



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

---

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES  
CUAUTITLAN

PRINCIPIOS DE DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN  
RECEPTOR DE IMÁGENES METEOROLÓGICAS DE ALTA  
RESOLUCIÓN DE SATÉLITES NOAA (ADMINISTRACIÓN  
NACIONAL OCEÁNICA Y ATMOSFÉRICA)

206770

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A :  
D A V I D C O R O N A O L I V E R

ASESOR: ING. UBALDO RAMÍREZ URIZAR



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLÁN**  
**UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR**  
**DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES**

U. N. A. M.  
ESCUELA DE ESTUDIOS  
SUPERIORES

**ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS**

DEPARTAMENTO DE  
EXAMENES PROFESIONALES

**DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO**  
**DIRECTOR DE LA FES CUAUTITLÁN**  
**P R E S E N T E**

ATN: Q. Ma. del Carmen García Mijares  
Jefe del Departamento de Exámenes  
Profesionales de la FES Cuautitlán

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS:

"Principios de diseño y construcción de un receptor de imágenes

metereológicas de alta resolución de satélites NOAA

(Administración Nacional Oceánica y Atmosférica)

que presenta el pasante: David Corona Oliver

con número de cuenta: 9361764-2 para obtener el título de  
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO

**ATENTAMENTE**  
**"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"**

Cuautitlán Izcalli, Méx. a 16 de Febrero de 2001

<b>PRESIDENTE</b>	<u>Ing. Blanca G. De la Peña Valencia</u>	<i>[Firma]</i>
<b>VOCAL</b>	<u>Ing. José Ubaldo Ramírez Urizar</u>	<i>[Firma]</i>
<b>SECRETARIO</b>	<u>Ing. Jorge Buendía Gómez</u>	<i>[Firma]</i>
<b>PRIMER SUPLENTE</b>	<u>Ing. Vicente Magaña González</u>	<i>[Firma]</i>
<b>SEGUNDO SUPLENTE</b>	<u>Ing. Angel Hilario García Bacho</u>	<i>[Firma]</i>

A la Memoria del Sr.  
Agustin Corona Rosas  
Gracias Papá.

Que tampoco se te olvide que  
te quiero mucho, mucho...

A mi Esposa Elsa,  
Gracias por tu amor, por tu cariño  
y por todo tu apoyo, sin ti,  
esto no seria posible.  
Te Amo.

A Magdalena Oliver.

Gracias Mamá por esta vida que me diste y gracias por  
tus desiciones.

Te quiero.

A Adriana, Amanda, Mariano y Agustin,

Hermanos, tambien es parte de ustedes, los quiero.

A Mariano Garcia.

Gracias por los consejos.

A Magdalena Alarcon.

Ya termino uno, te falta otro, esta en tus manos.

A Jorge Flores.

Gracias por ser amigo.

## INDICE

INDICE.....	i
INTRODUCCION.....	iii
<b>CAPITULO I</b>	
<b>SATELITES METEOROLÓGICOS.....</b>	<b>1</b>
<i>1.1 Satélites Meteorológicas.....</i>	<i>1</i>
A) Satélites en Orbita Polar.....	4
B) Satélites en Orbita Geostacionaria.....	5
<i>1.2 Generalidades del Sistema Polar TIROS-N/NOAA.....</i>	<i>7</i>
<i>1.3 Objetivos y Sensores de la Serie TIROS-N/NOAA.....</i>	<i>8</i>
1.- Sistema de Sondeo Operacional Vertical TIROS (TVOS).....	9
2.- Radiómetro Avanzado de Muy Alta Resolución (AVHRR).....	10
3.- Monitor Ambiental Espacial (SEM).....	11
4.- Radiómetro Solar de Dispersión Espectral Ultravioleta (SBIV).....	11
<i>1.4 Características Orbitales y Configuración de los Satélites.....</i>	<i>11</i>
<i>1.5 Imágenes Meteorológicas.....</i>	<i>14</i>
Resolución Espacial.....	17
Resolución Espectral.....	17
Resolución Radiométrica.....	17
Resolución Temporal.....	18
<b>CAPITULO II</b>	
<b>CARACTERÍSTICAS DE LA TRANSMISION Y FORMATO HRPT.....</b>	<b>19</b>
<i>11.1 Sistema de Telecomunicaciones de los satélites TIROS-N/NOAA.....</i>	<i>19</i>
<i>11.2 Características de la Transmisión HRPT.....</i>	<i>22</i>
11.2.1. MODULACION.....	24
11.2.2. CODIFICACION.....	28
11.2.3. FORMATO DIGITAL.....	31
<b>CAPITULO III</b>	
<b>DISEÑO DEL RECEPTOR.....</b>	<b>35</b>
<i>111.1 Parámetros para Recepción en Banda S.....</i>	<i>35</i>
<i>111.2 Polarización.....</i>	<i>37</i>

<i>III.3 Ganancia de la Antena Receptora y Temperatura de Ruido Total del Sistema.....</i>	<i>38</i>
<i>III.4 Intervalo Dinámico .....</i>	<i>40</i>
<i>III.5 Frecuencias Portadoras de Recepción .....</i>	<i>42</i>
<i>III.6 Ancho de Banda de la Frecuencia Intermedia (FI) .....</i>	<i>43</i>
<i>III.7 Parámetro de recepción recomendados.....</i>	<i>44</i>
 <b>CAPITULO IV</b>	
<b>CONSTRUCCION DEL RECEPTOR DE IMAGENES .....</b>	<b>46</b>
<i>VI.1 Componentes de la Estación Terrestre HRPT .....</i>	<i>46</i>
<i>VI.2 Antena Parabólica y Rotor. ....</i>	<i>48</i>
<i>VI.3 Alimentador Circular Integrado/Convertidor de Bajada de Bajo Ruido de 1.7 GHz a 137.5 MHz .....</i>	<i>54</i>
<i>VI.4 Esquema a bloques del Receptor de Imágenes Meteorológicas HRPT.....</i>	<i>56</i>
Amplificador de 10.7 MHz, Filtro Pasabanda y Demodulador de la Señal Manchester.....	58
Decodificador de señal Manchester a señal NRZ .....	60
Convertidor Serie a Paralelo y Detección del inicio de trama y de error. ....	63
Detector de la señal de control.....	65
La interfase DMA para la computadora .....	69
 <b>APENDICE A</b>	
<b>NOAA KLM USER'S GUIDE .....</b>	<b>72</b>
 <b>APENDICE B</b>	
<b>HOJAS TECNICAS.....</b>	<b>95</b>
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>150</b>

## INTRODUCCIÓN

La aplicación de los satélites artificiales comprende las actividades científicas, militares y principalmente de comunicaciones. Otro tipo de satélites son los meteorológicos.

El desarrollo de las ciencias meteorológicas, ha permitido comprender algunas de las complejas operaciones que llevan acabo en nuestra atmósfera. Con la aparición de los satélites meteorológicos, cuyo funcionamiento, entre otros, consiste en tomar imágenes de la superficie terrestre, es posible incrementar el estudio de nuestro planeta.

Dentro de los satélites artificiales meteorológicos se encuentran los satélites METEOR/COSMOS (RUSIA), METEOSAT (EUROPA) y la serie TIROS-NOAA (EE.UU.), entre otros.

La información que proporcionan los satélites meteorológicos es de gran importancia, no únicamente para los navegantes y aviadores, sino para todo el mundo; ya es cotidiano que los noticieros y diarios presenten las condiciones del clima, como temperatura, lluvia, y vientos, más significativo, es conocer con anticipación otros fenómenos atmosféricos, como ciclones, tornados, tormentas, cuyas consecuencias se pueden prever. Por otro lado, los datos que se obtienen de los equipos de medición, permite entender con los fenómenos que suceden en la atmósfera.

Las anteriores son razones que motivan a construir un dispositivo receptor de satélites para obtener imágenes meteorológicas. Los satélites NOAA



proporcionan imágenes que son transmitidas en dos modalidades, APT (Transmisión Automática de Imágenes) de manera analógica, y HRPT (Transmisión de Imágenes en Alta Resolución) en forma digital. El receptor que se construirá para la recepción de imágenes en la modalidad HRPT.

Para la construcción del receptor, es necesario conocer las características de transmisión y determinar el formato de los datos; lo cual se describirá en el capítulo II. Más adelante, capítulo III, se describen los principales parámetros de diseño para un receptor de satélite NOAA. Ya descritos los elementos teóricos, se describen las etapas, diagramas y demás elementos del receptor, esto se explica en el capítulo IV.

Cabe aclarar que la tesis abarca la construcción del receptor (hardware) y no el programa de computadora (software) para el desplegado, almacenamiento e impresión de las imágenes.

# CAPÍTULO I

## SATÉLITES METEOROLÓGICOS

### I.1 Satélites Meteorológicos

Conocer los problemas medioambientales que sufre nuestro planeta, son cada día mejor conocidos por especialistas y más cercanos para el público en general. Seguir el comportamiento de ciclones, huracanes, tormentas y cambios de temperatura, así como registrarlos para poder efectuar predicciones de las condiciones atmosféricas a largo plazo, es posible gracias a la teledetección, técnica que consiste en la observación terrestre por medio de sensores especiales.

El desarrollo de la tecnología espacial, permitió que la aplicación de los satélites artificiales abarca el área meteorológica. Un Satélite Meteorológico Artificial es un satélite de Percepción Remota o Teledetección, el cuál proporciona la información en forma de "Imágenes", de modo que los meteorólogos entre otros especialistas, puedan estudiar y predecir el clima. Lo anterior no engloba sólo los procesos de obtención de imágenes desde el espacio, sino también su posterior tratamiento para una determinada aplicación.

El inicio de la teledetección se remonta hacia 1859, cuando Gaspar Félix de Tournachon toma las primeras fotografías aéreas desde un globo cautivo. Un año más tarde, James Wallace reproduce la experiencia sobre la ciudad de Boston. En 1909, Wilbur Wriht adquiere la primera fotografía aérea, abriéndose así una larga historia de observación desde plataformas remotas.

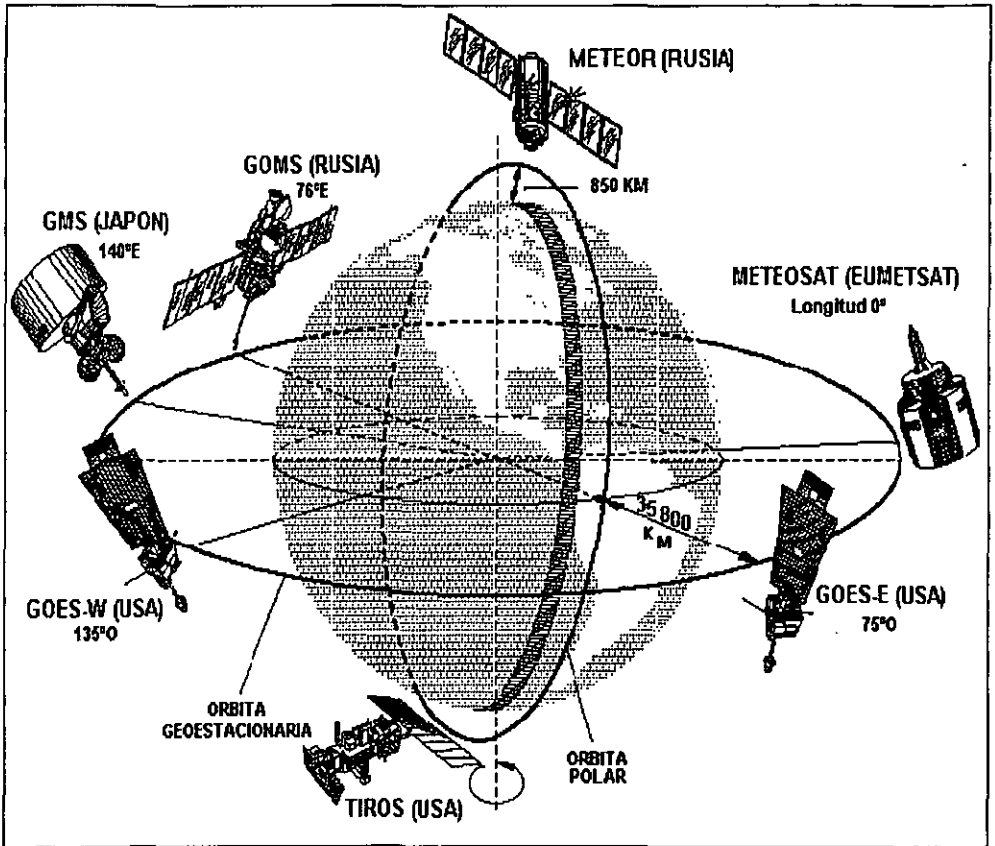
El desarrollo de los sistemas de navegación a finales de los años 50, permite concebir los primeros ingenios espaciales. El 4 de Octubre de 1957, fue lanzado el satélite soviético Sputnik I, el primer satélite artificial.

Para principios de las décadas de los 60, Estados Unidos inicia el programa meteorológico de satélites, poniéndose en evidencia el interés de usar plataformas espaciales para adquirir valiosos datos de la superficie y atmósfera terrestre. De ésta forma, el 1 de Abril de 1960 la NASA pone en órbita el TIROS I, primer satélite de la serie TIROS y pionero de las misiones de observación meteorológica.

En 1961 durante una de las misiones del Mercury, Alan B. Shepard toma las primeras fotografías espaciales aunque de manera espontánea. Fue la misión Gemini-Titan en 1965, quién incluía los primeros experimentos formales de fotografía espacial.

Actualmente no existe un sistema meteorológico netamente mundial, sin embargo existen convenios de cooperación entre los diversos sistemas regionales, que incluyen a los GOES (Satélite Meteorológico Operacional Geosíncrono) y a los TIROS-N/NOAA, inicialmente llamados TIROS (Satélite Televisivo de Observación Infrarroja), ambos operados por la NOAA (Administración Nacional Oceánica y Atmosférica) de los Estados Unidos; el Sistema de Satélites Meteorológicos Europeos (EUMESAT) mejor conocido como METEOSAT, administrados por la Agencia Espacial Europea (ESA); los orbitadores METEOR/COSMOS y los GOMS (Satélite Geoestacionario de Operación Ambiental), operados por Rusia y por último el GMS (Satélite

Meteorológico Geostacionario) Japonés, los cuales conforman el SISTEMA DE OBSERVACIÓN GLOBAL DE VIGILANCIA MUNDIAL DE CLIMA (WORLD WEATHER WATCH GLOBAL SYSTEM) como parte del PROGRAMA MUNDIAL DEL CLIMA (WORLD WEATHER PROGRAM). Figura 1.



**Figura 1. Sistema de Observación Global de Vigilancia Mundial del Clima**

Ahora bien, un satélite artificial es cualquier artefacto construido y puesto en órbita girando alrededor de la tierra por acción del hombre, el cuál cumple determinada función, entre las que se encuentran la de comunicaciones, investigación militar y como ya se comentó, la meteorológica. Las características de los satélites artificiales meteorológicos varían en dimensiones, forma, peso, equipo de detección y sistemas de transmisión, avance tecnológico, tipo de mediciones, programa meteorológico, entre otros; sin embargo, el principio es similar en todos ellos.

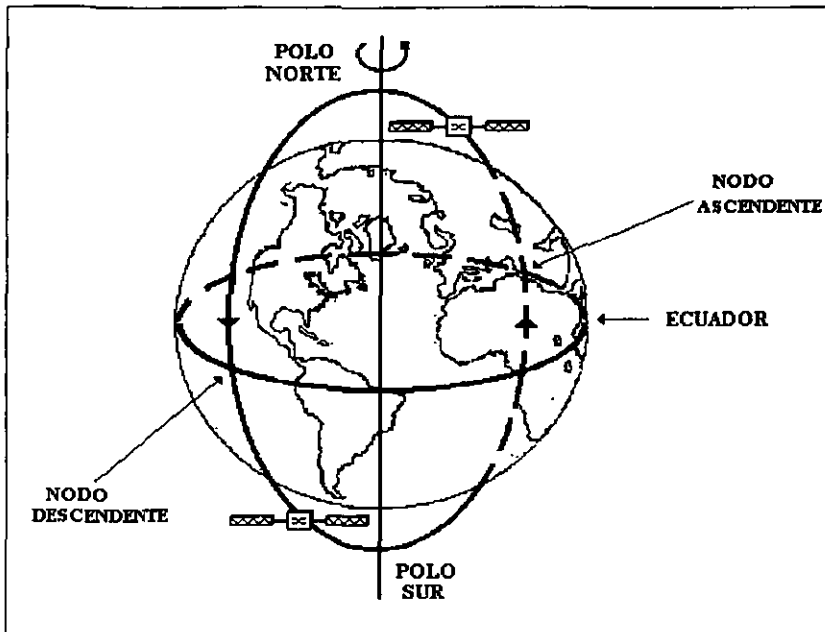
Actualmente los satélites meteorológicos recaen dentro de dos categorías generales según el tipo de órbita, en la que se desplazan: satélites con órbita geoestacionaria y satélites órbita polar.

#### **A) Satélites en órbita polar.**

Los satélites polares giran alrededor de la tierra en una órbita longitudinal, casi de norte a sur, pasando cerca de ambos polos, mientras que la tierra gira en un eje longitudinal. Asimismo dicha órbita está sincronizada con la órbita del sol, por eso el satélite pasa por el mismo tiempo diariamente. Figura 2.

Esencialmente pasa dos veces sobre todas las partes de la tierra cada 24 horas, una vez durante el día y nuevamente por la tarde o noche. Por la mañana con dirección descendente, es decir, con dirección norte-sur. Por la tarde, con dirección ascendente, o bien, de sur a norte.

Dentro de éste tipo de satélites se encuentra la serie TIROS/NOAA de Estados Unidos y los METEOR/COSMOS de URSS-RUSIA.



**Figura 2. Los Satélites Polares, giran alrededor de la Tierra casi de Norte a Sur pasando cerca de los polos**

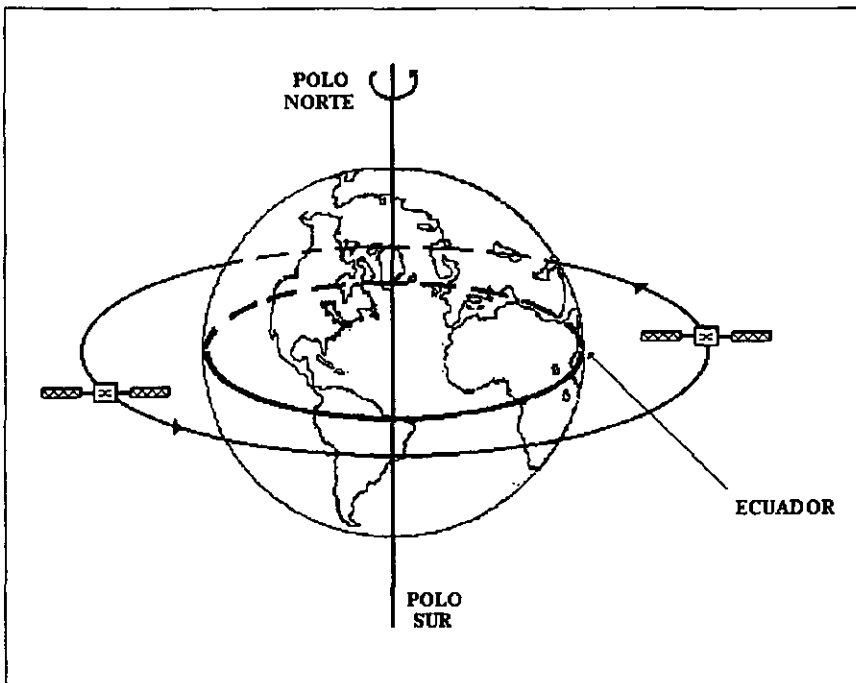
### **B) Satélites con órbita geoestacionaria.**

Este tipo de satélites se ubican en las llamadas "Órbitas Geoestacionarias" el término geoestacionario conduce al concepto de "Estacionario con respecto a la tierra".

Los satélites geoestacionarios circundan la tierra sobre órbitas circulares, los cuales coinciden con el plano ecuatorial a una altura de aproximadamente 36,000 Km a una rapidez igual a la de la rotación terrestre, es decir, tiene un periodo orbital de 24 horas. Esto le permite mantenerse continuamente en una

posición de la superficie, dando un efecto, desde la tierra, de mantenerse estacionario o inmóvil en el cielo.

Las características de los satélites meteorológicos geosíncronos, les permite observar y tomar imágenes de fenómenos atmosféricos existentes en un punto determinado de la superficie terrestre. Figura 3.



**Figura 3. Los Satélites Geoestacionarios, giran alrededor de la Tierra sobre el plano ecuatorial completando una vuelta en 24 horas.**

## I.2 Generalidades del Sistema Polar TIROS-N/NOAA.

El sistema polar TIROS-N/NOAA es un programa cooperativo entre la NASA y la NOAA. La NASA financió el desarrollo y el lanzamiento del primer satélite, asesora y lanza los siguientes artefactos espaciales sobre una fase reembolsable. La NOAA, por su parte, se encarga del financiamiento de los siguientes aparatos espaciales, construye las instalaciones terrestres y opera los satélites en órbita.

El primer satélite, financiado por la NASA, de esta generación de satélites fue el prototipo llamado TIROS-N lanzado en Octubre de 1978. Los siguientes ya financiados por la NOAA, son llamados NOAA-A, -B, -C, etc., antes de ser lanzado y llamados NOAA- n+1 (donde n es el número del último satélite exitoso), después de ser puesto en órbita con éxito.

SATÉLITE	FECHA DE LANZAMIENTO
NOAA-6	JUNIO 1979
NOAA-7	JUNIO 1981
NOAA-8	MARZO 1983
NOAA-9	DICIEMBRE 1989
NOAA-10	SEPTIEMBRE 1986
NOAA-11	OCTUBRE 1988
NOAA-12	MAYO 1991
NOAA-14	DICIEMBRE 1994

**Tabla 1. Actualmente sólo están en operación el NOAA-12 y el NOAA-14**



Originalmente planeada para la construcción de 11 satélites y proporcionar un servicio operacional global para el período 1978-1989, la serie fue nuevamente planeada para extenderse más allá de 1992. Desde 1978 han sido lanzados los siguientes satélites.

### **I.3 Objetivos y Sensores de la Serie TIROS-N/NOAA.**

La serie TIROS-N/NOAA tiene como metas y objetivos:

1. Incrementar el sondeo de la temperatura para determinar con mayor precisión tanto la temperatura atmosférica como la temperatura de la superficie terrestre.
2. Mejorar el rendimiento de los sondeos en las regiones frías.
3. Elevar el número de niveles del contenido del vapor de agua.
4. El mejoramiento de la capacidad para diferenciar entre nubes, agua, hielo sólido y nieve, hielo fundido y nieve.
5. Incrementar la información espectral de los protones, electrones y partículas alfa provenientes del sol, así como de otras partículas con energía.

Para lograr dichos objetivos, los satélites están equipados con cuatro sistemas instrumentales primarios que reportan entre otros:

- El espesor y altura de las nubes.
- Temperatura y Humedad de la atmósfera.
- Temperatura de la superficie del mar.
- Temperatura de la superficie terrestre.

- La cantidad total de ozono.
- Radiación de las nubes.
- Radiación e ingreso de calor.

Estos sistemas son:

### **1.-Sistema de sondeo operacional vertical TIROS (TVOS).**

El TVOS es un sistema que permite la exploración de la distribución vertical de la temperatura atmosférica (desde la superficie hasta una altitud de 38 Km.), los niveles de vapor de agua y el contenido total de ozono en la atmósfera.

Al TVOS lo constituyen tres subsistemas independientes y separados:

- a) Unidad Básica de Sondeo (BSU), que es un espectrómetro de barrido escalonado de 20 canales visible e infrarrojo, el cuál es usado para proporcionar temperatura troposférica, temperatura estratosférica y las características individuales de humedad.
- b) Unidad de Sondeo Estratosférico (SSU). Usa una técnica de absorción selectiva para hacer medidas de la tierra (a niveles de presión de 3.8 y 20 mbar), en tres canales, cada canal está determinado por la presión en una celda de CO<sub>2</sub>
- c) Unidad de Sondeo por Microondas. Es un radiómetro de 4 canales que mide en la banda de oxígeno de 5 mm y es utilizado para obtener las temperaturas en la superficie en dos niveles de la troposfera media (500 y 300 mbar), y en la estratosfera baja (70 mbar).

## 2.- Radiómetro Avanzado de Muy Alta Resolución (AVHRR).

Es un sensor de barrido que proporciona imágenes en 4 (para el primer TIROS-N/NOAA) y en 5 (para el resto de los satélites) canales espectrales, Tabla 2. Su amplia cobertura le permite analizar las condiciones de la vegetación en periodos cortos de tiempo y a escala global, lo que lo hace idóneo para estudiar fenómenos muy dinámicos como la deforestación en zonas inaccesibles o los incendios forestales de gran magnitud.

El AVHRR proporciona datos que se transmiten en dos formatos, en APT analógico (Transmisión Automática de Imágenes) y en HRPT digital (Transmisión de Imágenes de Alta Resolución).

BANDA	AMPLITUD ( $\mu\text{m}$ )	REGIÓN ESPECTRAL
1	0,58 - 0,68	Rojo
2	0,72 - 1,10	Infrarrojo cercano
3	3,55 - 3,93	Infrarrojo medio
4	10,30 - 11,30	Infrarrojo térmico
5	11,50 - 12,50	Infrarrojo térmico

**Tabla 2. Canales Espectrales del Sensor AVHRR.**

Los canales infratérmicos y medio infrarrojo realizan las observaciones estándares de luz solar reflejada y radiación de calor terrestre. El canal infrarrojo o cercano recibe ambas, y por tanto, puede ser utilizado para realizar diferentes mediciones en el día y en la noche. El canal rojo es utilizado para diferenciar las

nubes calientes de las frías y para realizar deducciones acerca del nivel de congelación.

### **3.- Monitor Ambiental Espacial (SEM).**

El SEM es un espectrómetro cargado de partículas que miden la densidad de radiación terrestre, las partículas de actividad solar como protones, neutrones y partículas alfa. Está compuesto por tres detectores:

- Detector de Energía Total (TED)
- Detector de Electrones y Protones de Energía Total
- Detector de Partículas Alfa y Protones de Energía Alta

### **4.- Radiómetro Solar de Dispersión Espectral Ultravioleta (SBIV)**

Es un radiómetro con sensores en la gama del espectro Ultravioleta que determina las concentraciones de ozono, así como su distribución dentro de la atmósfera.

## **I.4 Características Orbitales y Configuración de los Satélites**

Los satélites TIROS-N/NOAA tienen una órbita polar circular sincrónica con el sol a una altura de 840 Km. aproximadamente. La NOAA mantiene al menos dos satélites operacionales en órbitas complementarias, con uno cruzando el ecuador ahora solares locales de 07:30 y 19:30  $\pm$  2 horas, y el otro a las 02:30 y 14:30  $\pm$  2 horas. Los elementos orbitales de la misión se muestran en la Tabla 3.

Eje semi-mayor	7211.54 Km.
Inclinación	98.70 grados
Período anomalístico	101.58 minutos
Altura de perigeo	833.3 Km.
Altura de apogeo	833.4 Km.

**Tabla 3. Elementos Orbitales del Satélite TIROS-N/NOAA.**

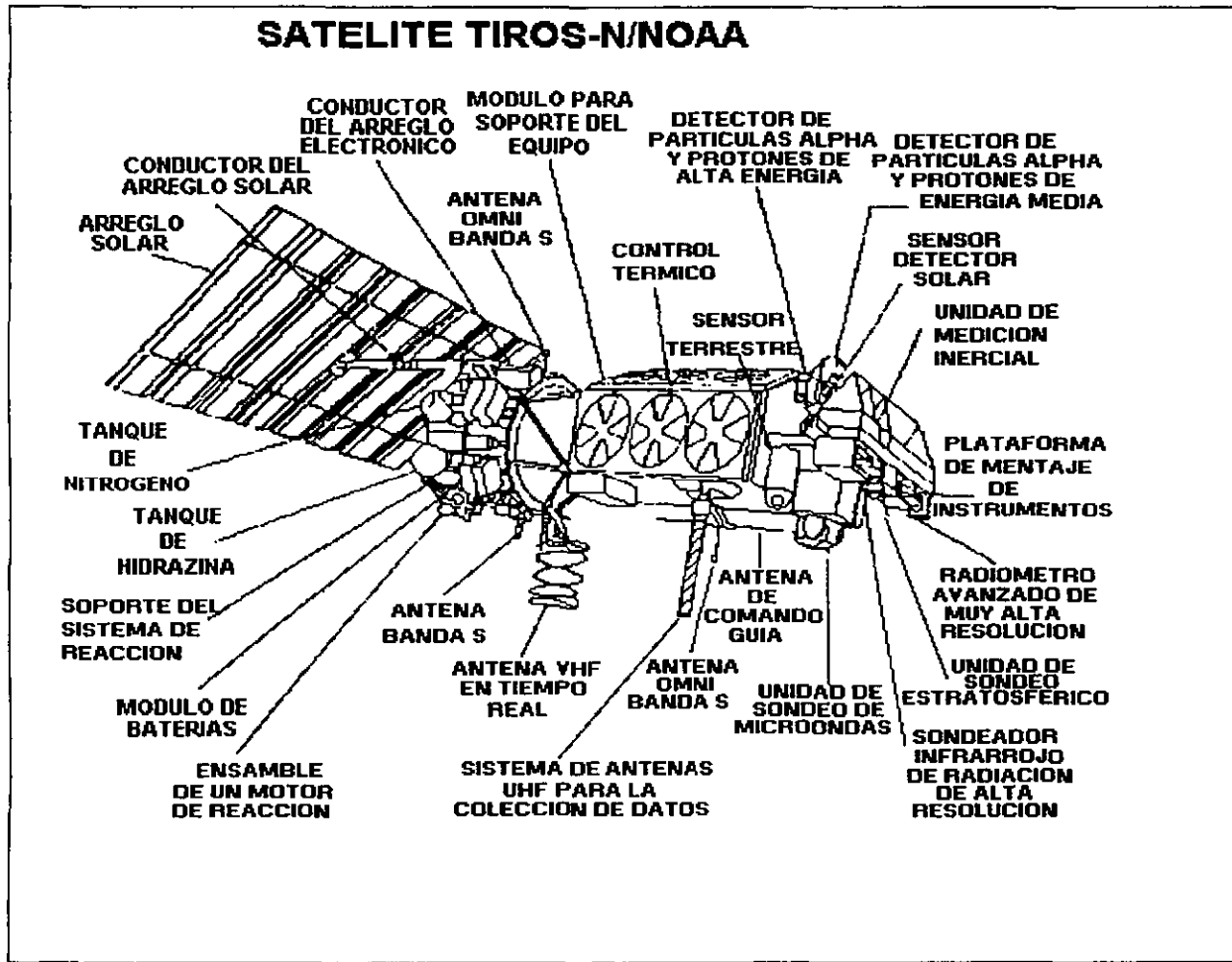


Figura 4. Diagrama del Satélite TIROS-N/NOAA.

La configuración de la serie TIROS-N/NOAA está diseñada para una vida útil de dos años. Figura 4. Está dividido en subsistemas, por un lado un subsistema contiene la estructura térmica básica, la energía de alimentación, el control y determinación de la altitud, y los sistemas de comunicación y tratamiento de los datos; por otro lado, otro subsistema contiene el radiómetro, los sensores, el SEM y el sistema de grabación.

### **1.5 Imágenes Meteorológicas**

Ya presentados los aspectos generales de los componentes satelitales de la serie TIROS-N/NOAA, se van a exponer a continuación, las características y conceptos particulares de los sensores que adquieren las imágenes.

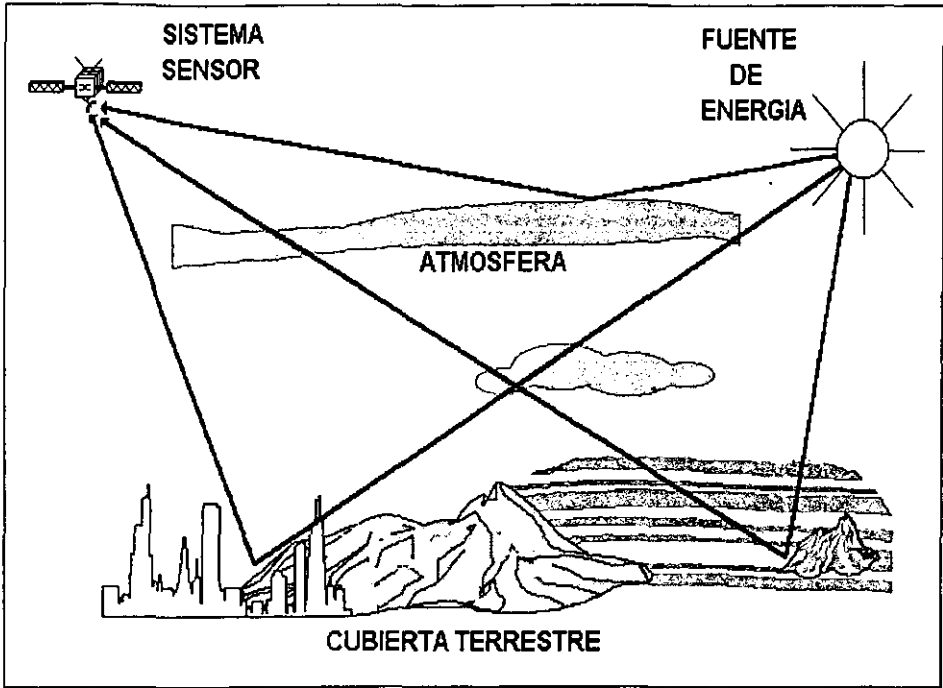
El Sistema Sensor tiene como misión, captar la energía procedente de las cubiertas terrestres, codificarla y grabarla o enviarla directamente al sistema de recepción. Figura 5.

El sistema de detección incluye los siguientes elementos:

- La Fuente de Energía, que es el origen del flujo energético detectado por el sensor. La fuente de energía más importante es la del sol.

