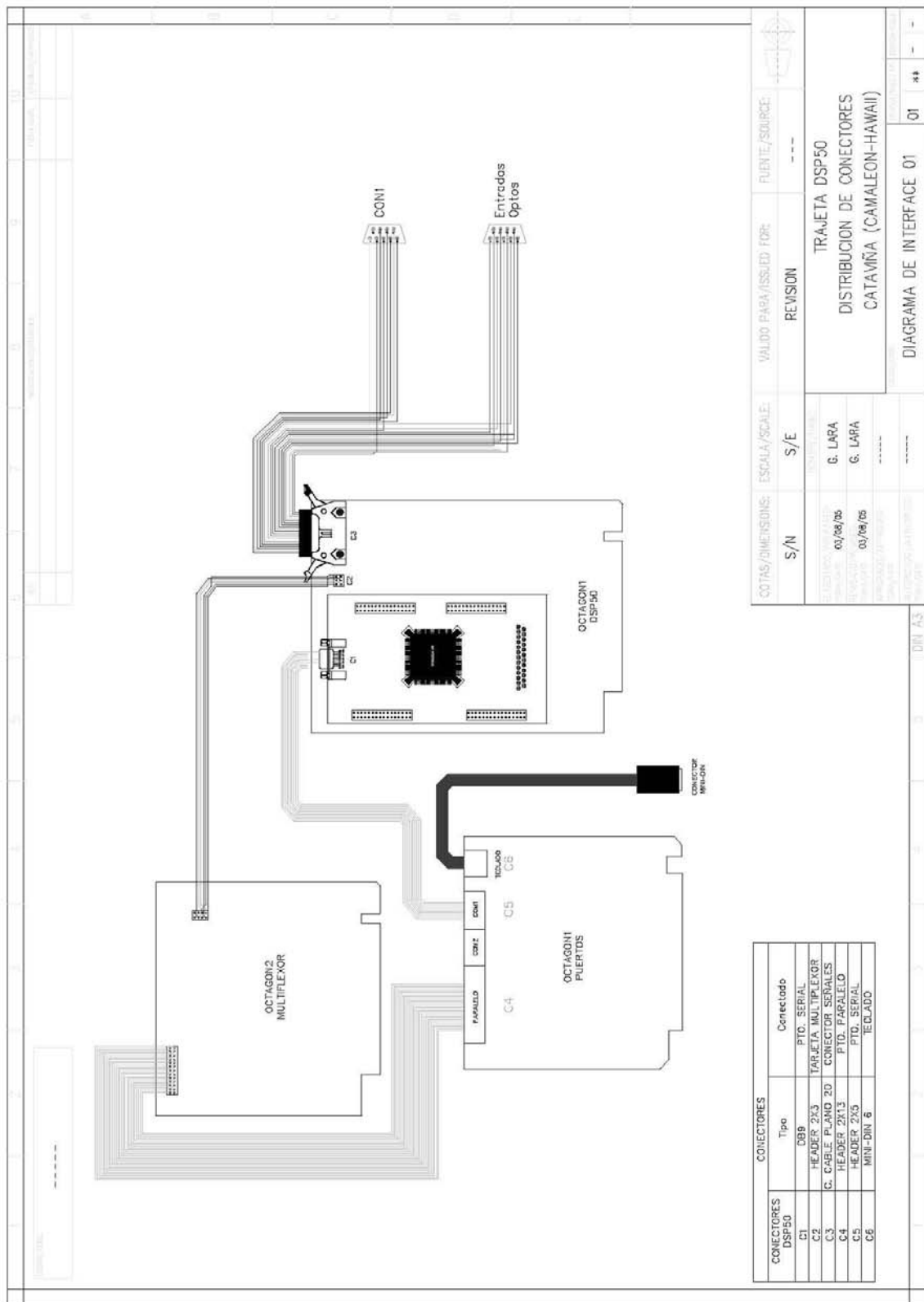
This device is designed for low level analog switching sample and hold circuits and chopper stabilized amplifiers. Sourced from Process 88.



©2000 Fairchild Semiconductor International January 2000, Rev. B





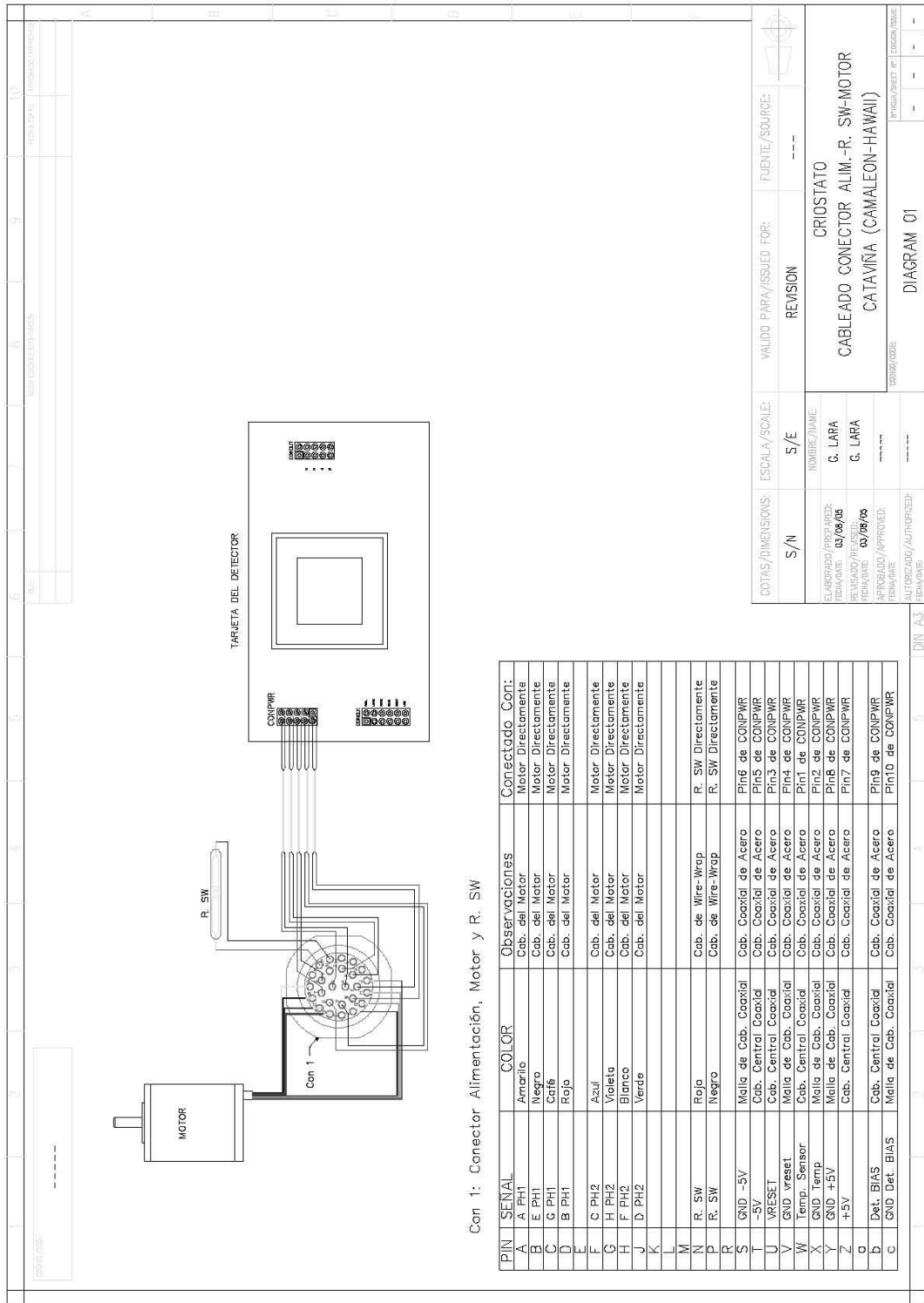


CONECTORES		
CONECTORES DSP90	Tipo	Conectado
C1	DB9	PTO. SERIAL
C2	HEADER 2x3	TARJETA MULTIFLEXOR
C3	CABLE PLANO 70	CONECTOR SERIALES
C4	HEADER 2x13	PTO. PARALELO
C5	HEADER 2x3	PTO. SERIAL
C6	MINI-DIN 6	TECLADO

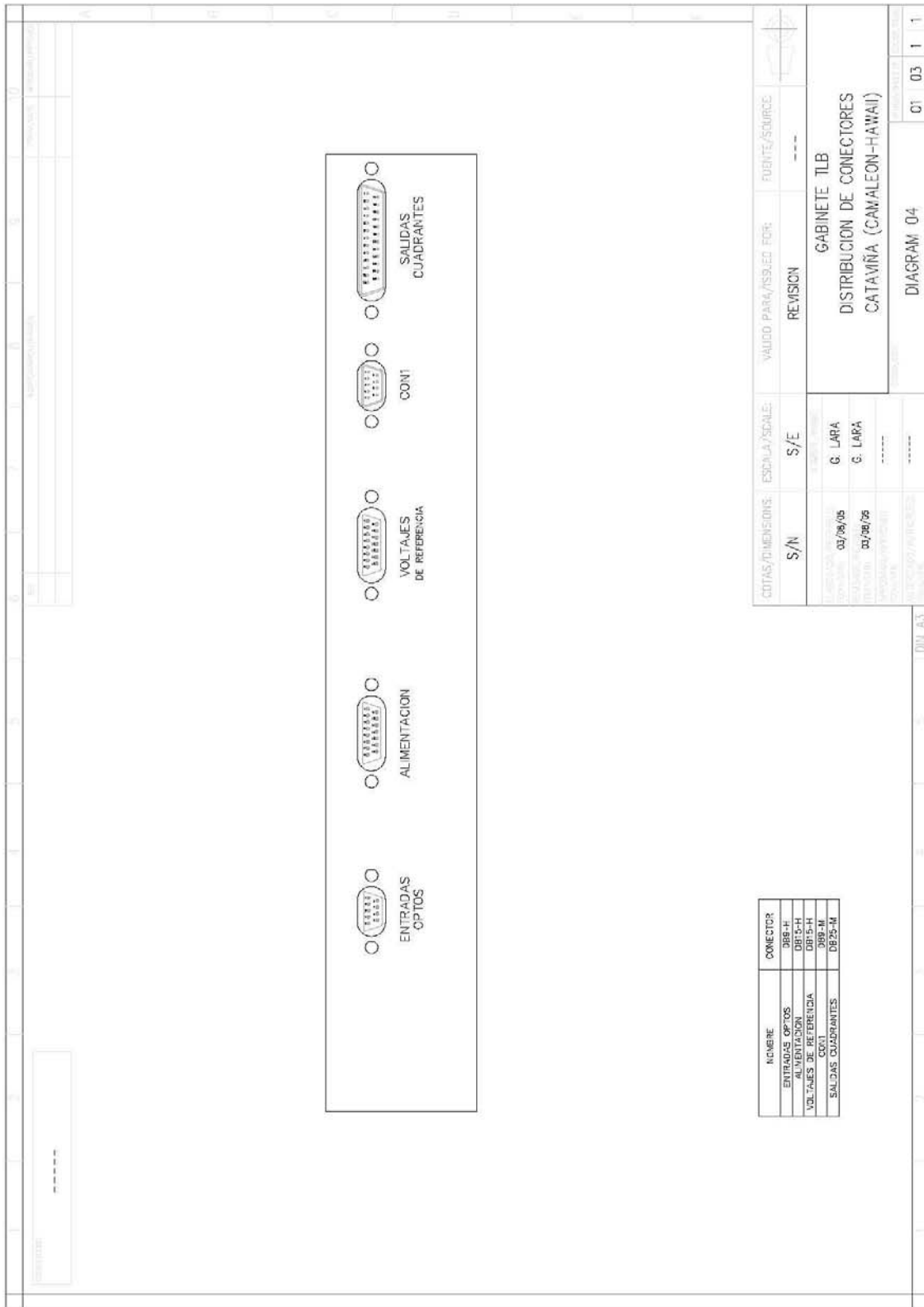
COTAS/DIMENSIONS:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	---
01/08/05	G. LARA	TRAJETA DSP50	DISTRIBUCION DE CONECTORES CATAMINA (CAMALEON-HAWAII)
01/08/05	G. LARA		
DIAGRAMA DE INTERFACE 01			01

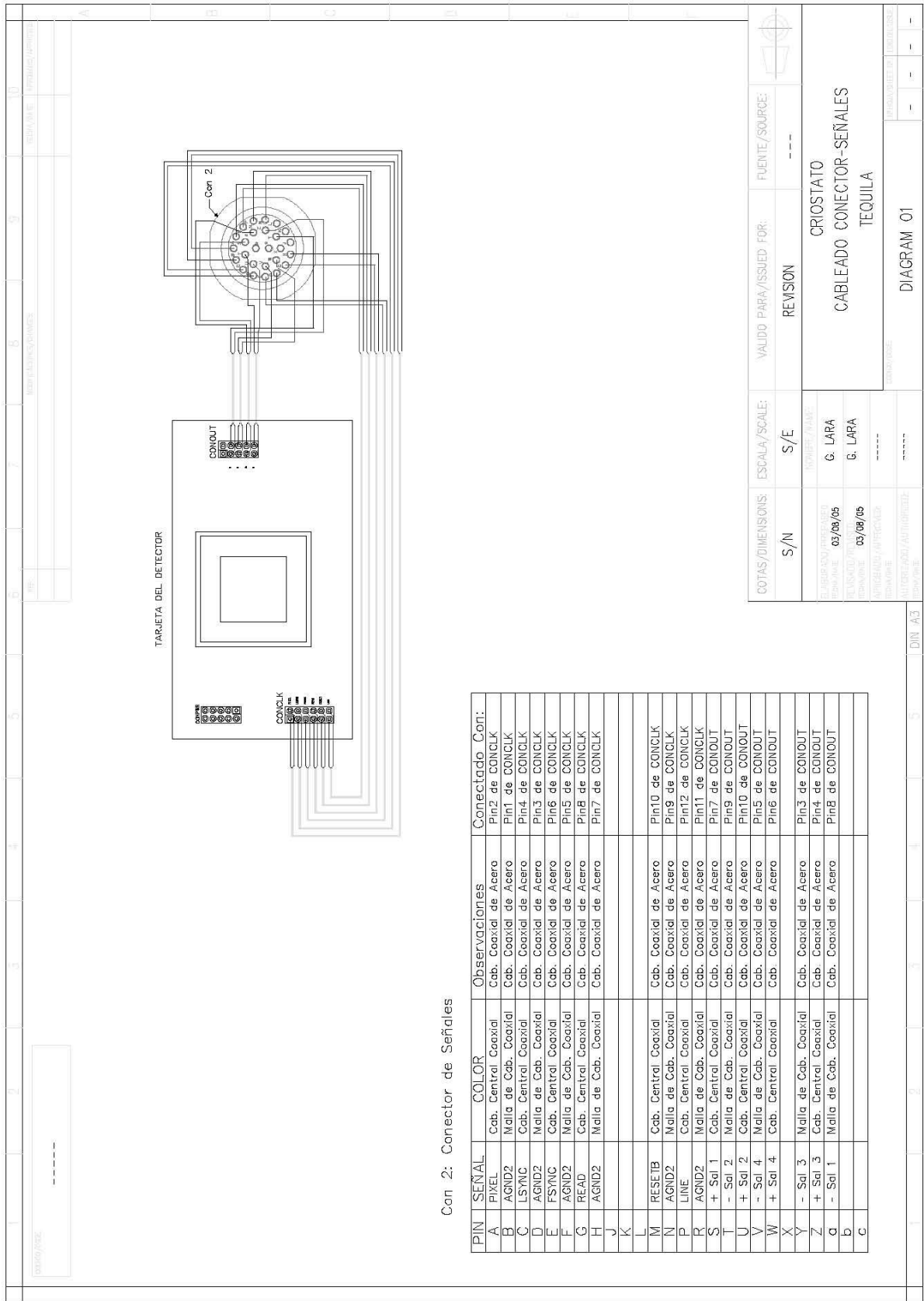
Arturo:  
 Recuerda que se cambio el motor por lo que los cables quedan de la siguiente manera:

- A: CAFÉ FASE A
- C: ROJO COMM
- D: NARANJA FASE/A
- G: NEGRO FASE B
- J: AMARILLO FASE/B



COTAS/DIMENSIONS:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	---
ELABORADO /REP. MEDA:	REVISADO /RE:	REVISOR/NAME:	CRIOSTATO
03/09/05	03/09/05	G. LARA	CABLEADO CONECTOR ALIM.-R. SW-MOTOR
03/09/05	03/09/05	G. LARA	CATAVINA (CAMALEON-HAWAII)
APROBADO /APPROVED:	USUARIO/USER:	DIAGRAM 01	
APROBADO/AUTHORIZED:	FIGURA/HEET #:		
Reservado			