- Cubierta Terrestre, formada por distintas masas de vegetación, suelos, agua o construcciones humanas, que reciben la señal energética y la reflejan o emiten.

- Sistema de Recepción, en donde se recibe la información transmitida por el satélite

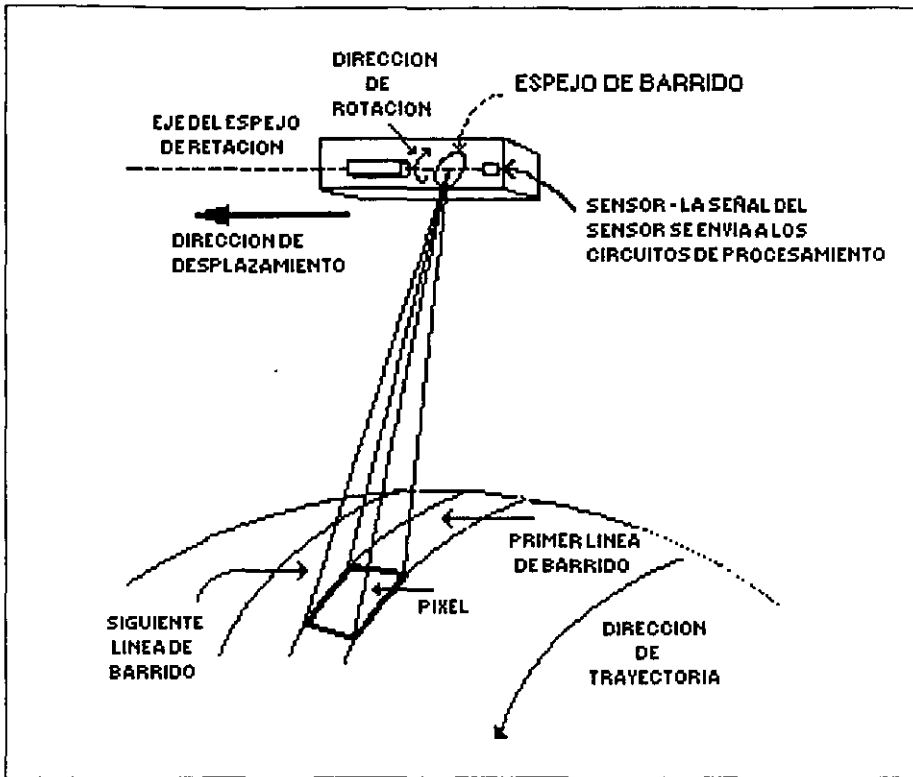


**Figura 5. Elementos que componen el Sistema de Detección**

Los satélites TIROS-N/NOAA, llevan el Sensor Operacional Vertical TIROS (TVOS) y el Radiómetro Avanzado de Muy Alta Resolución (AVHRR).

El Radiómetro es básicamente un sistema óptico-electrónico de barrido (scanners), que hace mediciones de la cantidad de radiación electromagnética, dentro de un intervalo de longitudes de onda. Este consiste de un espejo móvil que oscila perpendicularmente a la dirección de la trayectoria orbital, esto le permite explorar franjas sucesivas de terreno, las cuales se extienden uno 1500 Km. en cada lado de la órbita del satélite. Figura 6.





**Figura 6. Radiómetro Avanzado de Muy Alta Resolución (AVHRR)**

La radiación electromagnética recibida en el radiómetro, se descompone a bordo a través de un filtro óptico, en varias longitudes de onda, cada una de las cuales se envía a un tipo especial de detector para ser medido. La señal enviada por el equipo óptico a los detectores se muestra a intervalos regulares, es decir, únicamente se obtiene un valor numérico cada cierta distancia. El intervalo marca

el tamaño de la unidad mínima de información adquirida por el sensor, que se llama PIXEL.

Una característica muy importante de los sensores y que determina las condiciones de la imagen resultante es la Resolución.

La Resolución es la medida de la habilidad de un sensor para registrar y discriminar información dentro de la imagen. El concepto implica al menos cuatro tipos de resolución.

#### **•RESOLUCIÓN ESPACIAL**

Se designa al objeto más pequeño que puede ser distinguido sobre una imagen. En un sistema óptico-electrónico se utiliza la distancia observada sobre el terreno, y corresponde al tamaño de la unidad mínima de información en la imagen o pixel. Los sensores suelen contar con resoluciones de cierto detalle desde 10 x 10 m hasta los 120 x 120 m por pixel, o más globales de entre 500 y 1100 m del lado por pixel. Se ofrecen también imágenes con pixeles de hasta 5 Km. de resolución.

#### **•RESOLUCIÓN ESPECTRAL**

Indica el número y anchura de las bandas espectrales que puede discriminar el sensor. Un sensor es más idóneo cuando es mayor el número de bandas y que además dichas bandas sean suficientemente estrechas.

#### **•RESOLUCIÓN RADIOMETRICA**

En un sistema óptico-electrónico, la imagen se presenta normalmente en formato digital, por tanto, la resolución radiométrica se identifica como el número máximo de niveles digitales de la imagen. Inicialmente se ofrecieron rangos de

128 niveles por pixel, y actualmente se ofrecen 256 niveles y 1024 niveles por pixel.

#### **•RESOLUCIÓN TEMPORAL**

Se refiere a la frecuencia con la que el sensor adquiere imágenes de la misma porción de la superficie terrestre. El ciclo de cobertura está en función tanto de las características de los sistemas espaciales, como del diseño del sensor y de sus objetivos.

Las imágenes del sensor AVHRR (resolución espacial) cubre áreas de 4 Km. por pixel de resolución en el formato analógico APT y de 1.1 Km. por pixel de resolución en el formato digital HRPT, y una resolución espectral con 5 bandas de resolución. Los satélites pasan dos veces por un determinado punto de la tierra cada 24 horas, una vez durante el día, y de nuevo por la noche.

## CAPITULO II.

### CARACTERISTICAS DE LA TRANSMISION Y FORMATO HRPT

#### II.1 Sistema de Telecomunicaciones de los satélites TIROS-N/NOAA.

Para la transmisión y recepción de datos, los satélites TIROS-N/NOAA, cuentan con un sistema de telecomunicaciones que funciona en las siguientes bandas: Muy alta frecuencia (VHF), Ultra alta frecuencia (UHF) y banda S. En general, el satélite realiza la transmisión descendente de: el procesador de información TIROS (TIP), HRTP, APT, área Global y Area Limitada y descarga de datos TIP. La utilidad del enlace específico depende en particular de la estación terrestre, así como de la etapa de la misión.

Los enlaces descendentes y ascendentes del sistema son los siguientes:  
ENLACE DESCENDENTE. El enlace descendente del satélite esta compuesto por dos frecuencias VHF y tres en banda S.

- La primer frecuencia VHF (136.77 Mhz y 137.77 Mhz) contiene datos TIP a 8.32 Kbps en tiempo real. Sólo una frecuencia puede transmitirse a un tiempo. La selección de frecuencia esta determinada por un comando en tierra.
- El enlace en la segunda frecuencia VHF (137.5 y 137.62 Mhz), contiene datos analógicos APT. Una subportadora de 2.4 Khz modula los datos APT en amplitud y la portadora se modula en frecuencia. Unicamente puede utilizarse una frecuencia en cualquier momento.

- La transmisión en Banda S opera en 3 frecuencias, 1698.0, 1702.5 y 1707.0 Mhz, con modulación PSK, los tres enlaces descendentes en Banda S están asignados para la transmisión de datos: HRPT, Area Global, Area Limitada y TIP almacenado. Cada transmisor esta acoplado a una de las antenas cuadrifilares.

**ENLACE ASCENDENTE.** Los enlaces ascendentes son captados por el satélite, y se componen de dos frecuencias, una en la banda VHF para los comandos y otra en la banda UHF para los datos DCP.

- La frecuencia en la banda UHF se usa para recibir datos de la Plataforma de Colección de Datos (DCP). El enlace es demodulado, procesado y los datos son proporcionados al TIP para el enlace descendente hacia la estación terrestre y para la grabación de los registros del satélite.

La frecuencia del enlace VHF es de 401.65 Mhz.

- La frecuencia en la banda VHF se usa para el comando y sólo puede ser generada por la estación terrestre NESS asignada. La frecuencia del enlace ascendente VHF es de 148.56 Mhz y contiene la información del comando a 1000 bps en FSK.

El Sistema de Telecomunicaciones Simplificado se presenta en la Figura 7.

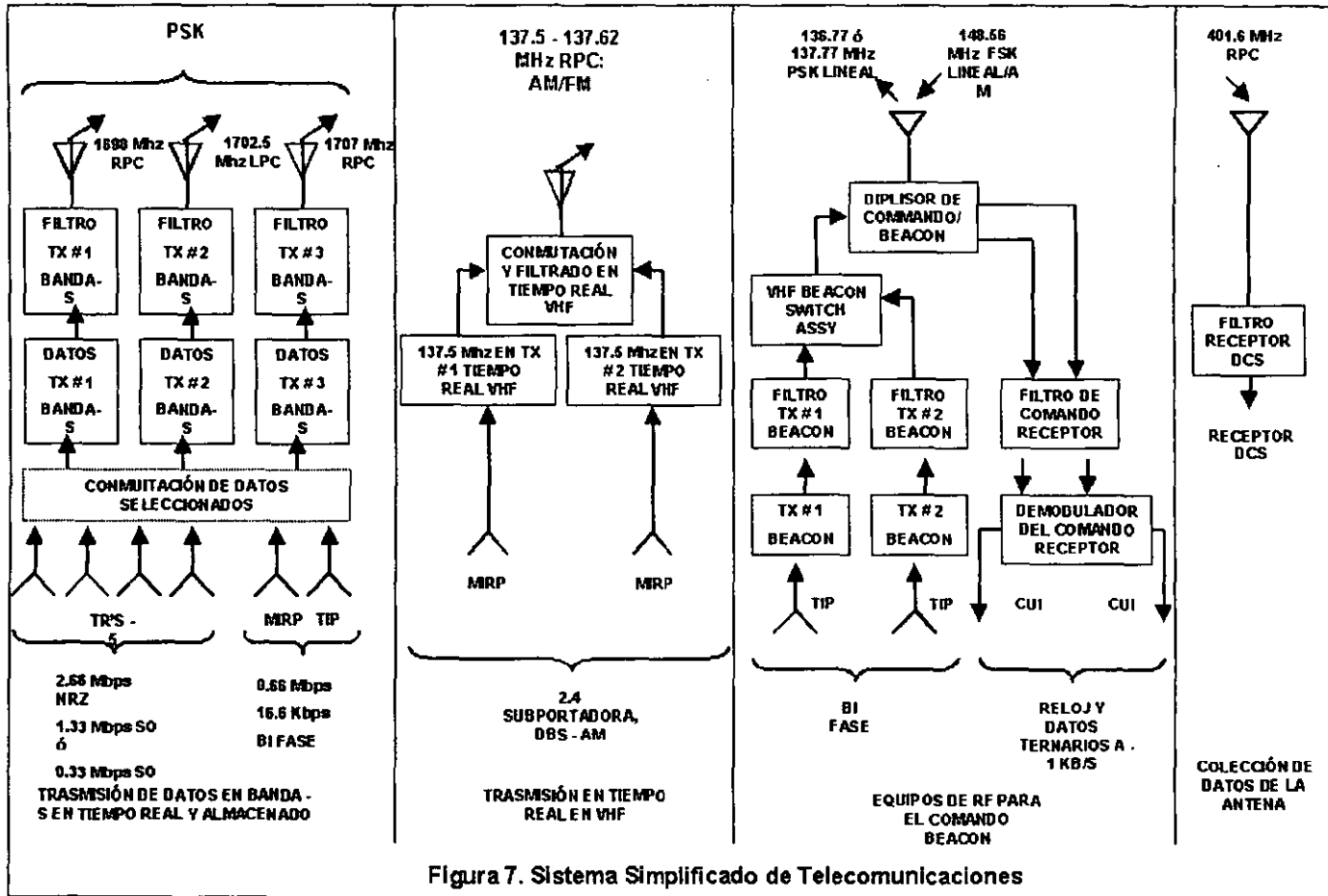


Figura 7. Sistema Simplificado de Telecomunicaciones

## II.2 Características de la Transmisión HRPT

La transmisión de datos HRPT forma parte del Servicio de Transmisión de Datos en Tiempo Real de la serie de satélites TIROS-N/NOAA. Los datos de todos los instrumentos del satélite se incluyen en la transmisión HRPT. Los datos del TIP se multiplexan con los datos del AVHRR en el Procesador de Velocidad de la Información Manipulada (MIRP), Figura 8.

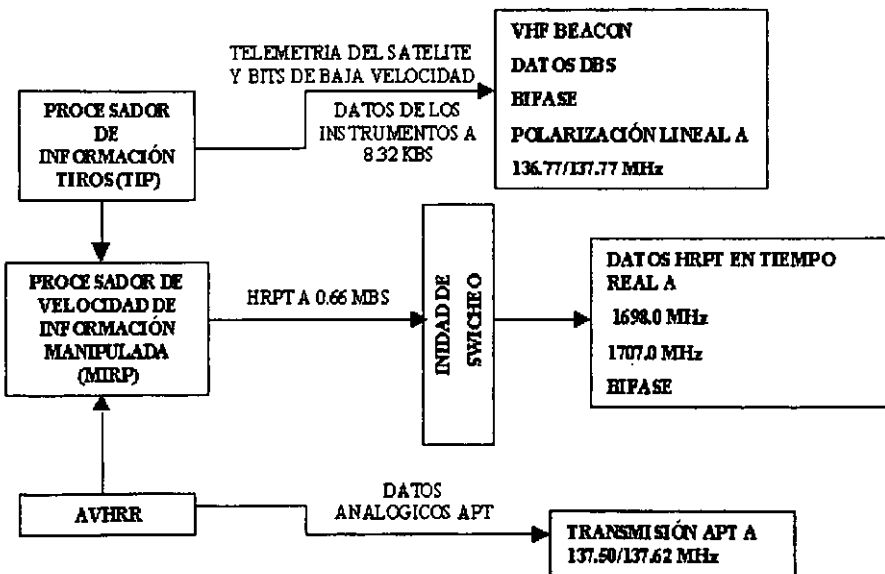


Figura 8. Datos del AVHRR multiplexados con los del TIP en el (MIRP).

## PROCESADOR DE INFORMACION TIROS (TIP)

Los formatos TIP de las señales de datos y estados de la telemetría están integrados en una señal de 8320 bps y distribuidos a quien lo requiera. Las entradas al TIP incluyen los datos de los tres instrumentos del TOVS, datos del SEM, del Sistema de Colección de Datos y Posicionamiento (PCLS), telemetría interna y datos computarizados a bordo. El flujo de datos de salida del TIP se envía al MIRP para multiplexarlos con datos del AVHRR.

## PROCESADOR DE VELOCIDAD DE LA INFORMACION MANIPULADA (MIRP)

La función del MIRP es regular, procesar y formatear datos digitales de los cuatro o cinco canales del AVHRR y del TIP dentro de los formatos de salida requeridos. El MIRP procesa las palabras AVHRR para producir 10240 palabras de datos de tierra por exploración.

(Barrido o escáner). La velocidad de barrido es de 6 líneas por segundo y cada palabra tiene 10 bits. El MIRP contiene numerosos dispositivos de almacenamiento de multiproceso para: 1) permitir una salida continua de datos explorados en tierra durante el tiempo que el AVHRR es visible en el espacio, y 2) procesa los datos explorados en tierra dentro de las señales digitales deseadas.

El Sistema de Transmisión de Imágenes de Alta Resolución (HRTP) proporciona datos de todos los instrumentos del satélite a una velocidad de 665400 bps. Los datos se codifican en código bifase ( o Manchester) y modulados en fase (PSK) para su transmisión en Banda S.



## II.1. MODULACION

La modulación es el proceso de variar o cambiar alguna propiedad de una portadora analógica de acuerdo con la información original de la fuente. La señal de información de la fuente de frecuencia relativamente baja, modula, es decir, varía o cambia, una señal de frecuencia relativamente alta llamada portadora. La señal de información que modula la portadora principal se llama señal de banda base o simplemente banda base.

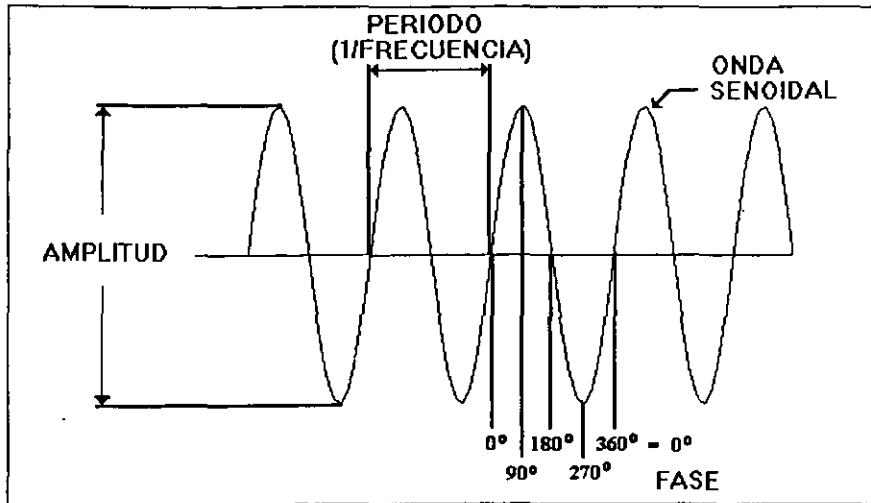
Para nuestro caso, la banda base esta compuesta de pulsos digitales.

### TECNICAS DE MODULACION

Las diferentes técnicas de modulación están basadas en la modificación de los tres parámetros básicos de toda onda senoidal. Figura 9.

- AMPLITUD
- FRECUENCIA
- FASE

La técnica de modulación empleada casi universalmente para los sistemas satelitales, es la de la modulación en Fase (PM), comúnmente llamada Modulación por Corrimiento de Fase (PKS).



**Figura 9. Técnicas de Modulación**

La Modulación en Fase (PM), al igual que la Modulación en Frecuencia (FM) son formas de Modulación Angular. La modulación angular resulta cuando el ángulo de fase ( $\theta$ ), de una onda senoidal varía con respecto al tiempo. La onda con modulación angular se muestra matemáticamente como

$$m(t) = V_c \cos(\omega c t + \theta(t))$$

en donde:  $m(t)$ = onda con modulación angular

$V_c$ = amplitud pico de la portadora (volts)

$\omega c$ = frecuencia en radianes de la portadora (es decir velocidad angular,

$2\pi f_c$

$\theta(t)$  = desviación instantánea de fase (radianes).

Con la modulación angular, es necesario que  $\theta(t)$  = sea una función prescrita de la señal modulante. Por lo tanto, si  $V_m(t)$  es la señal modulante, la modulación angular se muestra matemáticamente como:

$$\theta(t) = F(V_m(t))$$

en donde:  $V_m(t) = V_m \text{ sen}(w_m t)$

$w_m$  = velocidad angular de la señal modulante (radianes/segundo)

$f_m$  = frecuencia de la señal ondulante (hertz)

$V_m$  = amplitud pico de la señal modulante (voltios)

En esencia, la diferencia entre la modulación en frecuencia y en fase está en cual propiedad de la portadora (la frecuencia o la fase) está variando directamente por la señal modulante y cual propiedad está variando indirectamente. Siempre que la frecuencia de la portadora está variando, la fase también se encuentra variando, y viceversa. Por lo tanto, FM y PM, deben ocurrir cuando se realiza cualquiera de las formas de la modulación angular.

La Modulación por Desplazamiento de Fase (PSK) es una forma de modulación angular, modulación digital de amplitud constante. La PSK es en realidad similar a la modulación en fase, excepto que con PSK la señal de entrada es una señal digital binaria.

La modulación PSK fue desarrollada durante los inicios del programa espacial de los Estados Unidos. Esta técnica emplea un modulador PSK de M

fases, el cual coloca la fase de la portadora dentro de uno de esos  $M$  estados, dependiendo del valor del voltaje modulado.

El tiempo de transmisión más el tiempo ocupado dentro de la fase deseada constituyen un intervalo de tiempo llamado período de símbolo y a la señal transmitida durante dicho período se le denomina símbolo. La expresión analítica general para PSK es:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_c t + \phi_i(t))$$

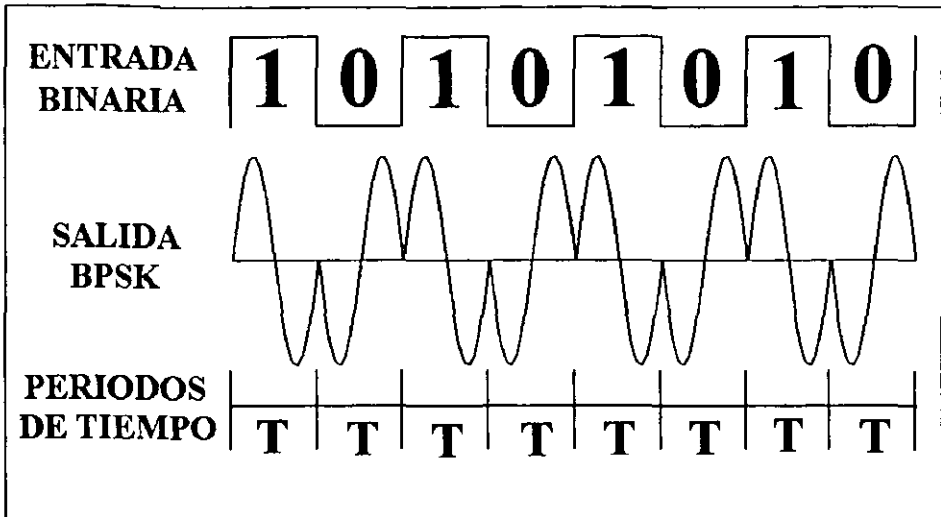
$$0 \leq t \leq T; i = 1, \dots, M$$

donde la fase  $\phi_i(t)$ , tendrá  $M$  valores discretos, dados típicamente por:

$$\phi_i\left(t = \frac{2\pi i}{M}\right) \quad i = 1, \dots, M$$

Para la modulación PSK Binaria (BPSK), la señal modulada cambia la fase de la forma de onda en  $180^\circ$  o  $\pi$  radianes. Por lo que  $M=2$ ,  $t$  es la energía del símbolo y  $T$  es el tiempo de duración del símbolo.

La Figura 10 muestra la fase de salida contra la relación de tiempo para una forma de onda BPSK



**Figura 10. Forma de Onda BPSK**

La modulación PSK es de tipo coherente, lo que se refiere a que el receptor utiliza la información de fase de la portadora para llevar a cabo el proceso de detección, presentándose un llamado "amarre de fase" entre el receptor y la señal entrante.

## II.2. CODIFICACION

Ya se indicó que la información HRPT es digital, como tal, es importante que el receptor reconozca los datos, es decir, saber el momento exacto en que llega cada "1" y cada "0". La señal en forma binaria tendrá un factor indeseable como es la existencia de intervalos repetitivos de secuencias de unos y ceros sin la posibilidad de identificar exactamente cuántos unos o ceros continuos existen en un momento dado. El problema se soluciona si se cuenta en el receptor con una señal periódica que este en sincronismo con la secuencia transmitida de

señales digitales, dicha señal periódica es conocida como RELOJ. El reloj proporciona la referencia para los "1's" y "0's" individuales. La idea consiste en disponer de un código que presente transiciones regulares y frecuentes sobre el canal. Las transiciones se limitarán al tamaño de las divisiones correspondientes a los datos binarios en el receptor.

Un código autosincronizado es aquel que permite al receptor comprobar periódicamente si está haciendo un muestreo de la línea en el momento exacto en que llega un bit de datos. Ello exige (en condiciones ideales) que la línea cambie de estado muy a menudo. Los mejores códigos autosincronizados son aquellos en los cuales el estado de la línea cambia muy frecuentemente, ya que estos cambios de estado permiten al receptor seguir reajustando su propio funcionamiento de acuerdo con la señal. Estos son los Códigos de Línea.

La Codificación de Línea involucra convertir los niveles lógicos estándar (TTL, CMOS y otros parecidos), a una forma más adecuada para la transmisión.

Entre los parámetros más importantes para usar un determinado código de línea, están los siguientes:

- Componentes de CD: La ausencia de componentes de baja frecuencia en una señal, permite su acoplamiento en CA con otros sistemas.
- Autosincronización: Esto permite al receptor sincronizarse a un nivel de bit con la señal de entrada sin usar ninguna otra señal de sincronización.
- Detección de errores: Algunos códigos permiten la detección de errores sin necesidad de introducir bits adicionales.
- Inmunidad al ruido: Algunos códigos presentan mayor inmunidad que otros.

## CODIGO BIFASE DIGITAL

El código bifase digital o código Manchester, es un tipo popular de codificación en línea, que produce una componente de tiempo fuerte para la recuperación del reloj. En este tipo de codificación los ceros son representados mediante transiciones negativas ocurridas en el centro del periodo de tiempo conocido como **celda de tiempo**, mientras que los unos se representan mediante transiciones positivas ocurridas también en el centro de la celda de tiempo. Figura 11.

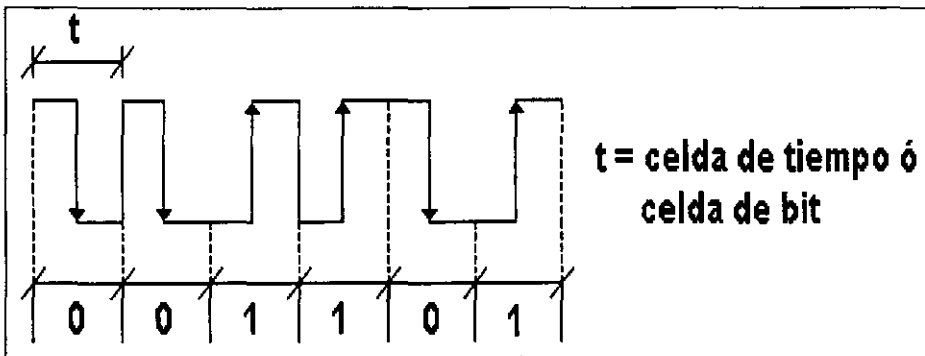


Figura 11. Código Manchester o Bifase

El código No Retorno a Cero (NRZ) representa valores en binario, 1 y 0 lógicos, los cuales se mantienen estáticos a lo largo de la celda de tiempo. En cambio, el código Manchester representa a los datos con un cambio de nivel, como ya se indicó. El código Manchester tiene ventajas sobre el código NRZ con respecto al ancho de banda, y sincronización. Por otro lado, el código Manchester

tiene una componente que va desde la frecuencia de reloj entre dos ( $fc/2$ ) hasta la frecuencia de reloj, lo cual favorece su acoplo en CA o por transformador.

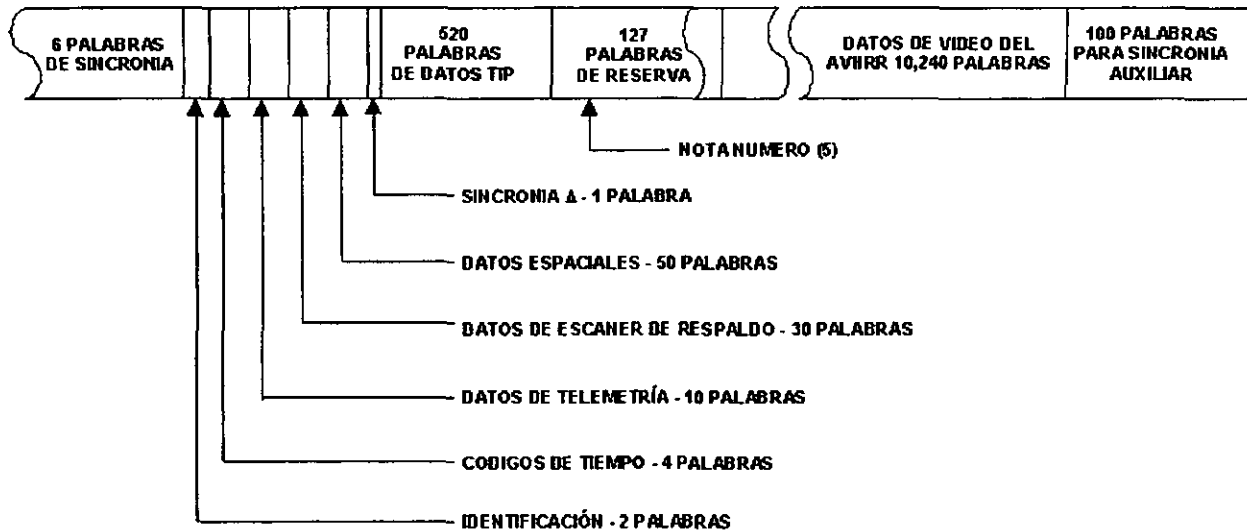
En una comunicación serial de datos, el reloj define la posición de cada célula del dato. Los grupos de datos en Manchester contienen tanto al reloj como al dato, la transición de bit a la mitad representa al reloj, mientras que la dirección de dicha transición determina el dato. Para sincronizar al receptor con el transmisor, inicialmente éste envía una serie de unos y ceros alternados conocida como Ráfaga de Preámbulo o Sincronización que permite al receptor establecer cuál es la duración de la celda de tiempo. Posteriormente la sincronización se mantiene mediante las transiciones con que se representan los datos enviados por el transmisor.

### II.3. FORMATO DIGITAL

Como sabemos, el Sistema de Transmisión de Imágenes de Alta Resolución proporciona datos de todos los instrumentos del Satélite a una velocidad de 665400 bps (bits por segundo). La transmisión en tiempo real en Banda S, consiste en la salida de datos sin procesar de los 5 canales del AVHRR, del TIP y de Telemetría.

El formato de los datos HRPT está compuesto por una trama mayor o principal, la cual se subdivide en tres tramas mayores por segundo, esto es 6 tramas menores por segundo. Cada trama menor genera una línea escaneada por el AVHRR de aproximadamente 3000 Km. De extensión. El formato de una trama menor se muestra en la Figura 12.



**NOTAS:**

- (1) LONGITUD DE LA TRAMA MENOR - 11,090 PALABRAS
- (2) TRES TRAMAS MEHORES POR UNA TRAMA MAYOR
- (3) RAZON DE LA TRAMA MENOR - 6 TRAMAS/SEGUNDO HRPT
- (4) LONGITUD DE PALABRA - 10 BITS
- (5) PALABRAS DE RESERVA PARA MEJORAR INSTRUMENTACION

Figura 12. Formato de la Trama Menor de Datos HRPT

Cada línea contiene 11090 palabras, y una palabra esta compuesta por 10 bits de información. De las 11090 palabras por línea, 10240 pertenecen a los datos de los 5 canales AVHRR de las imágenes propiamente dichas, es decir, 2048 palabras por canal. Cada palabra genera un pixel en la escala de grises para un total de 2048 pixeles por línea. Las líneas que se generan dependen del tiempo en que la señal del satélite se puede captar, del diseño del software, de la capacidad de memoria, entre otros. La tabla 4 muestra el contenido de las palabras de una trama menor.

Función	Número de palabras	Posición de la Palabra	La descripción
Trama de sincronización	6	1	644 (bits 1-10=1010000100)
		2	367
		3	860
		4	413
		5	527
		6	149
ID	2	7	Bit 1: 0= sincronización interna, 1= sincronización del AVHRR. Bits 2,3: número de la trama menor (00 significa GAC). Bits 4-7: dirección del satélite (MSB es el bit 4). Bit 8: 0=trama estable, 1= trama requiere de resincronización. Bit 9 (KLM): 0=avhrr, 1=pseudo ruido. Bit 10 (KLM): 0=3b, 1=3a.
		8	Libre
Código de Tiempo	4	9-12	Tiempo de la trama en mili segundos
Telemetría	10	13	La calibración de la rampa, canal 1
		14	Canal 2
		15	Canal 3
		16	Canal 4
		17	Canal 5
		18	Temperatura del objetivo, canal3 (PRT 1)
		19	Canal 4 (PRT 2)
		20	Canal 5 (PRT 3)
		21	Canal 3 temperatura del pedazo
		22	Libre
Escan de Retraso	30	23-52	Datos de escaneo de retraso para los canales 3-5 entrelazados
Datos espaciales	50	53-102	Datos de escaneo para los canales 1-5 entrelazados
Sincronización	1	103	Palabra de sincronización, bit 1: 0=sincronización temprana, bit 1=sincronización tardía. Bits 2-10: 9 bits del contador binario de periodos de 0.9984 de MHz (MSB es el bit 2)
Datos TIP	520	104-623	5 tramas del TIP de 104 palabras cada una. Bits 1-8: los datos del TIP, bit 9= chequeo de paridad, bit 10=bit 1 (KLM: los datos del TIP sólo en la trama menor 1)
Respaldo	127	624-750	Respaldo
Datos de la imagen	10240	751-10990	Los datos de la imagen, canales entrelazados
Sincronización Auxiliar	100	10991-11090	Palabras de la sincronización Auxiliar

Tabla 4. Contenido de la Trama Menor.

## CAPITULO III.

### DISEÑO DEL RECEPTOR

#### III.1 Parámetros para Recepción en Banda S.

En los siguiente párrafos se tratan y definen los parámetros críticos necesarios para construir un receptor/demodulador. El receptor debe ser capaz de recibir, amplificar y demodular una señal en RF.

Se utilizan varios parámetros para evaluar el funcionamiento de un receptor según el servicio al que se destina. Estos parámetros incluyen la Selectividad, Mejora del Ancho de Banda, la Sensitividad, Rango Dinámico, Temperatura de Ruido y la Temperatura Equivalente de Ruido.

**Selectividad.** La selectividad es la medida de la habilidad de un receptor para aceptar una banda de frecuencias determinadas y rechazar otras. Se define como la medida de extensión que un receptor es capaz de diferenciar entre las señales de información deseada y las perturbaciones o señales de información en otras frecuencias. Puede expresarse cuantitativamente como el ancho de banda y la relación del ancho de banda del receptor en algún "factor de atenuación" predeterminado al ancho de banda en los puntos de  $-3\text{dB}$  (potencia media). Esta relación frecuentemente se llama Factor de Figura (SF).