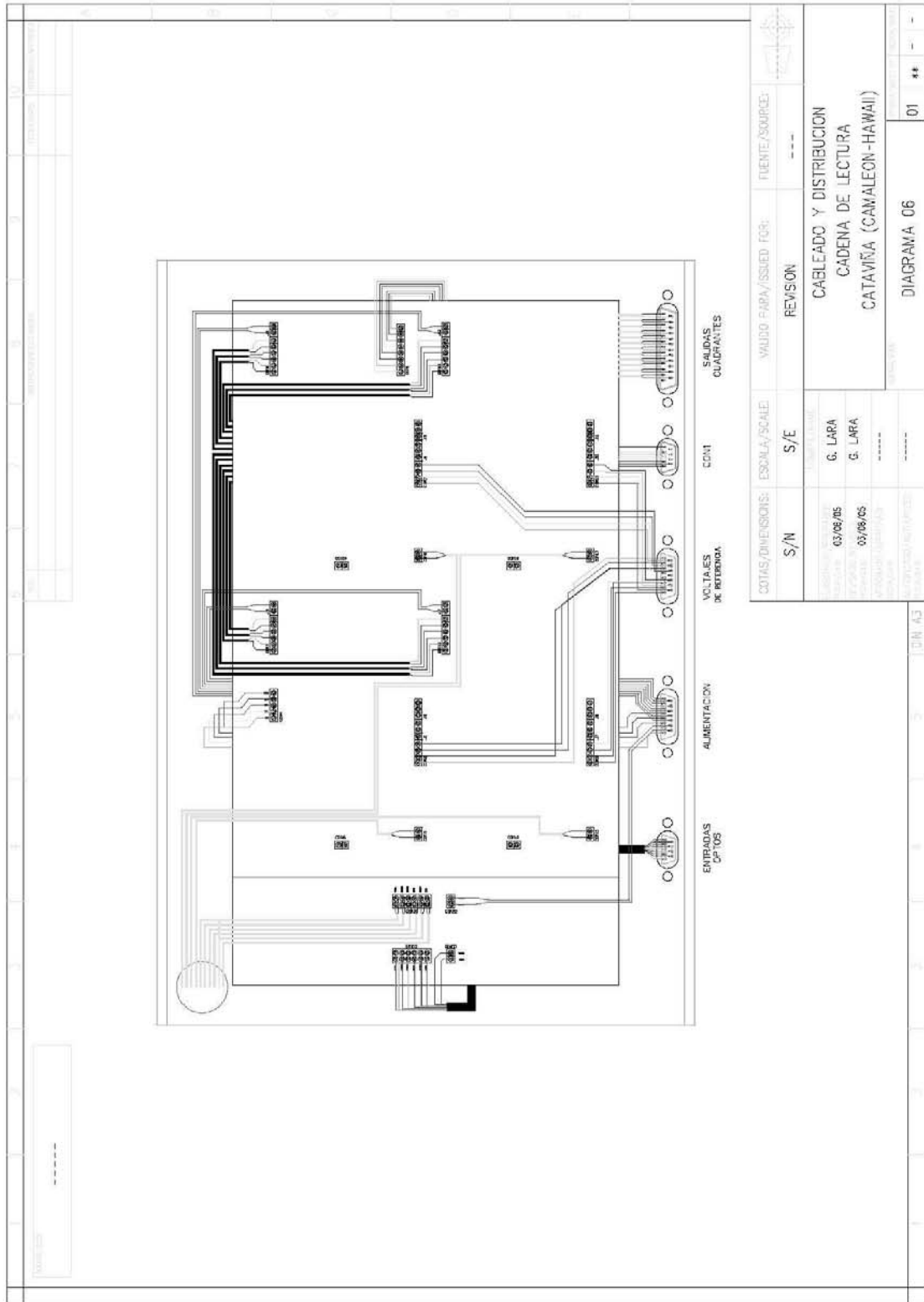


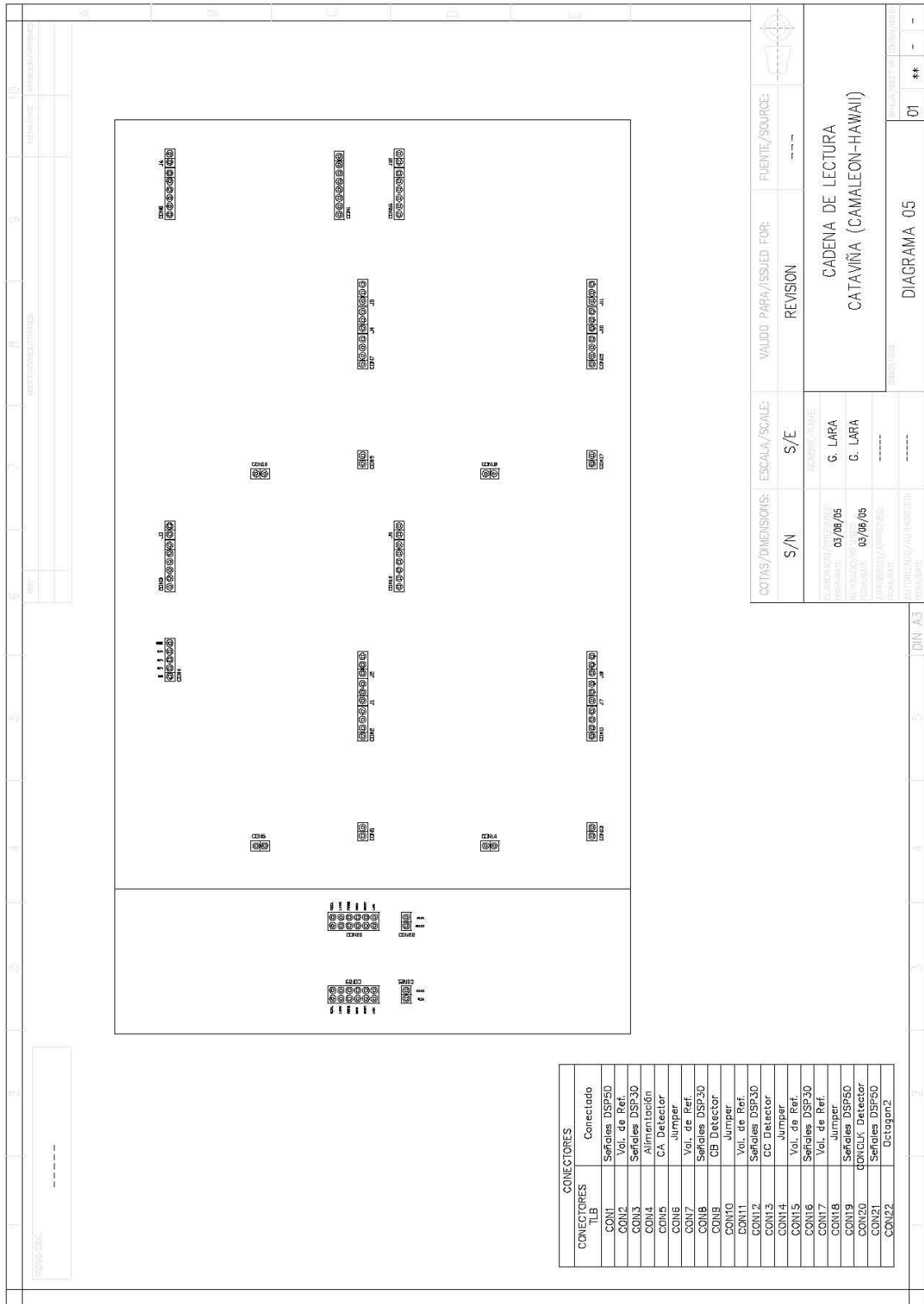


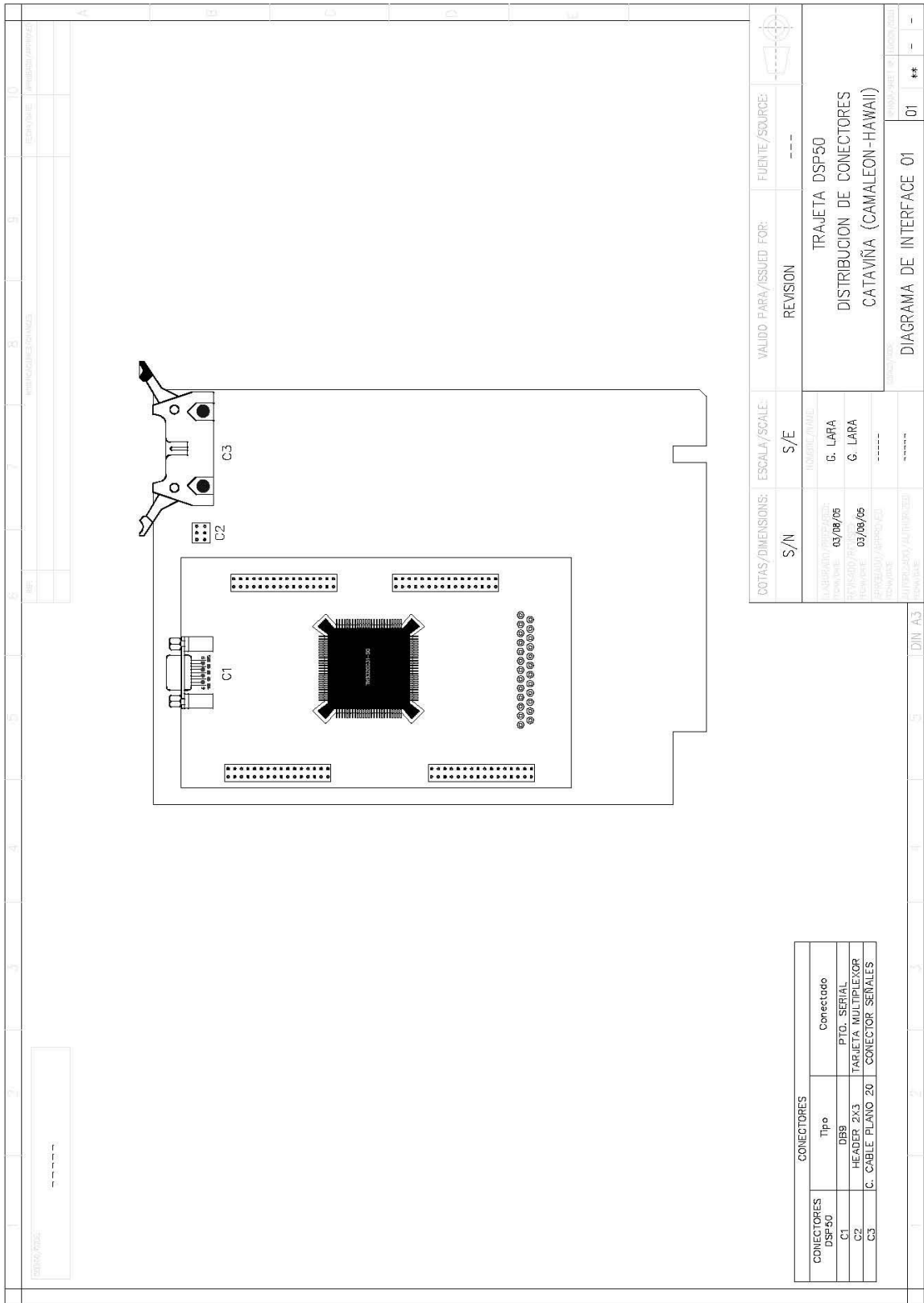
Con 2: Conector de Señales

PIN	SEÑAL	COLOR	Observaciones	Conectado Con:
A	PIXEL	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin2 de CONCLK
B	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin1 de CONCLK
C	LSYNC	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin4 de CONCLK
D	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin3 de CONCLK
E	FSYNC	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin6 de CONCLK
F	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin5 de CONCLK
G	READ	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin8 de CONCLK
H	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin7 de CONCLK
J				
K				
L				
M	RESETB	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin10 de CONCLK
N	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin9 de CONCLK
P	LINE	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin12 de CONCLK
R	AGND2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin11 de CONCLK
S	+ Sal 1	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin7 de CONOUT
T	+ Sal 2	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin9 de CONOUT
U	+ Sal 2	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin10 de CONOUT
V	- Sal 4	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin5 de CONOUT
W	+ Sal 4	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin6 de CONOUT
X				
Y	- Sal 3	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin3 de CONOUT
Z	+ Sal 3	Cab. Central Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin4 de CONOUT
Q	- Sal 1	Malla de Cab. Coaxial	Cab. Coaxial de Acero	Pin8 de CONOUT
D				
C				

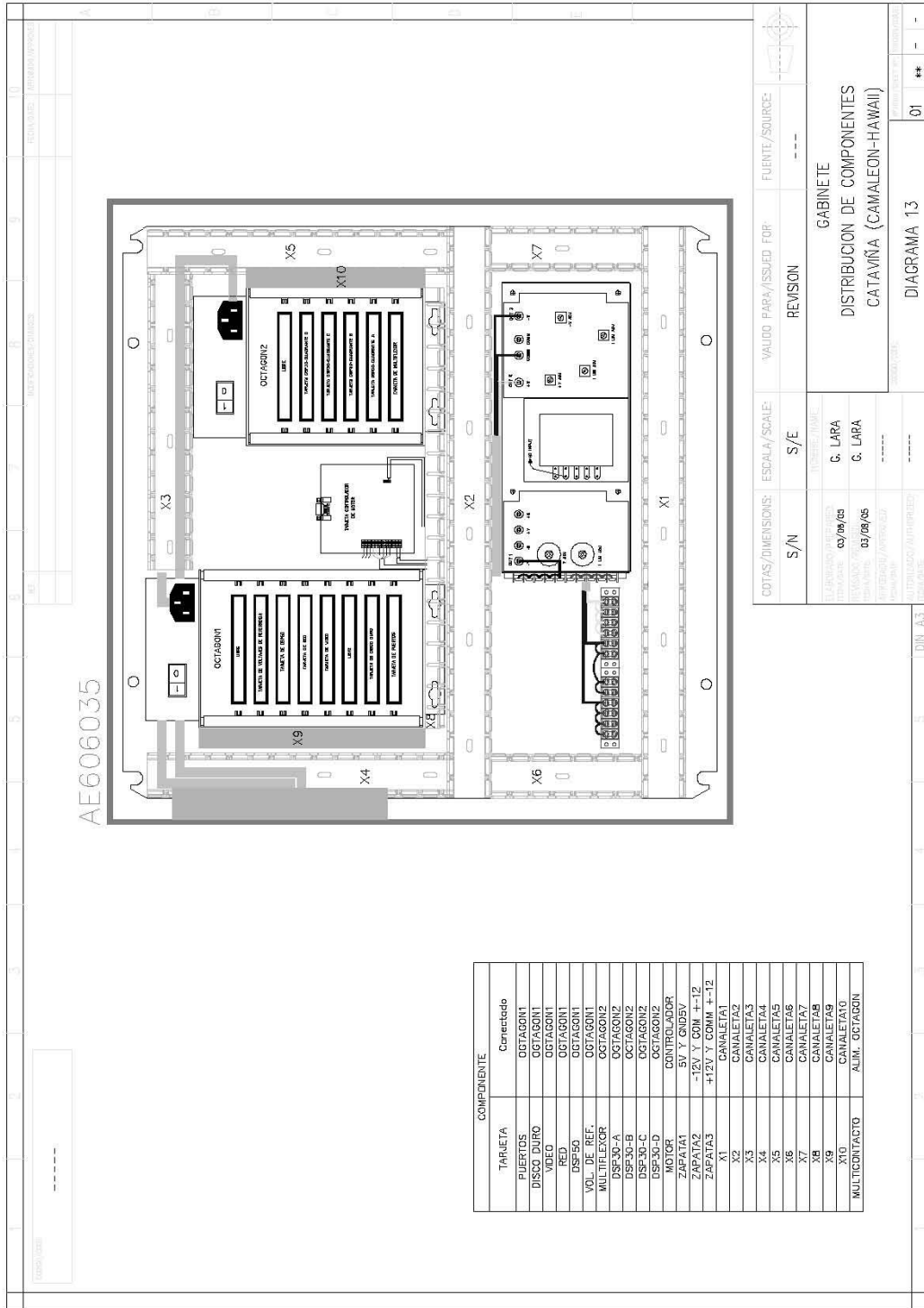
COTAS/DIMENSIONS:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	---
EL JERGO (U) (PROCESADO) 03/08/05 03/08/05 AUTORIZADO (AUTORIZED) 03/08/05 AUTOREVISADO (AUTOREVISED)			
EL JERGO (U) (PROCESADO) 03/08/05 03/08/05 AUTORIZADO (AUTORIZED) 03/08/05 AUTOREVISADO (AUTOREVISED)		CRIOSTATO CABLEADO CONECTOR-SEÑALES TEQUILA	
DIN A3		DIAGRAM 01	