**Mejora del Ancho de Banda.** El ruido térmico es directamente proporcional al ancho de banda, por lo tanto, si se reduce el ancho de banda, el ruido también se reduce en la misma proporción. La relación de reducción

del ruido, que se logra reduciendo el ancho de banda, se llama Mejora del Ancho de Banda (BI).

**Sensitividad.** La sensitividad de un receptor es el nivel mínimo de señal de RF utilizable que puede detectarse en la entrada. Generalmente, la relación de señal a ruido y la potencia de la señal en la salida de la sección de FI se utiliza para determinar la calidad de una señal recibida y si se puede utilizar o no.

**Rango Dinámico.** El rango Dinámico de un receptor se define como la diferencia en decibeles entre el nivel mínimo de entrada necesaria para discernir una señal y el nivel de entrada que sobre carga el receptor y produce una distorsión.

**Temperatura de Ruido.** Ya que el ruido térmico es directamente proporcional a la temperatura es lógico que el ruido se exprese en grados, así como en watts o volts. Tenemos que:

$$T = \frac{N}{kB}$$

en donde: T= temperatura ambiente (kelvin)

N= potencia de ruido (watts)

K= constante de Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/k)

B= ancho de banda (hertz)

La intención de presentar los parámetros, es dar la información requerida para desarrollar soluciones viables al diseñar el receptor.

### III.2 Polarización

Antes de iniciar la descripción de la temperatura a ruido, rango dinámico, ganancia, etc., trataremos otro aspecto importante en la recepción: la polarización que requiere la antena.

El enlace adecuado de radiofrecuencia es afectado por dos factores principales; primero, la onda de RF debe contener una potencia adecuada en la ubicación de la antena receptora y segundo, el desacoplamiento de la POLARIZACIÓN entre la onda entrante y la antena receptora debe ser suficientemente pequeña de manera que la pérdida de polarización cruzada sea tolerable. Es indispensable que ambos criterios se cumplan. La potencia de propagación hacia un punto de recepción no necesariamente asegura la recepción de esa potencia. Un desacoplamiento entre la polarización de la onda electromagnética que llega y la antena receptora podría ser relativamente pequeña y la energía no puede ser extraída de la onda. La POLARIZACIÓN es un término utilizado para describir el comportamiento del vector eléctrico en un plano fijo normal a la dirección de propagación como una onda electromagnética que se mueve a través de un medio. Las polarizaciones circular y lineal son condiciones limitadas de la polarización elíptica más general. No obstante las polarizaciones circular y lineal son mas utilizadas

Para el caso del sistema receptor en banda S, se utilizan las siguientes polarizaciones.

Frecuencia (Mhz)	Polarización
1698, 1707	CIRCULAR DERECHA
1702.5	CIRCULAR IZQUIERDA

### III.3 Ganancia de la Antena Receptora y Temperatura de Ruido Total del Sistema.

En cualquier receptor, existe normalmente una especificación que define la capacidad del sistema para la correcta recepción de datos en presencia del ruido. Esta capacidad es usualmente definida como la SENSITIVIDAD DEL SISTEMA, y es caracterizado por establecer el nivel de la señal recibida más bajo posible que el sistema sin exceder una velocidad de error conocida, distorsión, etc. Esta especificación de la sensibilidad es también conocida como el Umbral del Sistema. Para aplicaciones espaciales y el sistema TIROS\_N, se utilizan dos factores para describir el Umbral del Sistema, la ganancia de la antena receptora y la temperatura de ruido total del sistema. Antes de definir los dos factores, se deben tomar dos consideraciones. La primera consideración es la concerniente al margen de seguridad arriba o superior del umbral que el usuario desea alcanzar. La segunda consideración esta fundamentada en el hecho de que la señal recibida, por lo tanto los dB's arriba del umbral, variará en función de los cambios de distancia entre el satélite y el receptor en tierra.

Los dos factores, ganancia de antena y temperatura de ruido puede combinarse en un solo parámetro conocido como la  $G/T$ , donde  $G$  es la ganancia de la antena receptora y la  $T$  es la temperatura de ruido total del sistema. La  $G/T$  tiene unidades en dB y se determina en la siguiente forma:

$$G/T = \text{Ganancia de la Antena en dB} / \text{la Temperatura de Ruido en dB.}$$

La figura 13 muestra los resultados de los cálculos de la  $G/T$  contra la elevación de la antena y el margen de seguridad, para los datos de enlace.

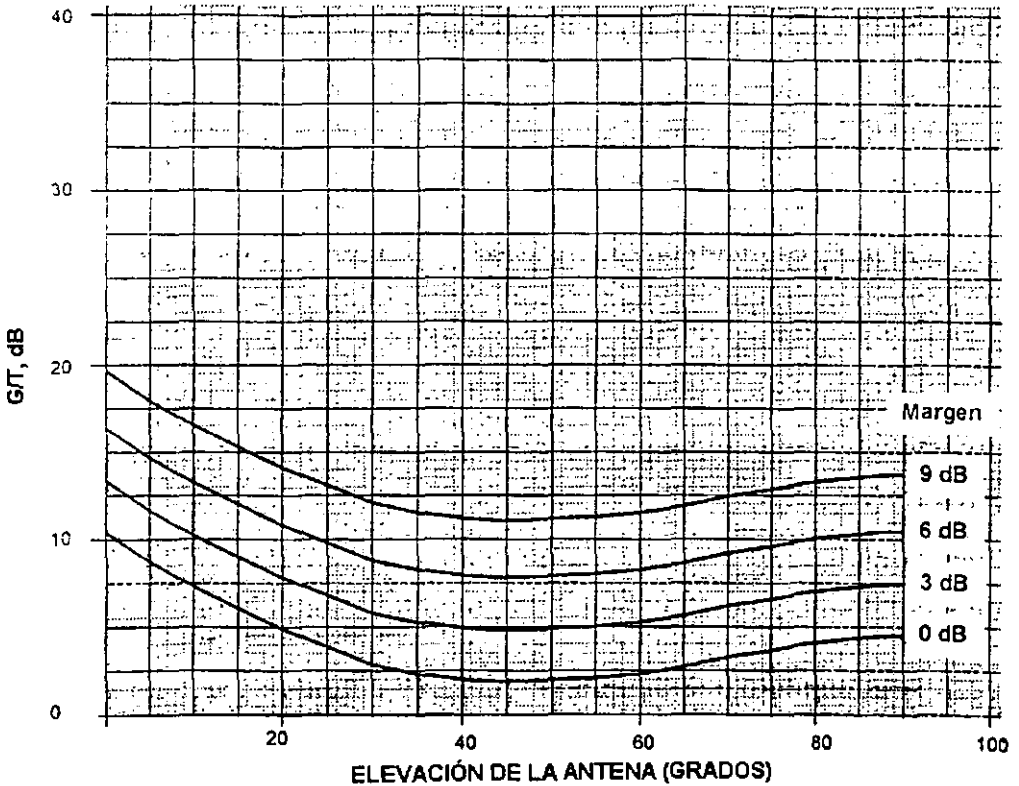


Figura 13.  $G/T$  contra Elevación de la Antena.



Antes de utilizar la Figura, se debe seleccionar la mínima elevación de antena y el intervalo de seguridad mínimo que se desea considerar. Para la banda S, se debe utilizar la figura para una velocidad de 0.66 Mbps.

De la figura, se muestra que la G/T disminuye a un ángulo de alrededor de 40° y entonces la ganancia se incrementa hasta un ángulo de 90°. Esto es originado por las características de ganancia de la antena del satélite. Como se puede ver los valores de la G/T son los mismos a 90° y a 20° de elevación, de tal forma que, si el ángulo de elevación mínimo de la antena considerado es mucho mayor a 20°, se debe utilizar el valor de 20°.

#### III.4 Intervalo Dinámico

El parámetro crítico final necesario para diseñar una estación receptora, es el intervalo de los niveles de la señal esperados para recibirse, y se le denomina "intervalo dinámico". El resultado de los cálculos determinados para este parámetro, se muestra gráficamente en la figura 14, para el enlace en Banda S.

El eje vertical de la figura ha sido definido como la potencia de RF recibida a la entrada de la estación terrena.

La potencia RF recibida relaciona al preamplificador /parámetro será:

$$RFPA = RFAS + GA - LA - CP$$

Donde:

RFPA = Potencia de RF relacionado al preamplificador/parámetro.

RFAS = Potencia de RF en la superficie de la antena de las figuras.

DA = Ganancia de antena.

LA = Pérdida en línea de transmisión desde la antena al preamplificador

CP = Pérdidas de polarización cruzada de párrafo III.2.

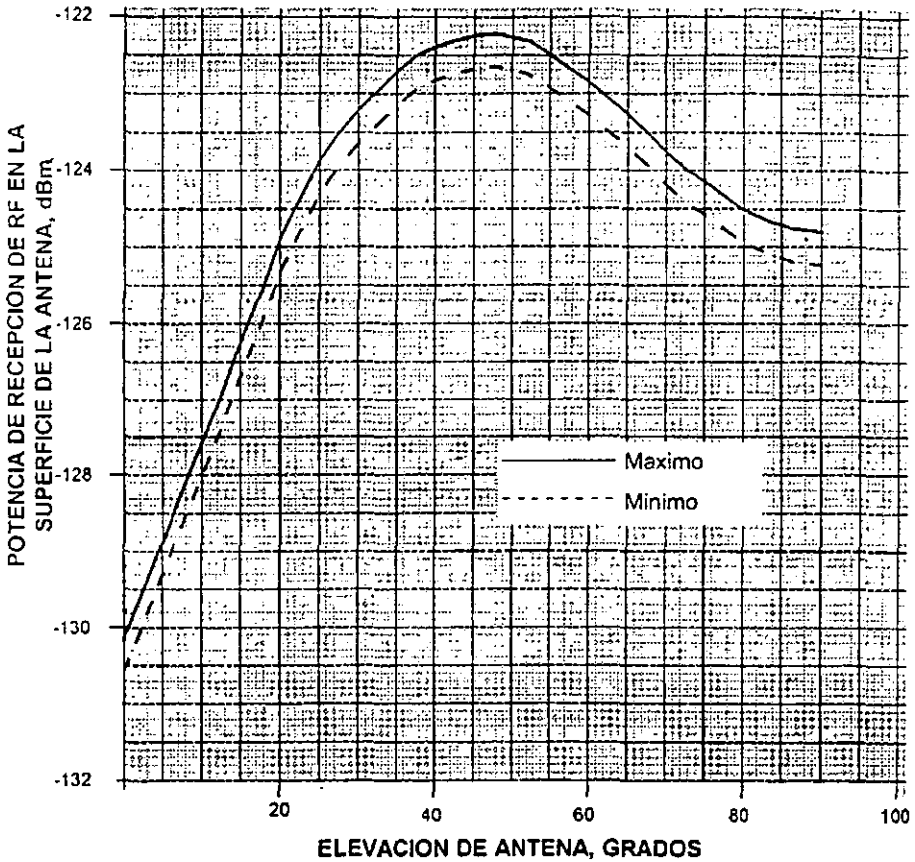


Figura 14. Potencia de recepción en Banda S.

### III.5 Frecuencias Portadoras de Recepción

Para localizar, recibir y demodular los datos de los enlaces descendentes, se deben conocer las frecuencias de la portadora de RF.

Como ya se indicó, la Banda S utiliza 3 frecuencias (1698, 1702.5 y 1707 MHz) para transmitir los datos. De acuerdo al diseño del satélite, los enlaces de RF son idénticos en lo concerniente a los anchos de banda, tipos de modulación y transmisores, la única diferencia entre los enlaces es que las dos frecuencias extremas (1698 y 1707 MHz) están en polarización circular derecha, mientras que la frecuencia central (1702.5 MHz) está en polarización circular izquierda. Una regla básica para la estación terrena, es que los datos HRPT deben ser transmitidos en polarización circular derecha para operaciones normales. Así que solamente las dos frecuencias extremas son utilizadas, sin embargo en caso de que fallaran los transmisores, entonces los datos HRPT podrían transmitirse en cualquiera de las dos frecuencias disponibles. Los otros tipos de datos (LAS, GAC y TIP almacenado) podrían transmitirse en cualquiera de los dos sentidos de polarización.

Como se observa, para mantener los cuatro tipos de datos en Banda S, sólo se requieren tres receptores. Estos receptores deben ser idénticos en diseño y especificaciones para facilitar la conmutación de datos de una frecuencia a otra. Si solo se desea obtener los datos HRPT, entonces se requiere un receptor.

### III.6 Ancho de Banda de la Frecuencia Intermedia (FI)

Para propósitos de transmisión de datos-información desde un punto de en el espacio a un punto en la tierra, se utiliza una técnica de modulación de datos en banda base sobre una portadora de radio frecuencia RF. En el proceso de modulación, la señal transmitida efectiva normalmente ocupa un intervalo de frecuencia por abajo y por arriba de la frecuencia portadora. En la fuente de transmisión, el intervalo de las frecuencias es distorsionado por la inestabilidad del transmisor. La inestabilidad origina que la frecuencia portadora más los componentes de modulación cambie aleatoriamente en frecuencia, en pequeños incrementos. Para aplicaciones espaciales, el satélite contiene la fuente de transmisión y esta en movimiento alrededor de la tierra. El observador en tierra esta fijo sobre la superficie terrestre. Debido al movimiento relativo entre el satélite y el observador en tierra, el intervalo de frecuencias transmitida es perturbado por el efecto Doppler. El efecto Doppler esta definido como el cambio de la frecuencia observada debido al movimiento relativo. El receptor en tierra debe ser capaz de recibir adecuadamente y demodular la señal afectada. El intervalo de frecuencias requeridas en el receptor en tierra se llama "Ancho de Banda de Frecuencia Intermedia Recibida (IF)". El ancho de Banda de IF debe ser suficientemente amplio para acomodar la modulación y los efectos de las inestabilidades y Doppler.

La inestabilidad de los transmisores en Banda S, se especifica como  $\pm 2 \times 10^{-5}$ , lo cual corresponde a la tabla 5:

Frecuencia (MHz)	Inestabilidad (KHz)
1698	+/- 33.960
1702.5	+/- 64.050
1707	+/- 34.140

**Tabla 5. Inestabilidad de los transmisores en Banda S.**

para propósitos de calcular el peor caso requerido de ancho de banda de IF, la inestabilidad utilizada será de +/- 34.140 KHz.

Para determinar el efecto Doppler, se utilizará una situación extremadamente difícil. El efecto Doppler es máximo para un observador en tierra cuando el satélite esta en el horizonte, es decir, cuando su paso es directamente arriba (cenit).

### **III.7 Parámetro de recepción recomendados.**

La tabla 6 resume los parámetros recomendados para su uso en el diseño de una estación terrena. Debe enfatizarse que estos parámetros son independientes al umbral y utilizados estrictamente para la recepción y demodulación. Algunos de estos parámetros pueden determinarse solamente después de la experiencia con el satélite en órbita y son ajustados para proporcionar una mejor calidad de datos.

PUNTO	TIPO DE DATOS			
	TIP almacenado 0.33 Mbps BI- FASE	HRPT 0.66 Mbps BI-FASE	LAC/GAC 1.33 Mbps BI-FASE	LAC/GAC 2.66 Mbps NRZ
Banda de Frecuencia	Banda-S	Banda-S	Banda-S	Banda-S
Frecuencias (MHz)	1698, 1702.5, 1707	1698, 1702.5, 1707	1698, 1702.5, 1707	1698, 1702.5, 1707
Ancho de Banda de FI	3 MHz	5 MHz	5 MHz	5 MHz

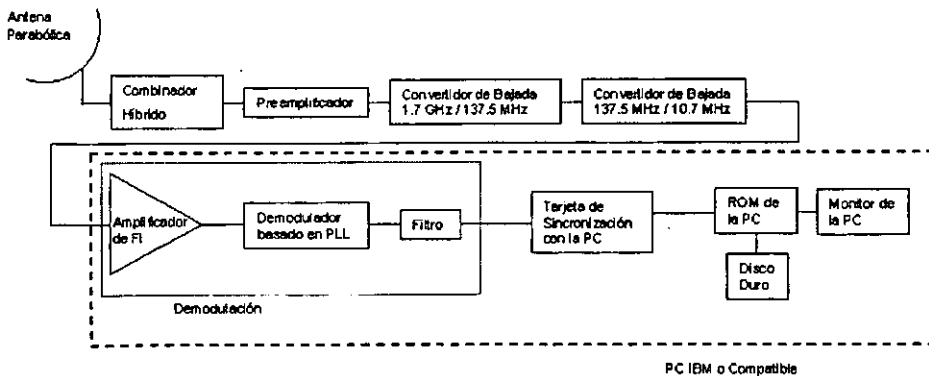
**Tabla 6. Parámetros de Recepción para modo Orbital.**

## CAPITULO IV.

### CONSTRUCCION DEL RECEPTOR DE IMAGENES

#### VI.1 Componentes de la Estación Terrestre HRPT

En 1991, el Dr. John DuBois del Grupo de Recepción de Imágenes Remotas de Dallas (DRIG), presentó un simple diagrama a bloques del sistema de recepción de imágenes HRPT. Aunque existen sistemas comerciales mucho más sofisticados, el diseño del Dr. DuBois es un excelente sistema de mínimo costo. La figura 15 muestra el diagrama básico propuesto por el Dr. DuBois para una estación terrena HRPT.



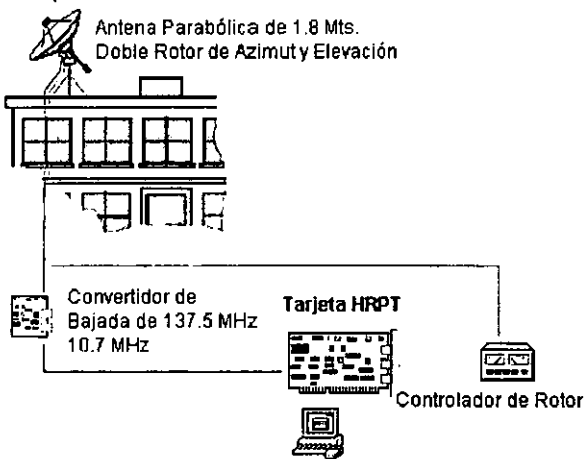
Basados en el diseño propuesto por DuBois y complementado con dos diseños Italianos (Emiliani Guido, Righini Marciano de NetGate S.R.L. y Roberto Ferrari, Enrico Falconelli del proyecto NOAA95), se construyó un receptor que permitiera obtener imágenes de buena calidad a bajo costo.

La figura 16 muestra gráficamente los componentes de la estación de recepción.

- Antena Parabólica de 1.8 mts. Y Doble Rotor
- Receptor/Convertidor de Bajada de 1.7 GHz a 137.5 MHz.
- Segundo Convertidor de Bajada de 137.5 MHz a 10.7 MHz.
- Sección de Demodulación e Interface con la Computadora.
- Computadora Personal

## Receptor HRPT de Satélites NOAA

Receptor/Convertidor de 1.7 GHz a 137.5 MHz





## VI.2 Antena Parabólica y Rotor.

### Antena Parabólica

Las Especificaciones de la antena	
Tipo	Parabólica de Aluminio Sólido
Diámetro	1.8 m
Ganancia	28.5 dB a 1700 MHz
Rango del acimut	380 grados
Rango de elevación	180 grados
Exactitud de Posicionamiento	0.1 grados
El acimut y Velocidad de Elevación	24°/seg.
Peso	180 kg.
Vientos (Supervivencia)	200 km/h.
Vientos (Operacional)	150 km/h.

### Rotor

Para rotar la antena hacia el punto donde se encuentra orbitando el satélite NOAA, utilizamos un motor de doble rotación "elevación/acimut". El modelo EV700D5X es una combinación de rotor 1105 (rotación en acimut) y del modelo de rotor EV-700X (rotación en elevación).

El movimiento de estos dos motores dependen de un módulo de control. El módulo de control contiene la interface de potencia que permite, mediante cuatro botones, activar el movimiento de los motores y también mostrar en una

carátula con agujas indicadoras la posición de los motores. De estos botones dos son para el movimiento en elevación y dos para el movimiento en acimut, la función de los botones consiste en cortocircuitar la terminal de control que les llega con tierra, cuando el botón no es oprimido, la terminal que le corresponde esta al aire, y con esto impide el movimiento del rotor que tiene asignado; cuando el botón es oprimido, existe flujo de corriente de la terminal de control que tiene asignada hacia tierra, y esto hace que el circuito de control alimente al rotor, para que se mueva en la dirección que tenga asociada el botón en cuestión.

Los rotores trabajan con motores de corriente alterna de dos direcciones con una terminal en común, es decir, conectando una terminal a tierra y las otras dos conectadas a un relevador que intercambie la conexión entre una y otra o ninguna, es posible controlar al motor en una de sus dos direcciones o dejarlo apagado. El control de estos relevadores (uno para cada motor) esta a cargo del módulo de control.

**El modelo EV-7000DX consiste de:**

1 rotor en acimut con salida MK-11, MK-12 y MK-16.

1 rotor elevador.

1 módulo de control.

2 grapas para unir.

2 pernos en forma de "U" con tuercas y arandela para fijar la antena.

6 pernos con arandelas 8x25 para fijar el rotor en acimut a la base de la torre.

6 pernos con arandelas 8x18 para fijar el rotor en elevación al rotor de acimut.

1 conector cuadrado con cubierta, macho de 8 terminales.

1 conector circular con cubierta impermeable de 7 terminales.

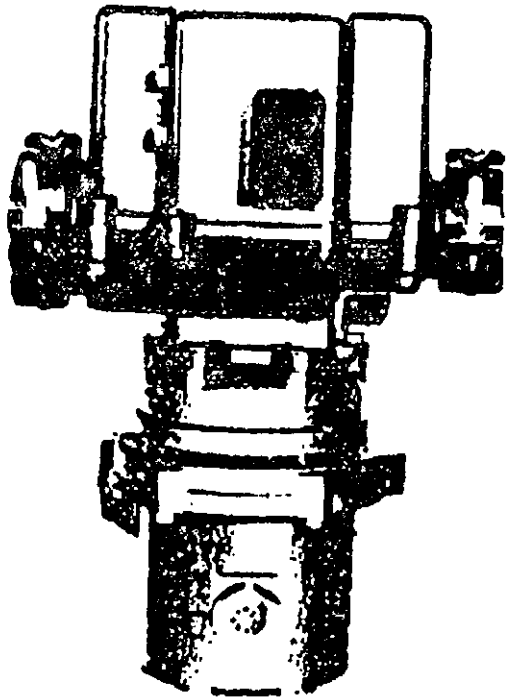
1 conector cuadrado macho de 6 terminales.

1 conector cuadrado hembra de 6 terminales.

1 cubierta impermeable.

1 manual de instrucción.

Motores de Acimut y Elevación



ROTOR  
ELEVACION

ROTOR  
ACIMUT

Rotor modelo EV-7000DX.

### **Funcionamiento.**

El motor esta equipado con un sistema de reducción de velocidad e incorporado en un troquelado. La indicación del ángulo de rotación y elevación es hecha por un servomecanismo el cual acopla al rotor y al controlador.

El funcionamiento del servomecanismo consiste en enviar un voltaje de 5 Volts D.C. como voltaje de referencia, el cual es conectado a un potenciómetro en cada motor, este potenciómetro tiene conectado en su eje un sistema de engranes conectado al movimiento del eje del rotor, de tal forma que el potenciómetro gira el total de su capacidad cuando el rotor gira el total de su recorrido. El cursor del potenciómetro es el voltaje que regresa el rotor, como referencia del movimiento que ha realizado. Este voltaje es entregado al servomecanismo, que consiste de un motor de 12 Volts de D.C. encargado de mover a una aguja indicadora y a un potenciómetro, el cual también es alimentado por el voltaje de referencia, este último motor se mueve mientras el voltaje que recibe de los rotores sea diferente al voltaje obtenido por su potenciómetro, moviendo al mismo tiempo a la aguja, y por tanto mostrando en que lugar se encuentra el rotor. En el módulo de control existen dos sistemas de los que se acaban de describir, uno para cada rotor, acimut y elevación.

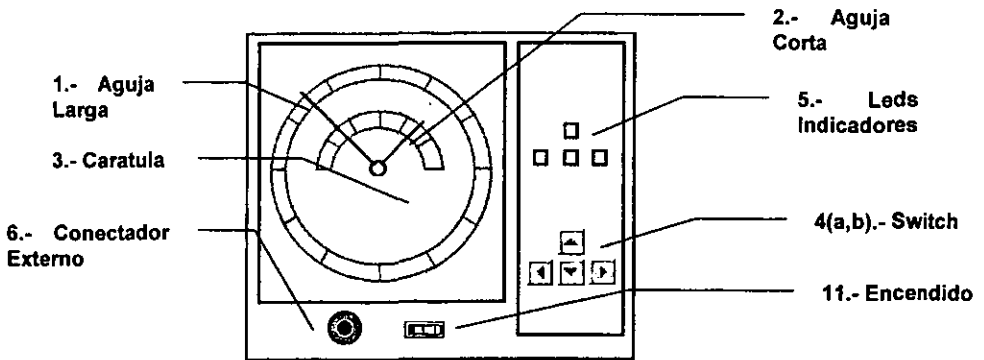
## ESPECIFICACIONES

Elevación	
Alimentación de entrada.	117 volts AC 50/60 Hz, 50 VA
Voltaje de operación.	24 Volts AC
Angulo de rotación.	180° +/- 5°
Tiempo de rotación.	Para 50/60 Hz, 180° en 75 seg.
Troqué de rotación.	3000 kg x cm
Troqué de frenado.	5000 kg x cm
Diámetro del mástil horizontal y Vertical.	40 - 50 mm
Cable de control.	6 conductores de 0.5 mm <sup>2</sup> de sección.
Horizontal	
Alimentación de estrada.	115, 220, 240 Volts AC 50/60 Hz 70 VA
Voltaje de operación.	24 Volts AC
Tiempo de rotación.	Para 50/60 Hz, 360° en 65 seg.
Troqué de rotación.	800 kg x cm
Troqué de frenado.	10000 kg x cm
Diámetro del mástil.	40-60 mm
Cable de control.	6 conductores de 0.5 mm <sup>2</sup> de sección.

Explicación y operación del controlador.

1. La aguja larga indica la rotación externa del acimut con una escala de 360°.
2. La aguja corta indica la elevación en grados con una escala de 0 a 180 grados.

3. Carátula graduada.
4. Switch de rotación. 4(a) izquierda, derecha; 4(b) arriba, abajo. La operación de rotación de elevación y acimut al mismo tiempo, no tiene problemas.
5. Led, indica la operación que se esta realizando.
6. Conector terminal externo. Usado para control de acimut y elevación o salida analógica de voltaje que cumple con rotación en grados.
7. Ajuste de la aguja indicadora larga (acimut).
8. Ajuste de la aguja pequeña (elevación).
9. Conector de 8 terminales para conectarse con el cable de 6 conductores procedentes del rotor de acimut (las terminales 7 y 8 no se conectan).



**Controlador del Rotor**

10. Conector de 6 terminales para conectarse con el cable de 6 conductores procedentes del rotor de elevación.

11. Encendido.

12. Fusible de 3 amperes.

Posiciones del conector terminal externo.

Terminal 1. Control de movimiento en acimut, dirección izquierda.

Terminal 2. Control de movimiento en acimut, dirección derecha.

Terminal 3 Control de movimiento en elevación, dirección arriba.

Terminal 4. Control de movimiento en elevación, dirección abajo.

Terminal 5. Indicador de movimiento en acimut, de 0 a 5 volts.

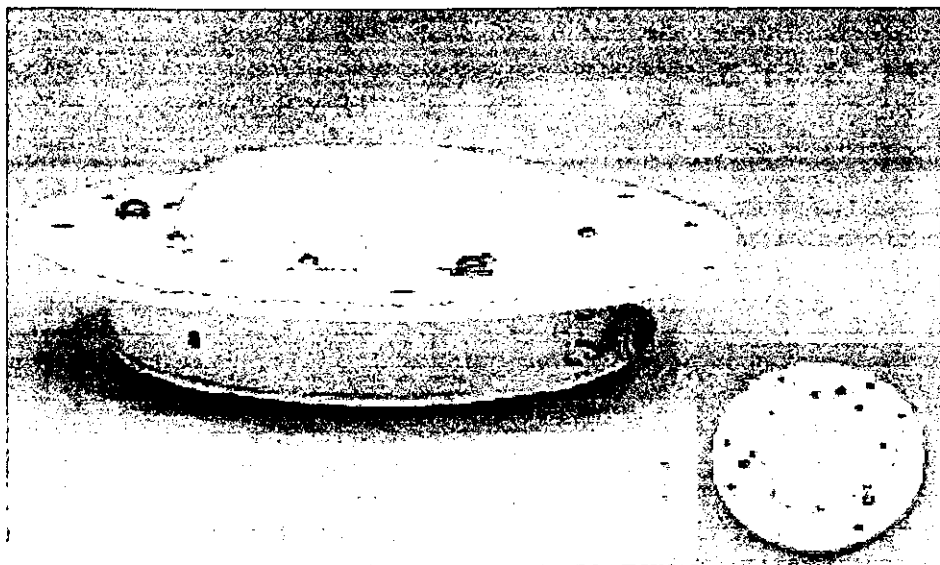
Terminal 6. Indicador de movimiento de elevación, de 0 a 5 volts.

Terminal 7. Salida de 8 volts CD, 300 mA.

Terminal 8. Tierra.

### **VI.3 Alimentador Circular Integrado/Convertidor de Bajada de Bajo Ruido de 1.7 GHz a 137.5 MHz.**

El IFD-1702.5-137.5-C Quórum, es un Alimentador/Convertidor de Bajada Integrado para Banda S, diseñado especialmente para la demanda de recepción de datos de imágenes de Satélites Meteorológicos, particularmente para enlaces de bajada digital de alta frecuencia como los del HRPT NOAA, y por la Corporación para la Ciencia Orbital "SeaWiFs". El diseño único del IFD Quórum combina una pequeña Antena de alto desempeño, un Amplificador de Bajo Ruido y gran estabilidad (LNA), y un Convertidor de Bajada de bajo ruido de fase, en una funcional unidad integrada.



**Alimentador Circular Integrado/Convertidor de Bajada de Bajo Ruido  
de 1.7 GHz a 137.5 MHz**

La serie de productos IFD-C Quórum se fabrica en una armazón de aluminio de 5.9 pulgadas (150mm) de diámetro y 1.30 pulgadas (33mm) de ancho. El mejor desempeño se logra montando la cara de la pequeña antena debajo de la cual se aloja el Convertidor de Bajada hacia el disco parabólico, la unidad esta protegida del agua por una cubierta sellada de poli carbonato. La temperatura de ruido del sistema, resultante de la interconexión de bajada es sumamente baja. El Convertidor de Bajada alojando tiene un acabado blanco durable y usa un anillo que sella los conectores y un anillo grande en la tapa para resistir las condiciones extremas del tiempo.



La serie de Convertidores de Bajada IFD es un producto de cuarta generación basado en la serie de convertidores de bajada SDC Quórum para satélites. Los serie productos IFD y SDC incorporan un oscilador local de cristal que proporciona 2KHz de frecuencia estable por encima de la temperatura de ruido que es particularmente importante para la recepción de señales en bandas de baja frecuencia como la del Wefax y de señales digitales de alta frecuencia como las del HRPT NOAA.

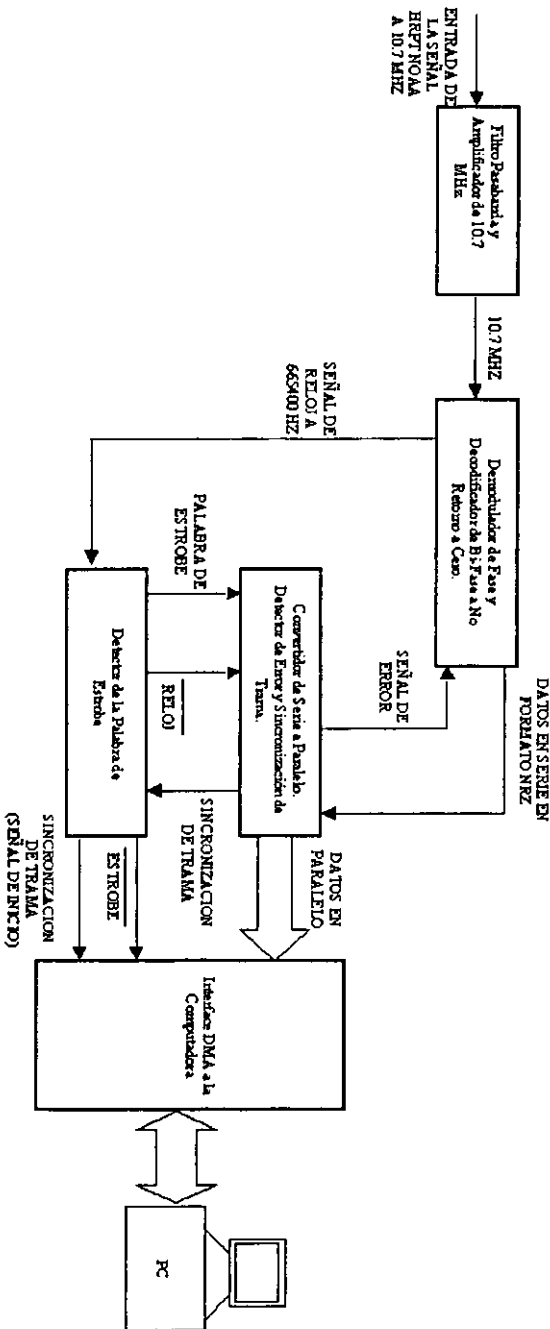
La serie IFD Quórum tiene una figura del ruido típica de 0.8dB (60K) y una ganancia de conversión de 45 dB.

El IFD-1702.5-137.5-C esta diseñado para una Polarización Circular Derecha de señales HRPT NOAA.