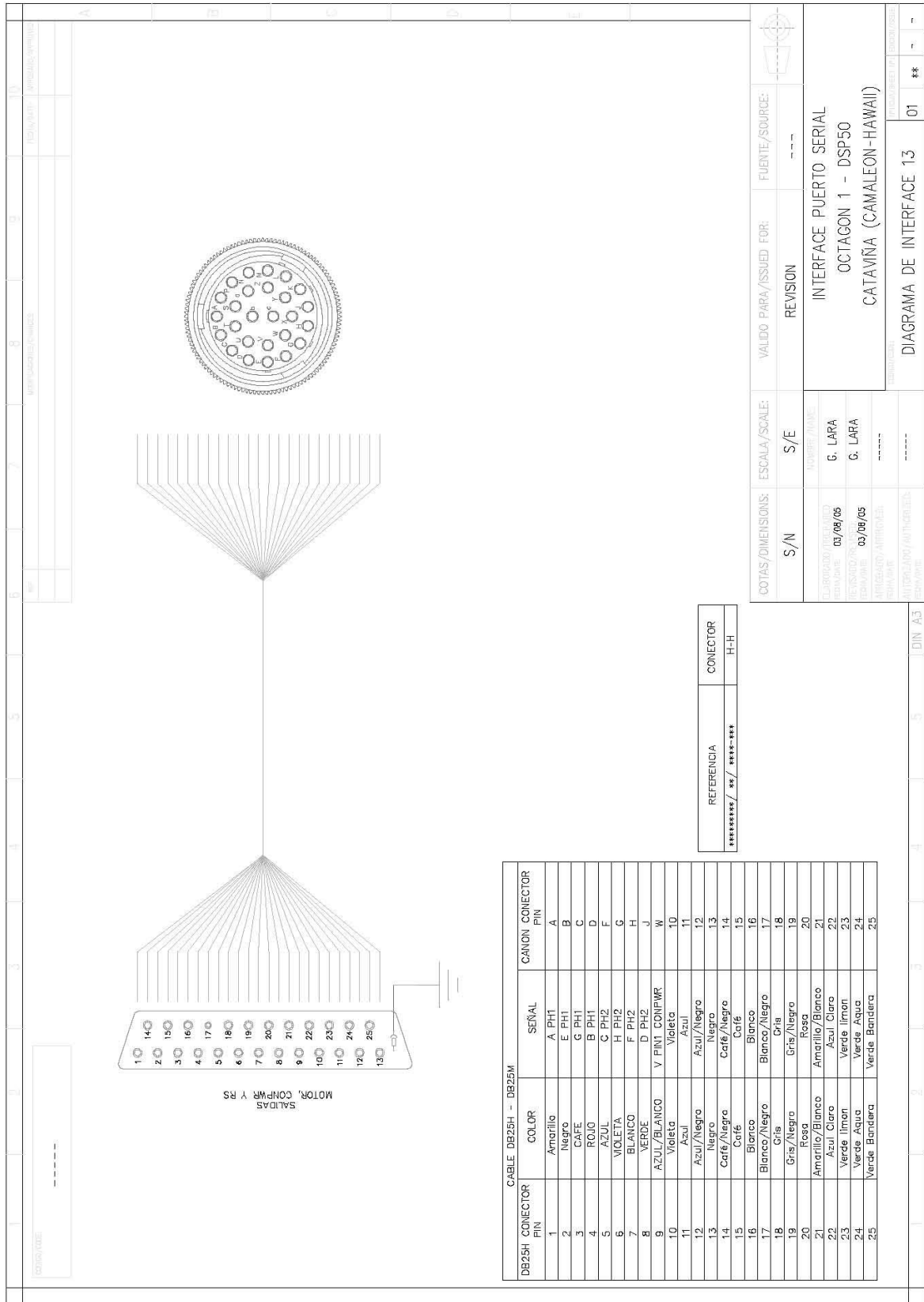










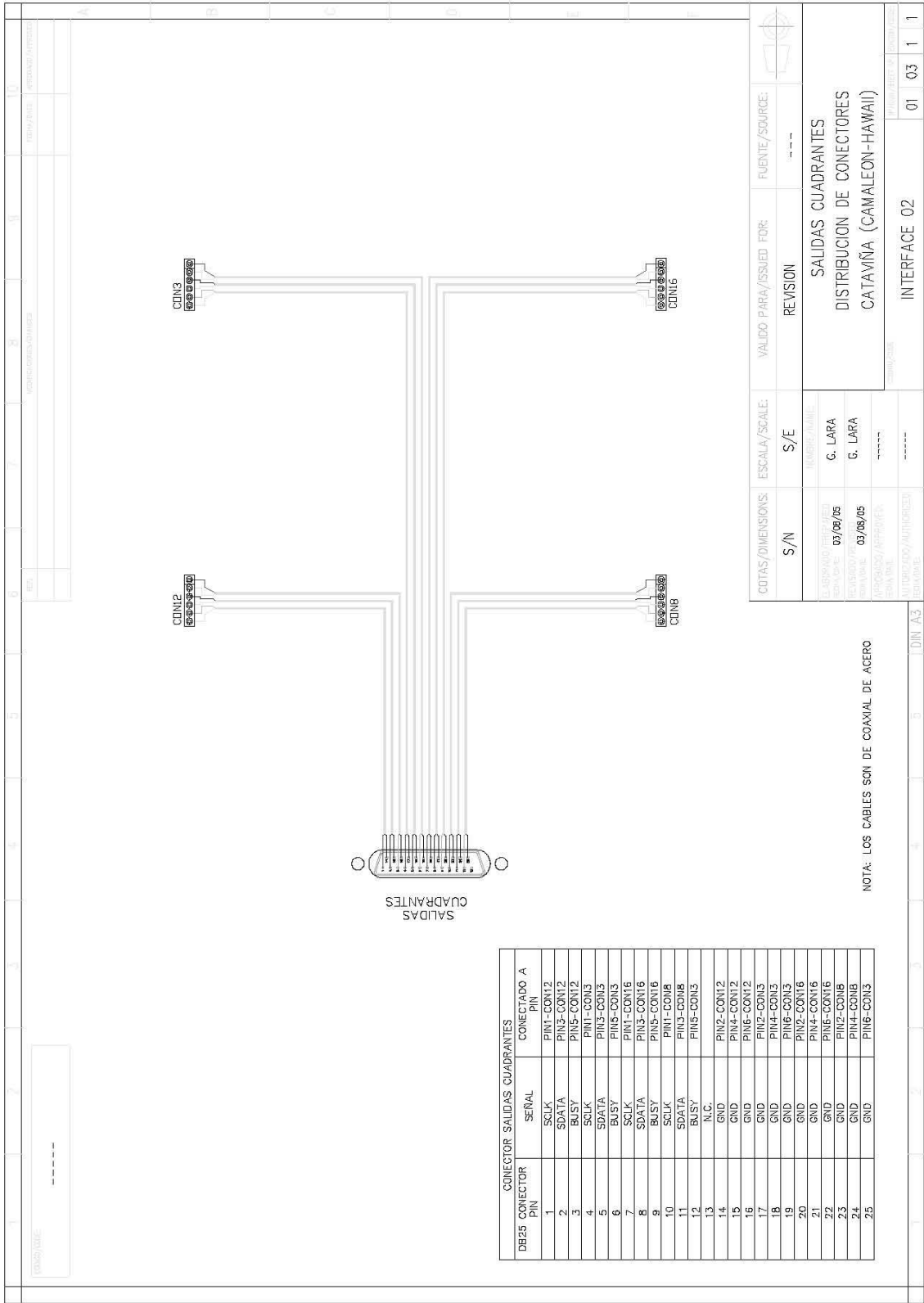


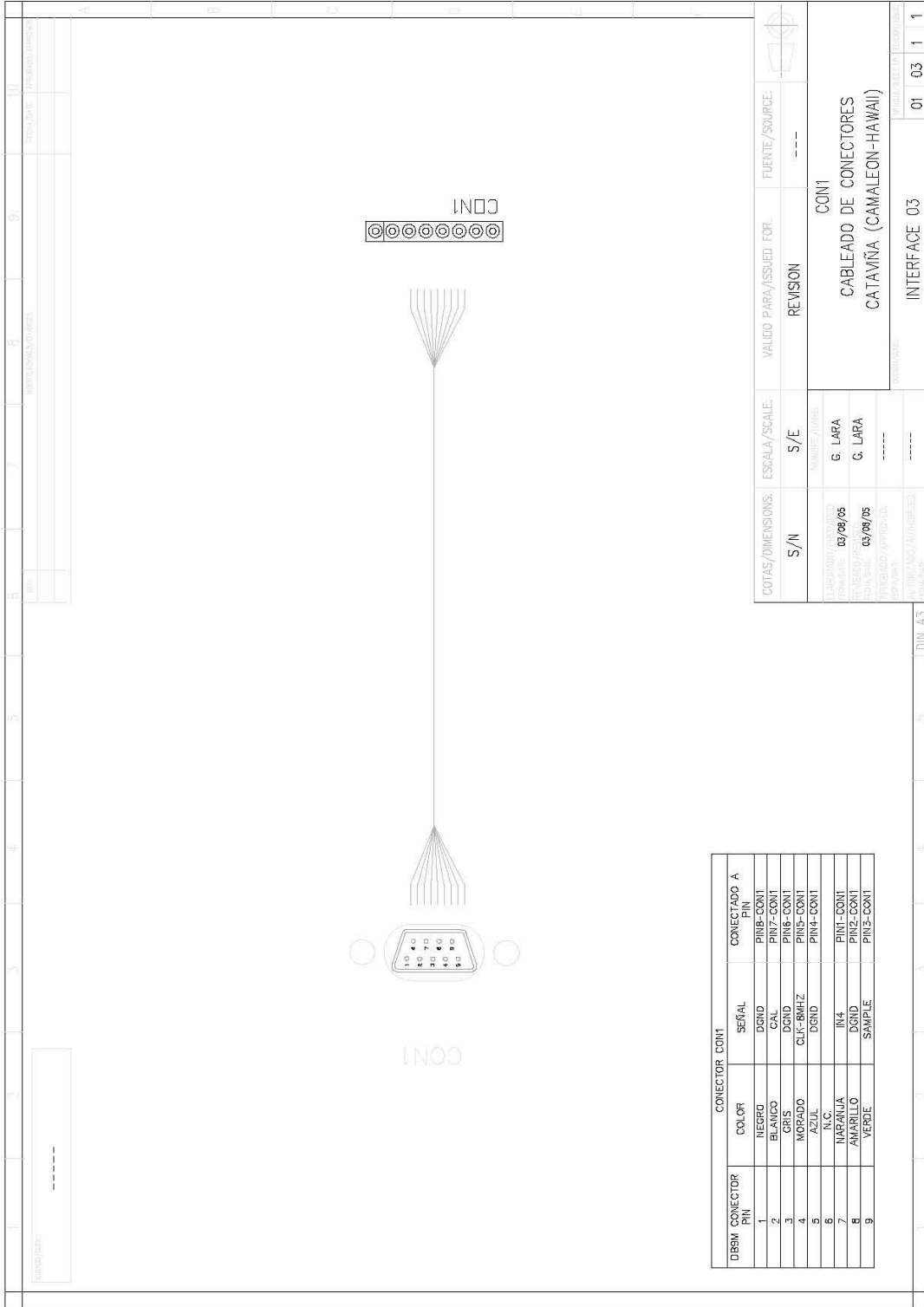
CABLE DB25H - DB25M

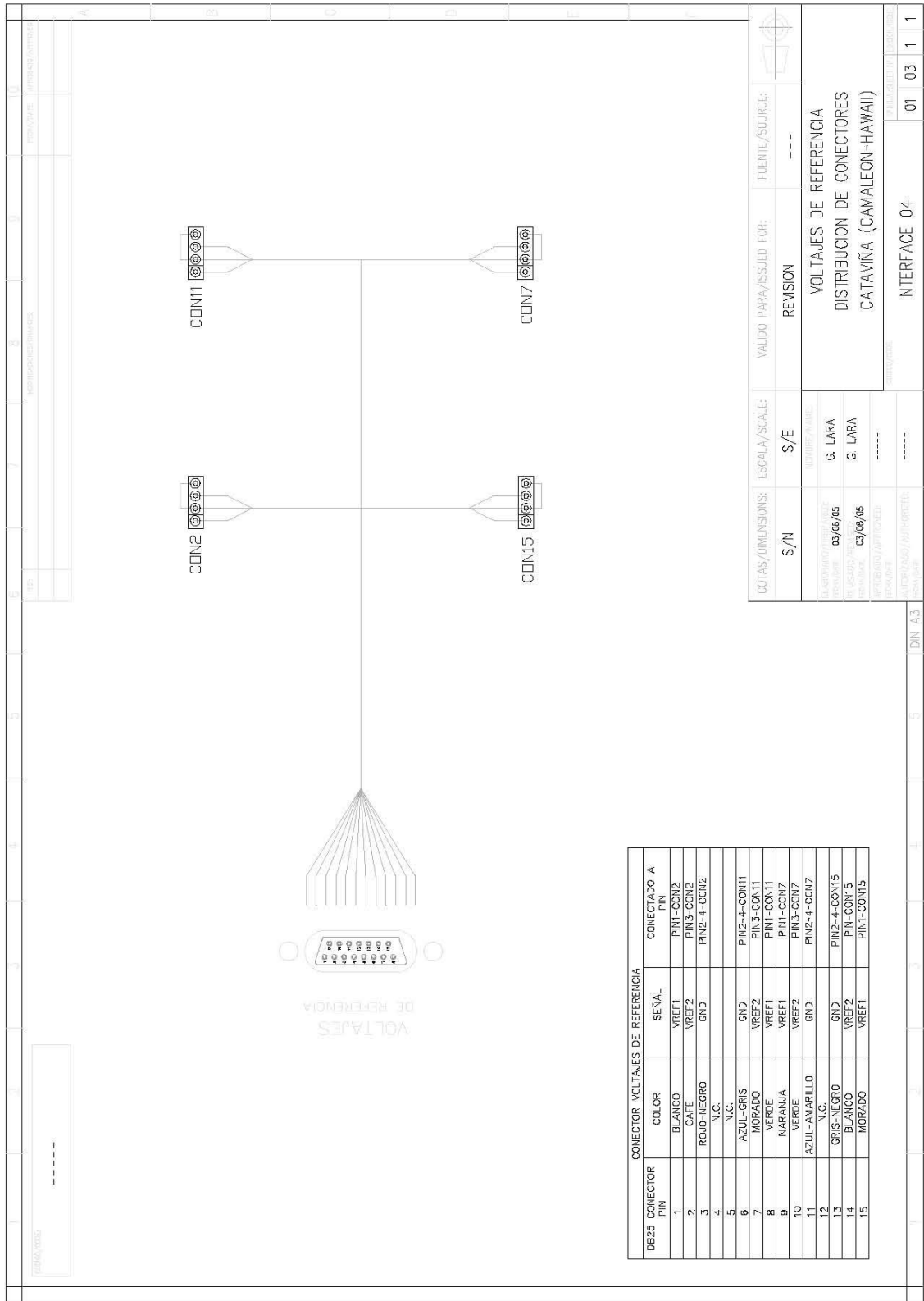
DB25H CONECTOR PIN	COLOR	SEÑAL	CANON CONECTOR PIN
1	Amarillo	A PH1	A
2	Negro	E PH1	B
3	CAFE	G PH1	C
4	ROJO	B PH1	D
5	AZUL	C PH2	F
6	VIOLETA	H PH2	G
7	BLANCO	F PH2	H
8	VERDE	D PH2	J
9	AZUL/BLANCO	V FIN1 CONFIRM	W
10	Violeta	Violeta	10
11	Azul	Azul	11
12	Azul/Negro	Azul/Negro	12
13	Negro	Negro	13
14	Cafe/Negro	Cafe/Negro	14
15	Cafe	Cafe	15
16	Blanco	Blanco	16
17	Blanco/Negro	Blanco/Negro	17
18	Gris	Gris	18
19	Gris/Negro	Gris/Negro	19
20	Rosa	Rosa	20
21	Amarillo/Blanco	Amarillo/Blanco	21
22	Azul Claro	Azul Claro	22
23	Verde Limon	Verde Limon	23
24	Verde Agua	Verde Agua	24
25	Verde Bandera	Verde Bandera	25

REFERENCIA	CONECTOR
*****/ **/ *****-***	H-H

COTAS/DIMENSIONES:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	
CLASIFICACION: 00/08/05	G. LARA	INTERFACE PUERTO SERIAL	
REVISADO POR: 00/08/05	G. LARA	OCTAGON 1 - DSP50	
ANTIGUO/AUTORIZADO:		CATAVIRA (CAMALEON-HAWAII)	
PROYECTO:		DIAGRAMA DE INTERFACE 13	01
REVISADO POR:			**
			-