#### **VI.4 Esquema a bloques del Receptor de Imágenes Meteorológicas HRPT.**

El sistema esta dividido en 5 partes.

- 1. Amplificador de 10.7 MHZ, Filtro Pasabanda y Demodulador de la Señal Manchester.**
- 2. Decodificador de señal Manchester a señal NRZ.**
- 3. Convertidor Serie a Paralelo.**
- 4. Detector de Palabra de Estrobe.**
- 5. Interfaz DMA con la Computadora.**



Esquema a bloques del Receptor de Imágenes Meteorológicas HRPT

## **Amplificador de 10.7 MHz, Filtro Pasabanda y Demodulador de la Señal Manchester.**

En esta sección se llevan a cabo:

- a) Amplificación de la señal de RF.
- b) Filtrar la señal a un ancho de banda de 2 a 3 MHz.
- c) Demodulación de la señal de RF Manchester (bi fase bajo) de 10,7 MHz, cuyos valores binarios se representan con los cambios de fase a la mitad de la celda dato. La dirección de la transición señala el valor binario del dato (la transición de bajo a alto = 0, transición de alto a bajo parte = 1); los cambios de posición en la transición media, representa el reloj;

Amplificar la señal del receptor es un aspecto importante para el buen funcionamiento del resto de las etapas que conforman el proyecto. Es de igual importancia verificar que la amplitud de la señal sea suficiente, esto es, 20mVpp es medido con el osciloscópio. Si la amplitud no es suficiente, se puede usar un transistor o bien un circuito integrado monolítico, por ejemplo el MAR 6, para mejorar la señal. Diagrama 1.

La señal de RF a 10.7 MHz se amplifica con el transistor Q2(BC547) y se acopla por medio del C28 al primario del transformador T4 que con el C29, C30, C32 y el transformador T5, forman un filtro pasabanda de 3 MHz.

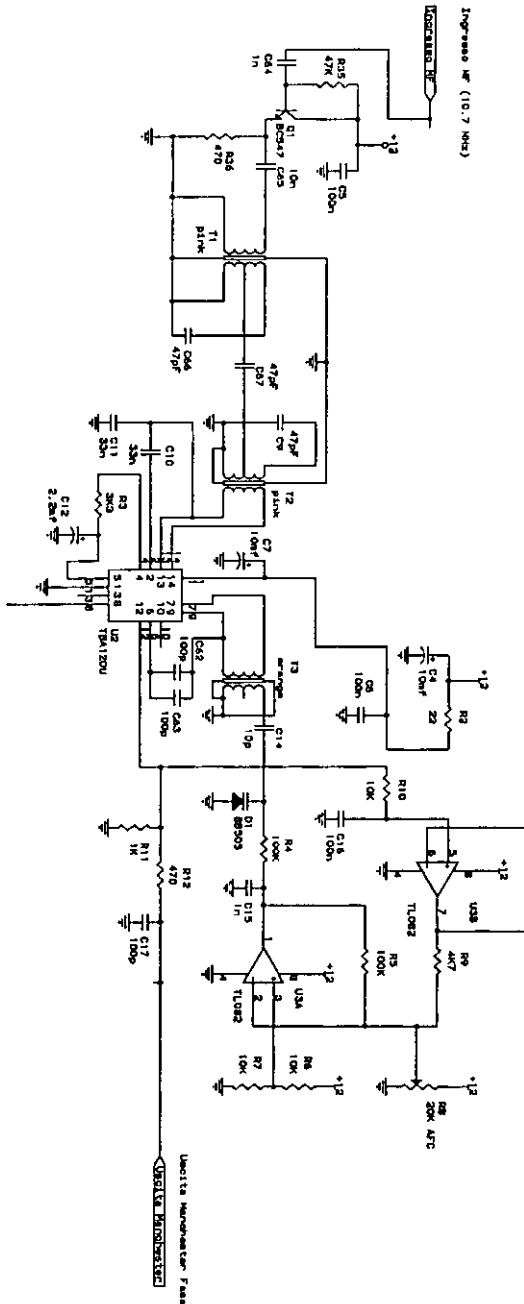


Diagrama 1. Amplificador, Filtro y Demodulador Manchester.

La señal RF que ingresa por el pin 14 al circuito U3 (TBA120U), es demodulada y el T3 proporciona la sintonización. El pin 12 entrega la señal bi fase bajo a 665400 bit/seg. que pasa por un filtro pasabanda formado por la R12 y el C17 (la frecuencia de paso es de 1,3308 MHz, el doble de la frecuencia de la señal)

Durante el paso del satélite, el acercamiento y alineamiento del punto de recepción, provoca el efecto Doppler. Dicho efecto es compensado controlando la frecuencia con el CI C3 (TL082) y con el potenciómetro R8. El Varicap D2 y el C38 modifican la frecuencia del oscilador formado por el T3.

#### **Decodificador de señal Manchester a señal NRZ**

Esta sección lleva a cabo las siguientes funciones:

- a) Decodifica los datos SPL (Manchester) en NRZ, código que representa los valores binarios con un nivel estático mantenido en toda la celda dato, y que no cambia de estado entre dos bits consecutivos del mismo valor binario.
- b) El decodificador de Manchester entrega los datos en serie y el reloj (665400 Hz). Además detiene los datos y el reloj durante medio ciclo cuando el detector de sincronización de la trama indica que hay un error de fase, es decir, que los datos se invierten (1 en lugar de 0 y viceversa). Cuando se aplica el impulso de error a RST, la fase del reloj se invierte 180°.

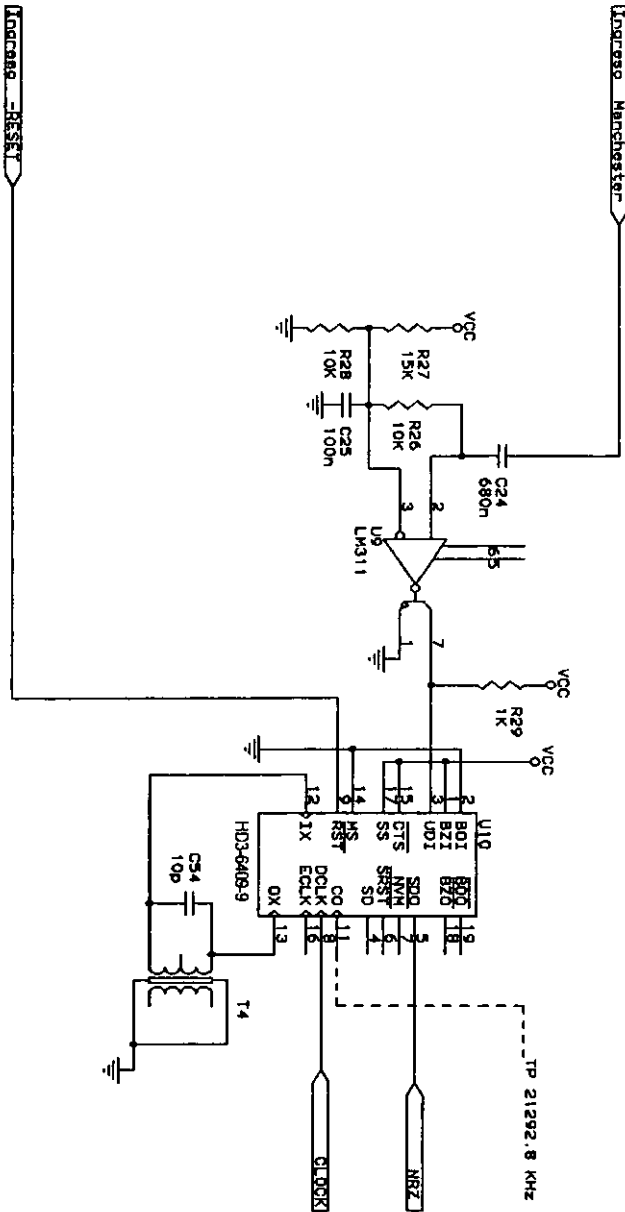


Diagrama 2. Decodificador de Manchester a No Retorno a Cero (NRZ)

La decodificación de SLP (Bi Fase Bajo) a NRZ (No Retorno a Cero) la efectúa el HD-6409 un Codificador/Decodificador de Manchester (de la Corporación de Harris).

Antes de ingresar al pin 3 del HD3-6409, la señal es ajustada a niveles de 0 a +5 volts por el integrado U9 LM311. La señal SPL se inserta a la entrada UDI (Entrada de Datos Unipolar). SDO (Salida de Datos en Serie) entrega los datos síncronos en serie NRZ con el reloj del decodificador (DCLK). El decodificador requiere un oscilador de 16x o 32x de la velocidad de bits. El valor puede escogerse con SS (el Selector de Velocidad, pin 17); cuando el SS esta en bajo el oscilador debe ser de 16x, y cuando esta en alto debe ser de 32x. En nuestro caso hemos usado el modo de 32x, por consiguiente la frecuencia del oscilador debe ser de 21292,8 kHz). La precisión de este valor no es de gran importancia; sin la señal en la entrada, la frecuencia del reloj medida en el pin 8 debe ser de alrededor de 665400 Hz, que se puede regular por medio del núcleo del T4 (color Rosa); la frecuencia no será muy estable, pero se amarrará con la velocidad de la señal cuando ésta se aplique al HD-6409. Para el caso del NOAA, se tendrá una disminución lenta de la frecuencia del reloj (alrededor de 30 Hz) en cuanto el satélite pase a lo largo de su órbita (el efecto Doppler). Si el HD-6409 no detecta la señal de error, el RST (Reset, pin 9) es puesto temporalmente en alto (+5 V) para no detener el funcionamiento del C.I..

### **Convertidor Serie a Paralelo y Detección del inicio de trama y de error.**

Esta sección tiene las siguientes funciones:

- a) Lleva a cabo la conversión de serie a paralelo.
- b) Genera la palabra de sincronización (inicio de línea) el último bit de la secuencia de 60 bits que siempre se repiten igual al principio de cada línea.
- c) Genera la palabra de sincronización (de error) el último bit de la secuencia que encuentra un error de fase, esto es que el valor del bit se invierte.
- d) Proporciona los datos paralelos a la interface DMA para la Computadora, subdividida en bytes correspondientes a las palabras de los datos.

La conversión serie a paralelo se logra haciendo pasar los datos en serie por un registro de 24 bits (IC4-6). El sistema usa sólo los 8 bits más significativos de la palabra de 10 bits. Los 8 bits de los datos resultan de las últimas 6 salidas del primer registro (IC4) y de las primeras dos del segundo registro (IC5). El bus de datos se conecta al registro tipo D (IC13) cuyo reloj se ordena por la señal de control (alto al final de cada palabra). Los 8 bits en paralelo deben conectarse a la interface DMA para la Computadora.

De la secuencia de 60 bits que se transmiten al principio de cada línea (trama) sólo se detectan los últimos 24 pedazos. Cuando el vigésimo cuarto bit entra al primer registro (IC4), un pulso en bajo (sincronización de línea) se genera en el pin 19 de IC9; el cual es el pulso de inicio de línea.



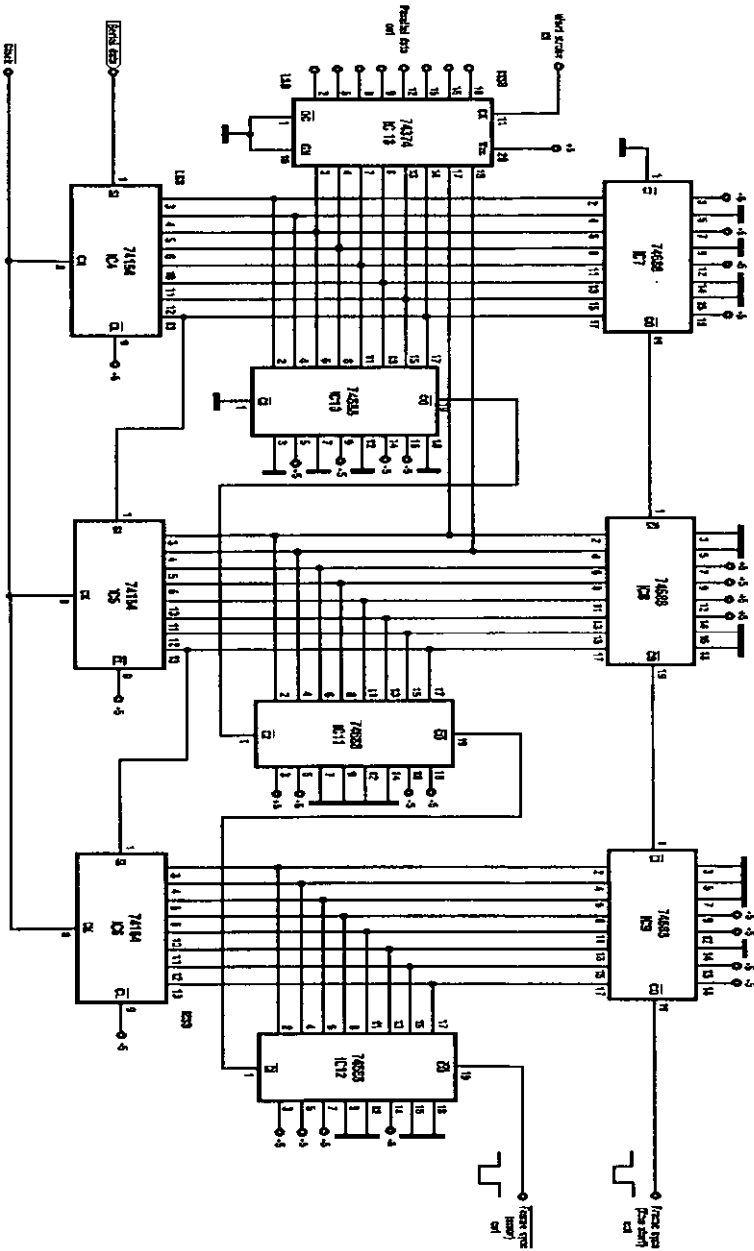


Diagrama 3. Convertidor Serie a Paralelo.

En esta sección también se detecta la sucesión invertida para resolver el problema de la ambigüedad. El efecto de un error de fase significa que los datos están invertidos (1 en lugar de 0 y viceversa). Esta situación se detecta al comprobar los datos en serie con la trama de sincronización (IC7-9) así como también por la trama de sincronización (IC10-12) y corrigiendo el reloj si la trama de sincronización se presenta. Esta señal, generada en el pin 19 del IC12, se envía a la entrada RST del decodificador HD-6409 (IC3).

#### **Detector de la señal de control.**

Esta sección del sistema lleva a cabo las funciones de:

- a) Subdivide el flujo de los pulsos del reloj en bloques de 10 bits que corresponden al byte o palabra del dato (divisor entre 10 IC17).
- b) Genera un impulso (señal de control) que es el último (décimo) bit de cada palabra.
- c) Divide entre 5 la señal de control (IC18), y por consiguiente permite escoger uno de los 5 canales por los que transmite el satélite a través del IC19 y el switch BCD que deben ponerse en el tablero. Debe especificarse que en cada línea hay 5 imágenes (es la misma imagen en 5 niveles espectrales diferentes) distribuida en 5 canales. Los canales son los múltiples; es muy práctico escoger uno de ellos e ignorar los otros cuatro. Esto permite visualizar la imagen en tiempo real y no ocupar espacio del disco duro.



- d) Pueden detectarse los 5 canales en la computadora (implementando 5 CI 18 ). Esta opción también implica agregar los respectivos switch BCD. Memorizar los 5 canales implica la creación de un archivo de más de 50 Mbytes para una recepción de 15 minutos, esta operación no siempre es factible. Se agrega que, al termino del paso de los 5 canales, éstos se descompactan, lo que implica el empleo de más memoria en el disco duro.
- e) Los datos que no pertenecen a las imágenes, son bloqueados, estos son los primeros 750 y últimos 100 bytes.
- f) Una señal de pulso en el LED (D2) indica que el sistema esta reconociendo la señal de control (inicio de trama), o mejor dicho la secuencia de bits que están al principio de cada línea (trama) y que siempre es el mismo.

Cuando el pulso de sincronización de trama (inicio de línea) llega al pin CK del IC15A, Q va alto y por consiguiente el IC16 permite el paso de los pulsos del reloj hacia el IC17. Este circuito divide la frecuencia por 10 produciendo, de este modo, la señal de control (66540 Hz), un impulso al final de cada palabra de 10 bits. La señal de control se aplica a:

- a) Al IC13 para indicar que los 8 bits presentes en la salida son una palabra de la imagen.
- b) A la interface DMA para la Computadora (a través del IC19 y del IC16) si se requiere que reciba los 5 canales o si se requiere que se reciba un solo canal, al IC18 que divide el reloj entre 5 detectando la

señal de control (muestra de control) cada 50 bits al final de todas las palabras de uno de los 5 múltiples canales.

- c) A los contadores IC20-23 cuyas salidas se conectan con las entradas de los dos comparadores de inicio (IC24-25), y con los dos comparadores de parada (IC26-27). El pulso de inicio (un nivel bajo en el pin 19 del IC25) se presenta en la palabra 745 de la trama (la primera palabra de los datos de imagen es la 751 menos 6 palabras de sincronización de trama). El pulso de parada (un nivel bajo en el pin 19 del IC27) se presenta en la palabra 10984 (la última palabra de los datos de imagen es la 10990 menos 6 palabras de sincronización de trama).

Cuando la señal de inicio de los datos de imagen se le aplica el CK del IC15B, Q pasa a nivel alto, el IC16 permite el paso de la señal de control y el LED D2 enciende 6 veces por segundo lo que indica que el sistema esta trabajando. Al mismo tiempo, -Q pasa a nivel bajo habilitando al divisor por 5, el IC18. El IC18 se resetea antes del quinto cálculo. La señal de parada resetea a los dos flip-flop IC15A y B, a través de las salidas Q y -Q del IC15A, los contadores y los divisores.

Las palabras de sincronización y la señal de control se envían a la Interface DMA para la Computadora

## La interface DMA para la computadora

La interface de adquisición de datos y asignación de tareas:

- a) Activa la entrada de los datos cuando estos son requeridos por el software de recepción.
- b) Detección de la señal de inicio de línea generado por el IC9.
- c) Efectúa un requerimiento de acceso directo a la memoria de la PC cada vez que un dato es adquirido.
- d) Introducción al BUS de datos de la PC el valor presente a la salida del IC13 y reset del requerimiento DMA.

Como podemos notar en el diagrama de la tarjeta, se montaron 3 buffers (IC32,IC33,IC36) para aislar por completo el BUS de la PC un eventual cortocircuito o sobrecarga, ya dentro no es posible manipular directamente las líneas eléctricas del BUS. De esta manera el riesgo para provocar algunos daños y perjuicios a la PC es prácticamente imposible. El IC32 se ocupa de insertar en el BUS los datos del hardware externo a la PC, IC35 sirve de lógica de decodificación de la dirección de memoria que es solicitada por la tarjeta, el IC34 no es un "interruptor" controlado por software. Se examinó por tanto el funcionamiento de la tarjeta: la señal de reloj del flujo de datos de la parte baja de cada byte presente a las entradas D0-D7. El IC28 actúa como inversor de la señal de reloj que se aplica al pin 12 del IC29B. La señal que indica el principio de los datos de recepción (inicio) la mitad del flip-flop IC 30A cuando el programa mantiene en alto la salida Q (pin 2) del IC34.

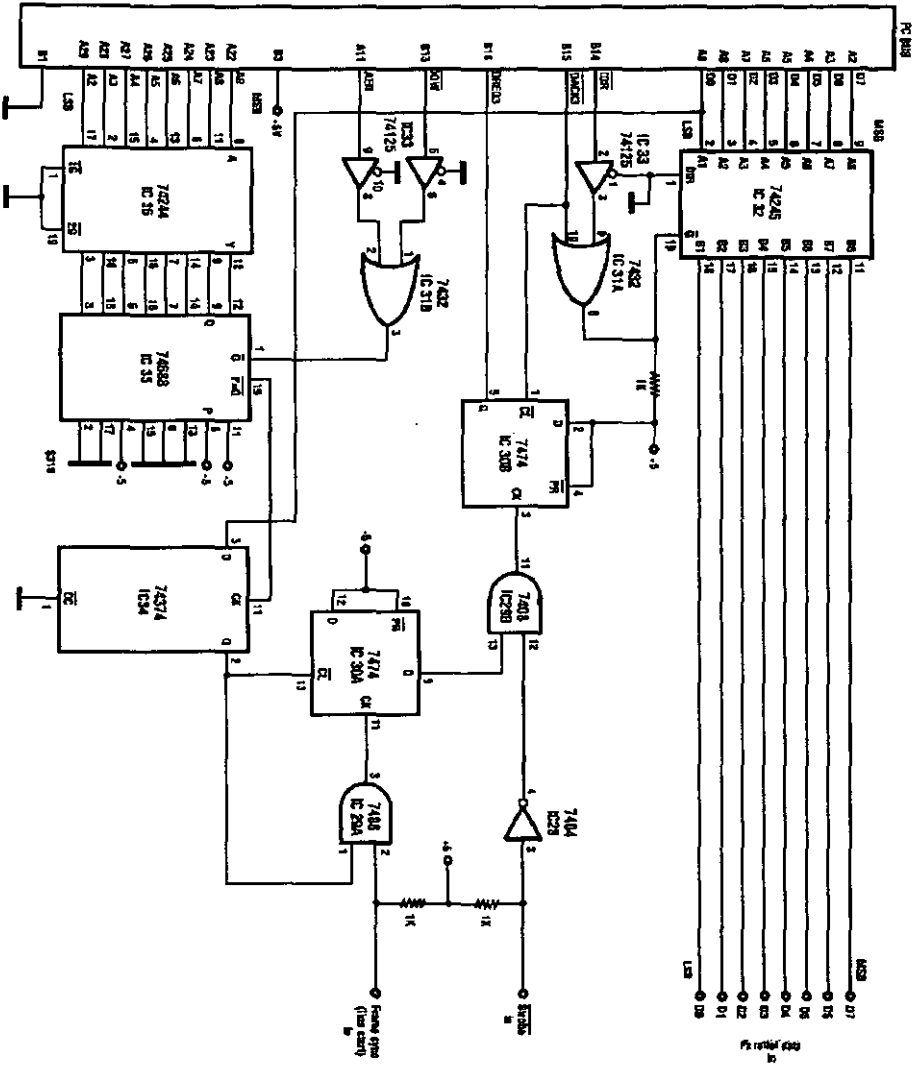


Diagrama 5. Interface Acceso Directo a Memoria (DMA).

La salida Q (pin 9) del IC30A se pone, por consiguiente, en alto solo cuando el software "activa" el IC34 y llega una señal de inicio (pin 2 del IC29A), por consiguiente el IC29B permitirá solo el paso del reloj de los datos cuando el software habilita al IC30A cuando detecta una señal de inicio.

Todo esto para hacer que el reloj de los datos está presente solo cuando lo requiere el software y que el primer dato que ingresa sea efectivamente el primer dato de adquisición (señal de inicio). El reloj de los datos controla al medio flip-flop IC30B, la salida Q (pin 5) genera el requerimiento del servicio DREQ (DmaREQuest). Una vez que la computadora recibe la petición del servicio de DMA, ésta la contesta a través de la línea DACK (Dma Acknowledge) que reinicia al flip-flop IC30B y permite al IC32 insertar los datos D0-D7 al BUS de datos de la PC.



## **APENDICE A**

### **NOAA KLM User's Guide**

## NOAA KLM User's Guide

HRPT SystemGeneral

The High Resolution Picture Transmission (HRPT) system provides data from all spacecraft instruments at a rate of 665,400 bps. The S-band realtime transmission consists of the digitized unprocessed output of five AVHRR/3 channels, plus the TIP (HIRS/3, SBUV/2, SEM, DCS/2) data and AMSU data. All information necessary to calibrate the instrument outputs is included in the data stream.

During NOAA-K activation and evaluation, it was determined that AMSU-A channels 7 and 15 were switched. Direct readout users should be aware of this problem, although the switch should be transparent to Level 1b users as the channels were corrected (switched back) by the ingest software. Only the radiometric data was affected. The housekeeping temperatures, antenna patterns, beam efficiency and beam widths of channels 15 and 7 oscillators are correct as they are now and were not affected by the switch. Band pass for channels 7 and 15 was also not affected due to extremely broad rf-detectors.

4.1.2 Transmission Characteristics

The S-band transmission of time multiplexed, digital data is in a split phase format. Split phase data "0" is defined as being +68 degrees phase during the first half of the bit period and -68 degrees during the second half of the bit period. The split phase data "1" is defined as being -68 degrees phase during the first half of the bit period and +68 degrees phase during the second half of the bit period. Table 4.1.2-1 shows the general characteristics of the HRPT transmission system, while the general HRPT parameters are shown in Table 4.1.2-2.

Table 4.1.2-1. HRPT Transmission Characteristics.

Line Rate	360 lines/minute
Data Channels	5 transmitted, 6 available
Data Resolution	1.1 km
Carrier Modulation	Digital split phase, phase modulated
Transmitter Frequency (MHz)	1698.0 or 1707.0
Transmitter Power (EOL)	6.35 W (38.03 dBm)
Radiated Power (dBm, @ 63 degrees)	40.13
Polarization	RCP

Table 4.1.2-2. HRPT Parameters.

Major Frame	
Rate	2 major frames/sec
Minor Frames/Major Frame	3
Minor Frame	
Rate	6 minor frames/sec
Number of words	11090
Format	See Table 4.1.3-1
Word Parameters	
Rate	66,540 words/sec
Number of bits/word	10
Order	Bit 1=MSB, Bit 10=LSB
Bit Parameters	
Rate	665,400 bits/sec
Format	Split phase
Data "0"	+68/-68 degrees
Data "1"	-68/+68 degrees

HRPT Minor Frame Format

The MRP outputs the HRPT format simultaneously with the Automatic Picture Transmission (APT), Global Area Coverage (GAC) and Local Area Coverage (LAC) formats. GAC and LAC data are not considered real time, as these data are stored on the spacecraft digital recorders for readout by the CDA stations. The HRPT data format consists of a major frame which is subdivided into three minor frames. On NOAA KLM, TIP and AMSU data are updated at the major frame rate. That is, the three minor frames which make up the major frame will contain TIP data in the first minor frame, backfill in the second minor frame, and AMSU data from the AIP, in the third minor frame. In the previous series of satellites (NOAA E-J), the major frame consisted of three minor frames of only the TIP data. The details of the minor frame formats are shown in Table 4.1.3-1 and Figure 4.1.3-1.

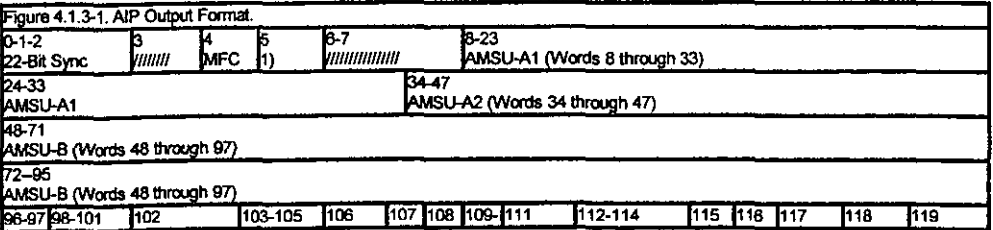
Table 4.1.3-1. HRPT Minor Frame Format.

Function	No. of Words	Word Position	Bit No. 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 Plus Word Code & Meaning
Frame Sync	6	1	1 0 1 0 0 0 0 1 0 0
		2	0 1 0 1 1 0 1 1 1 1
		3	1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 See Note 1
		4	0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1
		5	1 0 0 0 0 0 1 1 1 1
		6	0 0 1 0 0 1 0 1 0 1
ID	2	7	Bit 1: 0=Internal Sync; 1=AVHRR Sync Bits 2 & 3; 00=Not an HRPT frame but a GAC frame; 01=Minor Frame #1; 10=Minor Frame #2; 11=Minor Frame #3 Bits 4-7; Spacecraft Addresses; Bit 4=MSB, BIT 7=LSB Bit 8; 0=Frame Stable; 1=Frame Resync Occurred Bit 9; 1=Normal AVHRR input, 0=PN AVHRR Input Bit 10; 0=AVHRR Ch3B, 1=AVHRR Ch3A
		8	Bits 1-10; undefined Spare
Time Code	4	9	Bits 1-9; Binary day count; Bit 1 = MSB; Bit 9 = LSB Bit 10; 0; spare
		10	Bit 1-3; 101, spare Bits 4-10; Part of Binary msec of day count; Bit 4=MSB
		11	Bit 1-10; Part of Binary msec of day count;
Telemetry	10	12	Bit 1-10; Remainder of Binary msec of day count; Bit 10=LSB
		13	Ramp Calibration AVHRR Channel #1
		14	Ramp Calibration AVHRR Channel #2
		15	Ramp Calibration AVHRR Channel #3
		16	Ramp Calibration AVHRR Channel #4
		17	Ramp Calibration AVHRR Channel #5
		18	PRT Reading 1
		19	PRT Reading 2
Calibration Target View	30	20	PRT Reading 3 See Note 2
		21	Channel 3 patch Temp.
		22	Spare - Undefined
		23 thru 52	10 words of calibration target view data from each AVHRR channel 3, 4, and 5. These data are time multiplexed as chan 3 (word 1), chan 4 (word 1), chan 5 (word 1), chan 3 (word 2), chan 4 (word 2), chan 5 (word 2), etc.
Spare Data	50	53 thru 102	10 words of space scan data from each AVHRR channel 1, 2, 3, 4, and 5. These data are time multiplexed as chan 1 (word 1), chan 2 (word 1), chan 3 (word 1), chan 4 (word 1) chan 5 (word 1), chan 1 (word 2), chan 2 (word 2), chan 3 (word 2), chan 4 (word 2), chan 5 (word 2), etc.
Sync Data	1	103	Bit 1; 0 = AVHRR sync early; 1 = AVHRR sync late, Bits 2-10; 9 bit binary count of 0.9984 MHz periods; Bit 2 = MSB, Bit 10=LSB
Data Words	520	104 thru 623	3 sets of data corresponding to three HRPT minor frames per HRPT major frame. First HRPT minor frame: The 520 words contain 5 TIP minor frames of TIP data (104 TIP data words per TIP minor frame) Bits 1-8: Exact format as generated by TIP. Bit 9: Even parity check over Bits 1-8. Bit 10: Inverted Bit 1. Second HRPT minor frame: The 520 words shall consist of five frames (104 words per frame) of spare data in the same form as spare words 624-750.

			Third HRPT minor frame: The 520 words shall consist of five frames (104 words per frame- see Note 3) of AMSU data from the AIP. Bits 1-8: Exact format as generated by AIP. Bit 9: Even parity check over Bits 1-8. Bit 10: Inverted Bit 1.
Sp ar e W o r d s	127	624	1 0 1 0 0 0 1 1 1 0
		625	1 1 1 0 0 0 1 0 1 1
		626	0 0 0 0 1 0 1 1 1 1
		627	1 0 1 1 0 0 0 1 1 1
		628	1 1 0 1 0 1 0 0 1 0
		...	... See Note 4
		748	1 0 0 1 0 1 1 0 1 0
		749	1 1 0 0 1 0 0 0 1 0
Ea r t h D a t a	10,240	750	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0
		751	Chan 1 - Sample 1
		752	Chan 2 - Sample 1
		753	Chan 3 - Sample 1
		754	Chan 4 - Sample 1
		755	Chan 5 - Sample 1
		756	Chan 1 - Sample 2
		...	... See Note 5
		10,985	Chan 5 - Sample 2047
		10,986	Chan 1 - Sample 2048
		10,987	Chan 2 - Sample 2048
		10,988	Chan 3 - Sample 2048
Au x i l i a r y S y n c	100	10,989	Chan 4 - Sample 2048
		10,990	Chan 5 - Sample 2048
		10,991	1 1 1 1 1 0 0 0 1 0
		10,992	1 1 1 1 1 1 0 0 1 1
		10,993	0 1 1 0 1 1 0 1 0 1
		10,994	1 0 1 0 1 1 1 1 0 1
		...	... See Note 6
		11,089	0 1 1 1 1 1 0 0 0 0
11,090	1 1 1 1 0 0 1 1 0 0		

- Notes:
1. First 60 bits from 63 bit PN generator started in the all 1's state. The generator polynomial is  $X^6 + X^5 + X^2 + X + 1$
  2. AVHRR Internal Target Temperature Data. Three readings from one of the four platinum resistance thermometers (PRT). A different PRT is sampled for each scan; every fifth scan will contain a reference value of 0 in place of each reading.
  3. 104 words includes 103 words of the AMSU frame plus the first word of TIP
  4. Derived by inverting the output of a 1023 bit PN sequence provided by a feedback shift register generating the polynomial:  $X^{10} + X^9 + X^2 + X + 1$ . The generator is started in all 1's state at the beginning of word 7 of each minor frame.
  5. Each minor frame contains the data obtained during one Earth scan of the AVHRR sensor. The data from the five sensor channels of the AVHRR are time multiplexed as indicated.
  6. Derived from the non-inverted output of a 1023 bit PN sequence provided by a feedback shift register generating the polynomial:  $X^{10} + X^9 + X^2 + X + 1$ . The generator is started in the all 1's state at the beginning of word 10,991.

Of special note here is the flag in the telemetry (Word 7, Bit 10) which will indicate which of AVHRR/3 channel 3 sensors (3A or 3B) is operating. When channel 3B is selected, the patch temperature data is output every scan line (during the backscan), and every other scan line when channel 3A is selected. The data output will switch instantaneously between 3A or 3B upon command, even if the scan is in the middle of a line. However, the way the flag operates there is one scan line of uncertainty when switching from 3B to 3A, and two lines of uncertainty when switching from 3A to 3B.