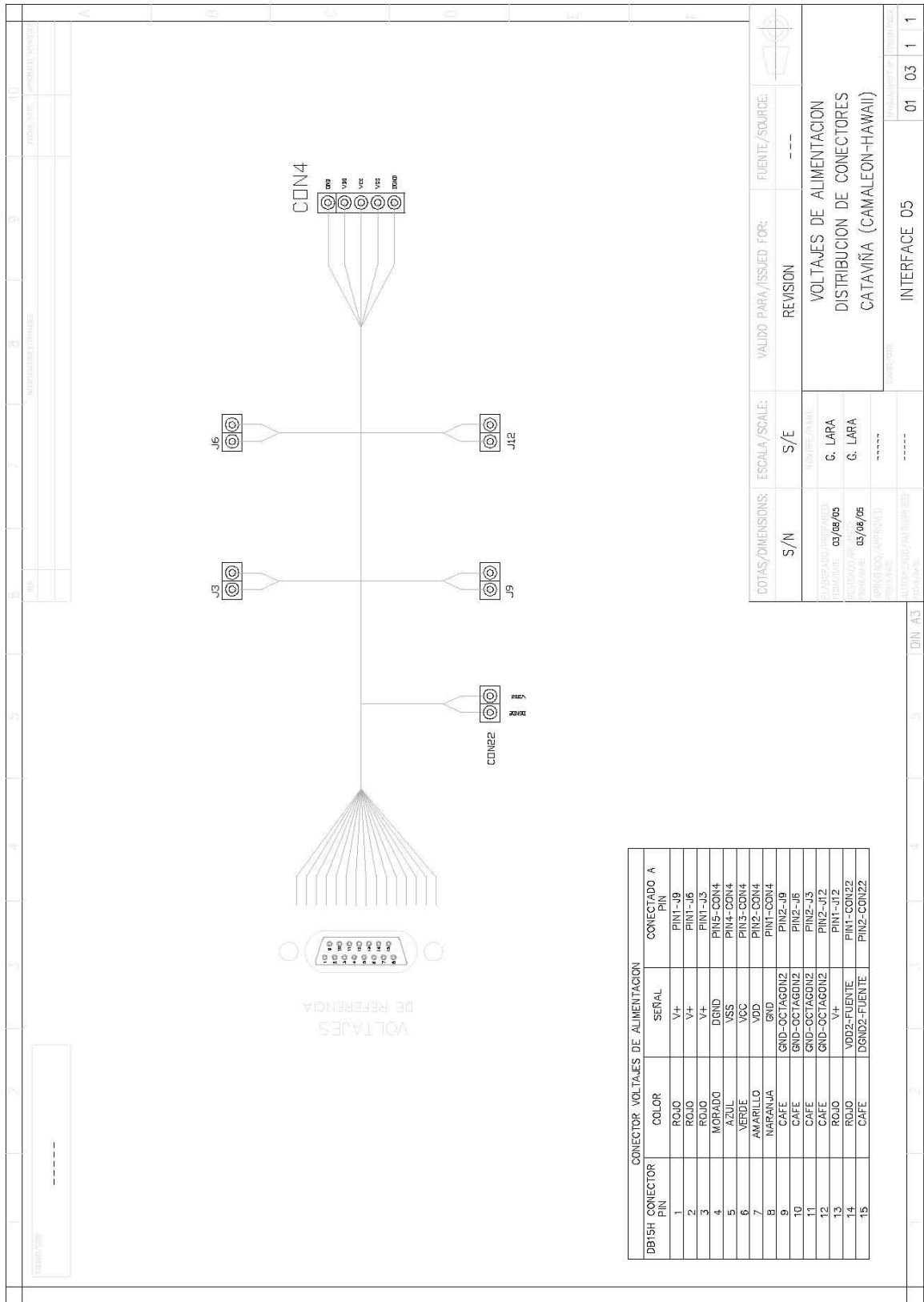




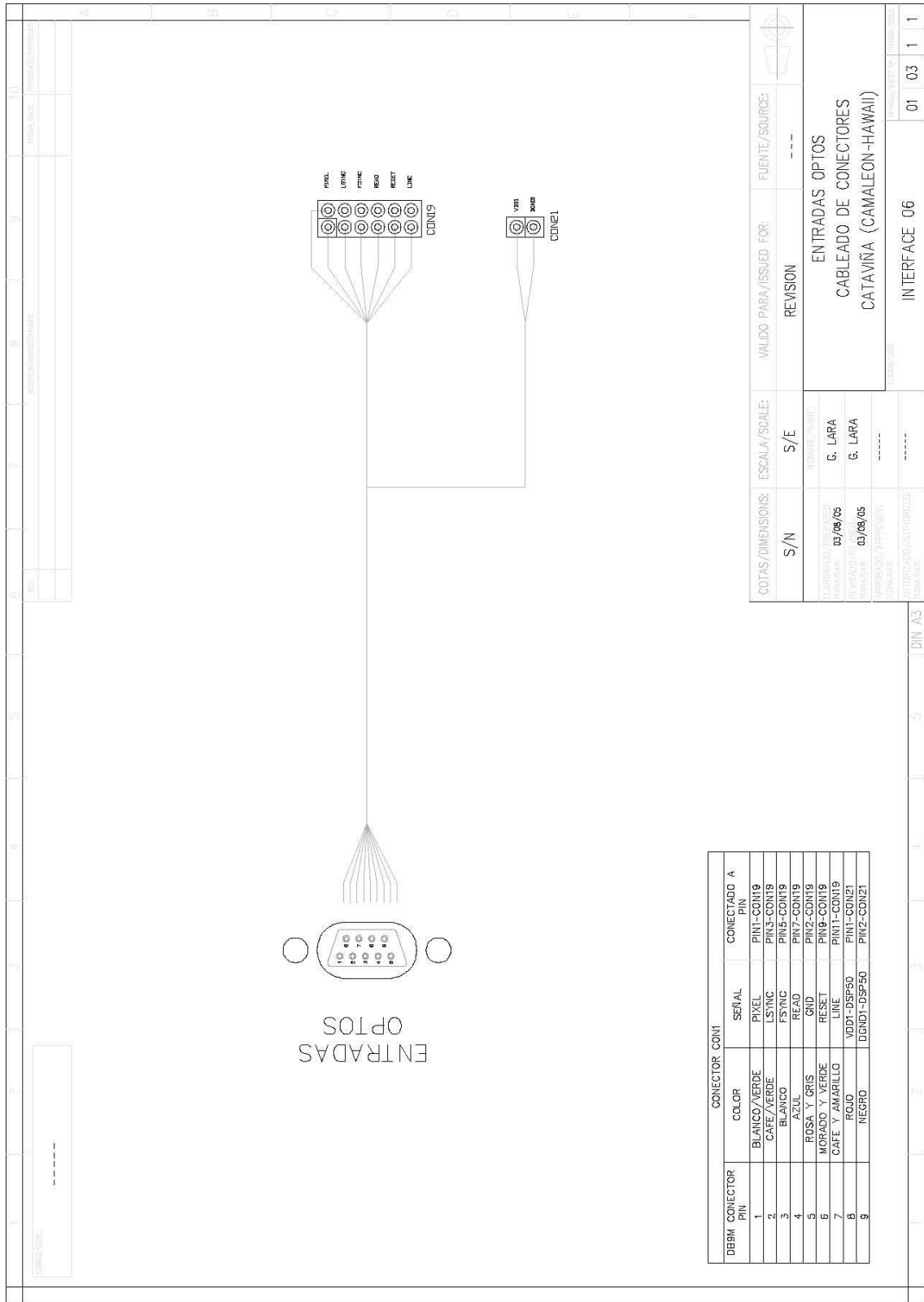


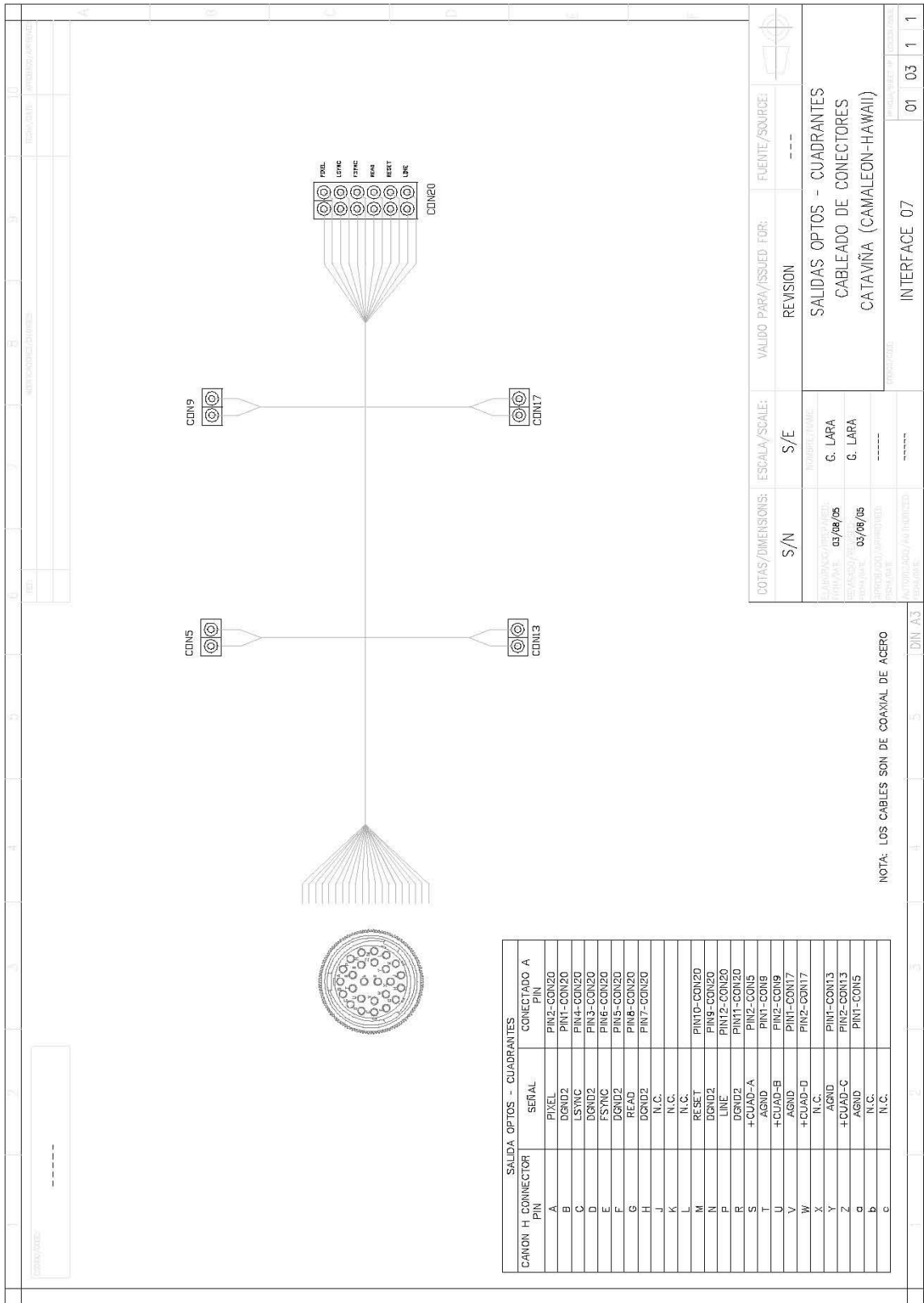
DB25 CONECTOR PIN	COLOR	SERIAL	CONECTADO A PIN
1	BLANCO	VREF1	PIN1-CON2
2	CAFE	VREF2	PIN3-CON2
3	ROJO-NEGRO	GND	PIN2-4-CON2
4	N.C.		
5	AZUL-GRIS	GND	PIN2-4-CON11
6	MORADO	VREF2	PIN3-CON11
7	VERDE	VREF1	PIN1-CON11
8	NARANJA	VREF1	PIN1-CON7
9	VERDE	VREF2	PIN3-CON7
10	AZUL-AMARILLO	GND	PIN2-4-CON7
11	N.C.		
12	GRIS-NEGRO	GND	PIN2-4-CON15
13	BLANCO	VREF2	PIN-CON15
14	MORADO	VREF1	PIN1-CON15
15			

CLASIFICACION: 05/08/05	ESCALA/SCALE: S/E	VALIDO PARA/ISSUED FOR: REVISION	FUENTE/SOURCE: ---
REVISOR: 03/08/05	NUMERO MODELO: G LARA	VOLTAJES DE REFERENCIA	
APROBADO / APPROVED: 03/08/05	REVISOR: G LARA	DISTRIBUCION DE CONECTORES	
APROBADO / APPROVED: 03/08/05	REVISOR: ---	CATAVINA (CAMALEON-HAWAII)	
AUTORIZADO / AUTHORIZED: ---	REVISOR: ---	INTERFACE 04	
REVISOR: ---	REVISOR: ---	01	03 1 1



COTAS/DIMENSIONS:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	---
ELABORADO/DESIGNER:	NO. DE REVISION/REV. NO.	VOLTAJES DE ALIMENTACION DISTRIBUCION DE CONECTORES CATAVIÑA (CAMALEON-HAWAII)	
FECHA/DTE:	G. LARA		
REVISION/REV:	G. LARA		
PROYECTO/PROJECT:	*****		
APROBADO/APPROVED:			
FECHA/DATE:			
ALTERNATIVAS/ALTERNATES:	-----		
FORMAS/FORMS:		INTERFACE 05	01 03 1 1



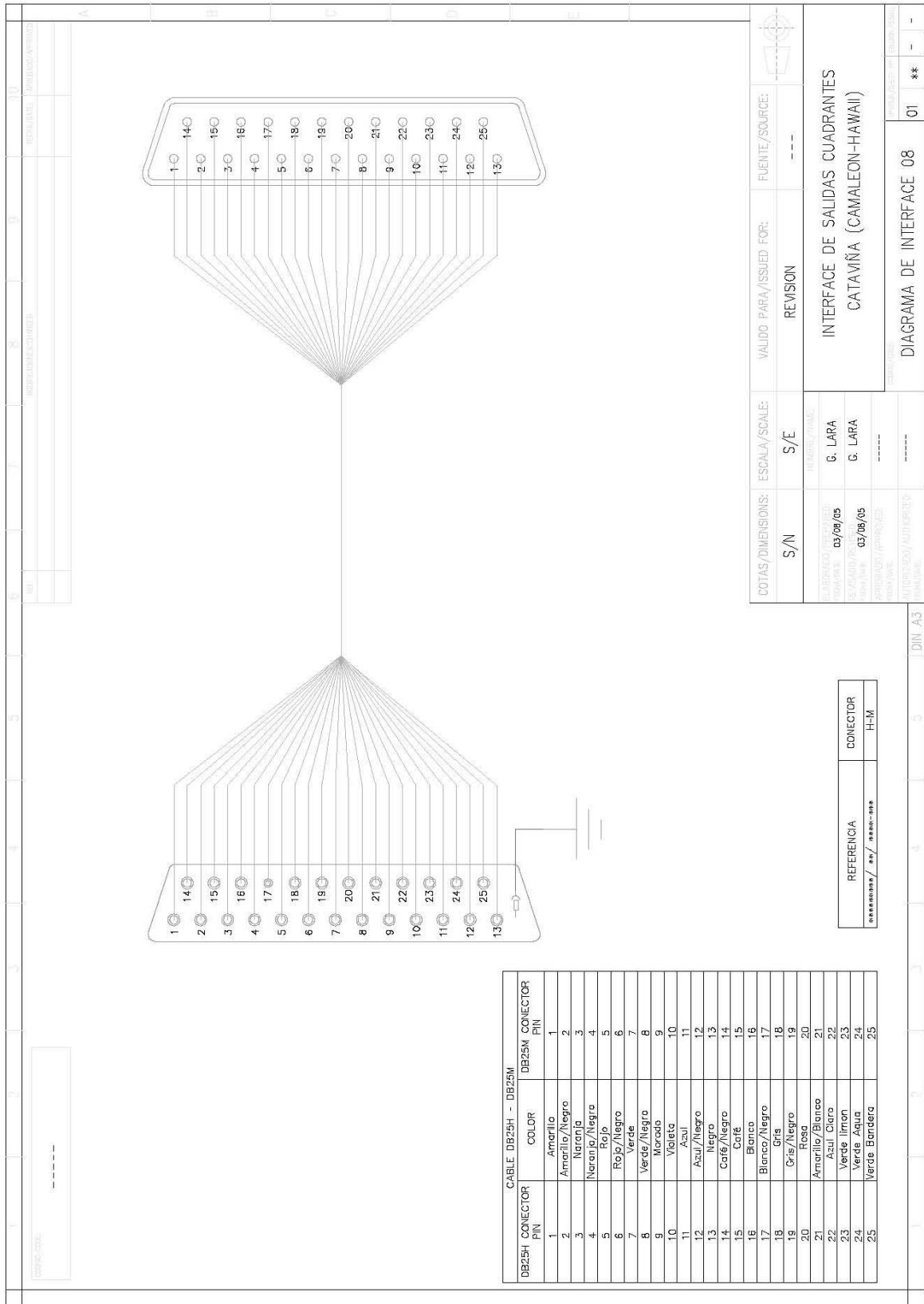


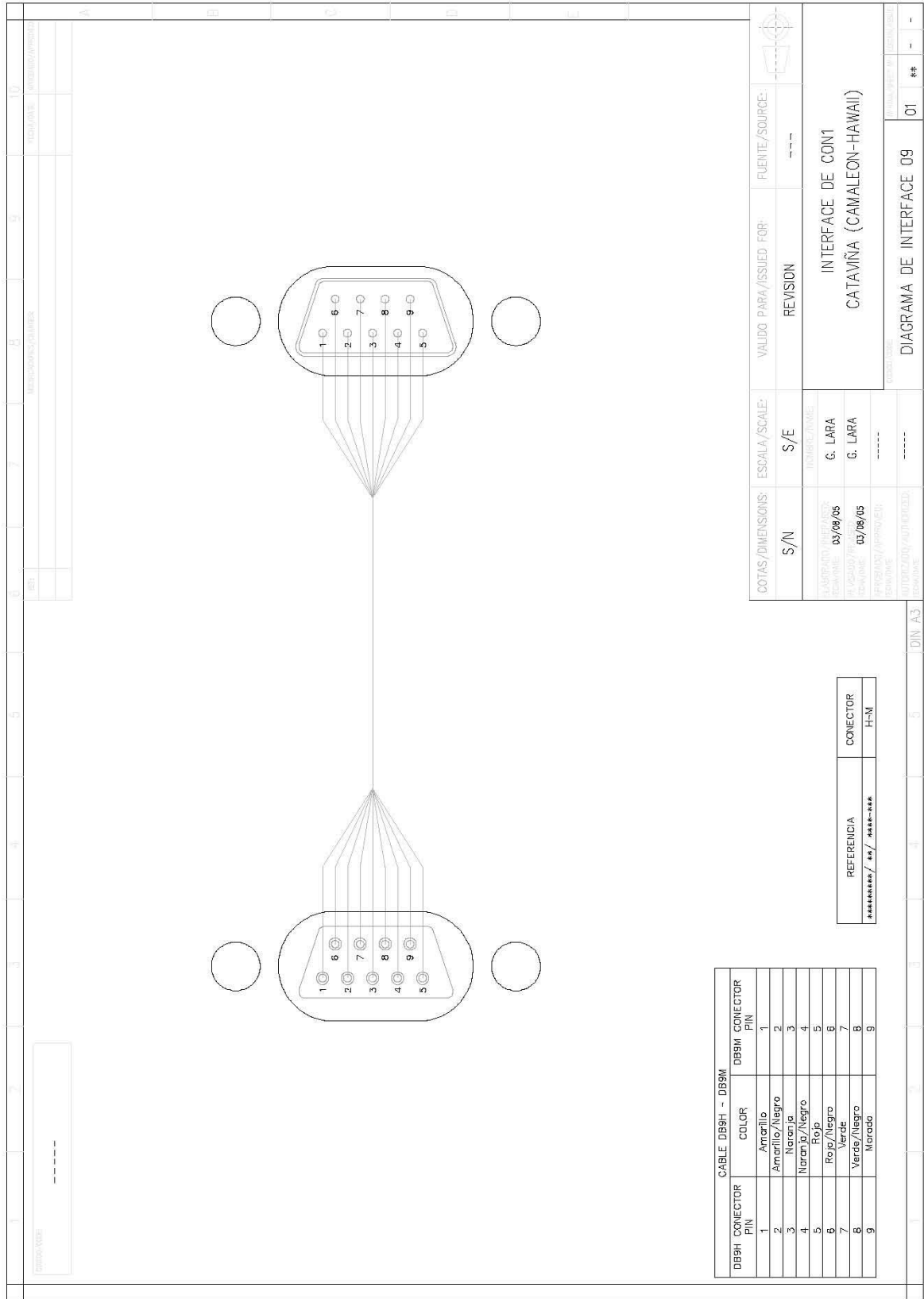
CANON H. CONNECTOR	SEÑAL	CONECTADO A
A	PIXEL	PIN2-CON20
B	DGRND2	PIN1-CON20
C	LSYNC	PIN4-CON20
D	DGRND2	PIN3-CON20
E	F7NC	PIN6-CON20
F	DGRND2	PIN5-CON20
G	READ	PIN8-CON20
H	DGRND2	PIN7-CON20
J	N.C.	
K	N.C.	
L	N.C.	
M	RESET	PIN10-CON20
N	DGRND2	PIN9-CON20
P	LINE	PIN12-CON20
R	DGRND2	PIN11-CON20
S	+CUAD-A	PIN2-CON5
T	AGND	PIN1-CON9
U	+CUAD-B	PIN2-CON19
V	AGND	PIN1-CON17
W	+CUAD-D	PIN2-CON17
X	N.C.	
Y	AGND	PIN1-CON13
Z	+CUAD-C	PIN2-CON13
a	AGND	PIN1-CON5
b	N.C.	
c	N.C.	

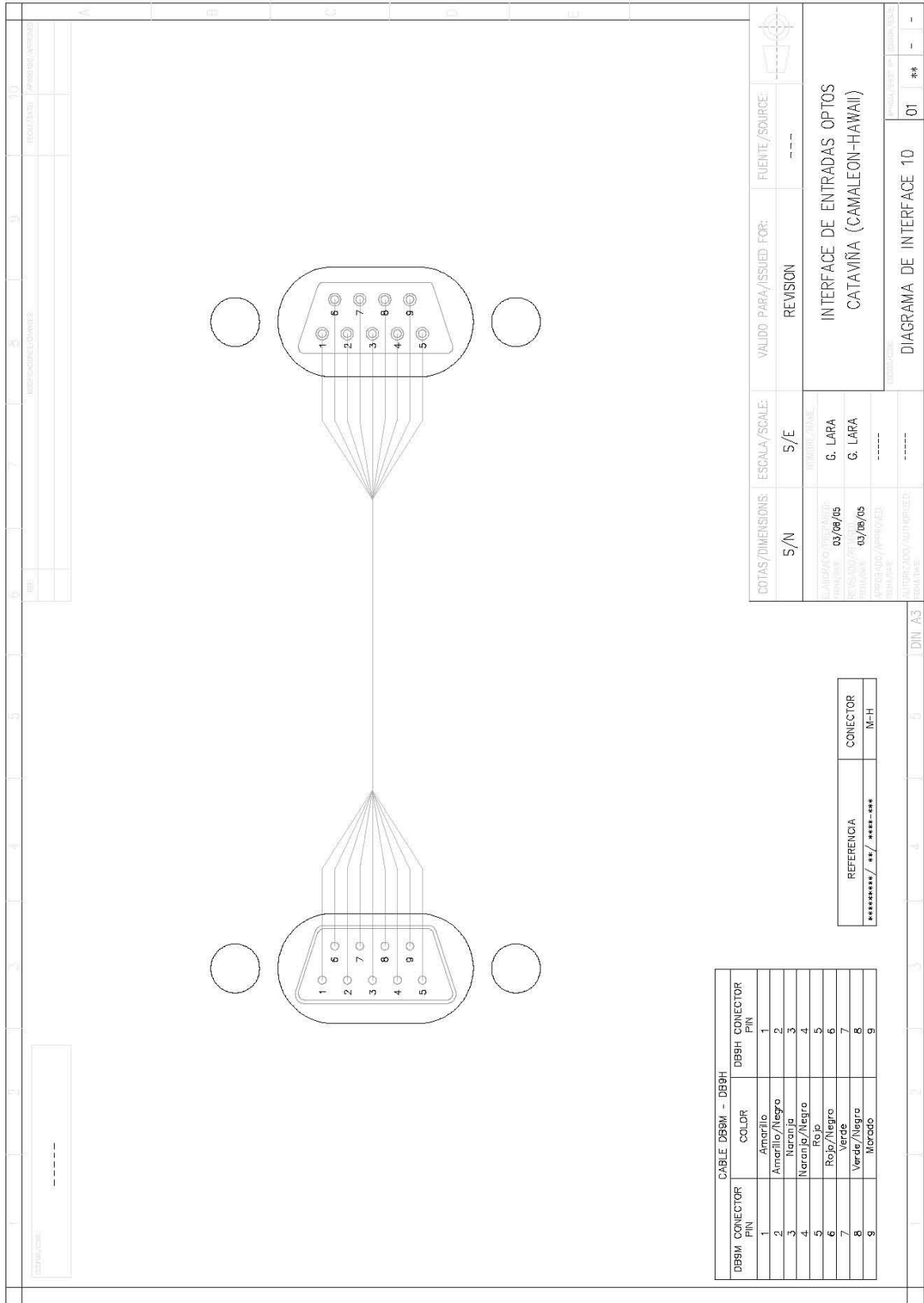
COTAS/DIMENSIONS:		VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	ESCALA/SCALE:	REVISION	---
S/N		SALIDAS OPTOS - CUADRANTES	
S/E		CABLEADO DE CONECTORES	
S/E		CATAVIÑA (CAMALEON-HAWAII)	
S/E		INTERFACE 07	
S/E		01	
S/E		03	
S/E		1	
S/E		1	

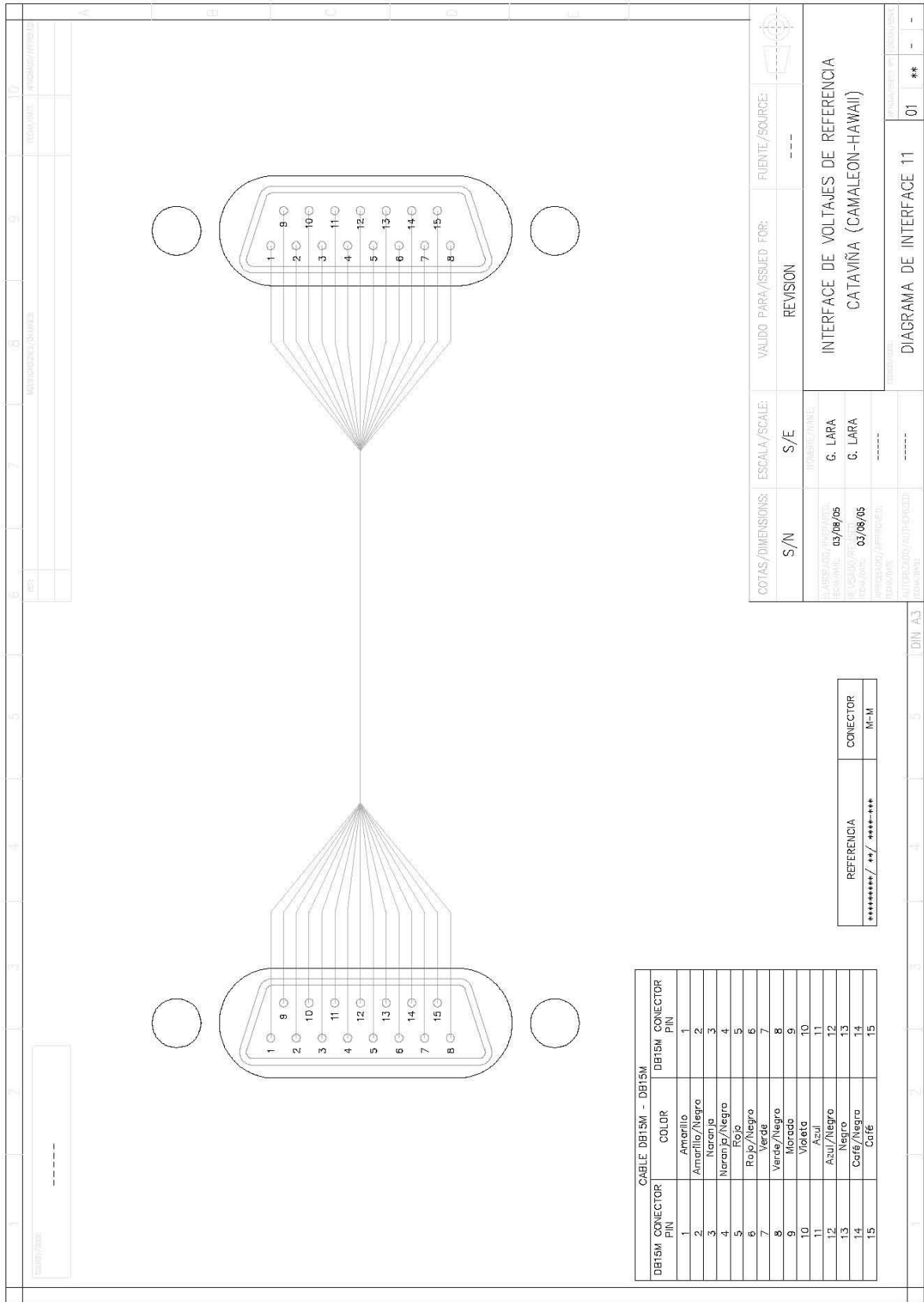
NOTA: LOS CABLES SON DE COAXIAL DE ACERO

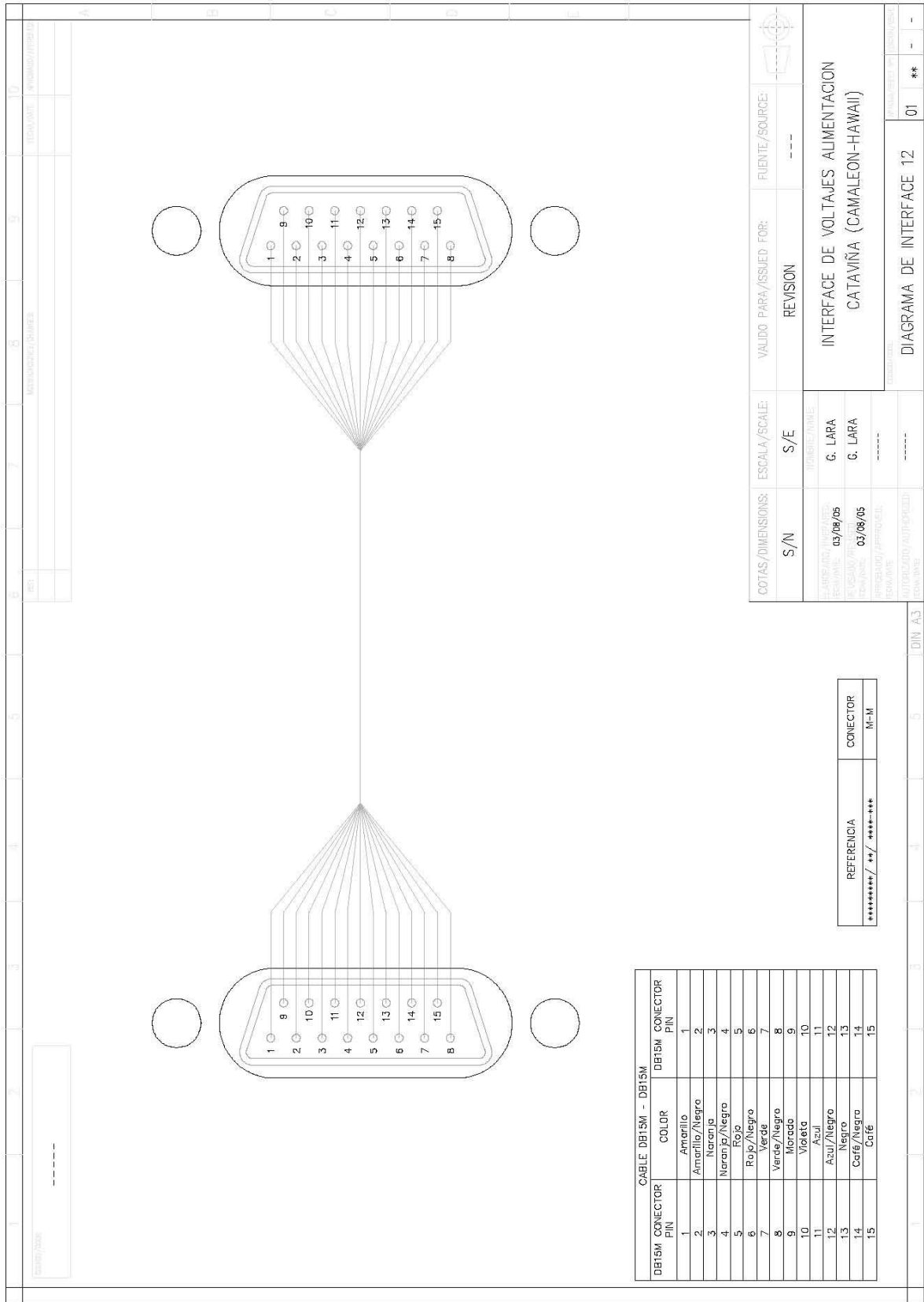


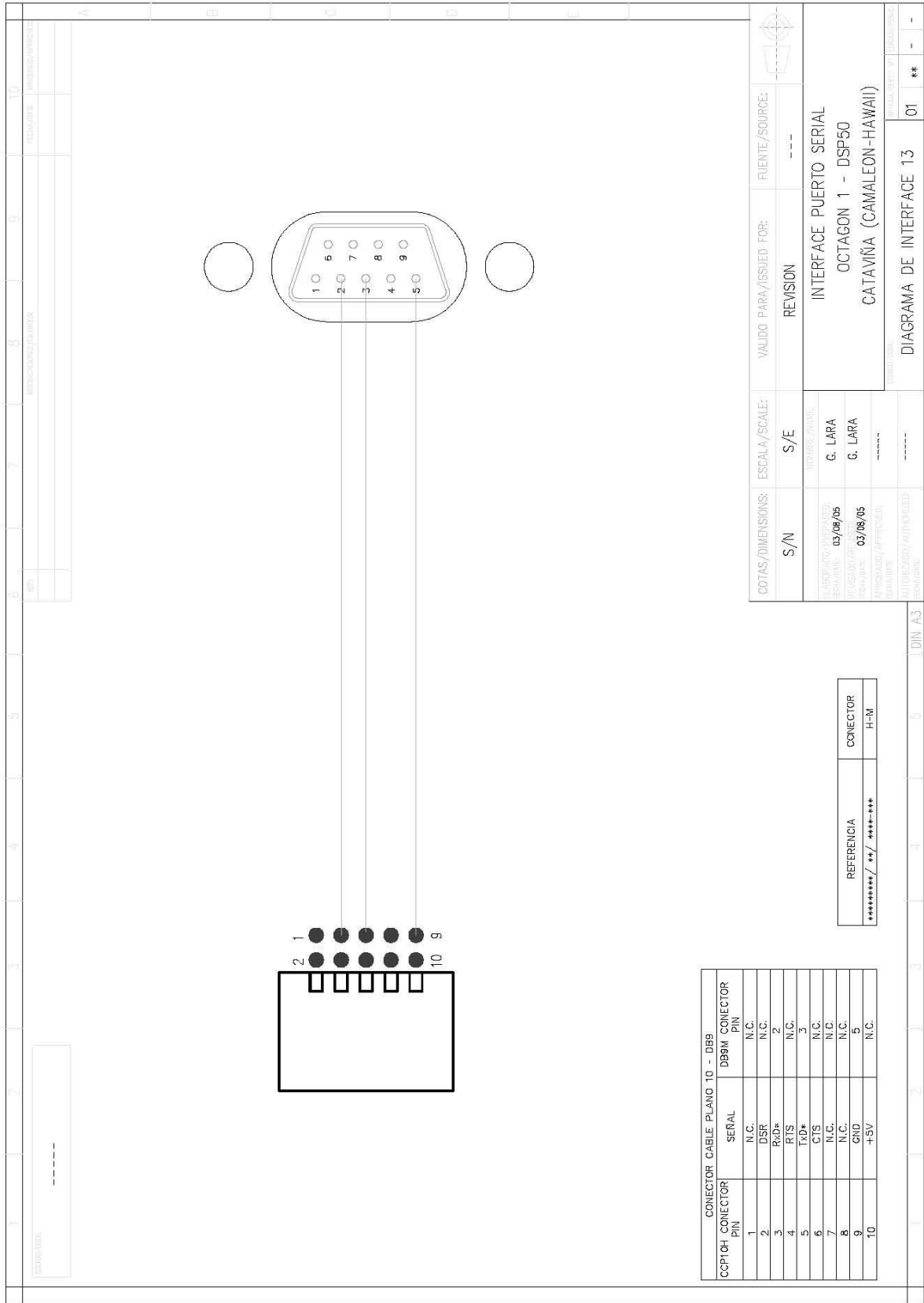










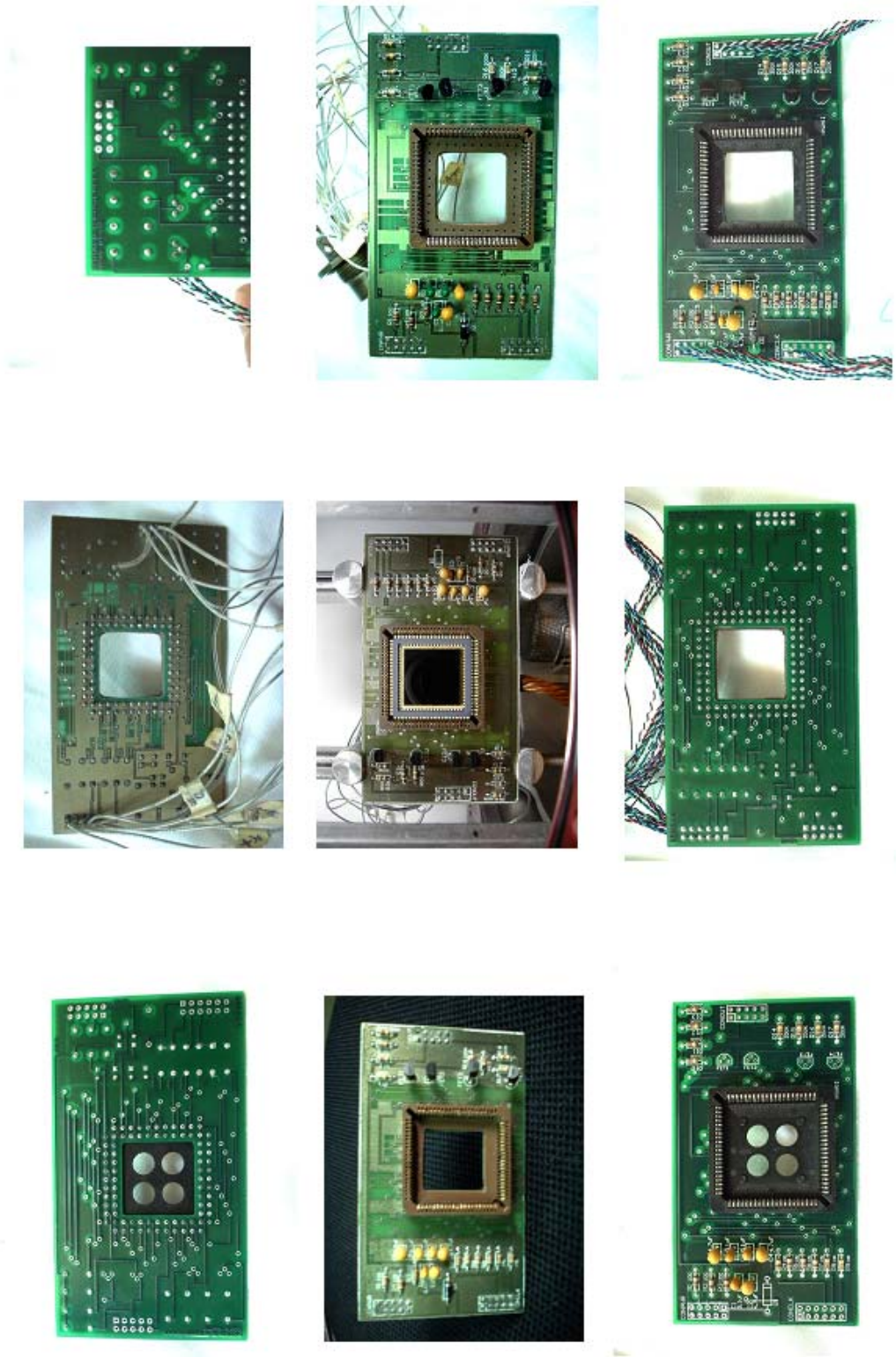


CONECTOR CABLE PLANO 10 - DB9			
CCP10H	CONECTOR	SIGNAL	DB9M
PIN			PIN
1		N.C.	1
2		DSR	2
3		RxD*	3
4		RIS	4
5		TxD*	5
6		CTS	6
7		N.C.	7
8		N.C.	8
9		GRD	9
10		+5V	10