AMS U-B	//// Spare ////	2)	20-Bit Sync SC ID	1), 3)	3), 4)	4)	110 CM MD VER	5)	Analog SUBCOM 32/16/1 Seconds	5)	6)	DAU 1	DAU 2	HIRS/3
12 0 HI RS /3	121- 122 DCS-2	123-124 SEM	125- 126 HIRS/3	127-128 DCS-2	129-130 HIRS/3	131- 132 DC S-2	133-134 HIRS/3	135-136 DCS-2	137- 138 HIRS/3	139-140 SBUV/2	141-142 HIRS/3	143 DCS-2		
144 DCS- 2	145-146 HIRS/3	147-148 DCS-2	149-154 CPU Telemetry	155- 156 DCS-2	157- 158 HIR S/3	159-160 DCS-2	161- 162 HIRS/3	163-164 DCS-2	165-166 HIRS/3	167 DCS-2				
168 DCS- 2	169-170 HIRS/3	171-172 DCS-2	173-174 HIRS/3	175- 176 DCS-2	177- 178 HIRS/ 3	179- 180 DC	181-182 HIRS/3	183- 184 SBUV/ 2	185-186 HIRS/3	187-188 HIRS/3	189-190 DCS-2	191 HIRS/3		
192 HIRS /3	193-194 DCS-2	195-196 HIRS/3	197-198 DCS-2	199-204 CPU Telemetry	205 /////		206- 207 7)	///// Indicates "Spare" and Reads 010101 etc.						

Notes:

- Words 5 and 106: Bit 1 Command Verification Status, Bits 2&3-TIP status, Bits 4,5 & 6-Major Frame Counter.
- Word 102: Bits 1&2 spare, followed by 6 bits AMSU parity.
- Words 106 and 107: 9 Bit Dwell address.
- Words 107 and 108: 9 Bit Subcommutation counter.
- Digital-B Subcommutation (32 second).
- Analog Subcommutation.
- Word 206: 2 bits CPU data status followed by 6 bits TIP parity; word 207: 2 bits spare followed by 6 bits TIP parity calculated by AJP.

## Digital "A" Telemetry

## AMSU-A1

The AMSU-A1 Digital "A" telemetry incorporates all of the radiometric data taken during one scan. It also includes the data from the on-orbit calibrations. In the Full Scan Mode, the AMSU-A1 has 1,244 Digital "A" telemetry points, as identified in Table 4.1.4.1-1.

Table 4.1.4.1-1. AMSU-A1 Digital "A" Data Format - Full Scan Mode.	
A1 Frame Byte Number	Parameter
1-3	Sync. Sequence (FF Hex)
4	Unit Identification and Serial Number
5	Digital Housekeeping Data 1
6	Digital Housekeeping Data 2
7	Digital Housekeeping Data 3
8	Digital Housekeeping Data 4
9	Reflector 1, Position 1, MSP, First reading
10	Reflector 1, Position 1, LSP, First reading
11	Reflector 2, Position 1, MSP, First reading
12	Reflector 2, Position 1, LSP, First reading
13	Reflector 1, Position 1, MSP, Second reading
14	Reflector 1, Position 1, LSP, Second reading
15	Reflector 2, Position 1, MSP, Second reading
16	Reflector 2, Position 1, LSP, Second reading
17	Scene Position 1, Channel 3, MSP
18	Scene Position 1, Channel 3, LSP
19	Scene Position 1, Channel 4, MSP
20	Scene Position 1, Channel 4, LSP
...	...
41	Scene Position 1, Channel 15, MSP
42	Scene Position 1, Channel 15, LSP
43	Reflector 1, Position 2, MSP, First reading

44	Reflector 1, Position 2, LSP, First reading
45	Reflector 2, Position 2, MSP, First reading
46	Reflector 2, Position 2, LSP, First reading
47	Reflector 1, Position 2, MSP, Second reading
48	Reflector 1, Position 2, LSP, Second reading
49	Reflector 2, Position 2, MSP, Second reading
50	Reflector 2, Position 2, LSP, Second reading
51	Scene Position 2, Channel 3, MSP
52	Scene Position 2, Channel 3, LSP
...	...
75	Scene Position 2, Channel 15, MSP
76	Scene Position 2, Channel 15, LSP
77	Reflector 1, Position 3, MSP, First reading
78	Reflector 1, Position 3, LSP, First reading
79	Reflector 2, Position 3, MSP, First reading
80	Reflector 2, Position 3, LSP, First reading
81	Reflector 1, Position 3, MSP, Second reading
82	Reflector 1, Position 3, LSP, Second reading
83	Reflector 2, Position 3, MSP, Second reading
84	Reflector 2, Position 3, LSP, Second reading
85	Scene Position 3, Channel 3, MSP
86	Scene Position 3, Channel 3, LSP
...	...
1027	Scene Position 30, Channel 15, MSP
1028	Scene Position 30, Channel 15, LSP
1029	Reflector 1, Cold Cal. Position, MSP, First reading
1030	Reflector 1, Cold Cal. Position, LSP, First reading
1031	Reflector 2, Cold Cal. Position, MSP, First reading
1032	Reflector 2, Cold Cal. Position, LSP, First reading
1033	Reflector 1, Cold Cal. Position, MSP, Second reading
1034	Reflector 1, Cold Cal. Position, LSP, Second reading
1035	Reflector 2, Cold Cal. Position, MSP, Second reading
1036	Reflector 2, Cold Cal. Position, LSP, Second reading
1037	Cold Calibration 1, Channel 3, MSP
1038	Cold Calibration 1, Channel 3, LSP
1039	Cold Calibration 1, Channel 4, MSP
1040	Cold Calibration 1, Channel 4, LSP
...	...
1061	Cold Calibration 1, Channel 15, MSP
1062	Cold Calibration 1, Channel 15, LSP
1063	Cold Calibration 2, Channel 3, MSP
1064	Cold Calibration 2, Channel 3, LSP
1065	Cold Calibration 2, Channel 4, MSP
1066	Cold Calibration 2, Channel 4, LSP
...	...
1087	Cold Calibration 2, Channel 15, MSP
1088	Cold Calibration 2, Channel 15, LSP
1089	Temp Sensor 1, MSP
1090	Temp Sensor 1, LSP
1091	Temp Sensor 2, MSP
1092	Temp Sensor 2, LSP
...	...
1177	Temp Sensor 45, MSP
1178	Temp Sensor 45, LSP
1179	Temp Sensor Reference Voltage, MSP
1180	Temp Sensor Reference Voltage, LSP

1181	Reflector 1 Warm Cal. Position, MSP, First reading
1182	Reflector 1 Warm Cal. Position, LSP, First reading
1183	Reflector 2 Warm Cal. Position, MSP, First reading
1184	Reflector 2 Warm Cal. Position, LSP, First reading
1185	Reflector 1 Warm Cal. Position, MSP, Second reading
1186	Reflector 1 Warm Cal. Position, LSP, Second reading
1187	Reflector 2 Warm Cal. Position, MSP, Second reading
1188	Reflector 2 Warm Cal. Position, LSP, Second reading
1189	Warm Calibration 1, Channel 3, MSP
1190	Warm Calibration 1, Channel 3, LSP
...	...
1213	Warm Calibration 1, Channel 15, MSP
1214	Warm Calibration 1, Channel 15, LSP
1215	Warm Calibration 2, Channel 3, MSP
1216	Warm Calibration 2, Channel 3, LSP
...	...
1239	Warm Calibration 2, Channel 15, MSP
1240	Warm Calibration 2, Channel 15, LSP
...	...
1241-1243	Sync. Sequence (FF Hex)
1244	Unit Identification and Serial Number
Notes:	
1. The MSP is the most significant portion of a particular measurement; the LSP is the least significant portion of the particular measurement.	
2. The first set of readings for a particular reflector position are made prior to the integration interval; the second set of readings are made approximately 1/2 way through the integration period.	
3. Digital "A" data as read by the spacecraft shall contain an undetermined number of "fill words". These fill words shall be 0001H and will be intermingled with valid data. The Digital "A" data as sent by the instrument shall be such that no valid data of 0001H shall be included.	
4. Format of Position data is: DDDDDDDDDDDDDDE0, where: D = Data E = Error bit: 0=not in spec, 1=spec. 0 = Zero	
5. Format of Radiometer data is: DDDDDDDDDDDDDDD0, where: D = Data 0 = Zero	
6. Temperature Sensor Reference Voltage utilized for temperature sensors 36-45 only.	

**AMSU-A2**

The AMSU-A2 Digital "A" telemetry incorporates all of the radiometric data taken during one scan. It also includes the data from the on-orbit calibrations. The AMSU-A2 has 318 Digital "A" telemetry points, as described in Table 4.1.4.2-1, in the Full Scan Mode.

A2 Frame Byte Number	Parameter
1-3	Sync. Sequence (FF Hex)
4	Unit Identification and Serial Number
5	Digital Housekeeping Data 1
6	Digital Housekeeping Data 2
7	Digital Housekeeping Data 3
8	Digital Housekeeping Data 4
9	Reflector, Position 1, MSP, First reading
10	Reflector, Position 1, LSP, First reading
11	Reflector, Position 1, MSP, Second reading
12	Reflector, Position 1, LSP, Second reading
13	Scene Position 1, Channel 1, MSP
14	Scene Position 1, Channel 1, LSP
15	Scene Position 1, Channel 2, MSP

16	Scene Position 1, Channel 2, LSP
17	Reflector, Position 2, MSP, First reading
18	Reflector, Position 2, LSP, First reading
19	Reflector, Position 2, MSP, Second reading
20	Reflector, Position 2, LSP, Second reading
21	Scene Position 2, Channel 1, MSP
22	Scene Position 2, Channel 1, LSP
23	Scene Position 2, Channel 2, MSP
24	Scene Position 2, Channel 2, LSP
25	Reflector, Position 3, MSP, First reading
26	Reflector, Position 3, LSP, First reading
27	Reflector, Position 3, MSP, Second reading
28	Reflector, Position 3, LSP, Second reading
29	Scene Position 3, Channel 1, MSP
30	Scene Position 3, Channel 1, LSP
...	...
247	Scene Position 30, Channel 2, MSP
248	Scene Position 30, Channel 2, LSP
249	Reflector, Cold Calibration Position, MSP, First reading
250	Reflector, Cold Calibration Position, LSP, First reading
251	Reflector, Cold Calibration Position, MSP, Second reading
252	Reflector, Cold Calibration Position, LSP, Second reading
253	Cold Calibration 1, Channel 1, MSP
254	Cold Calibration 1, Channel 1, LSP
255	Cold Calibration 1, Channel 2, MSP
256	Cold Calibration 1, Channel 2, LSP
257	Cold Calibration 2, Channel 1, MSP
258	Cold Calibration 2, Channel 1, LSP
259	Cold Calibration 2, Channel 2, MSP
260	Cold Calibration 2, Channel 2, LSP
261	Temperature Sensor 1, MSP
262	Temperature Sensor 1, LSP
263	Temperature Sensor 2, MSP
264	Temperature Sensor 2, LSP
...	...
297	Temperature Sensor 19, MSP
298	Temperature Sensor 19, LSP
299	Temperature Sensor Reference Voltage, MSP
300	Temperature Sensor Reference Voltage, LSP
301	Reflector Warm Calibration Position, MSP, First reading
302	Reflector Warm Calibration Position, LSP, First reading
303	Reflector Warm Calibration Position, MSP, Second reading
304	Reflector Warm Calibration Position, LSP, Second reading
305	Warm Calibration 1, Channel 1, MSP
306	Warm Calibration 1, Channel 1, LSP
307	Warm Calibration 1, Channel 2, MSP
308	Warm Calibration 1, Channel 2, LSP
309	Warm Calibration 2, Channel 1, MSP
310	Warm Calibration 2, Channel 1, LSP
311	Warm Calibration 2, Channel 2, MSP
312	Warm Calibration 2, Channel 2, LSP
313-315	Synchronization Sequence (FF Hex)
316	Unit Identification and Serial Number
Notes:	
1. MSP is the most significant portion of a particular measurement while the LSP is the least significant portion of the particular measurement.	



2. The first set of readings for a particular reflector position are made prior to the integration interval; the second set of readings are made approximately half way through the integration period.
3. Digital "A" data as read by the spacecraft shall contain an undetermined number of "fill words". These fill words shall be 0001H and will be intermingled with valid data. The Digital "A" data as sent by the instrument shall be such that no valid data of 0001H shall be included.
4. Format of Position data is  
 DDDDDDDDDDDDE0  
 D=Data  
 E=Error bit: 0=not in spec, 1=spec.  
 0=Zero
5. Format of Radiometer data is:  
 DDDDDDDDDDDDD0  
 D=Data  
 0=Zero
6. Temperature sensor reference voltage is utilized for temperature sensors 13 through 19 only.

**AMSU-B**

Digital "A" Data is clocked into the spacecraft AIP at a 16.64 kbps rate by the shift pulse whenever the Data Enable Pulse is presented to the instrument. The AMSU-B data is in the AIP minor frame words 48 through 97. The AIP reads the digital data output from the AMSU-B in 16 bit words.

The AMSU-B telemetry format consists of 78 minor frames of data. Minor frames 1 and 80 in each 8 second cycle are blank; i.e. no data is available in the PEU digital data FIFO during the first and last minor frames of each 8 second format. The 78 minor frames are organized as three blocks of 650 words as follows (representing one scan of the instrument):

- 36 spare words
- 540 words of Earth view pixel data  
 (90 x (5 channels + shaft position at mid-pixel))
- 26 words of housekeeping data
- 48 words of space view and target view data  
 (2 x 4 x (5 channels + shaft position))

This structure is maintained for all modes. In static modes, all pixel data locations contain the pixel data for the current antenna position.

The AMSU-B digital format is synchronized to the 8 second synchronization pulse. During each minor frame, 25 words of data are available in the PEU O/P FIFO within 16.7 ms of the start of the minor frame (except in frames 1 and 80). Table 4.1.4.3-1 shows the AMSU-B digital A data format.

Word Length: 16 bits

Serial Output: 25 - 16 bit words per 100 sec (MSB first)

**Table 4.1.4.3-1. AMSU-B Data Format.**

Word Number	Minor Frame									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
01	SP1	SP26	17/03	18/07	19/11	20/15	P/20	18/24	17/28	
02	SP2	SP27	18/03	19/07	20/11	P/16	16/20	17/24	18/28	
03	SP3	SP28	19/03	20/07	P/12	16/16	17/20	18/24	19/28	
04	SP4	SP29	20/03	P/08	16/12	17/16	18/20	19/24	20/28	
05	SP5	SP30	P/04	16/08	17/12	18/16	19/20	20/24	P/29	
06	SP6	SP31	16/04	17/08	18/12	19/16	20/20	P/25	16/29	

07	a n k	SP7	SP32	17/04	18/08	19/12	20/16	P/21	18/25	17/29	
08		SP8	SP33	18/04	19/08	20/12	P/17	18/21	17/25	18/29	
09		SP9	SP34	19/04	20/08	P/13	16/17	17/21	18/25	19/29	
10		SP10	SP35	20/04	P/09	18/13	17/17	18/21	19/25	20/29	
11		SP11	SP36	P/05	16/09	17/13	18/17	19/21	20/25	P/30	
12		SP12	P/01	16/05	17/09	18/13	19/17	20/21	P/26	18/30	
13		SP13	16/01	17/05	18/09	19/13	20/17	P/22	16/26	17/30	
14		SP14	17/01	18/05	19/09	20/13	P/18	16/22	17/26	18/30	
15		SP15	18/01	19/05	20/09	P/14	16/18	17/22	18/26	19/30	
16		SP16	19/01	20/05	P/10	16/14	17/18	18/22	19/26	20/30	
17		SP17	20/01	P/06	16/10	17/14	18/18	19/22	20/26	P/31	
18		SP18	P/02	16/06	17/10	18/14	19/18	20/22	P/27	18/31	
19		SP19	16/02	17/06	18/10	19/14	20/18	P/23	16/27	17/31	
20		SP20	17/02	18/06	19/10	20/14	P/19	16/23	17/27	18/31	
21		SP21	18/02	19/06	20/10	P/15	16/19	17/23	18/27	19/31	
22		SP22	19/02	20/06	P/11	16/15	17/19	18/23	19/27	20/31	
23		SP23	20/02	P/07	16/11	17/15	18/19	19/23	20/27	P/32	
24		SP24	P/03	16/07	17/11	18/15	19/19	20/23	P/28	16/32	
25		SP25	16/03	17/07	18/11	19/15	20/19	P/24	16/28	17/32	
W		Minor Frame									
o		1	12	13	14	15	16	17	18	19	20
r		1									
d		1									
N		1									
u		1									
m	1										
b	1										
e	1										
r	1										
0	1	18/36	20/40	P/45	16/49	17/53	18/57	19/61	20/65	P/70	
1	8/										
2	3/										
2	2										
0	1	20/38	P/41	18/45	17/49	18/53	19/57	20/61	P/66	18/70	
2	9/										
3	3/										
2	2										
0	2	P/37	16/41	17/45	18/49	19/53	20/57	P/62	16/66	17/70	
3	0/										
3	3/										
2	2										
0	P/	16/37	17/41	18/45	19/49	20/53	P/58	16/62	17/66	18/70	
4	3/										
3	3/										
0	1	17/37	18/41	19/45	20/49	P/54	16/58	17/62	18/66	19/70	
5	6/										

	3 3									
0 6	1 7/ 3 3	18/37	19/41	20/45	P/50	16/54	17/58	18/62	19/66	20/70
0 7	1 8/ 3 3	19/37	20/41	P/46	18/50	17/54	18/58	19/62	20/66	P/71
0 8	1 9/ 3 3	20/37	P/42	16/46	17/50	18/54	19/58	20/62	P/67	18/71
0 9	2 0/ 3 3	P/38	16/42	17/46	18/50	19/54	20/58	P/63	16/67	17/71
1 0	P/ 3 4	18/38	17/42	18/46	19/50	20/54	P/59	16/63	17/67	18/71
1 1	1 6/ 3 4	17/38	18/42	19/48	20/50	P/55	16/59	17/63	18/67	19/71
1 2	1 7/ 3 4	18/38	19/42	20/46	P/51	16/55	17/59	18/63	19/67	20/71
1 3	1 8/ 3 4	19/38	20/42	P/47	16/51	17/55	18/59	19/63	20/67	P/72
1 4	1 9/ 3 4	20/38	P/43	16/47	17/51	18/55	19/59	20/63	P/68	16/72
1 5	2 0/ 3 4	P/39	16/43	17/47	18/51	19/55	20/59	P/64	16/68	17/72
1 6	P/ 3 5	18/39	17/43	18/47	19/51	20/55	P/60	16/64	17/68	18/72
1 7	1 6/ 3 5	17/39	18/43	19/47	20/51	P/56	16/60	17/64	18/68	19/72
1 8	1 7/ 3 5	18/39	19/43	20/47	P/52	16/56	17/60	18/64	19/68	20/72
1 9	1 8/ 3 5	19/39	20/43	P/48	16/52	17/56	18/60	19/64	20/68	P/73
2 0	1 9/ 3 5	20/39	P/44	16/48	17/52	18/56	19/60	20/64	P/69	18/73
2 1	2 0/ 3 5	P/40	16/44	17/48	18/52	19/56	20/60	P/65	16/69	17/73
2 2	P/ 3 5	16/40	17/44	18/48	19/52	20/56	P/61	16/65	17/69	18/73

2	3									
2	6/36	17/40	18/44	19/48	20/52	P/57	16/61	17/65	18/69	19/73
2	7/36	18/40	19/44	20/48	P/53	16/57	17/61	18/65	19/69	20/73
2	8/36	19/40	20/44	P/49	16/53	17/57	18/61	19/65	20/69	P/74
W	Minor Frame									
ord	2	22	23	24	25	26	27	28	29	30
N	1									
u										
m										
b										
e										
r										
0	1	17/78	18/82	19/86	20/90	A25	20/S4	SP1	TST09	17/03
0	7/4	18/78	19/82	20/86	A01	A26	P/T1	SP2	TST10	18/03
0	8/4	19/78	20/82	P/87	A02	P/S1	18/T1	SP3	TST11	19/03
0	9/4	20/78	P/83	16/87	A03	16/S1	17/T1	SP4	TST12	20/03
0	2	P/79	16/83	17/87	A04	17/S1	18/T1	SP5	TST13	P/04
0	7/4	16/79	17/83	18/87	A05	18/S1	19/T1	SP6	TST14	16/04
0	1	17/79	18/83	19/87	A06	19/S1	20/T1	SP7	TST15	17/04
0	7/5	18/79	19/83	20/87	A07	20/S1	P/T2	SP8	TST16	18/04
0	1	19/79	20/83	P/88	A08	P/S2	16/T2	SP9	TST17	19/04
0	8/5	20/79	P/84	16/88	A09	16/S2	17/T2	SP10	TST18	20/04
1	1	P/80	18/84	17/88	A10	17/S2	18/T2	SP11	TST19	P/05
1	2									
1	9/75									

12	P/76	16/80	17/84	18/88	A11	18/S2	19/T2	SP12	P/01	16/05
13	16/76	17/80	18/84	19/88	A12	19/S2	20/T2	SP13	16/01	17/05
14	17/76	18/80	19/84	20/88	A13	20/S2	P/T3	SP14	17/01	18/05
15	18/76	19/80	20/84	P/89	A14	P/S3	16/T3	SP15	18/01	19/05
16	19/76	20/80	P/85	16/89	A15	16/S3	17/T3	SP16	19/01	20/05
17	20/76	P/81	16/85	17/89	A16	17/S3	18/T3	SP17	20/01	P/06
18	P/77	16/81	17/85	18/89	A17	18/S3	19/T3	TST01	P/02	16/06
19	16/77	17/81	18/85	19/89	A18	19/S3	20/T3	TST02	16/02	17/06
20	17/77	18/81	19/85	20/89	A19	20/S3	P/T4	TST03	17/02	18/06
21	18/77	19/81	20/85	P/90	A20	P/S4	16/T4	TST04	18/02	19/06
22	19/77	20/81	P/86	16/90	A21	16/S4	17/T4	TST05	19/02	20/06
23	20/77	P/82	16/86	17/90	A22	17/S4	18/T4	TST06	20/02	P/07
24	P/78	16/82	17/86	18/90	A23	18/S4	19/T4	TST07	P/03	16/07
25	16/78	17/82	18/86	19/90	A24	19/S4	20/T4	TST08	16/03	17/07
W o r d N u m b e r	Minor Frame									
31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	
01	18/07	19/11	20/15	P/20	16/24	17/28	18/32	19/36	20/40	P/45

02	19/07	20/11	P/16	16/20	17/24	18/28	19/32	20/36	P/41	16/45
03	20/07	P/12	16/16	17/20	18/24	19/28	20/32	P/37	16/41	17/45
04	P/08	16/12	17/16	18/20	19/24	20/28	P/33	16/37	17/41	18/45
05	16/08	17/12	18/16	19/20	20/24	P/29	16/33	17/37	18/41	19/45
06	17/08	18/12	19/16	20/20	P/25	16/29	17/33	18/37	19/41	20/45
07	18/08	19/12	20/16	P/21	16/25	17/29	18/33	19/37	20/41	P/46
08	19/08	20/12	P/17	16/21	17/25	18/29	19/33	20/37	P/42	16/46
09	20/08	P/13	16/17	17/21	18/25	19/29	20/33	P/38	16/42	17/46
10	P/09	16/13	17/17	18/21	19/25	20/29	P/34	16/38	17/42	18/46
11	16/09	17/13	18/17	19/21	20/25	P/30	16/34	17/38	18/42	19/46
12	17/09	18/13	19/17	20/21	P/26	16/30	17/34	18/38	19/42	20/46
13	18/09	19/13	20/17	P/22	16/26	17/30	18/34	19/38	20/42	P/47
14	19/09	20/13	P/18	16/22	17/26	18/30	19/34	20/38	P/43	18/47
15	20/09	P/14	16/18	17/22	18/26	19/30	20/34	P/39	16/43	17/47
16	P/10	16/14	17/18	18/22	19/26	20/30	P/35	16/39	17/43	18/47
17	16/10	17/14	18/18	19/22	20/26	P/31	16/35	17/39	18/43	19/47
18	17/10	18/14	19/18	20/22	P/27	16/31	17/35	18/39	19/43	20/47

19	18/10	19/14	20/18	P/23	16/27	17/31	18/35	19/39	20/43	P/48
20	19/10	20/14	P/19	16/23	17/27	18/31	19/35	20/39	P/44	16/48
21	20/10	P/15	16/19	17/23	18/27	19/31	20/35	P/40	16/44	17/48
22	P/11	16/15	17/19	18/23	19/27	20/31	P/36	16/40	17/44	18/48
23	16/11	17/15	18/19	19/23	20/27	P/32	16/36	17/40	18/44	19/48
24	17/11	18/15	19/19	20/23	P/28	16/32	17/36	18/40	19/44	20/48
25	18/11	19/15	20/19	P/24	16/28	17/32	18/36	19/40	20/44	P/49
W	Minor Frame									
Ord N u m b e r	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
01	16/49	17/53	18/57	19/61	20/65	P/70	16/74	17/78	18/82	19/86
02	17/49	18/53	19/57	20/61	P/66	16/70	17/74	18/78	19/82	20/86
03	18/49	19/53	20/57	P/62	16/66	17/70	18/74	19/78	20/82	P/87
04	19/49	20/53	P/58	16/62	17/66	18/70	19/74	20/78	P/83	16/87
05	20/49	P/54	16/58	17/62	18/66	19/70	20/74	P/79	16/83	17/87
06	P/50	16/54	17/58	18/62	19/66	20/70	P/75	16/79	17/83	18/87
07	16/50	17/54	18/58	19/62	20/66	P/71	16/75	17/79	18/83	19/87
08	17/50	18/54	19/58	20/62	P/67	16/71	17/75	18/79	19/83	20/87

0	0									
09	18/50	19/54	20/58	P/63	16/67	17/71	18/75	19/79	20/83	P/88
10	19/50	20/54	P/59	18/63	17/67	18/71	19/75	20/79	P/84	16/88
11	20/50	P/55	18/59	17/63	18/67	19/71	20/75	P/80	16/84	17/88
12	P/51	18/55	17/59	18/63	19/67	20/71	P/76	16/80	17/84	18/88
13	16/51	17/55	18/59	19/63	20/67	P/72	16/76	17/80	18/84	19/88
14	17/51	18/55	19/59	20/63	P/68	16/72	17/76	18/80	19/84	20/88
15	18/51	19/55	20/59	P/64	16/68	17/72	18/76	19/80	20/84	P/89
16	19/51	20/55	P/60	16/64	17/68	18/72	19/76	20/80	P/85	16/89
17	20/51	P/56	18/60	17/64	18/68	19/72	20/76	P/81	16/85	17/89
18	P/52	18/56	17/60	18/64	19/68	20/72	P/77	16/81	17/85	18/89
19	16/52	17/56	18/60	19/64	20/68	P/73	16/77	17/81	18/85	19/89
20	17/52	18/56	19/60	20/64	P/69	16/73	17/77	18/81	19/85	20/89
21	18/52	19/56	20/60	P/65	16/69	17/73	18/77	19/81	20/85	P/90
22	19/52	20/56	P/61	16/65	17/69	18/73	19/77	20/81	P/86	16/90
23	20/52	P/57	18/61	17/65	18/69	19/73	20/77	P/82	16/86	17/90
24	P/53	18/57	17/61	18/65	19/69	20/73	P/78	16/82	17/86	18/90
25	16/53	17/57	18/61	19/65	20/69	P/74	16/78	17/82	18/86	19/90



	3									
W o r d N u m b e r	Minor Frame									
	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60
01	20/90	A25	20/S4	SP1	TST09	17/03	18/07	19/11	20/15	P/20
02	01	A26	P/T1	SP2	TST10	18/03	19/07	20/11	P/16	16/20
03	02	P/S1	16/T1	SP3	TST11	19/03	20/07	P/12	16/16	17/20
04	03	A18/S1	17/T1	SP4	TST12	20/03	P/08	16/12	17/16	18/20
05	04	A17/S1	18/T1	SP5	TST13	P/04	16/08	17/12	18/16	19/20
06	05	A18/S1	19/T1	SP6	TST14	16/04	17/08	18/12	19/16	20/20
07	06	A19/S1	20/T1	SP7	TST15	17/04	18/08	19/12	20/16	P/21
08	07	A20/S1	P/T2	SP8	TST16	18/04	19/08	20/12	P/17	16/21
09	08	A P/S2	16/T2	SP9	TST17	19/04	20/08	P/13	16/17	17/21
10	09	A16/S2	17/T2	SP10	TST18	20/04	P/09	16/13	17/17	18/21
11	10	A17/S2	18/T2	SP11	TST19	P/05	16/09	17/13	18/17	19/21
12	11	A18/S2	19/T2	SP12	P/01	16/05	17/09	18/13	19/17	20/21
13	12	A19/S2	20/T2	SP13	16/01	17/05	18/09	19/13	20/17	P/22
14	13	A20/S2	P/T3	SP14	17/01	18/05	19/09	20/13	P/18	16/22
15	14	A P/S3	16/T3	SP15	18/01	19/05	20/09	P/14	16/18	17/22
16	15	A16/S3	17/T3	SP16	19/01	20/05	P/10	16/14	17/18	18/22
17	16	A17/S3	18/T3	SP17	20/01	P/06	16/10	17/14	18/18	19/22
18	17	A18/S3	19/T3	TST01	P/02	16/06	17/10	18/14	19/18	20/22

19	A18	19/S3	20/T3	TST02	16/02	17/06	18/10	19/14	20/18	P/23
20	A19	20/S3	P/T4	TST03	17/02	18/06	19/10	20/14	P/19	16/23
21	A20	P/S4	16/T4	TST04	18/02	19/06	20/10	P/15	16/19	17/23
22	A21	16/S4	17/T4	TST05	19/02	20/06	P/11	16/15	17/19	18/23
23	A22	17/S4	18/T4	TST06	20/02	P/07	16/11	17/15	18/19	19/23
24	A23	18/S4	19/T4	TST07	P/03	16/07	17/11	18/15	19/19	20/23
25	A24	19/S4	20/T4	TST08	16/03	17/07	18/11	19/15	20/19	P/24
W	Minor Frame									
ord	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70
N										
u										
m										
b										
e										
r										
01	16/24	17/28	18/32	19/36	20/40	P/45	16/49	17/53	18/57	19/61
02	17/24	18/28	19/32	20/36	P/41	16/45	17/49	18/53	19/57	20/61
03	18/24	19/28	20/32	P/37	16/41	17/45	18/49	19/53	20/57	P/62
04	19/24	20/28	P/33	16/37	17/41	18/45	19/49	20/53	P/58	16/62
05	20/24	P/29	16/33	17/37	18/41	19/45	20/49	P/54	16/58	17/62
06	P/25	16/29	17/33	18/37	19/41	20/45	P/50	16/54	17/58	18/62
07	16/25	17/29	18/33	19/37	20/41	P/46	16/50	17/54	18/58	19/62
08	17/25	18/29	19/33	20/37	P/42	16/46	17/50	18/54	19/58	20/62
09	18/25	19/29	20/33	P/38	16/42	17/46	18/50	19/54	20/58	P/63
11	19/25	20/29	P/34	16/38	17/42	18/46	19/50	20/54	P/59	16/63

0	9/ 2 5									
1 1	2 0/ 2 5	P/30	16/34	17/38	18/42	19/46	20/50	P/55	16/59	17/63
1 2	P/ 2 6	16/30	17/34	18/38	19/42	20/46	P/51	16/55	17/59	18/63
1 3	1 6/ 2 6	17/30	18/34	19/38	20/42	P/47	16/51	17/55	18/59	19/63
1 4	1 7/ 2 6	18/30	19/34	20/38	P/43	16/47	17/51	18/55	19/59	20/63
1 5	1 8/ 2 6	19/30	20/34	P/39	16/43	17/47	18/51	19/55	20/59	P/64
1 6	1 9/ 2 6	20/30	P/35	16/39	17/43	18/47	19/51	20/55	P/60	16/64
1 7	2 0/ 2 6	P/31	16/35	17/39	18/43	19/47	20/51	P/56	16/60	17/64
1 8	P/ 2 7	16/31	17/35	18/39	19/43	20/47	P/52	16/56	17/60	18/64
1 9	1 6/ 2 7	17/31	18/35	19/39	20/43	P/48	18/52	17/56	18/60	19/64
2 0	1 7/ 2 7	18/31	19/35	20/39	P/44	16/48	17/52	18/56	19/60	20/64
2 1	1 8/ 2 7	19/31	20/35	P/40	16/44	17/48	18/52	19/56	20/60	P/65
2 2	1 9/ 2 7	20/31	P/38	16/40	17/44	18/48	19/52	20/56	P/61	16/65
2 3	2 0/ 2 7	P/32	16/36	17/40	18/44	19/48	20/52	P/57	16/61	17/65
2 4	P/ 2 8	16/32	17/36	18/40	19/44	20/48	P/53	16/57	17/61	18/65
2 5	1 6/ 2 8	17/32	18/36	19/40	20/44	P/49	16/53	17/57	18/61	19/65
W	Minor Frame									

ord N u m b e r	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80
01	20/65	P/70	16/74	17/78	18/82	19/86	20/90	A25	20/S4	Blank
02	16/66	P/70	17/74	18/78	19/82	20/86	A01	A26	P/T1	
03	16/66	17/70	18/74	19/78	20/82	P/87	A02	P/S1	16/T1	
04	17/66	18/70	19/74	20/78	P/83	18/87	A03	18/S1	17/T1	
05	18/66	19/70	20/74	P/79	16/83	17/87	A04	17/S1	18/T1	
06	19/66	20/70	P/75	16/79	17/83	18/87	A05	18/S1	19/T1	
07	20/66	P/71	16/75	17/79	18/83	19/87	A06	19/S1	20/T1	
08	16/67	16/71	17/75	18/79	19/83	20/87	A07	20/S1	P/T2	
09	16/67	17/71	18/75	19/79	20/83	P/88	A08	P/S2	16/T2	
10	17/67	18/71	19/75	20/79	P/84	16/88	A09	16/S2	17/T2	
11	18/67	19/71	20/75	P/80	16/84	17/88	A10	17/S2	18/T2	
12	19/67	20/71	P/76	16/80	17/84	18/88	A11	18/S2	19/T2	
13	20/67	P/72	16/76	17/80	18/84	19/88	A12	19/S2	20/T2	
14	16/68	16/72	17/76	18/80	19/84	20/88	A13	20/S2	P/T3	
15	16/68	17/72	18/76	19/80	20/84	P/89	A14	P/S3	16/T3	

1 6	1 7/ 6 8	18/72	19/76	20/80	P/85	16/89	A15	16/S3	17/T3
1 7	1 8/ 6 8	19/72	20/76	P/81	16/85	17/89	A16	17/S3	18/T3
1 8	1 9/ 6 8	20/72	P/77	16/81	17/85	18/89	A17	18/S3	19/T3
1 9	2 0/ 6 8	P/73	16/77	17/81	18/85	19/89	A18	19/S3	20/T3
2 0	P/ 6 9	16/73	17/77	18/81	19/85	20/89	A19	20/S3	P/T4
2 1	1 6/ 6 9	17/73	18/77	19/81	20/85	P/90	A20	P/S4	16/T4
2 2	1 7/ 6 9	18/73	19/77	20/81	P/86	16/90	A21	16/S4	17/T4
2 3	1 8/ 6 9	19/73	20/77	P/82	16/86	17/90	A22	17/S4	18/T4
2 4	1 9/ 6 9	20/73	P/78	16/82	17/86	18/90	A23	18/S4	19/T4
2 5	2 0/ 6 9	P/74	16/78	17/82	18/86	19/90	A24	19/S4	20/T4

Notes on the Previous Tables:

1. The format consists of minor frames (1 to 80). Minor frames 1 and 80 are blank. This means that no data is available in the PEU output FIFO for reading by the AIP and therefore the AIP should not send any sample pulses to AMSU-B during these minor frame periods.
2. Table 4.1.4.3-2 indicates the meanings for the variables used in the [Table 4.1.4.3-1](#).

Key	Meaning
SP	Spare word (Data is 5555H except for spare words 34 to 36)
TSTxx	Test Data
P/n	Shaft position at mid-integration time for FOV n.
16/n	Integrated output for channel 16 for FOV n.
17/n	Integrated output for channel 17 for FOV n.
18/n	Integrated output for channel 18 for FOV n.
19/n	Integrated output for channel 19 for FOV n.
20/n	Integrated output for channel 20 for FOV n.
/Sn	Space view FOV n.
/Tn	Internal Target view FOV n.
AXX	Multiplexed Housekeeping data.

3. The format structure and definition is identical for all modes. In scanning modes, n, Sn and Tn represent pixel identification. In static modes, n, Sn and Tn have no meaning; all data values relate to the IFOV.

## 4.1.5 AIP Minor Frame Formats

The spacecraft's AMSU Instrument Processor (AIP) collects digital data from the AMSU-A and AMSU-B sensors. This data consists of earth view pixel data, housekeeping data and space and blackbody view data. Table 4.1.5-1 contains the AIP Minor Frame Format.

Table 4.1.5-1. AIP Minor Frame Format.			
Function	No. of Words	Word Position	Bit No. 1 2 3 4 5 6 7 8 Plus Word Code & Meaning
Frame Sync	3	0	1 1 1 1 0 0 1 1 Frame sync is first 22 bits. Last 2 bits of word 2 are: 00
		1	0 1 1 0 1 0 1 1
		2	0 0 0 0 0 0 0 0
Space	1	3	0 1 0 1 0 1 0 1
Minor Frame Counter	1	4	0 0 0 0 0 0 0 0 Represents minor frame 0
			0 1 0 0 1 1 1 1 Represents minor frame 79
			MSB is first.
Major Frame Counter	1	5	First six bits are 000000. Last 2 bits are major (8 sec) frame counter. The major frame counter is incremented every 80 minor frames. Bits 7 and 8 of minor frame 5 will count 8-second intervals, the count overflowing to 0 synchronous with the TIP 32-second major frame pulse.

A M S U A	2	6	0 1 0 1 0 1 0 1
		7	0 1 0 1 0 1 0 1
A M S U A	26	8 thru 33	8 Bit words are formed by the AMSU-A1 experiment and are read out by the AMSU Information Processor at an average rate of 260 words per second.
A M S U A	14	34 thru 47	8 Bit words are formed by the AMSU-A2 experiment and are read out by the AMSU Information Processor at an average rate of 140 words per second.
A M S U B	50	48 thru 97	8 Bit words are formed by the AMSU-B experiment and are read out by the AMSU Information Processor at an average rate of 500 words per second.
A M S U B	4	98 thru 101	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 . . . . .
A M S U F S R I T Y	1	102	Bit 1: 0 Bit 2: 1 Bit 3: Even parity check words 2 thru 18 Bit 4: Even parity check words 19 thru 35 Bit 5: Even parity check words 36 thru 52 Bit 6: Even parity check words 53 thru 69 Bit 7: Even parity check words 70 thru 86 Bit 8: Even parity check words 87 thru Bit 7 of word 102
T I P C o d e	104	103 thru 206	Identical to TIP minor frame format in <a href="#">Table 4.3.4.3.1-7</a>
T I P F R A M E	1	207	Bit 1: 0 Bit 2: 1 Bit 3: Even parity check words 105 thru 121 Bit 4: Even parity check words 122 thru 138 Bit 5: Even parity check words 139 thru 155 Bit 6: Even parity check words 156 thru 172 Bit 7: Even parity check words 173 thru 189 Bit 8: Even parity check words 190 thru Bit 7 of word 206 This parity word amounts to an AIP recalculation of the TIP parity which was calculated by the TIP in TIP word 103 (AIP word 206).

## **APENDICE B**

### **HOJAS TECNICAS**



March 1997

## CMOS Manchester Encoder-Decoder

### Features

- Converter or Repeater Mode
- Independent Manchester Encoder and Decoder Operation
- Static to One Megabit/sec Data Rate Guaranteed
- Low Bit Error Rate
- Digital PLL Clock Recovery
- On Chip Oscillator
- Low Operating Power: 50mW Typical at +5V
- Available in 20 Lead Dual-In-Line and 20 Pad LCC Package

### Ordering Information

PACKAGE	TEMPERATURE RANGE	1 MEGABIT/SEC	PKG. NO.
PDIP	-40°C to +85°C	HD3-6409-9	E20.3
SOIC	-40°C to +85°C	HD9P6409-9	M20.3
CERDIP	-40°C to +85°C	HD1-6409-9	F20.3
	-55°C to 125°C	5962-9088801MRA	F20.3
CLCC	-40°C to +85°C	HD4-6409-9	J20.A
	-55°C to 125°C	5962-9088801M2A	J20.A

### Description

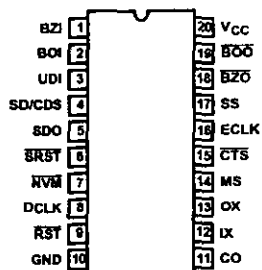
The HD-6409 Manchester Encoder-Decoder (MED) is a high speed, low power device manufactured using self-aligned silicon gate technology. The device is intended for use in serial data communication, and can be operated in either of two modes. In the converter mode, the MED converts Non return-to-Zero code (NRZ) into Manchester code and decodes Manchester code into Nonreturn-to-Zero code. For serial data communication, Manchester code does not have some of the deficiencies inherent in Nonreturn-to-Zero code. For instance, use of the MED on a serial line eliminates DC components, provides clock recovery, and gives a relatively high degree of noise immunity. Because the MED converts the most commonly used code (NRZ) to Manchester code, the advantages of using Manchester code are easily realized in a serial data link.

In the Repeater mode, the MED accepts Manchester code input and reconstructs it with a recovered clock. This minimizes the effects of noise on a serial data link. A digital phase lock loop generates the recovered clock. A maximum data rate of 1MHz requires only 50mW of power.

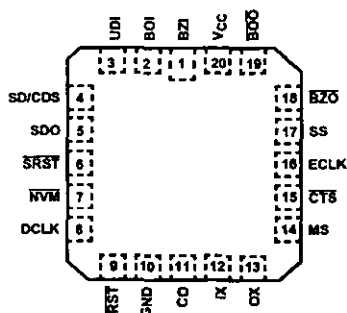
Manchester code is used in magnetic tape recording and in fiber optic communication, and generally is used where data accuracy is imperative. Because it frames blocks of data, the HD-6409 easily interfaces to protocol controllers.

### Pinouts

HD-6409 (CERDIP, PDIP, SOIC)  
TOP VIEW



HD-6409 (CLCC)  
TOP VIEW

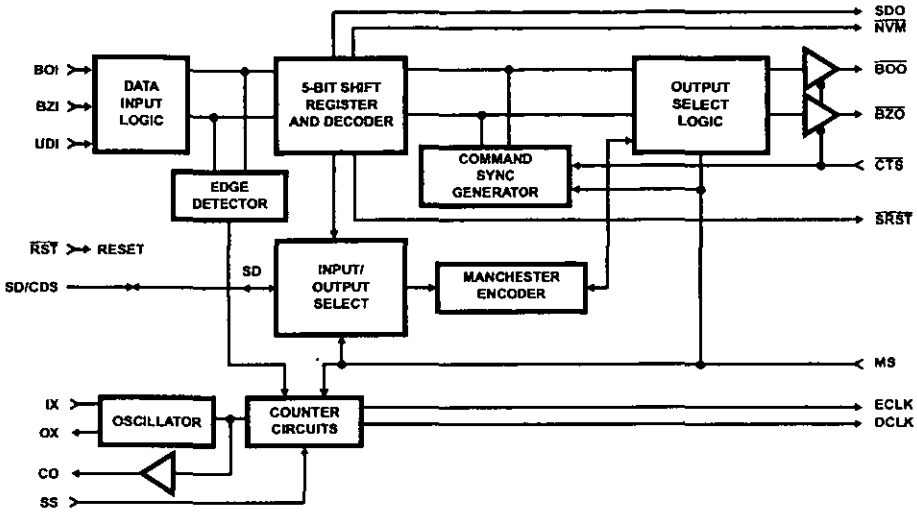


CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.

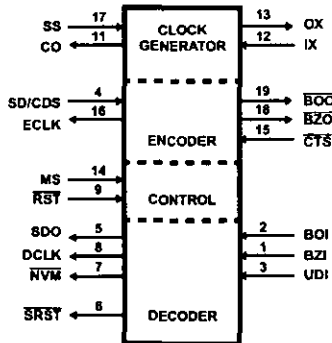
Copyright © Harris Corporation 1997

# HD-6409

## Block Diagram



## Logic Symbol



Pin Description

PIN NUMBER	TYPE	SYMBOL	NAME	DESCRIPTION
1	I	BZI	Bipolar Zero Input	Used in conjunction with pin 2, Bipolar One Input (BOI), to input Manchester II encoded data to the decoder. BZI and BOI are logical complements. When using pin 3, Unipolar Data Input (UDI) for data input, BZI must be held high.
2	I	BOI	Bipolar One Input	Used in conjunction with pin 1, Bipolar Zero input (BZI), to input Manchester II encoded data to the decoder. BOI and BZI are logical complements. When using pin 3, Unipolar Data Input (UDI) for data input, BOI must be held low.
3	I	UDI	Unipolar Data Input	An alternate to bipolar input (BZI, BOI), Unipolar Data Input (UDI) is used to input Manchester II encoded data to the decoder. When using pin 1 (BZI) and pin 2 (BOI) for data input, UDI must be held low.
4	I/O	SD/CDS	Serial Data/Command Data Sync	In the converter mode, SD/CDS is an input used to receive serial NRZ data. NRZ data is accepted synchronously on the falling edge of encoder clock output (ECLK). In the repeater mode, SD/CDS is an output indicating the status of last valid sync pattern received. A high indicates a command sync and a low indicates a data sync pattern.
5	O	SDO	Serial Data Out	The decoded serial NRZ data is transmitted out synchronously with the decoder clock (DCLK). SDO is forced low when RST is low.
6	O	SRST	Serial Reset	In the converter mode, SRST follows RST. In the repeater mode, when RST goes low, SRST goes low and remains low after RST goes high. SRST goes high only when RST is high, the reset bit is zero, and a valid synchronization sequence is received.
7	O	NVM	Nonvalid Manchester	A low on NVM indicates that the decoder has received invalid Manchester data and present data on Serial Data Out (SDO) is invalid. A high indicates that the sync pulse and data were valid and SDO is valid. NVM is set low by a low on RST, and remains low after RST goes high until valid sync pulse followed by two valid Manchester bits is received.
8	O	DCLK	Decoder Clock	The decoder clock is a 1X clock recovered from BZI and BOI, or UDI to synchronously output received NRZ data (SDO).
9	I	RST	Reset	In the converter mode, a low on RST forces SDO, DCLK, NVM, and SRST low. A high on RST enables SDO and DCLK, and forces SRST high. NVM remains low after RST goes high until a valid sync pulse followed by two Manchester bits is received, after which it goes high. In the repeater mode, RST has the same effect on SDO, DCLK and NVM as in the converter mode. When RST goes low, SRST goes low and remains low after RST goes high. SRST goes high only when RST is high, the reset bit is zero and a valid synchronization sequence is received.
10	I	GND	Ground	Ground
11	O	CO	Clock Output	Buffered output of clock input I <sub>X</sub> . May be used as clock signal for other peripherals.
12	I	I <sub>X</sub>	Clock Input	I <sub>X</sub> is the input for an external clock or, if the internal oscillator is used, I <sub>X</sub> and O <sub>X</sub> are used for the connection of the crystal.
13	O	O <sub>X</sub>	Clock Drive	If the internal oscillator is used, O <sub>X</sub> and I <sub>X</sub> are used for the connection of the crystal.
14	I	MS	Mode Select	MS must be held low for operation in the converter mode, and high for operation in the repeater mode.
15	I	CTS	Clear to Send	In the converter mode, a high disables the encoder, forcing outputs BZO, BZO high and ECLK low. A high to low transition of CTS initiates transmission of a Command sync pulse. A low on CTS enables BZO, BZO, and ECLK. In the repeater mode, the function of CTS is identical to that of the converter mode with the exception that a transition of CTS does not initiate a synchronization sequence.
16	O	ECLK	Encoder Clock	In the converter mode, ECLK is a 1X clock output used to receive serial NRZ data to SD/CDS. In the repeater mode, ECLK is a 2X clock which is recovered from BZI and BOI data by the digital phase locked loop.

**Pin Description**

PIN NUMBER	TYPE	SYMBOL	NAME	DESCRIPTION
17	I	SS	Speed Select	A logic high on SS sets the data rate at 1/32 times the clock frequency while a low sets the data rate at 1/16 times the clock frequency.
18	O	BZ $\bar{O}$	Bipolar Zero Output	BZ $\bar{O}$ and its logical complement $\bar{B}O\bar{O}$ are the Manchester data outputs of the encoder. The inactive state for these outputs is in the high state.
19	O	$\bar{B}O\bar{O}$	Bipolar One Out	See pin 18.
20	I	V <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> is the +5V power supply pin. A 0.1 $\mu$ F decoupling capacitor from V <sub>CC</sub> (pin-20) to GND (pin-10) is recommended.

NOTE: (I) Input (O) Output

**Encoder Operation**

The encoder uses free running clocks at 1X and 2X the data rate derived from the system clock  $t_x$  for internal timing.  $\bar{C}T\bar{S}$  is used to control the encoder outputs, ECLK,  $\bar{B}O\bar{O}$  and BZ $\bar{O}$ . A free running 1X ECLK is transmitted out of the encoder to drive the external circuits which supply the NRZ data to the MED at pin SD/CDS.

A low on  $\bar{C}T\bar{S}$  enables encoder outputs ECLK,  $\bar{B}O\bar{O}$  and BZ $\bar{O}$ , while a high on  $\bar{C}T\bar{S}$  forces BZ $\bar{O}$ ,  $\bar{B}O\bar{O}$  high and holds ECLK low. When  $\bar{C}T\bar{S}$  goes from high to low ①, a synchronization sequence is transmitted out on  $\bar{B}O\bar{O}$  and BZ $\bar{O}$ . A synchronization sequence consists of eight Manchester "0"

bits followed by a command sync pulse. ② A command sync pulse is a 3-bit wide pulse with the first 1 1/2 bits high followed by 1 1/2 bits low. ③ Serial NRZ data is clocked into the encoder at SD/CDS on the high to low transition of ECLK during the command sync pulse. The NRZ data received is encoded into Manchester II data and transmitted out on  $\bar{B}O\bar{O}$  and BZ $\bar{O}$  following the command sync pulse. ④ Following the synchronization sequence, input data is encoded and transmitted out continuously without parity check or word framing. The length of the data block encoded is defined by  $\bar{C}T\bar{S}$ . Manchester data out is inverted.

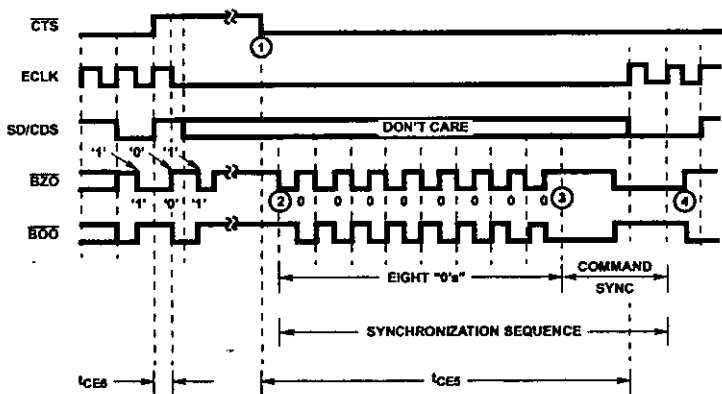


FIGURE 1. ENCODER OPERATION

**Decoder Operation**

The decoder requires a single clock with a frequency 16X or 32X the desired data rate. The rate is selected on the speed select with SS low producing a 16X clock and high a 32X clock. For long data links the 32X mode should be used as this permits a wider timing jitter margin. The internal operation of the decoder utilizes a free running clock synchronized with incoming data for its clocking.

The Manchester II encoded data can be presented to the decoder in either of two ways. The Bipolar One and Bipolar

Zero inputs will accept data from differential inputs such as a comparator sensed transformer coupled bus. The Unipolar Data Input can only accept noninverted Manchester II encoded data i.e. Bipolar One Out through an inverter to Unipolar Data Input. The decoder continuously monitors this data input for valid sync pattern. Note that while the MED encoder section can generate only a command sync pattern, the decoder can recognize either a command or data sync pattern. A data sync is a logically inverted command sync.

There is a three bit delay between UDI, BOI, or BZI input and the decoded NRZ data transmitted out of SDO.

Control of the decoder outputs is provided by the  $\overline{RST}$  pin. When  $\overline{RST}$  is low, SDO, DCLK and  $\overline{NVM}$  are forced low. When  $\overline{RST}$  is high, SDO is transmitted out synchronously with the recovered clock DCLK. The  $\overline{NVM}$  output remains low after a low to high transition on  $\overline{RST}$  until a valid sync pattern is received.

The decoded data at SDO is in NRZ format. DCLK is provided so that the decoded bits can be shifted into an external register on every high to low transition of this clock. Three bit periods after an invalid Manchester bit is received on UDI, or BOI,  $\overline{NVM}$  goes low synchronously with the questionable data output on SDO. FURTHER, THE DECODER DOES NOT REESTABLISH PROPER DATA DECODING UNTIL ANOTHER SYNC PATTERN IS RECOGNIZED.

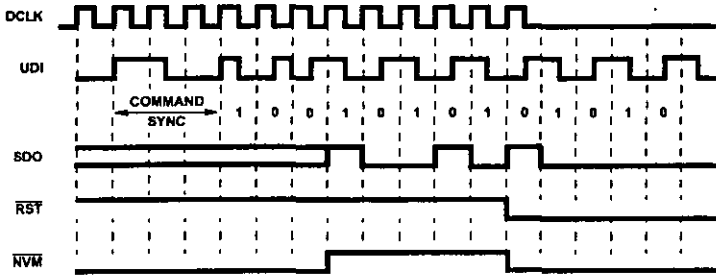


FIGURE 2. DECODER OPERATION

**Repeater Operation**

Manchester II data can be presented to the repeater in either of two ways. The inputs Bipolar One In and Bipolar Zero In will accept data from differential inputs such as a comparator or sensed transformer coupled bus. The input Unipolar Data In accepts only noninverted Manchester II coded data. The decoder requires a single clock with a frequency 16X or 32X the desired data rate. This clock is selected to 16X with Speed Select low and 32X with Speed Select high. For long data links the 32X mode should be used as this permits a wider timing jitter margin.

The inputs UDI, or BOI, BZI are delayed approximately 1/2 bit period and repeated as outputs  $\overline{BOO}$  and  $\overline{BZO}$ . The 2X ECLK is transmitted out of the repeater synchronously with  $\overline{BOO}$  and  $\overline{BZO}$ .

A low on  $\overline{CTS}$  enables ECLK,  $\overline{BOO}$ , and  $\overline{BZO}$ . In contrast to the converter mode, a transition on CTS does not initiate a synchronization sequence of eight 0's and a command sync. The repeater mode does recognize a command or data sync pulse. SD/CDS is an output which reflects the state of the most recent sync pulse received, with high indicating a command sync and low indicating a data sync.

When  $\overline{RST}$  is low, the outputs SDO, DCLK, and  $\overline{NVM}$  are low, and  $\overline{SRST}$  is set low.  $\overline{SRST}$  remains low after  $\overline{RST}$  goes high and is not reset until a sync pulse and two valid manchester bits are received with the reset bit low. The reset bit is the first data bit after the sync pulse. With  $\overline{RST}$  high, NRZ Data is transmitted out of Serial Data Out synchronously with the 1X DCLK.

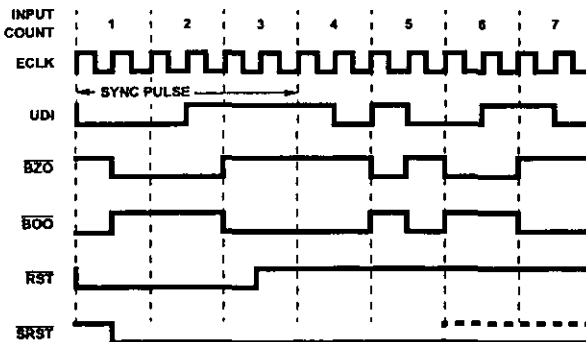


FIGURE 3. REPEATER OPERATION

**Manchester Code**

Nonreturn-to-Zero (NRZ) code represents the binary values logic-0 and logic-1 with a static level maintained throughout the data cell. In contrast, Manchester code represents data with a level transition in the middle of the data cell. Manchester has bandwidth, error detection, and synchronization advantages over NRZ code.

The Manchester II code Bipolar One and Bipolar Zero shown below are logical complements. The direction of the transition indicates the binary value of data. A logic-0 in Bipolar One is defined as a Low to high transition in the middle of the data cell, and a logic-1 as a high to low mid bit transition. Manchester II is also known as Biphas-L code.

The bandwidth of NRZ is from DC to the clock frequency  $fc/2$ , while that of Manchester is from  $fc/2$  to  $fc$ . Thus, Manchester can be AC or transformer coupled, which has considerable advantages over DC coupling. Also, the ratio of maximum to minimum frequency of Manchester extends one octave, while the ratio for NRZ is the range of 5-10 octaves. It is much easier to design a narrow band than a wideband amp.

Secondly, the mid bit transition in each data cell provides the code with an effective error detection scheme. If noise produces a logic inversion in the data cell such that there is no transition, an error indication is given, and synchronization must be re-established. This places relatively stringent requirements on the incoming data.

The synchronization advantages of using the HD-6409 and Manchester code are several fold. One is that Manchester is a self docking code. The clock in serial data communication defines the position of each data cell. Non self clocking codes, as NRZ, often require an extra clock wire or clock track (in magnetic recording). Further, there can be a phase variation between the clock and data track. Crosstalk between the two may be a problem. In Manchester, the serial data stream contains both the clock and the data, with the position of the mid bit transition representing the clock, and the direction of the transition representing data. There is no phase variation between the clock and the data.

A second synchronization advantage is a result of the number of transitions in the data. The decoder resynchronizes on each transition, or at least once every data cell. In contrast, receivers using NRZ, which does not necessarily have transitions, must resynchronize on frame bit transitions, which occur far less often, usually on a character basis. This more frequent resynchronization eliminates the cumulative effect of errors over successive data cells. A final synchronization advantage concerns the HD-6409's sync pulse used to initiate synchronization. This three bit wide pattern is sufficiently distinct from Manchester data that a false start by the receiver is unlikely.

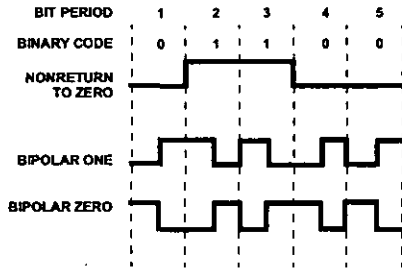


FIGURE 4. MANCHESTER CODE

**Crystal Oscillator Mode**

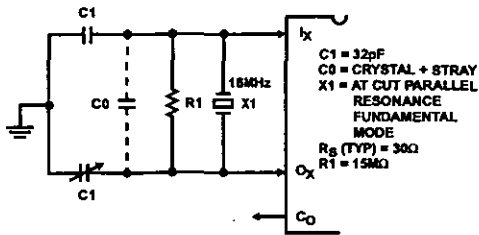


FIGURE 5. CRYSTAL OSCILLATOR MODE

**LC Oscillator Mode**

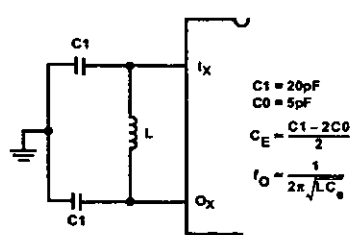


FIGURE 6. LC OSCILLATOR MODE

Using the 6409 as a Manchester Encoded UART

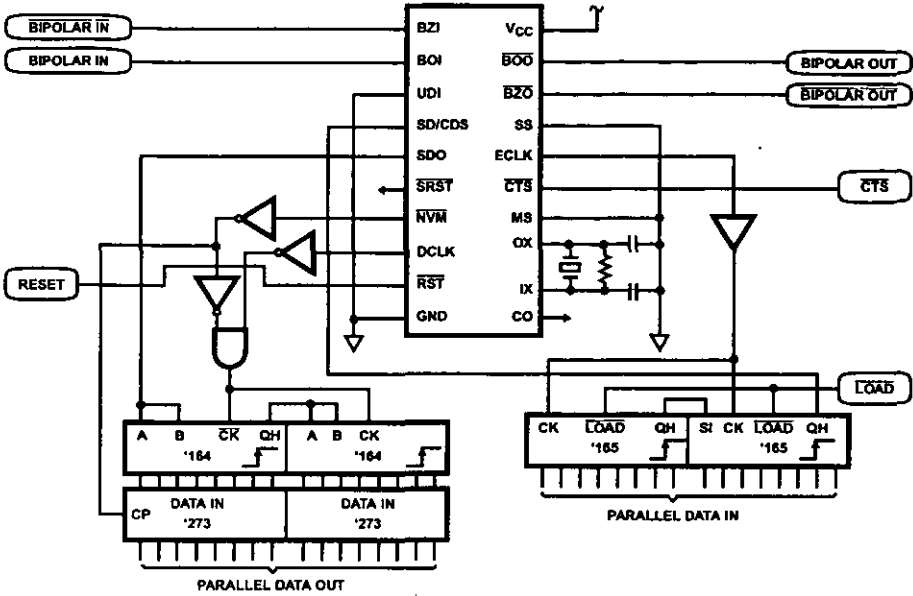


FIGURE 7. MANCHESTER ENCODER UART

## HD-6409

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage .....	+7.0V
Input, Output or I/O Voltage .....	GND -0.5V to $V_{CC} + 0.5V$
ESD Classification .....	Class 1

### Thermal information

Thermal Resistance (Typical)	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$
CERDIP .....	83°C/W	23°C/W
CLCC Package .....	95°C/W	26°C/W
PDIP Package .....	75°C/W	N/A
SOIC Package .....	100°C/W	N/A
Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C	
Maximum Junction Temperature		
Ceramic Package .....	+175°C	
Plastic Package .....	+150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) .....	+300°C	
(Lead Tips Only for Surface Mount Packages)		

### Die Characteristics

Gate Count .....	250 Gates
------------------	-----------

**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

### Operating Conditions

Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C	Sync. Transition Span (12) .....	1.5 DBP Typical, (Notes 1, 2)
Operating Voltage Range .....	+4.5V to +5.5V	Short Data Transition Span (4) .....	.5DBP Typical, (Notes 1, 2)
Input Rise and Fall Times .....	50ns Max	Long Data Transition Span (15) .....	1.0DBP Typical, (Notes 1, 2)
		Zero Crossing Tolerance (ICD5) .....	(Note 3)

#### NOTES:

1. DBP-Data Bit Period, Clock Rate = 16X, one DBP = 16 Clock Cycles; Clock Rate = 32X, one DBP = 32 Clock Cycles.
2. The input conditions specified are nominal values, the actual input waveforms transition spans may vary by  $\pm 2 I_X$  clock cycles (16X mode) or  $\pm 6 I_X$  clock cycles (32X mode).
3. The maximum zero crossing tolerance is  $\pm 2 I_X$  clock cycles (16X mode) or  $\pm 6 I_X$  clock cycles (32 mode) from the nominal.

### DC Electrical Specifications $V_{CC} = 5.0V \pm 10\%$ , $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$ (HD-6409-9)

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS	(NOTE 1) TEST CONDITIONS
$V_{IH}$	Logical "1" Input Voltage	70% $V_{CC}$	-	V	$V_{CC} = 4.5V$
$V_{IL}$	Logical "0" Input Voltage	-	20% $V_{CC}$	V	$V_{CC} = 4.5V$
$V_{IHR}$	Logic "1" Input Voltage (Reset)	$V_{CC} - 0.5$	-	V	$V_{CC} = 5.5V$
$V_{ILR}$	Logic "0" Input Voltage (Reset)	-	GND +0.5	V	$V_{CC} = 4.5V$
$V_{IHC}$	Logical "1" Input Voltage (Clock)	$V_{CC} - 0.5$	-	V	$V_{CC} = 5.5V$
$V_{ILC}$	Logical "0" Input Voltage (Clock)	-	GND +0.5	V	$V_{CC} = 4.5V$
$I_I$	Input Leakage Current (Except $I_X$ )	-1.0	+1.0	$\mu A$	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND, $V_{CC} = 5.5V$
$I_I$	Input Leakage Current ( $I_X$ )	-20	+20	$\mu A$	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND, $V_{CC} = 5.5V$
$I_O$	I/O Leakage Current	-10	+10	$\mu A$	$V_{OUT} = V_{CC}$ or GND, $V_{CC} = 5.5V$
$V_{OH}$	Output HIGH Voltage (All Except $O_X$ )	$V_{CC} - 0.4$	-	V	$I_{OH} = -2.0mA$ , $V_{CC} = 4.5V$ (Note 2)
$V_{OL}$	Output LOW Voltage (All Except $O_X$ )	-	0.4	V	$I_{OL} = +2.0mA$ , $V_{CC} = 4.5V$ (Note 2)
$I_{CCSB}$	Standby Power Supply Current	-	100	$\mu A$	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND, $V_{CC} = 5.5V$ , Outputs Open
$I_{CCOP}$	Operating Power Supply Current	-	18.0	mA	$f = 18.0MHz$ , $V_{IN} = V_{CC}$ or GND, $V_{CC} = 5.5V$ , $C_L = 50pF$
$F_T$	Functional Test	-	-	-	(Note 1)

#### NOTES:

1. Tested as follows:  $f = 16MHz$ ,  $V_{IH} = 70\% V_{CC}$ ,  $V_{IL} = 20\% V_{CC}$ ,  $V_{OH} \geq V_{CC}/2$ , and  $V_{OL} \leq V_{CC}/2$ ,  $V_{CC} = 4.5V$  and  $5.5V$ .
2. Interchanging of force and sense conditions is permitted

### Capacitance $T_A = +25^\circ C$ , Frequency = 1MHz

SYMBOL	PARAMETER	TYP	UNITS	TEST CONDITIONS
$C_{IN}$	Input Capacitance	10	pF	All measurements are referenced to device GND
$C_{OUT}$	Output Capacitance	12	pF	



## HD-6409

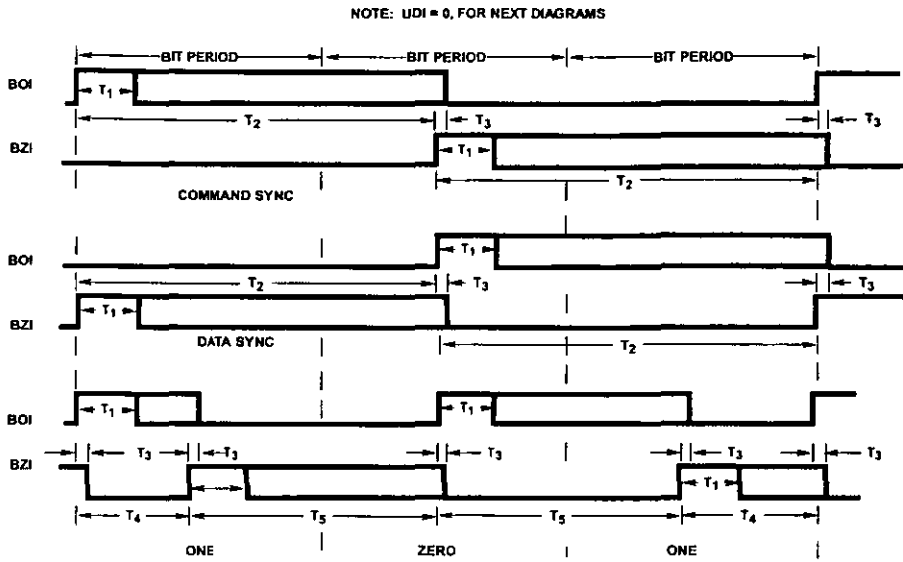
### AC Electrical Specifications $V_{CC} = 5.0V \pm 10\%$ , $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ (HD-6409-9)

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS	(NOTE 1) TEST CONDITIONS
$f_C$	Clock Frequency	-	16	MHZ	-
$t_C$	Clock Period	$1/f_C$	-	sec	-
$t_1$	Bipolar Pulse Width	$t_C+10$	-	ns	-
$t_3$	One-Zero Overlap	-	$t_C-10$	ns	-
$t_{CH}$	Clock High Time	20	-	ns	$f = 16.0MHz$
$t_{CL}$	Clock Low Time	20	-	ns	$f = 16.0MHz$
$t_{CE1}$	Serial Data Setup Time	120	-	ns	-
$t_{CE2}$	Serial Data Hold Time	0	-	ns	-
$t_{CD2}$	DCLK to SDO, NVM	-	40	ns	-
$t_{R2}$	ECLK to BZ0	-	40	ns	-
$t_r$	Output Rise Time (All except Clock)	-	50	ns	From 1.0V to 3.5V, $C_L = 50pF$ , Note 2
$t_f$	Output Fall Time (All except Clock)	-	50	ns	From 3.5V to 1.0V, $C_L = 50pF$ , Note 2
$t_r$	Clock Output Rise Time	-	11	ns	From 1.0V to 3.5V, $C_L = 20pF$ , Note 2
$t_f$	Clock Output Fall Time	-	11	ns	From 3.5V to 1.0V, $C_L = 20pF$ , Note 2
$t_{CE3}$	ECLK to BZ0, BO0	0.5	1.0	DBP	Notes 2, 3
$t_{CE4}$	CTS Low to BZ0, BO0 Enabled	0.5	1.5	DBP	Notes 2, 3
$t_{CE5}$	CTS Low to ECLK Enabled	10.5	11.5	DBP	Notes 2, 3
$t_{CE6}$	CTS High to ECLK Disabled	-	1.0	DBP	Notes 2, 3
$t_{CE7}$	CTS High to BZ0, BO0 Disabled	1.5	2.5	DBP	Notes 2, 3
$t_{CD1}$	UDI to SDO, NVM	2.5	3.0	DBP	Notes 2, 3
$t_{CD3}$	RST Low to CDLK, SDO, NVM Low	0.5	1.5	DBP	Notes 2, 3
$t_{CD4}$	RST High to DCLK, Enabled	0.5	1.5	DBP	Notes 2, 3
$t_{R1}$	UDI to BZ0, BO0	0.5	1.0	DBP	Notes 2, 3
$t_{R3}$	UDI to SDO, NVM	2.5	3.0	DBP	Notes 2, 3

#### NOTES:

- AC testing as follows:  $f = 4.0MHz$ ,  $V_{IH} = 70\% V_{CC}$ ,  $V_{IL} = 20\% V_{CC}$ , Speed Select = 16X,  $V_{OH} \geq V_{CC}/2$ ,  $V_{OL} \leq V_{CC}/2$ ,  $V_{CC} = 4.5V$  and 5.5V. Input rise and fall times driven at 1ns/V, Output load = 50pF.
- Guaranteed via characteristics at initial device design and after major process and/or design changes, not tested.
- DBP-Data Bit Period, Clock Rate = 16X, one DBP = 16 Clock Cycles; Clock Rate = 32X, one DBP = 32 Clock Cycles.