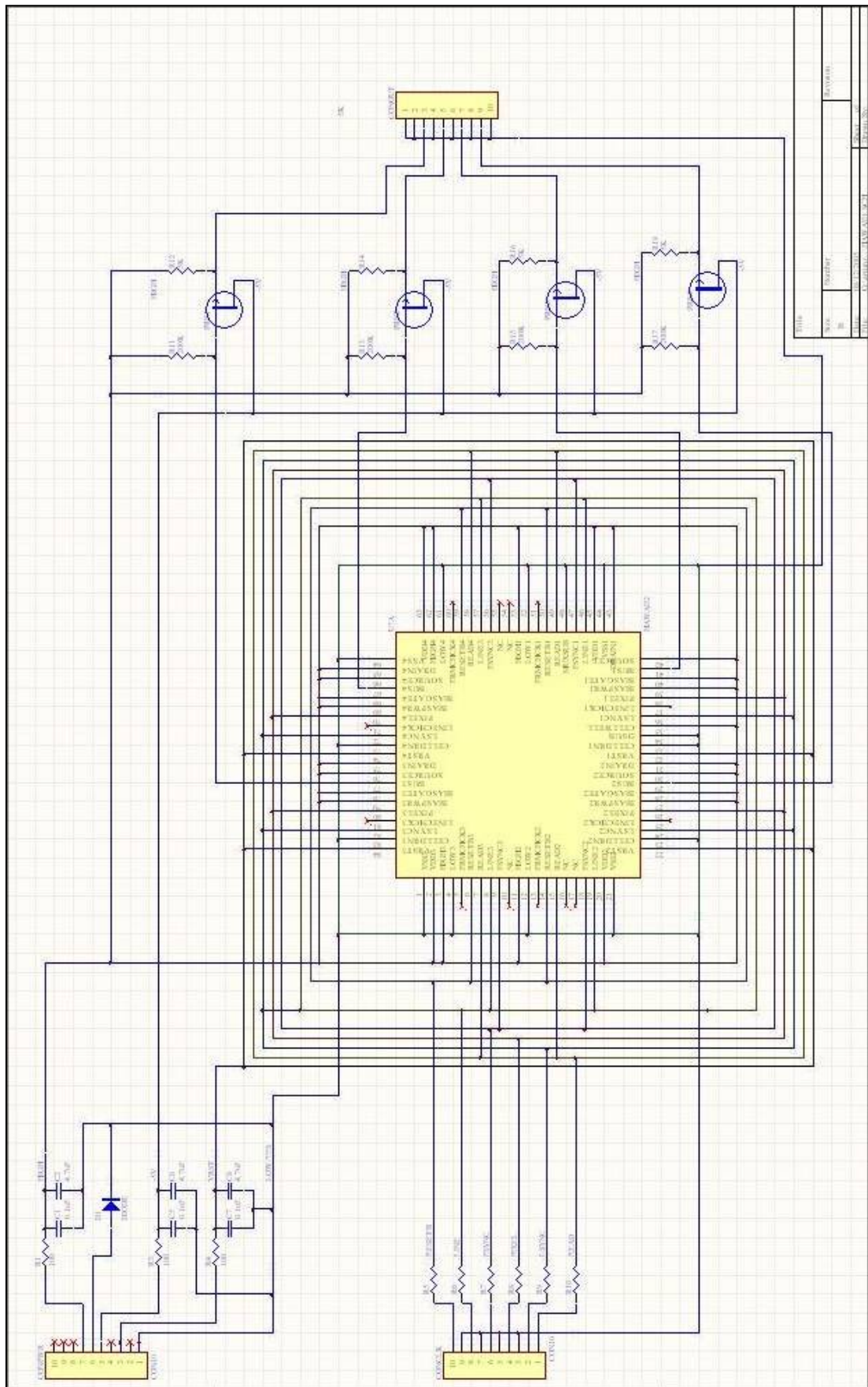
REFERENCIA	CONECTOR
*****/ **/ *****-***	H-M

COTAS/DIMENSIONES:	ESCALA/SCALE:	VALIDO PARA/ISSUED FOR:	FUENTE/SOURCE:
S/N	S/E	REVISION	---
INTERFAS: <b>INTERFACE PUERTO SERIAL</b> ESCALA: <b>OCTAGON 1 - DSP50</b> CATEGORIA: <b>CATAVINA (CAMALEON-HAWAII)</b>			
AUTORIZADO/AUTHORIZED: <b>DIAGRAMA DE INTERFACE 13</b> FECHA/DATE: <b>01</b>			

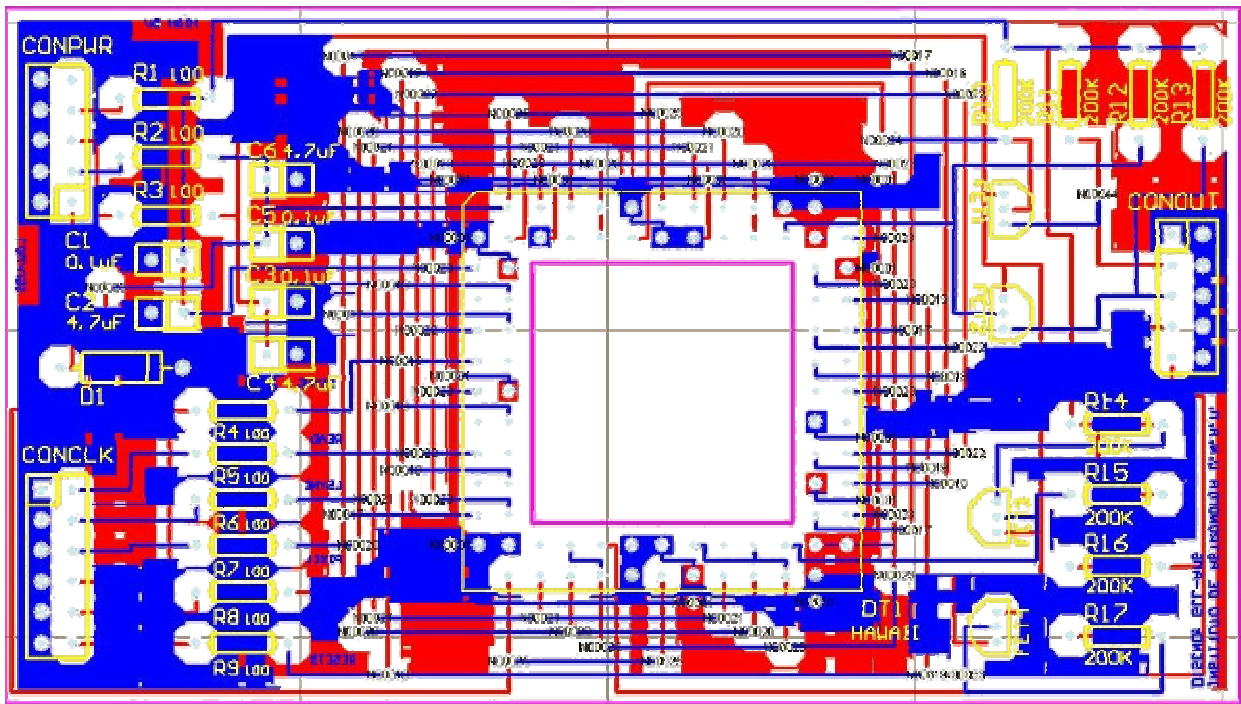
**TARJETA DETECTOR INFRARROJO 1999-2005 PROYECTO CAMALEÓN-CATAVIÑA  
INSTITUTO DE ASTRONOMÍA U.N.A.M. DISEÑO: GERARDO LARA – ARTURO M.GUTIÉRREZ.**



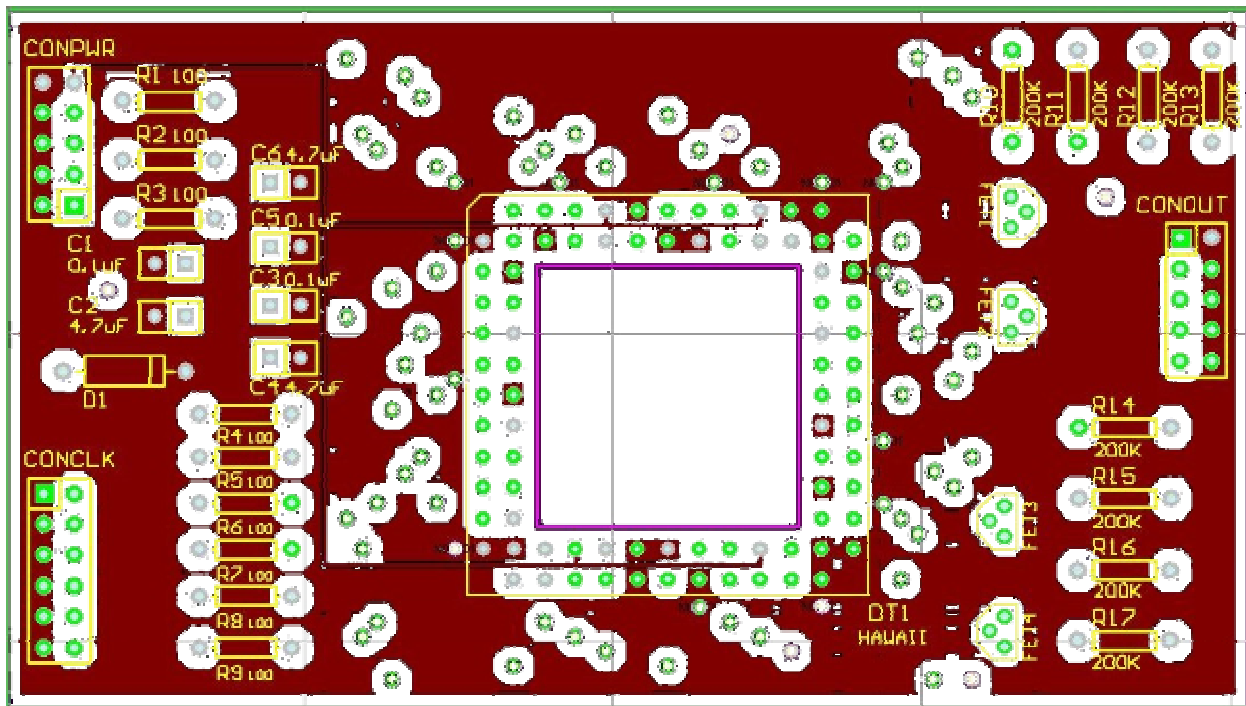
Apéndice 3 Diseños realizados y fotografías del proyecto.





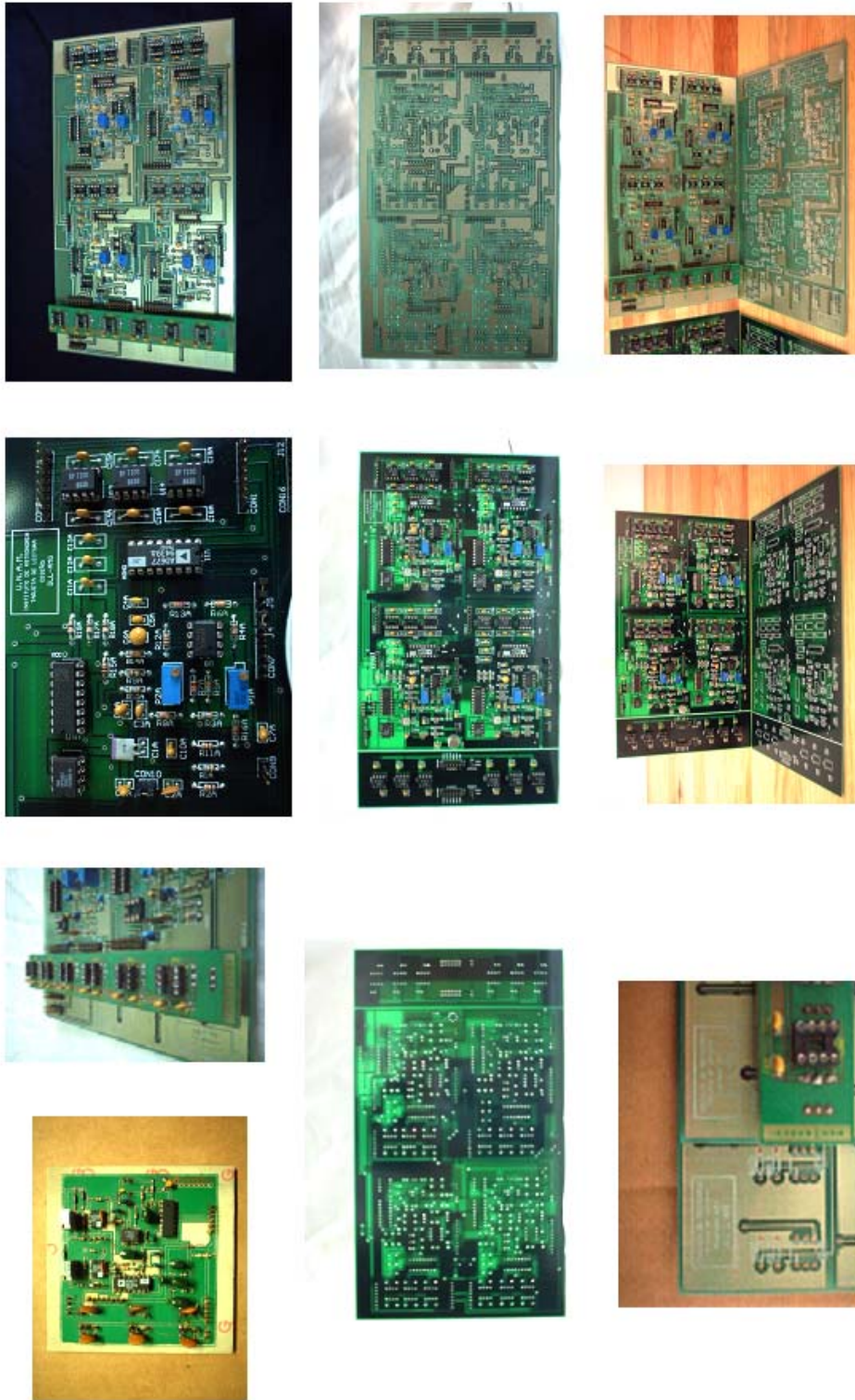


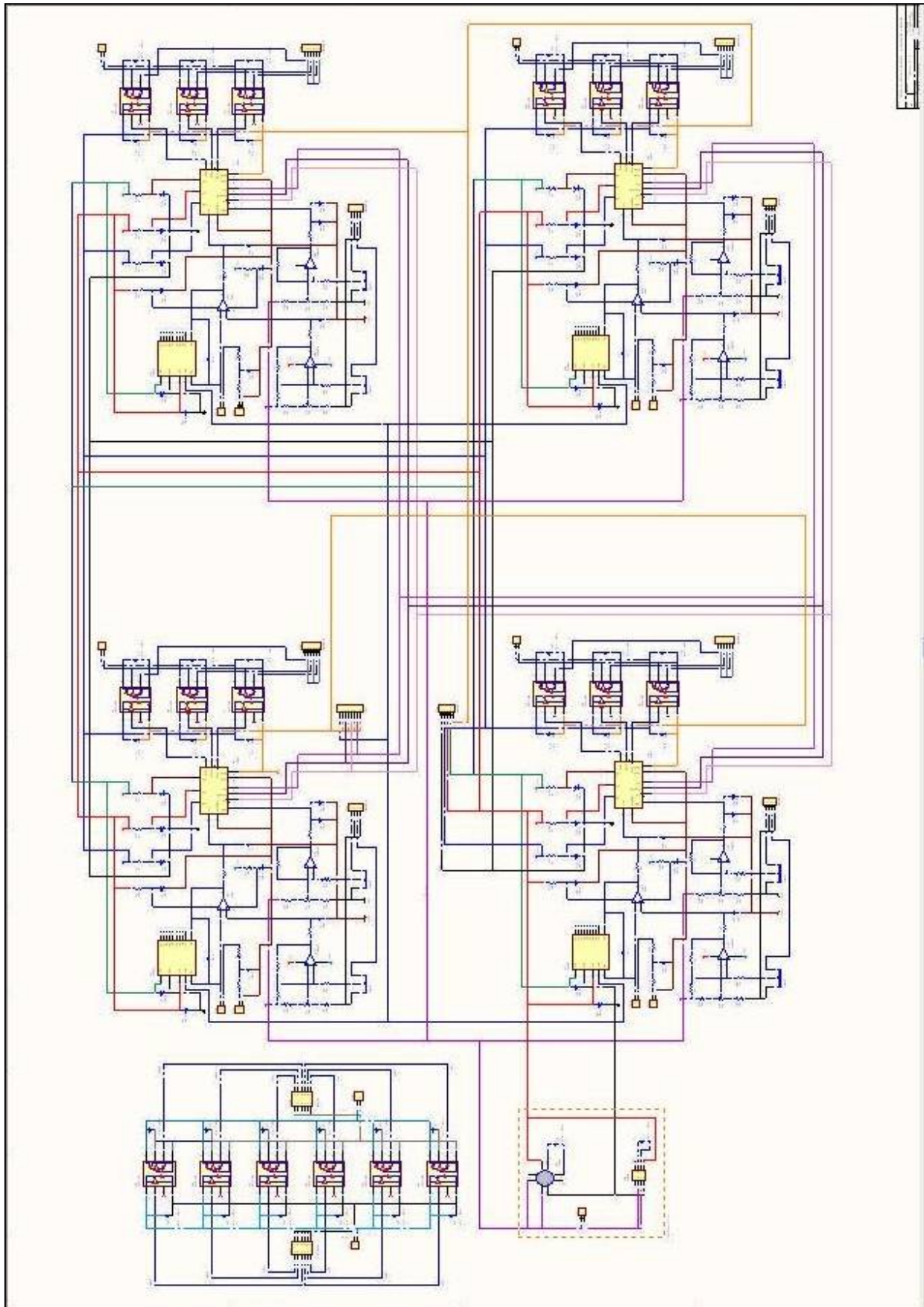
Plano superior e inferior del circuito impreso detector infrarrojo Boeing-Hawaii.