Timing Waveforms



NOTE: BOI = 0, BZI = 1 FOR NEXT DIAGRAMS

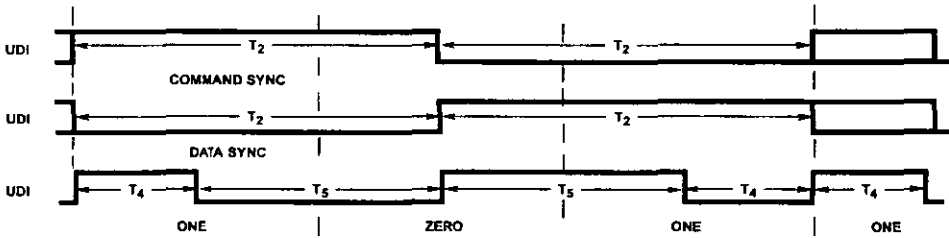


FIGURE 8.

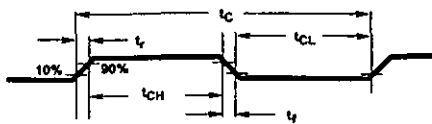


FIGURE 9. CLOCK TIMING

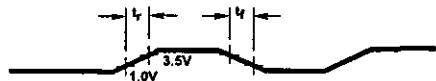


FIGURE 10. OUTPUT WAVEFORM

Timing Waveforms (Continued)

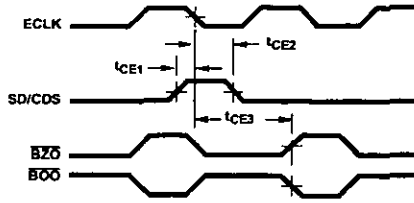


FIGURE 11. ENCODER TIMING

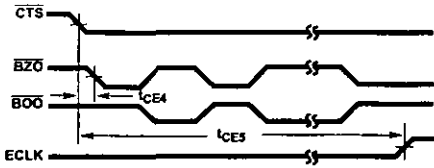


FIGURE 12. ENCODER TIMING

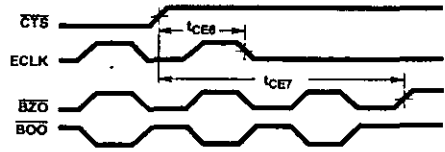
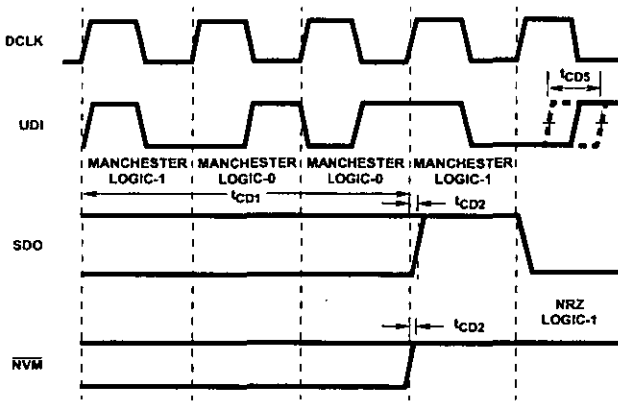


FIGURE 13. ENCODER TIMING



NOTE: Manchester Data-In is not synchronous with Decoder Clock.  
Decoder Clock is synchronous with decoded NRZ out of SDO.

FIGURE 14. DECODER TIMING

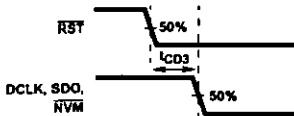


FIGURE 15. DECODER TIMING

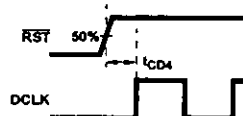


FIGURE 16. DECODER TIMING

Timing Waveforms (Continued)

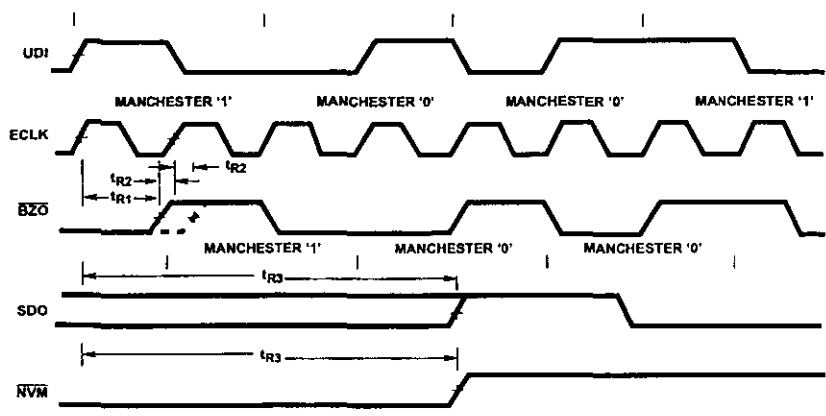
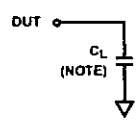


FIGURE 17. REPEATER TIMING

Test Load Circuit



NOTE: INCLUDES STRAY AND JIG CAPACITANCE

FIGURE 18. TEST LOAD CIRCUIT

# DATA SHEET

## **TBA120U**

Sound I.F. amplifier/demodulator  
for TV

Product specification  
File under Integrated Circuits, IC02

March 1986



**Sound I.F. amplifier/demodulator for TV****TBA120U****GENERAL DESCRIPTION**

The TBA120U is an i.f. amplifier with a symmetrical FM demodulator and an a.f. amplifier with adjustable output voltage. The a.f. amplifier is also provided with an output for volume control and an input for VCR operation.

The input and output of the TBA120U are especially designed for LC-circuits, but the input can also be used with a ceramic filter.

**QUICK REFERENCE DATA**

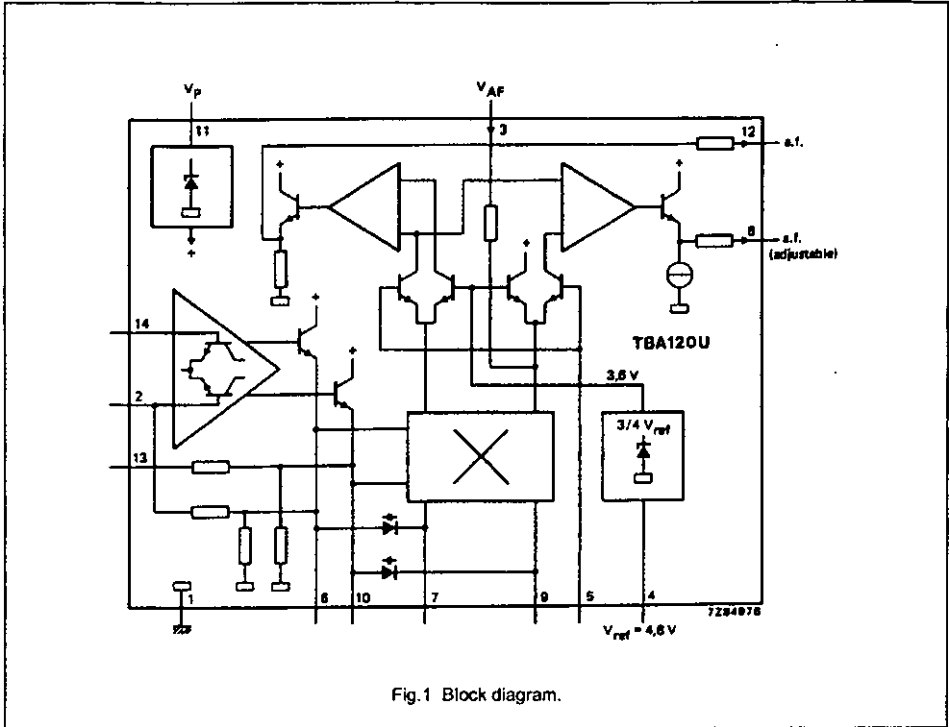
Supply voltage (pin 11)	$V_p$	typ.	12	V
Supply current	$I_p$	typ.	13,5	mA
I.F. voltage gain at $f = 5,5$ MHz	$G_{v\ if}$	typ.	68	dB
Input voltage starting limiting	$V_i$	typ.	30	$\mu$ V
AM suppression at $\Delta f = \pm 50$ kHz	$\alpha$	typ.	60	dB
A.F. output voltage adjustment range (pin 8)	$\Delta V_{o\ af}$	typ.	85	dB
A.F. output voltage at $\Delta f = \pm 50$ KHz (r.m.s. value)				
at pin 8	$V_{o\ af\ (rms)}$	typ.	1,2	V
at pin 12	$V_{o\ af\ (rms)}$	typ.	1,0	V

**PACKAGE OUTLINE**

14-lead DIL; plastic (SOT27); SOT27-1; 1996 November 19.

Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U



## Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U

## RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage (pin 11)	$V_P = V_{11-1}$	max.	18	V <sup>(1)</sup>
Adjustment voltage (pin 5)	$V_{5-1}$	max.	6	V
Total power dissipation	$P_{tot}$	max.	400	mW
By-pass resistance	$R_{13-14}$	max.	1	k $\Omega$
Storage temperature range	$T_{stg}$		-40 to +125	$^{\circ}$ C
Operating ambient temperature range	$T_{amb}$		0 to +70	$^{\circ}$ C

## CHARACTERISTICS

 $V_P = 12$  V;  $T_{amb} = 25$   $^{\circ}$ C;  $f = 5,5$  MHz

I.F. voltage gain	$G_v$ # 6-14	typ.	68	dB
Input voltage starting limiting at $\Delta f = \pm 50$ kHz; $f_m = 1$ kHz	$V_i$	typ.	30	$\mu$ V
		<	60	$\mu$ V
I.F. output voltage at limiting (peak-to-peak value)	$V_o$ if (p-p)	typ.	250	mV
AM suppression at $\Delta f = \pm 50$ kHz; $V_i = 500$ $\mu$ V; $f_m = 1$ kHz; $m = 30\%$	$\alpha$	>	50	dB
		typ.	60	dB
I.F. residual voltage without de-emphasis at pin 12	$V_{if}$ 12	typ.	30	mV
at pin 8	$V_{if}$ 8	typ.	20	mV
A.F. voltage gain	$G_v$ af 8-3	typ.	7,5	
A.F. adjustment at $R_{4-5} = 5$ k $\Omega$ ; $R_{5-1} = 13$ k $\Omega$	$\Delta V_o$ af	typ.	28	dB
A.F. output voltage control range	$\Delta V_o$ af	>	70	dB
		typ.	85	dB
Adjustment resistor( note 2)	$R_{4-5}$		1 to 10	k $\Omega$
D.C. voltage portion at the a.f. outputs pin 12	$V_{12-1}$	typ.	5,6	V
pin 8	$V_{8-1}$	typ.	4,0	V
Output resistance of the a.f. outputs pin 12	$R_o$ 12-1	typ.	1,1	k $\Omega$
pin 8	$R_o$ 8-1	typ.	1,1	k $\Omega$
Input resistance of the a.f. input	$R_i$ 3-1	typ.	2	k $\Omega$
			4,2 to 5,3	V
Stabilized reference voltage	$V_{4-1} = V_{ref}$	typ.	4,8	V
Source resistance of reference voltage source	$R_{4-1}$	typ.	12	$\Omega$



Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U

Hum suppression

at pin 12	$V_{12}/V_{11}$	typ.	30	dB
at pin 8	$V_8/V_{11}$	typ.	35	dB
Supply current (pin 11)	$I_p = I_{11}$		9,5 to 17,5	mA
		typ.	13,5	mA
I.F. input impedance	$ Z $	typ.	40 k $\Omega$ /4,5	pF
		>	15 k $\Omega$ / $<$ 6	pF

A.F. output voltage at  $\Delta f = \pm 50$  kHz;  $f_m = 1$  kHz;

$V_i = 10$  mV;  $Q_0 = 45$ ; r.m.s. value

at pin 12	$V_{o\ af\ (rms)}$	typ.	1,0	V
at pin 8	$V_{o\ af\ (rms)}$	typ.	1,2	V

Distortion at  $\Delta f = \pm 50$  kHz;  $f_m = 1$  kHz;

$V_i = 10$  mV;  $Q_0 = 20$

$d_{tot}$	typ.	1	%
-----------	------	---	---

Notes

1. Supply voltage operating range is 10 to 18 V.
2. Pin 5 must be connected to pin 4, when volume control adjustment is not applicable.

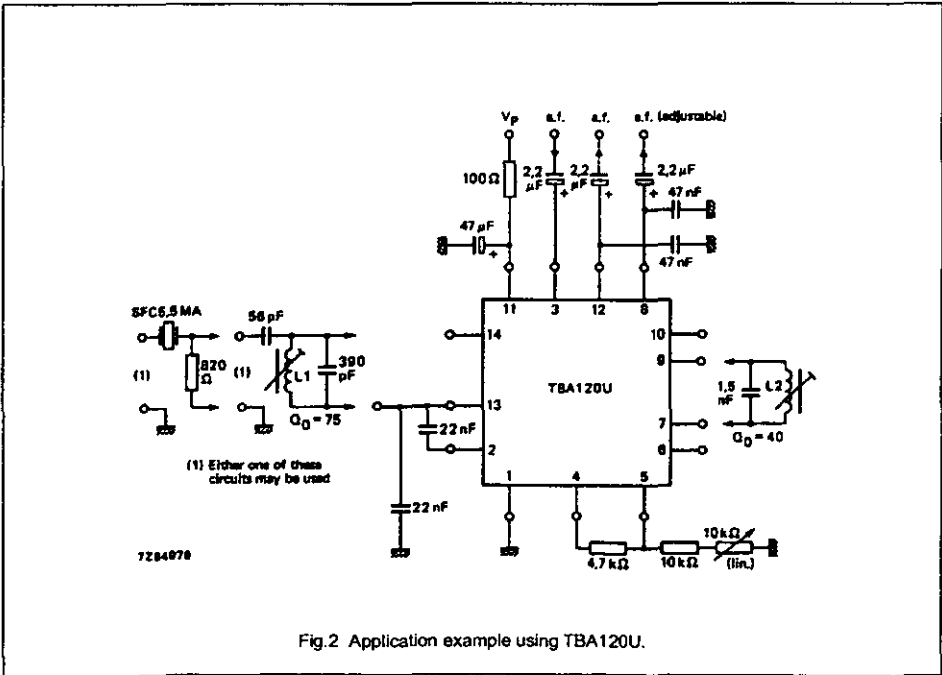


Fig.2 Application example using TBA120U.

Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U

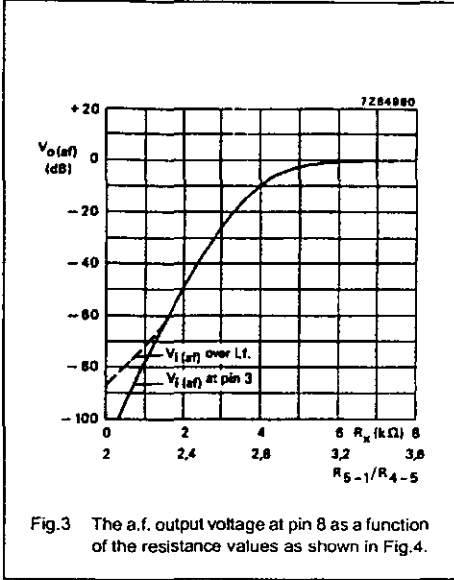


Fig.3 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the resistance values as shown in Fig.4.

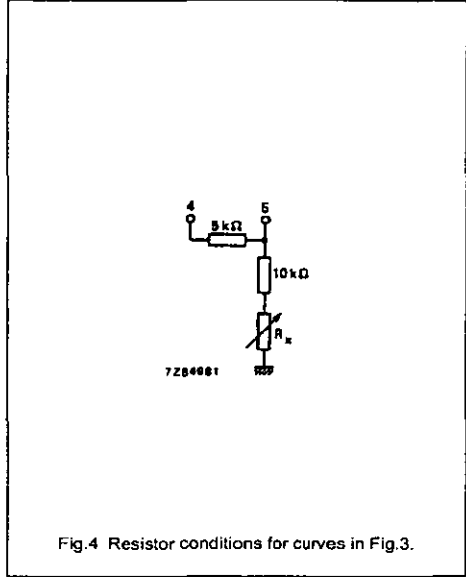


Fig.4 Resistor conditions for curves in Fig.3.

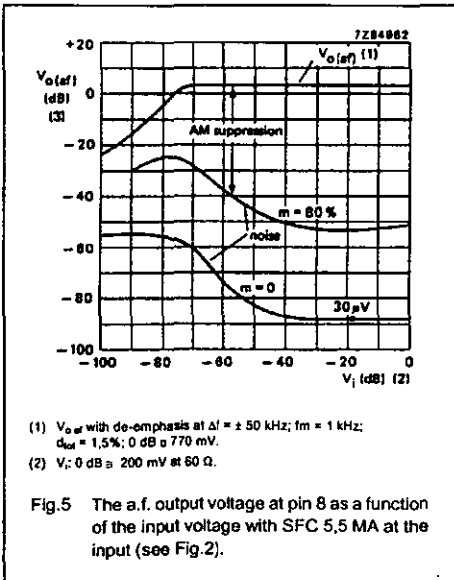


Fig.5 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the input voltage with SFC 5,5 MA at the input (see Fig.2).

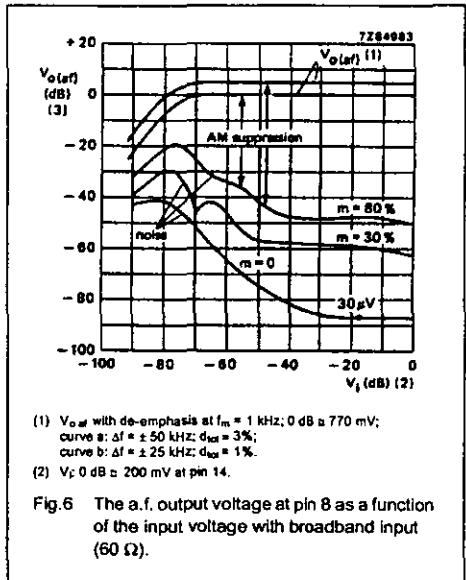
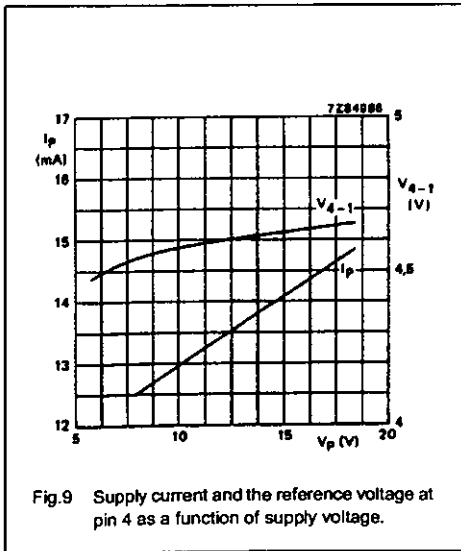
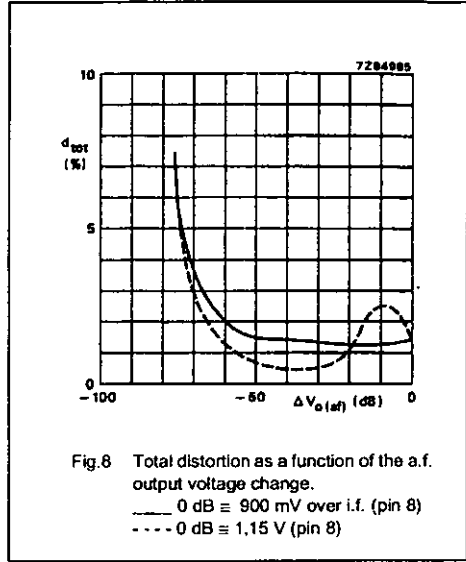
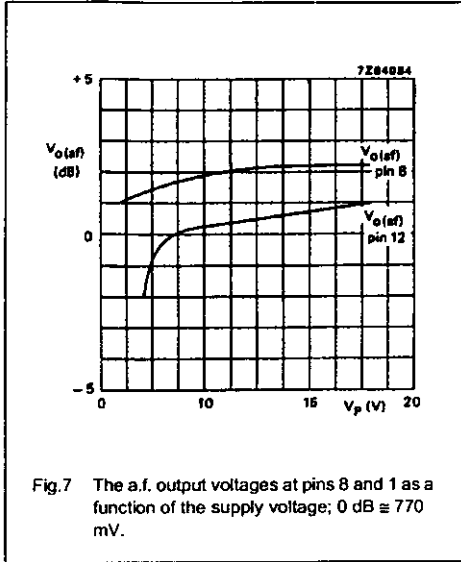


Fig.6 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the input voltage with broadband input (60 Ω).

Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U



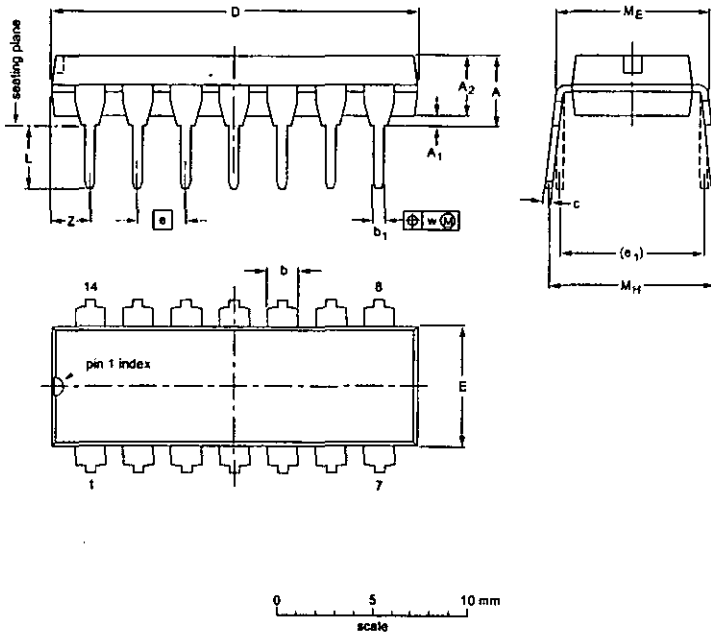
Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U

PACKAGE OUTLINE

DIP14: plastic dual in-line package; 14 leads (300 mil)

SOT27-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A <sub>1</sub> min.	A <sub>2</sub> max.	b	b <sub>1</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(1)</sup>	e	e <sub>1</sub>	L	M <sub>E</sub>	M <sub>H</sub>	w	Z <sup>(1)</sup> max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.13	0.53 0.38	0.38 0.23	19.50 18.55	6.48 6.20	2.54	7.82	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	2.2
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.044	0.021 0.015	0.014 0.009	0.77 0.73	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.087

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT27-1	050G04	MO-001AA				92-11-17 95-03-11

## Sound I.F. amplifier/demodulator for TV

TBA120U

**SOLDERING****Introduction**

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "IC Package Databook" (order code 9398 652 90011).

**Soldering by dipping or by wave**

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ( $T_{stg\ max}$ ). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

**Repairing soldered joints**

Apply a low voltage soldering iron (less than 24 V) to the lead(s) of the package, below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

**DEFINITIONS**

<b>Data sheet status</b>	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Short-form specification	The data in this specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.
<b>Limiting values</b>	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
<b>Application Information</b>	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

**LIFE SUPPORT APPLICATIONS**

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

## TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

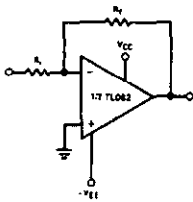
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices 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 LM358 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

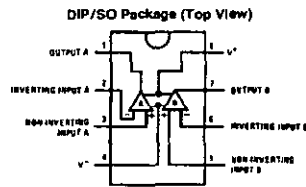
- Internally trimmed offset voltage 15 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.8 mA
- High input impedance  $10^{12} \Omega$
- Low total harmonic distortion  $A_V \approx 10$ ,  $R_L = 10k, V_O = 20V_p - p$ ,  $BW = 20Hz - 20kHz$  <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

### Typical Connection



TL/H/8357-1

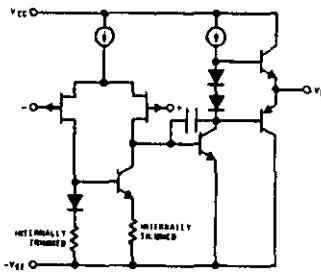
### Connection Diagram



TL/H/8357-3

Order Number TL082CM or TL082CP  
See NS Package Number M06A or N08E

### Simplified Schematic



TL/H/8357-2

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

## Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation	(Note 1)
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
T <sub>J(MAX)</sub>	150°C

Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	- 65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C
ESD rating to be determined.	

## DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C Over Temperature		5	15 20	mV mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ		10		μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>J</sub> ≤ 70°C		25	200 4	pA nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>J</sub> ≤ 70°C		50	400 8	pA nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>12</sup>		Ω
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C V <sub>O</sub> = ± 10V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ± 15V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	± 12	± 13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> = ± 15V	± 11	+ 15 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			3.6	5.6	mA

## AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1 Hz, 20 kHz (Input Referred)		- 120		dB
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C	8	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C		4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1000 Hz		25		nV/√ Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>J</sub> = 25°C, f = 1000 Hz		0.01		pA/√ Hz

Note 1: 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 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

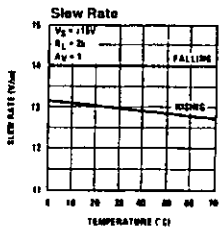
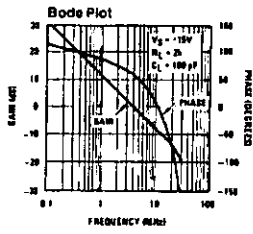
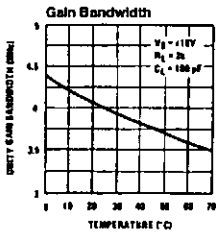
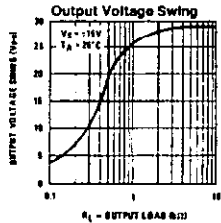
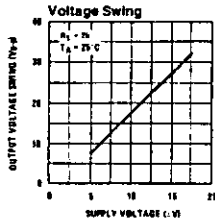
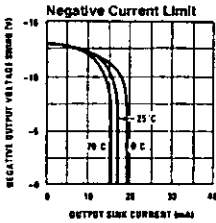
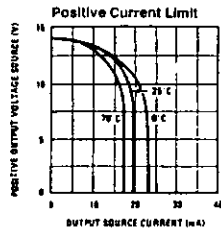
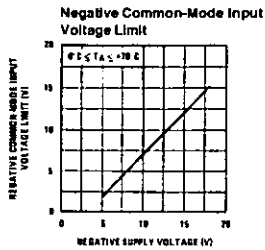
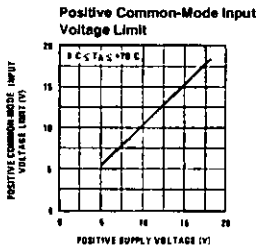
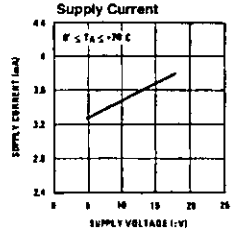
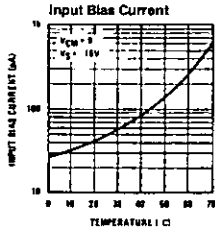
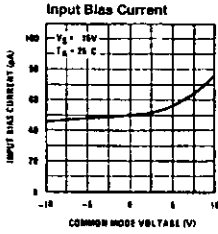
Note 4: These specifications apply for V<sub>S</sub> = ± 15V and 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ + 70°C. V<sub>OS</sub>, I<sub>B</sub> and I<sub>OS</sub> are measured at V<sub>CM</sub> = 0.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T<sub>J</sub>. Due to the limited 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<sub>D</sub>. T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>J</sub>A P<sub>D</sub> where θ<sub>J</sub>A 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 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

V<sub>S</sub> = ± 6V to 1.15V

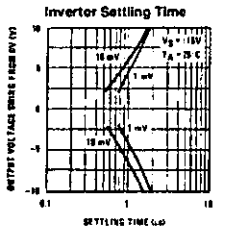
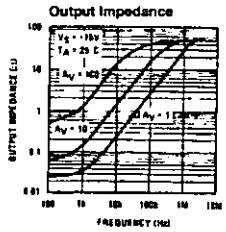
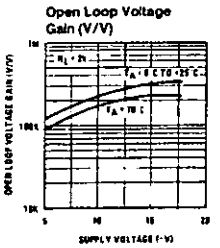
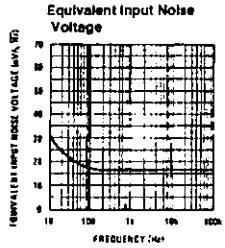
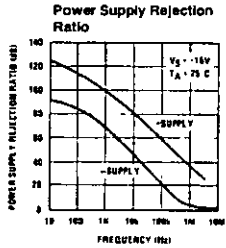
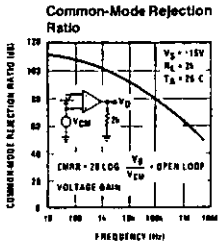
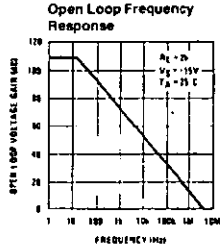
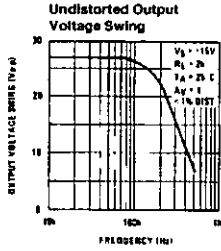
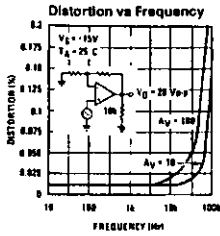
# Typical Performance Characteristics



TJ/H/8357-4



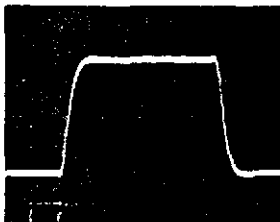
# Typical Performance Characteristics (Continued)



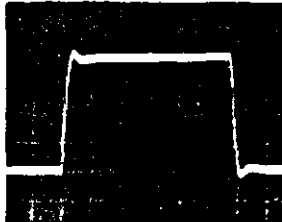
TL1414Q57-5

## Pulse Response

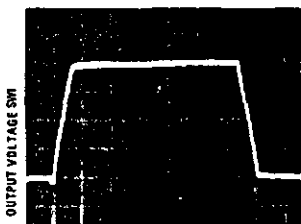
Small Signal Inverting



Small Signal Non-Inverting



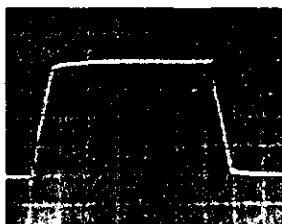
Large Signal Inverting



TIME (2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/8357-6

Large Signal Non-Inverting

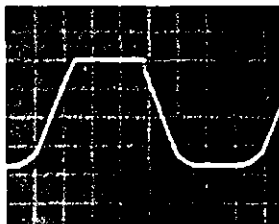


TL/H/8357-7

TL/H/8357-8

TL/H/8357-9

Current Limit ( $R_L = 100\Omega$ )



TL/H/8357-10

## 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

## Application Hints (Continued)

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 decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 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  $\pm 6V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  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

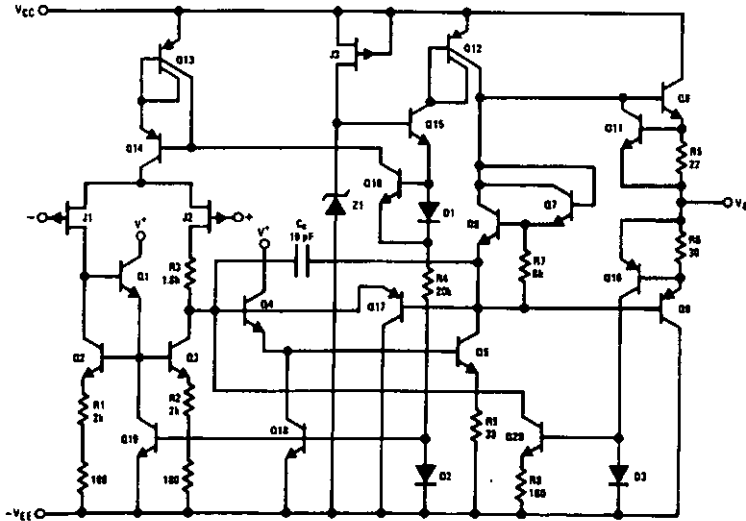
in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

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, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input 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.