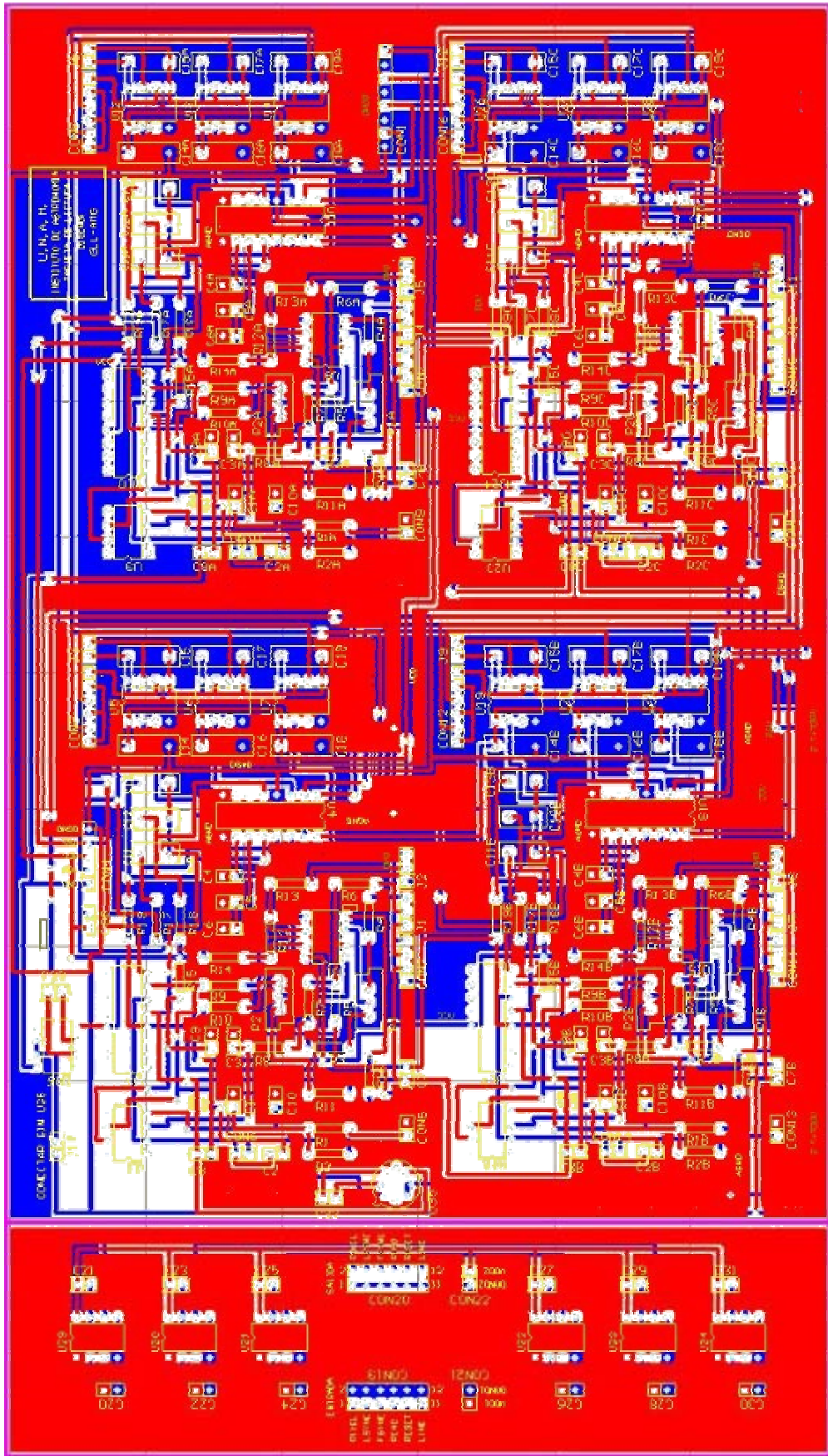


Plano intermedio de tierras de la tarjeta electrónica del detector infrarrojo Boeing-Hawaii.

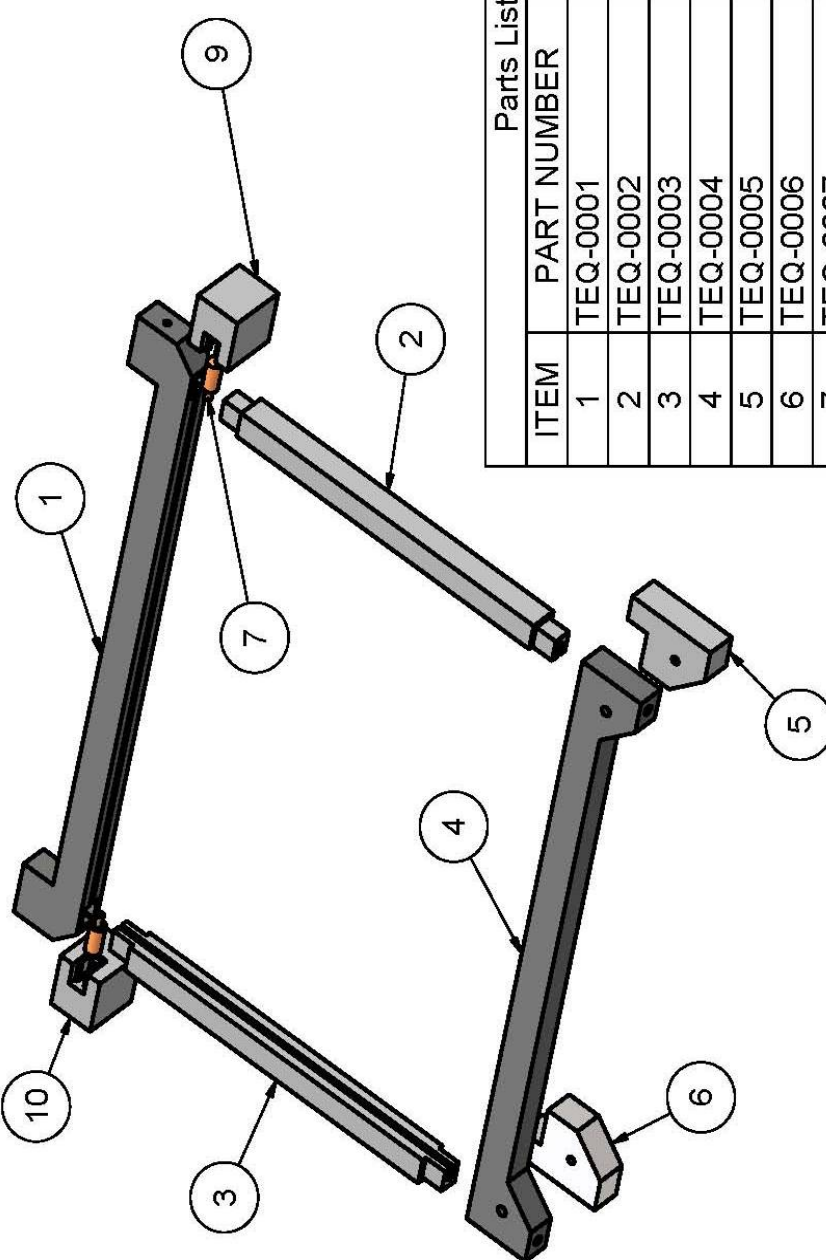
TARJETA PREAMP Y CONVERSIÓN A/D 1999-2005 PROYECTO CAMALEÓN-CATAVIÑA  
INSTITUTO DE ASTRONOMÍA U.N.A.M. DISEÑO: GERARDO LARA – ARTURO M. GUTIÉRREZ







Circuito impreso de la tarjeta electrónica de preamplificación y conversión A/D.

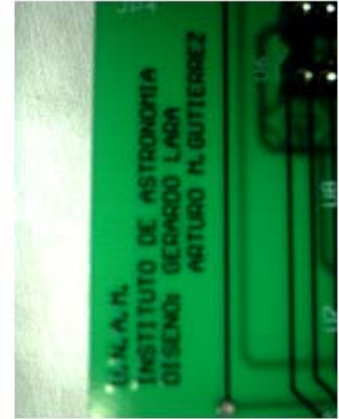
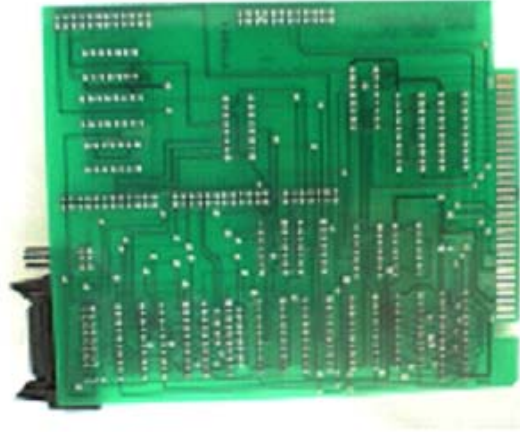
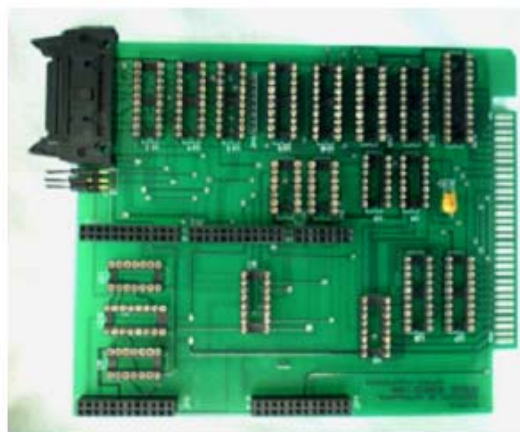


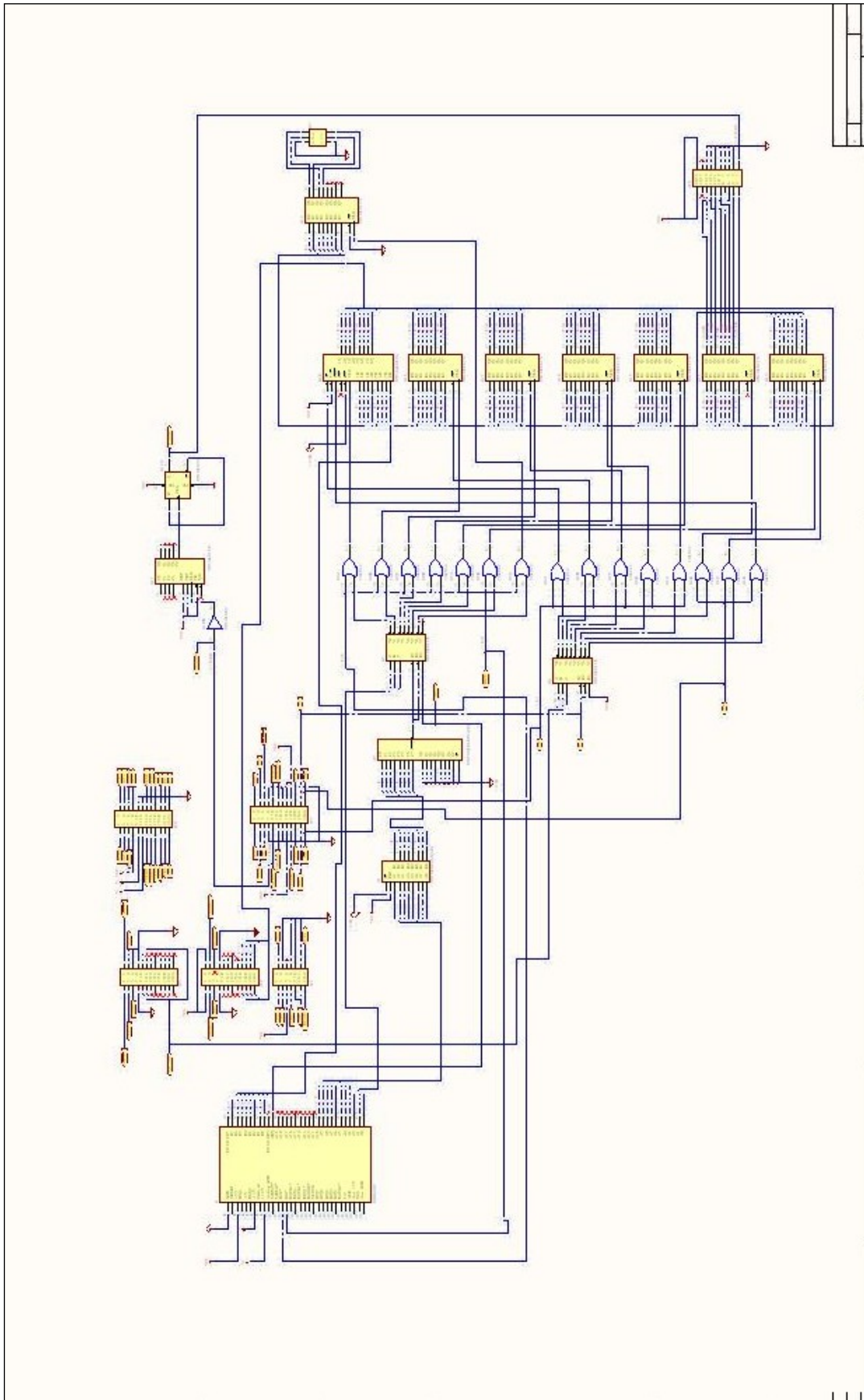
Parts List		
ITEM	PART NUMBER	DESCRIPTION
1	TEQ-0001	SP1
2	TEQ-0002	SP-DERECHA
3	TEQ-0003	SP-IZQUIERDA
4	TEQ-0004	SP2
5	TEQ-0005	TP1-DERECHA
6	TEQ-0006	TP2-IZQUIERDA
7	TEQ-0007	PERNO
8	TEQ-0009	TP3-DERECHA
9	TEQ-0010	TP4-IZQUIERDA

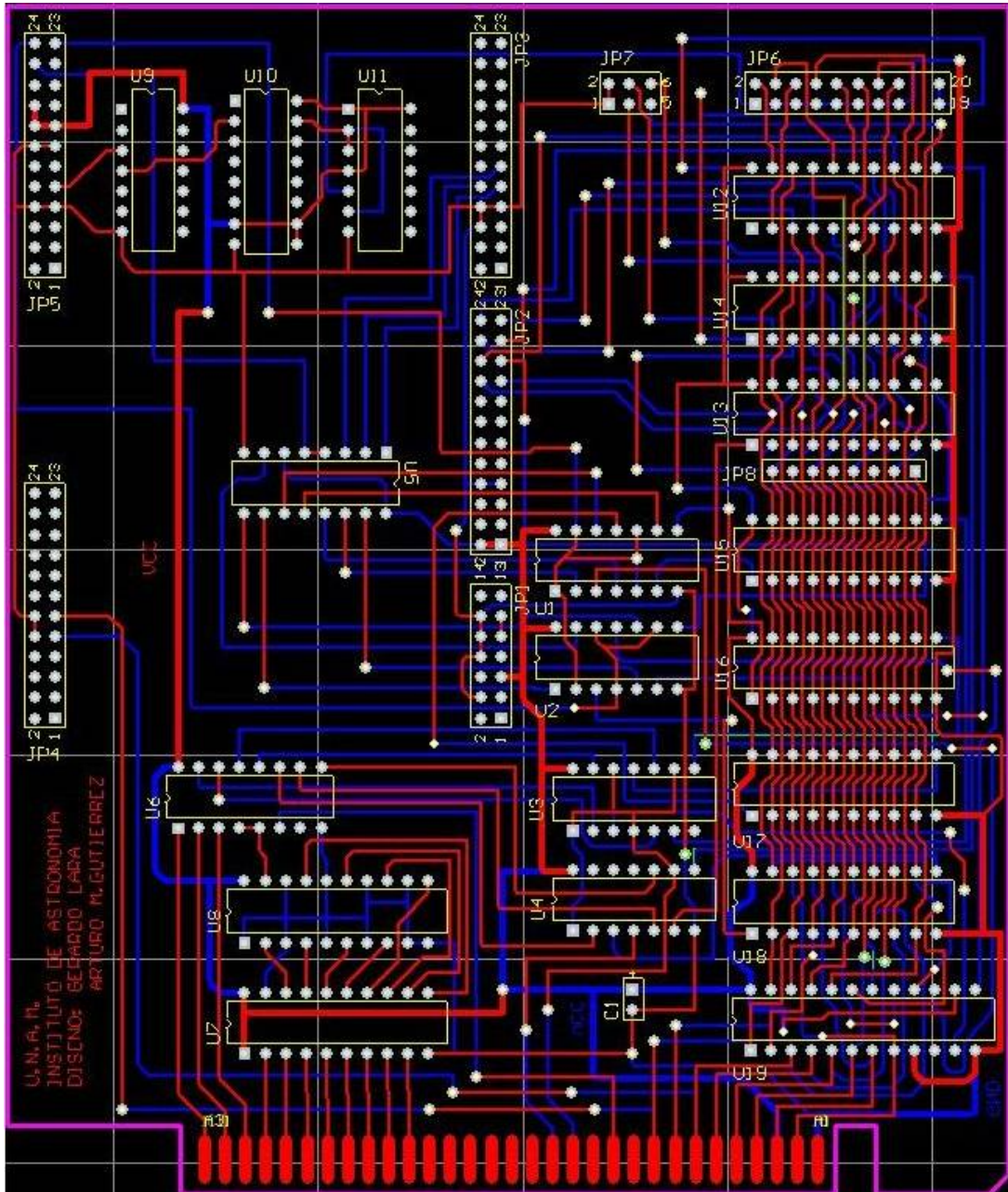
cotas en mm ESC: 1:1		TOLS: +/-0.05		DISEÑO: A.M.Gutiérrez		FECHA: 14/01/05		VERIFICÓ: A.M.Gutiérrez		FECHA: 14/03/05		DIBUJÓ: GLL & AMG		FABRICÓ: V. Cajero		FECHA: 30/03/05		No 01/01	
MATERIAL: ACABADO: N/A										PROYECTO: Tequilla-Camaleón Soporte para tarjeta de adquisición COD									
instituto de astronomía unam instrumentación opto-mecánica																			

Diseño esquemático del soporte para la tarjeta electrónica de preamplificación y conversión A/D.

**TARJETA DSP 2003-2005 PROYECTO CAMALEÓN-CATAVIÑA**  
INSTITUTO DE ASTRONOMÍA U.N.A.M. DISEÑO: GERARDO LARA – ARTURO M.GUTIÉRREZ





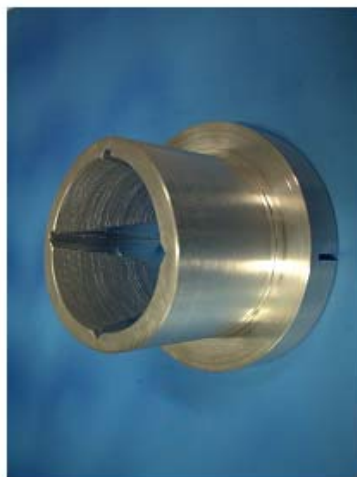


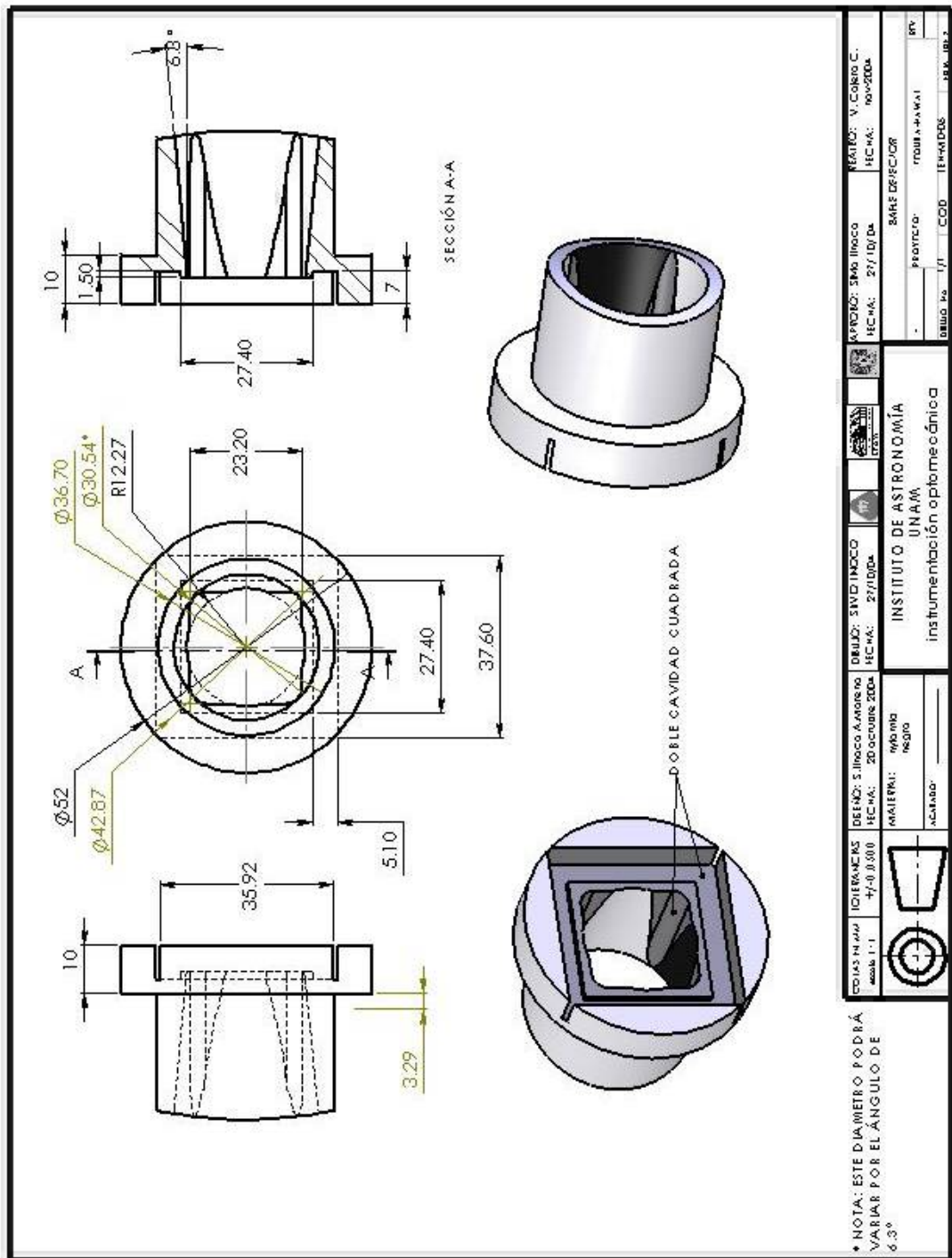
Circuito impreso de la tarjeta electrónica del DSP 50.



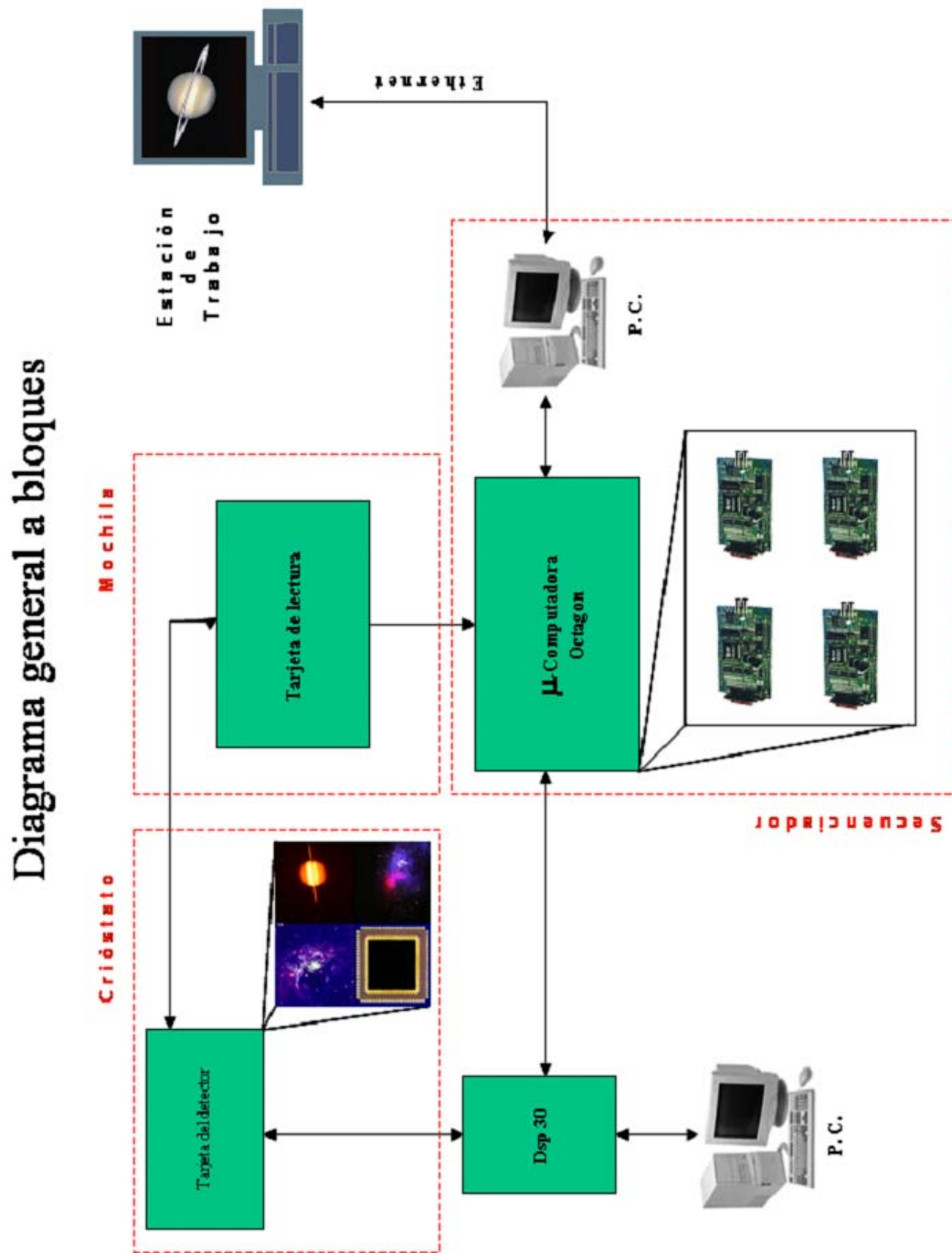
**BAFLES PARA DETECTOR 2004-2005 PROYECTO CAMALEÓN-CATAVIÑA**  
**INSTITUTO DE ASTRONOMÍA U.N.A.M. DISEÑO: ARTURO M. GUTIÉRREZ – SILVIO TINOCO**

---



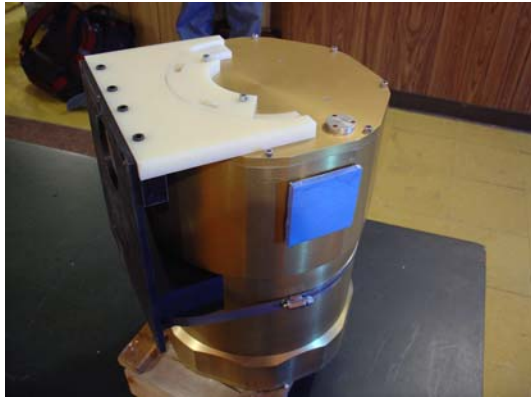


Diseño esquemático del baffle para el detector infrarrojo Boeing-Hawaii.



Diseño general a bloques para la obtención de imágenes astronómicas.

**Apéndice 3** Diseños realizados y fotografías del proyecto.



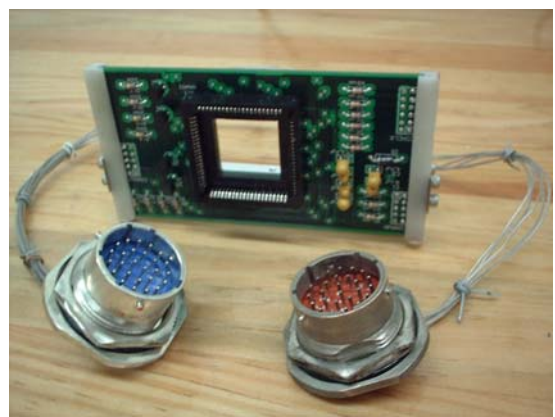
*Crióstato con soporte.*



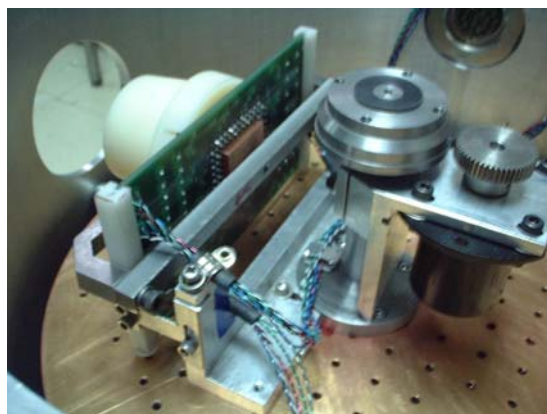
*Colocación del carousel.*



*Laboratorio de Electrónica del Instituto.*



*Tarjeta del detector con conectores.*

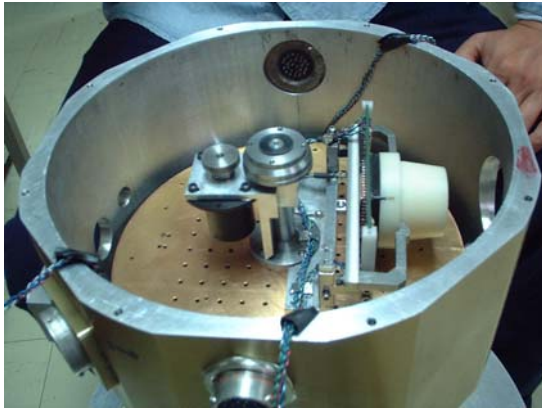


*Vista interna de la electrónica en el crióstato.*



*Tarjeta de conversión A/D, un cuadrante.*

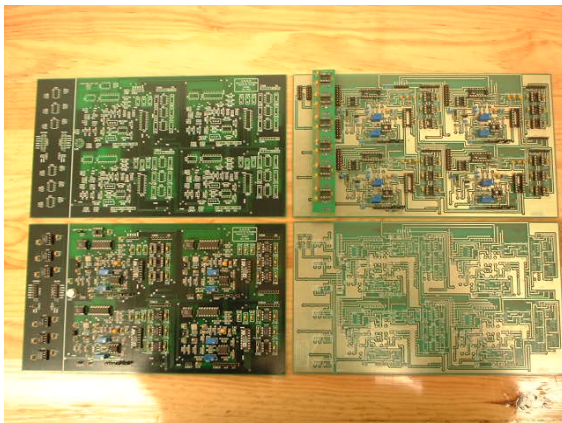
**Apéndice 3** *Diseños realizados y fotografías del proyecto.*



*Vista interna del crióstato.*



*Circuitos impresos realizados.*



*Diseños con las 2 versiones.*



*Trabajo en el observatorio OAN-SPM.*



*Trabajo en la calibración de instrumentos.*



*Trabajo en diseño de la mochila y cableado.*

**CAPÍTULO 1**

- Mosqueira, S., “*Cosmografía y Astrofísica*”. 3ra Edición Marzo 1966. Ed. Patria. México, D.F., p.p.130-141.
- Cetto, A., Domínguez, H., Lozano J., Tambutti R., Valladares, A, “*Ondas, Luz y Sonido*”. Ed. Trillas S.A. de C.V. 1ra Edición 1983. México, D.F., p.p.13-17,111-118,102-103.
- Acosta, V., Cowan, C., Graham, B., “*Curso de Física Moderna*”. 4ta Edición.(Versión en Español) 1980. México, D.F., Ed. Harla S.A de C.V., p.p.72,73-78,85.
- Tilley, D., Thumm, W., “*Física*”. 1era Edición (Versión en Español) 1976. Ed. Fondo Educativo Interamericano S.A. California, E.U.A, p.p.437-443.
- Hecht, E., “*Física en perspectiva*”. 1era Edición (Versión en Español) 1987. México, D.F. Ed. Addison-Wesley Iberoamericana S.A., p.p.575-608.
- Tippens, P., “*Física conceptos y aplicaciones*”. 2da Edición (Versión en Español) 1986. México, D.F. Ed. McGraw Hill, p.p.882-912.
- Atena College; “Curso radio y TV”. Apuntes 1990.
- Página del Instituto de Astronomía: [www.astroscu.unam.mx](http://www.astroscu.unam.mx)
- Página del Instituto de Astrofísica de Canarias: [www.iac.es](http://www.iac.es)
- Página de la N.A.S.A.: [www.nasa.gov/multimedia/imagegallery/index.html](http://www.nasa.gov/multimedia/imagegallery/index.html)

Figuras: dibujos (Arturo M.G.), imágenes N.A.S.A., I.A.C, I.A.-U.N.A.M.

**CAPÍTULO 2**

- Tilley, D., Thumm, W., “*Física*”. 1era Edición (Versión en Español) 1976. Ed. Fondo Educativo Interamericano S.A. California, E.U.A., p.p.437-443.
- Imágenes de las regiones infrarrojas de N.A.S.A. <http://ipac.jpl.nasa.gov>

**CAPÍTULO 3**

- Sobolewski, R., Butler, D., Çelik-Butler, Z. “*Cooled and uncooled infrared detectors based on yttrium barium copper oxide*”. Handbook of Advanced Electronic and Photonic Materials Vol.3, Academic Press, 2000. Editor: H.S. Nalwa, ISBN: 0-12-513753-2.
- Tocci, R., “*Sistemas Digitales*”. 3ra Edición (Versión en Español) 1993. México, Edo de México. Ed. Prentice-Hall., p.p.160-180.
- Grob, B., “*Electrónica Básica*”. 2da Edición (Versión en Español) 1989. México, Edo de México. Ed. McGraw-Hill., p.p.661-667.

- Dereniak, E.L., Sampson, R.E., “Infrared Detectors and Focal Plane Arrays V”. SPIE. Engineers.Bellingham,Washington. International Society for Optical Enginners.14-17 April 1998.Vol.3379., p.p.562-570.
- Fowler, A.M., “Infrared Astronomical Instrumentation”. Ed. SPIE. Engineers.Bellingham,Washington. International Society for Optical Enginners.1998.Vol.3354., p.p.24-33.
- Hall, D., “2048 X 2048 HgCdTe Arrays for Astronomy at Visible and Infrared”. Institute of Astronomy, University of Hawaii.
- Sky and telescope, Agosto del 2000., p.p. 49-50.
- Párraga, J.A., “Cadena electrónica de lectura y borrado para un sistema de detección infrarrojo para observaciones astronómicas”. México, El autor, 1998. U.N.A.M. Facultad de Ingeniería. p.p. 11-27.
- Sohn, E., “Sistema para la detección de imágenes infrarrojas astronómicas”. México, El autor 1996. Universidad Iberoamericana. p.p. 68-73.

Figuras: Sky and telescope, Polish Academy of Science, Boeing-Hawaii.

### CAPÍTULO 4

- Párraga Tavera, J.A., “Cadena electrónica de lectura y borrado para un sistema de detección infrarrojo para observaciones astronómicas”. México, El autor, 1998. U.N.A.M. Facultad de Ingeniería. p.p. 35-55.
- Cruz-Gonzalez,I.,Carrasco,L.,Ruiz,E.,Salas,L.,Skrutskie.M.,Meyer,M.,Sotelo.P,Barbosa,F., Gutiérrez, I., Iriarte, A., Cobos, F., 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., Crame Proc SPIE 2198. p 774 1994.

Figuras: Fotos (Arturo M.G., Silvio Tinoco, Observatorio O.A.N.).

**Apéndice 1:** hojas de componentes: Analog Device, National, Hewlett-Packard, Fairchild.

**Apéndice 2:** dibujos Gerardo Lara Lucario.

**Apéndice 3:** fotos (Arturo M.G, Silvio Tinoco), diseños SCH-PCB (Gerardo Lara-Arturo M.G.).  
diseño soporte (Arturo M.G)-dibujo (Gerardo Lara-Arturo M.G).  
diseño baffle (Silvio Tinoco-Arturo M.G.)-dibujo (Silvio Tinoco).