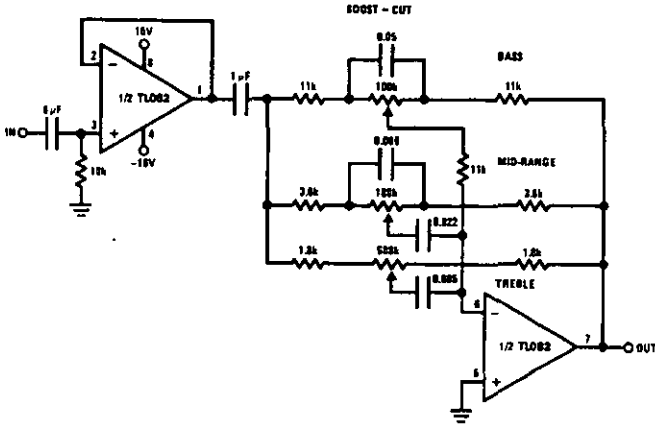
## Detailed Schematic



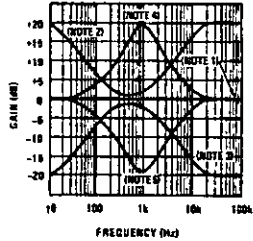
TL/40057-11

## Typical Applications

### Three-Band Active Tone Control



TL/H/8357-12



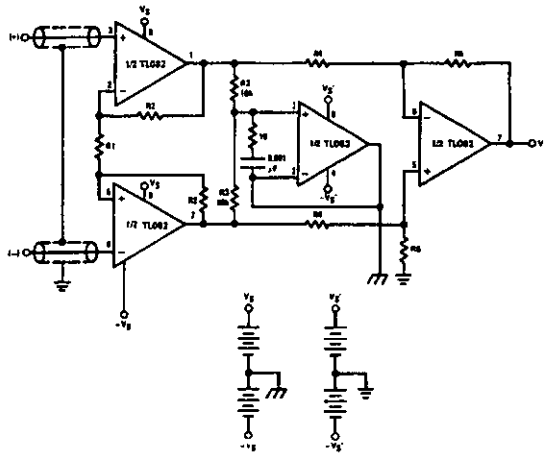
TL/H/8357-13

- Note 1: All controls flat.
- Note 2: Bass and treble boost, mid flat.
- Note 3: Bass and treble cut, mid flat.
- Note 4: Mid boost, bass and treble flat.
- Note 5: Mid cut, bass and treble flat.

- All potentiometers are linear taper
- Use the LF347 Quad for stereo applications

## Typical Applications (Continued)

### Improved CMRR Instrumentation Amplifier



SOPMATE

TL/H/8257-14

$$A_v = \left( \frac{2R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{R_5}{R_4}$$

▲ and ● are separate isolated grounds

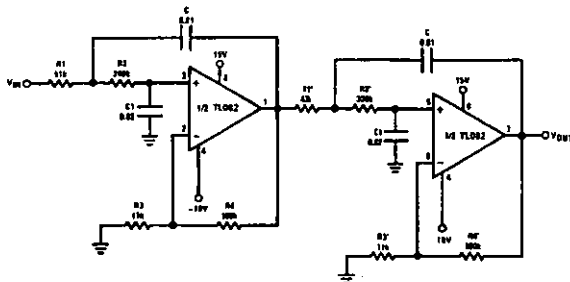
Matching of R2's, R4's and R5's control CMRR

With  $A_{V1} = 1400$ , resistor matching = 0.01%: CMRR = 136 dB

• Very high input impedance

• Super high CMRR

### Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



TL/H/8257-15

• Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1} + \frac{1}{R_3 R_4 C C_2}} = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1} + \frac{1}{R_3 R_4 C C_2}}$

• Passband gain ( $H_0$ ) =  $(1 + R_4/R_3)(1 + R_4'/R_3')$

• First stage Q = 1.31

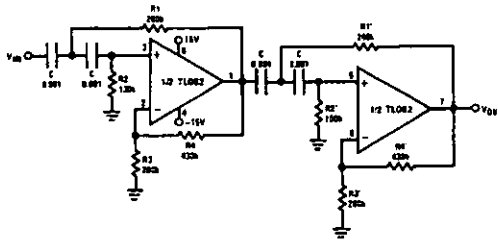
• Second stage Q = 0.541

• Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 100

• Offset nulling necessary for accurate DC performance

## Typical Applications (Continued)

### Fourth Order High Pass Butterworth Filter



TL/H/9357-16

• Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\sqrt{\frac{2}{R_1 R_2 C^2} + \frac{1}{2\pi}} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C^2} + \frac{1}{2\pi}}$

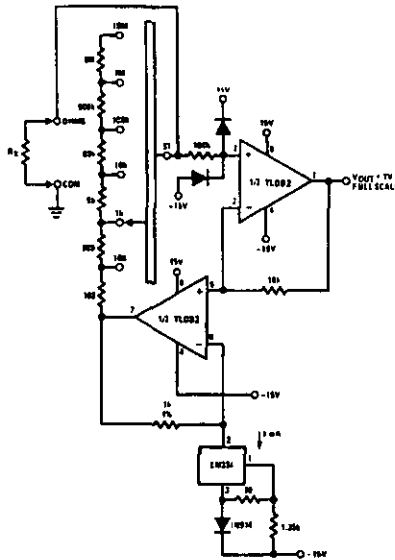
• Passband gain ( $H_C$ ) =  $(1 + R_4/R_3)(1 + R_4'/R_3')$

• First stage  $Q = 1.31$

• Second stage  $Q = 0.541$

• Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10

### Ohms to Volts Converter

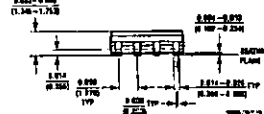
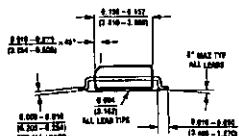
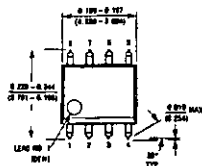


TL/H/9357-17

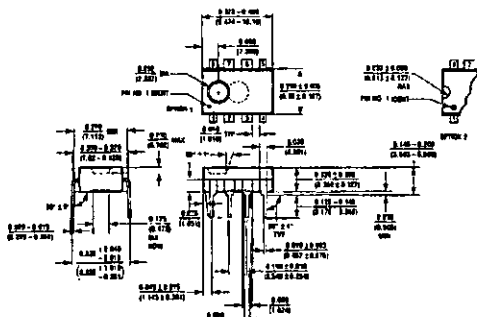
$$V_O = \frac{1V}{R_{LADDER}} \times R_x$$

Where  $R_{LADDER}$  is the resistance from switch S1 pole to pin 7 of the TL082CP.

**Physical Dimensions** inches (millimeters)



Order Number TL082CM  
NS Package M08A



Order Number TL082CP  
NS Package N08E

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation  
1111 West Bardin Road  
Arlington, TX 76017  
Tel: (800) 272-9999  
Fax: (800) 737-7018

National Semiconductor Europe  
Fax: (+40) 0-180-630 85 80  
Email: [enrg@semu2.nsc.com](mailto:enrg@semu2.nsc.com)  
Deutsch: Tel: (+40) 0-180-630 85 85  
English: Tel: (+40) 0-180-632 79 32  
Français: Tel: (+40) 0-180-632 83 58  
Italiano: Tel: (+40) 0-180-634 18 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.  
13th Floor, Straight Block,  
Oneworld Centre, 8 Canton Rd.  
Tsimshatsui, Kowloon  
Hong Kong  
Tel: (852) 2737-1800  
Fax: (852) 2736-6980

National Semiconductor Japan Ltd.  
Tel: 81-043-296-2309  
Fax: 81-043-296-2405

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, nor circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

# Voltage comparator

LM111/211/311/  
LM311B

## DESCRIPTION

The LM111 series are voltage comparators that have input currents approximately a hundred times lower than devices like the  $\mu$ A710. They are designed to operate over a wider range of supply voltages; from standard  $\pm 15V$  or amp supplies down to a single 3V supply. Their output is compatible with RTL, DTL, and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50mA.

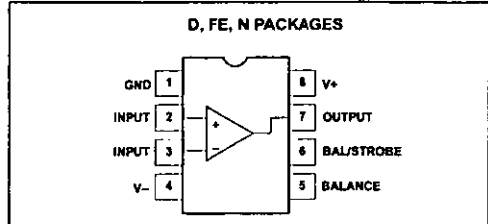
Both the inputs and the outputs of the LM111 series can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply, or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire-ORed.

Although slower than the  $\mu$ A710 (200ns response time vs 40ns), the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 series has the same pin configuration as the  $\mu$ A710 series.

## FEATURES

- Operates from single 3V supply (LM311B)
- Maximum input bias current: 150nA (LM311—250nA)
- Maximum offset current: 20nA (LM311—50nA)
- Differential input voltage range:  $\pm 30V$
- Power consumption: 135mW at  $\pm 15V$
- High sensitivity—200V/mV
- Zero crossing detector

## PIN CONFIGURATION



## APPLICATIONS

- Precision squarer
- Positive/negative peak detector
- Low voltage adjustable reference supply
- Switching power amplifier

## ORDERING INFORMATION

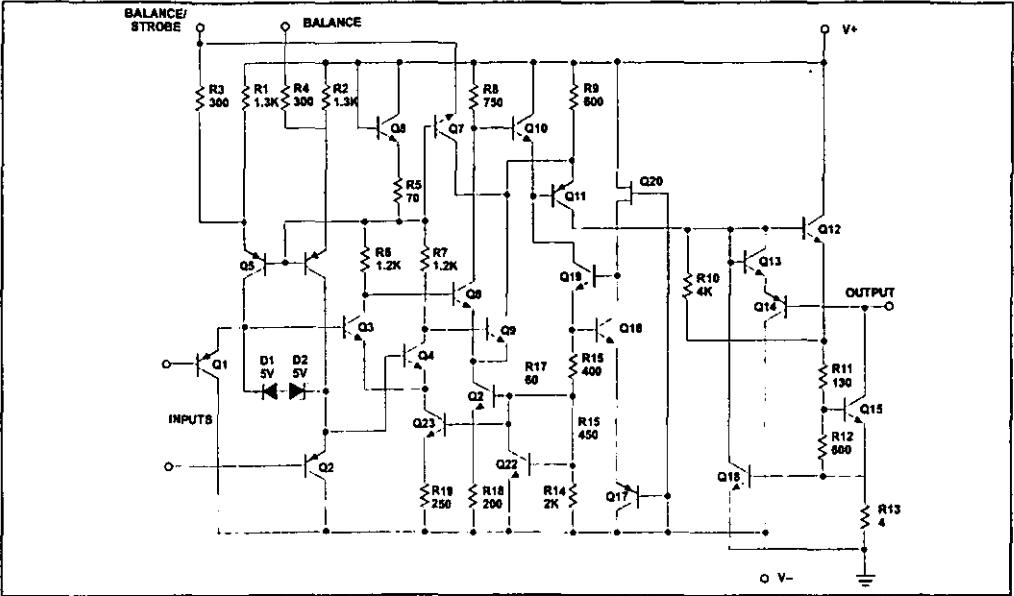
DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM111N	0404B
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM211N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 to +70°C	LM311D	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM311N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	-25°C to +85°C	LM211D	0174C
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM111FE	0580A
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 to +70°C	LM311BD	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM311BN	0404B



Voltage comparator

LM111/211/311/  
LM311B

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V <sub>S</sub>	Total supply voltage	36	V
	Output to negative supply voltage:		
	LM111/LM211 LM311/LM311B	50 40	V V
	Ground to negative supply voltage	30	V
	Differential input voltage	±30	V
V <sub>IN</sub>	Input voltage <sup>1</sup>	±15	V
P <sub>D</sub> MAX	Maximum power dissipation, T <sub>A</sub> =25°C (still-air) <sup>2</sup>		
	F package	810	mW
	N package	1190	mW
	D package	780	mW
I	Output short-circuit duration	10	sec
T <sub>A</sub>	Operating ambient temperature range		
	LM111	-55 to +125	°C
	LM211 LM311/LM311B	-25 to +85 0 to +70	°C °C
T <sub>STG</sub>	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T <sub>SOLD</sub>	Lead soldering temperature (10sec max)	300	°C

- NOTES:
1. This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
  2. Derate above 25°C, at the following rates: F package at 6.4mW/°C; N package at 9.5mW/°C; D package at 6.2mW/°C

## Voltage comparator

LM111/211/311/  
LM311BDC ELECTRICAL CHARACTERISTICS<sup>1, 2, 3, 6</sup>

Over temperature range unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM111/LM211			LM311			LM311B			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage <sup>3</sup>	T <sub>A</sub> =25°C, R <sub>S</sub> ≤50kΩ		0.7	3.0		2.0	7.5		2.0	7.5	mV
I <sub>OS</sub>	Input offset current <sup>3</sup>	T <sub>A</sub> =25°C		4.0	10		6.0	50		6	25	nA
I <sub>BIAS</sub>	Input bias current	T <sub>A</sub> =25°C		60	100		100	250		100	200	nA
A <sub>V</sub>	Voltage gain	T <sub>A</sub> =25°C		200			200			200		V/mV
	Response time <sup>4</sup>	T <sub>A</sub> =25°C		200			200			500		ns
V <sub>SAT</sub>	Saturation voltage	LM111/211 V <sub>IN</sub> ≤5mV, I <sub>OUT</sub> =50mA LM311/B V <sub>IN</sub> ≤10mV, I <sub>OUT</sub> =50mA T <sub>A</sub> =25°C		0.75	1.5		0.75	1.5		0.75	1.5	V
I <sub>BAL/STR</sub>	Strobe on current	T <sub>A</sub> =25°C		3.0			3.0			3.0		mA
I <sub>LEAKAGE</sub>	Output leakage current <sup>6</sup>	LM111/211 V <sub>IN</sub> ≥5mV, V <sub>OUT</sub> =35V LM311/B V <sub>IN</sub> ≥10mV, V <sub>OUT</sub> =35V T <sub>A</sub> =25°C, I <sub>STROBE</sub> =3mA (V <sub>-</sub> = V <sub>GND</sub> = -5V)		0.2	10		0.2	50		0.2	50	nA
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage <sup>3</sup>	R <sub>S</sub> ≤50kΩ			4.0			10			10	mV
I <sub>OS</sub>	Input offset current <sup>3</sup>				20			70			50	nA
I <sub>BIAS</sub>	Input bias current				150			300			250	nA
V <sub>IN</sub>	Input voltage range	V <sub>+</sub> ±15V (Pin 7 may go to 5V)	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	V <sub>-</sub> +0.5		V <sub>+</sub> -1.5	V
V <sub>OL</sub>	Saturation voltage <sup>6</sup>	V <sub>+</sub> ≥ 4.5V, V <sub>-</sub> = 0 LM111/211 V <sub>IN</sub> ≥5mV, I <sub>SINK</sub> ≤8mA LM311/B V <sub>IN</sub> ≤10mV, I <sub>SINK</sub> ≤8mA		0.23	0.4		0.23	0.4		0.23	0.4	V
I <sub>OH</sub>	Output leakage current	V <sub>IN</sub> ≥5mV, V <sub>OUT</sub> =35V		0.1	0.5							μA
I <sub>CC</sub>	Positive supply current	T <sub>A</sub> =25°C		5.1	6.0		5.1	7.5		1.6	3.5	mA
I <sub>EE</sub>	Negative supply voltage	T <sub>A</sub> =25°C		4.1	5.0		4.1	5.0				mA

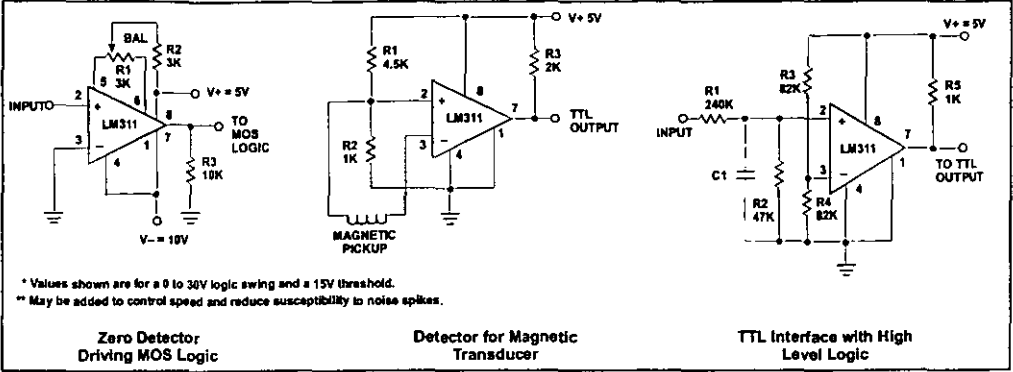
## NOTES:

1. This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
2. These specifications apply for V<sub>S</sub>=±15V and 0°C < T<sub>A</sub> < 70°C unless otherwise specified. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ 85°C and for the LM111 is limited to -55°C T<sub>A</sub> < 125°C. The offset voltage, offset current, and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.
3. The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.
4. The response time specified is for a 100mV input step with 5mV over-drive.
5. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3mA to 5mA.
6. LM311B, all parameters are at V<sub>+</sub> = 3V ±10%, V<sub>-</sub> = GND = 0V.

# Voltage comparator

LM111/211/311/  
LM311B

## TYPICAL APPLICATIONS



## MM74HC688 8-Bit Magnitude Comparator (Equality Detector)

### General Description

The MM74HC688 equality detector utilizes advanced silicon-gate CMOS technology to compare bit for bit two 8-bit words and indicates whether or not they are equal. The  $\overline{P=Q}$  output indicates equality when it is LOW. A single active low enable is provided to facilitate cascading of several packages and enable comparison of words greater than 8 bits.

This device is useful in memory block decoding applications, where memory block enable signals must be generated from computer address information.

The comparator's output can drive 10 low power Schottky equivalent loads. This comparator is functionally and pin compatible to the 74LS688. All inputs are protected from damage due to static discharge by diodes to  $V_{CC}$  and ground.

### Features

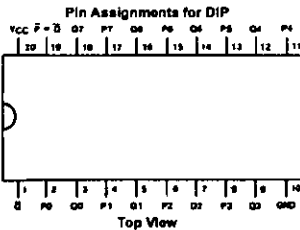
- Typical propagation delay: 20 ns
- Wide power supply range: 2–5V
- Low quiescent current: 80  $\mu$ A (74 Series)
- Large output current: 4 mA (74 Series)
- Same as HC521

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
MM74HC688WM	M20B	20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300" Wide
MM74HC688SJ	M20D	20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
MM74HC688MTC	MTC20	20-Lead Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP), JEDEC MO-153, 4.4mm Wide
MM74HC688N	N20A	20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

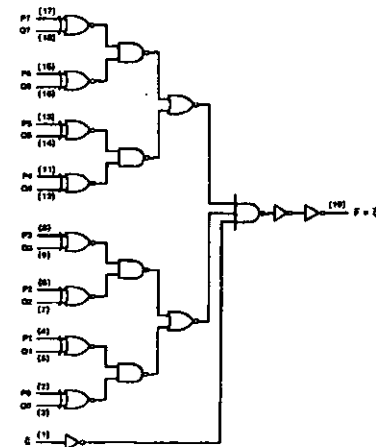
### Connection Diagram



### Truth Table

Inputs		$\overline{P=Q}$
Data	Enable	
P,Q	$\overline{G}$	$\overline{P=Q}$
P = Q	L	L
P > Q	L	H
P < Q	L	H
X	H	H

### Logic Diagram



**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)  
(Note 2)

Supply Voltage ( $V_{CC}$ )	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage ( $V_{IN}$ )	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage ( $V_{OUT}$ )	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current ( $I_{IK}, I_{OK}$ )	$\pm 20$ mA
DC Output Current, per pin ( $I_{OUT}$ )	$\pm 25$ mA
DC $V_{CC}$ or GND Current, per pin ( $I_{CC}$ )	$\pm 50$ mA
Storage Temperature Range ( $T_{STG}$ )	-85°C to +150°C
Power Dissipation ( $P_D$ )	
(Note 3)	600 mW
S.O. Package only	500 mW
Lead Temperature ( $T_L$ )	
(Soldering 10 seconds)	260°C

**Recommended Operating Conditions**

Supply Voltage ( $V_{CC}$ )	Min	Max	Units
DC Input or Output Voltage	0	$V_{CC}$	V
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-40	+85	°C
Input Rise or Fall Times			
( $t_r, t_f$ ) $V_{CC} = 2.0V$		1000	ns
$V_{CC} = 4.5V$		500	ns
$V_{CC} = 6.0V$		400	ns

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package — 12 mW/°C from 85°C to 65°C.

**DC Electrical Characteristics** (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	$V_{CC}$	$T_A = 25^\circ C$			Units
				Typ	Guaranteed Limits		
$V_{IH}$	Minimum HIGH Level Input Voltage		2.0V		1.5	1.5	V
			4.5V		3.15	3.15	V
			6.0V		4.2	4.2	V
$V_{IL}$	Maximum LOW Level Input Voltage		2.0V		0.5	0.5	V
			4.5V		1.35	1.35	V
			6.0V		1.8	1.8	V
$V_{OH}$	Minimum HIGH Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or $V_{IL}$ $I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	2.0	1.9	1.9	V
			4.5V	4.5	4.4	4.4	V
			6.0V	6.0	5.9	5.9	V
			4.5V	4.2	3.98	3.84	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	V
$V_{OL}$	Maximum LOW Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or $V_{IL}$ $I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	0	0.1	0.1	V
			4.5V	0	0.1	0.1	V
			6.0V	0	0.1	0.1	V
			4.5V	0.2	0.26	0.33	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	V
$I_{IH}$	Maximum Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	6.0V		$\pm 0.1$	$\pm 1.0$	$\mu A$
$I_{CC}$	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND $I_{OUT} = 0 \mu A$	6.0V		8.0	80	$\mu A$

Note 4: For a power supply of 5V  $\pm 10\%$  the worst case output voltages ( $V_{OH}$  and  $V_{OL}$ ) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case  $V_{IH}$  and  $V_{IL}$  occur at  $V_{CC} = 5.5V$  and 4.5V respectively. (The  $V_{IH}$  value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current ( $I_{IH}$ ,  $I_{CC}$ , and  $I_{OZ}$ ) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

## AC Electrical Characteristics

$V_{CC} = 5V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C_L = 15 pF$ ,  $t_r = t_f = 6 ns$

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$	Maximum Propagation Delay, any P or Q to Output		21	30	ns
$t_{PLH}$ , $t_{PHL}$	Maximum Propagation Delay, Enable to any Output		14	20	ns

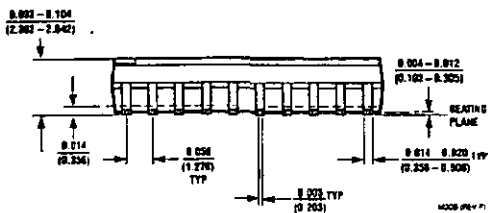
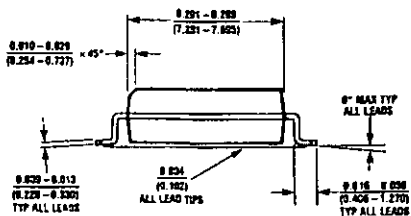
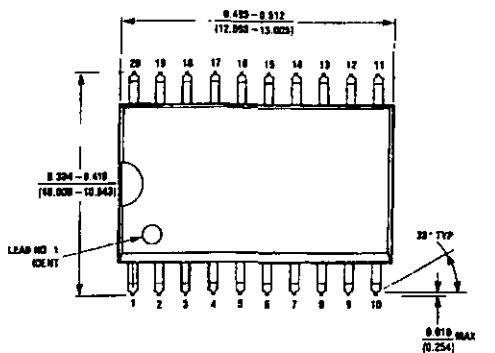
## AC Electrical Characteristics

$V_{CC} = 2.0V$  to  $6.0V$ ,  $C_L = 50 pF$ ,  $t_r = t_f = 6 ns$  (unless otherwise specified)

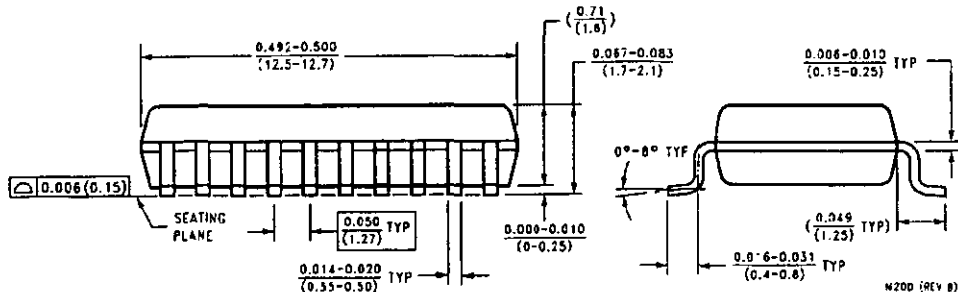
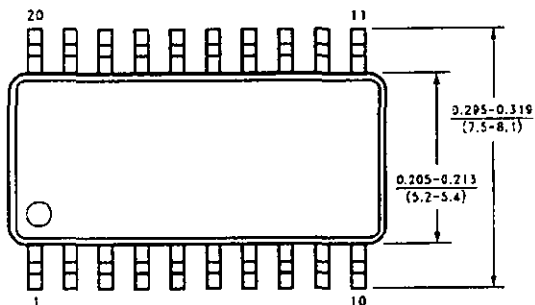
Symbol	Parameter	Conditions	$V_{CC}$	$T_A = 25^\circ C$				Units
				Typ	Guaranteed Limits			
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$	Maximum Propagation Delay, P or Q to Output		2.0V	60	175	220	263	ns
			4.5V	22	35	44	53	ns
			6.0V	19	30	38	45	ns
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$	Maximum Propagation Delay, Enable to Output		2.0V	45	120	150	180	ns
			4.5V	15	24	30	36	ns
			6.0V	13	20	25	30	ns
$t_{THL}$ , $t_{TLH}$	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	30	75	95	110	ns
			4.5V	8	15	19	22	ns
			6.0V	7	13	16	19	ns
$C_{PD}$	Power Dissipation Capacitance (Note 5)			45				pF
$C_{IN}$	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF

Note 5:  $C_{PD}$  determines the no load dynamic power consumption,  $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$ , and the no load dynamic current consumption,  $I_S = C_{PD} V_{CC} f + I_{CC}$ .

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted

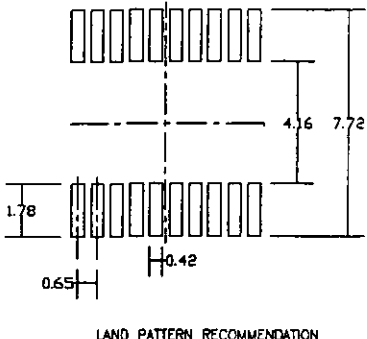
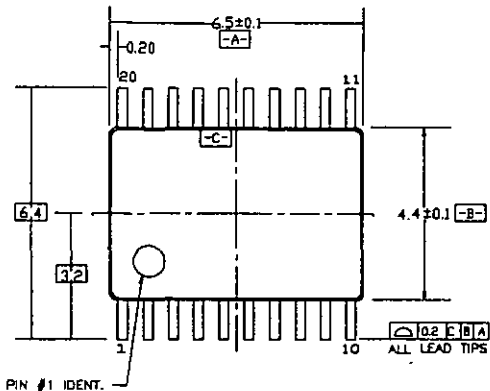


**20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300" Wide  
Package Number M20B**

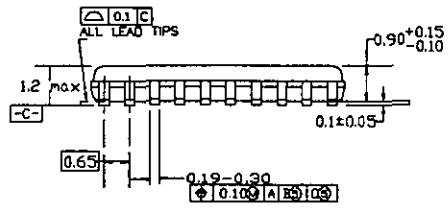


**20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide  
Package Number M20D**

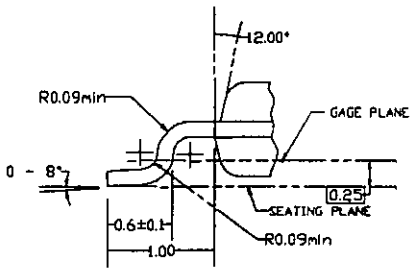
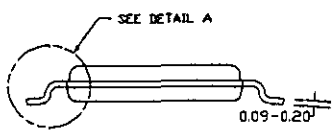
**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



LAND PATTERN RECOMMENDATION



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS



DETAIL A

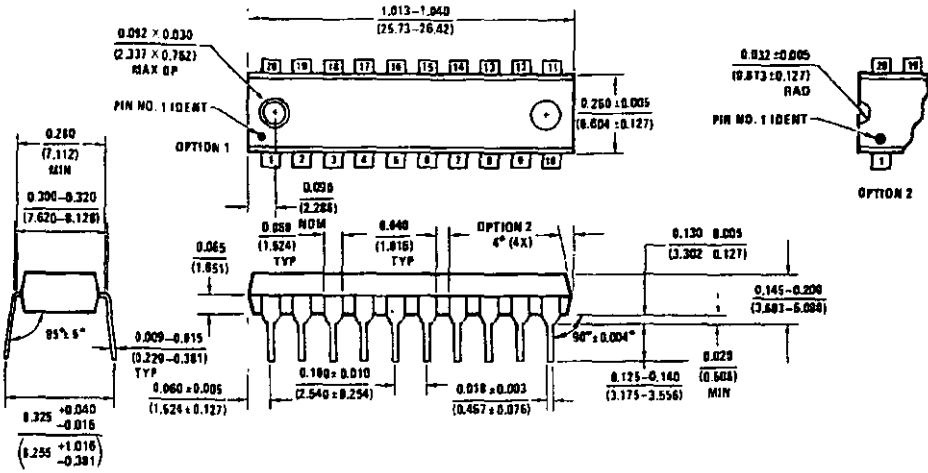
NOTES:

- A. CONFORMS TO JEDEC REGISTRATION MO-153, VARIATION AC, REF NOTE 6, DATE 7/93.
- B. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLDS FLASH, AND TIE BAR EXTRUSIONS.
- D. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ANSI Y14.5M, 1982.

**20-Lead Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP), JEDEC MO-153, 4.4mm Wide  
Package Number MTC20**



**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide  
Package Number N20A

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM74LS373 • DM74LS374

### 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

#### General Description

These 8-bit registers feature totem-pole 3-STATE outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance state and increased high-logic level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the DM74LS373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is HIGH the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken LOW the output will be latched at the level of the data that was set up.

The eight flip-flops of the DM74LS374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock, the Q outputs will be set to the logic states that were set up at the D inputs.

A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (HIGH or LOW logic levels) or a high-impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are OFF.

#### Features

- Choice of 8 latches or 8 D-type flip-flops in a single package
- 3-STATE bus-driving outputs
- Full parallel-access for loading
- Buffered control inputs
- P-N-P inputs reduce D-C loading on data lines

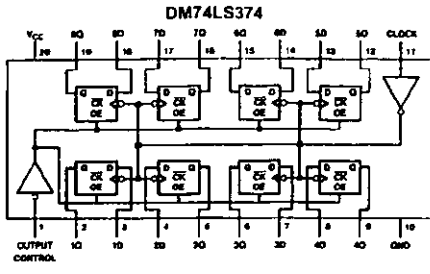
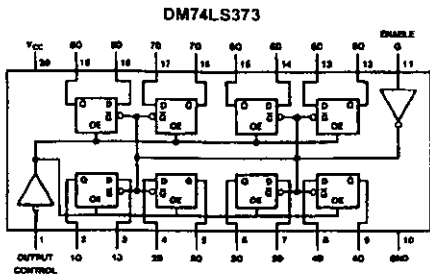
#### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS373WM	M20B	20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300 Wide
DM74LS373SJ	M20D	20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS373N	N20A	20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide
DM74LS374WM	M20B	20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300 Wide
DM74LS374SJ	M20D	20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
IDM29901NC	N20A	20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

DM74LS373 • DM74LS374 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

## Connection Diagrams



## Function Tables

DM74LS373

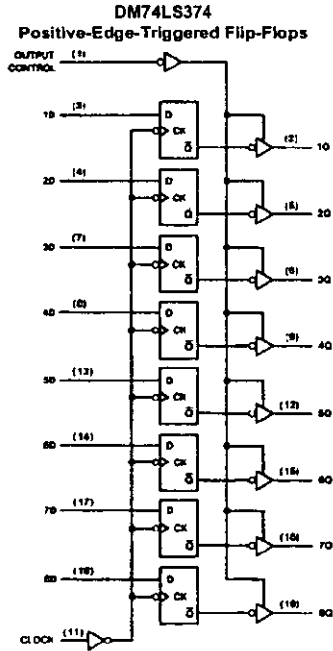
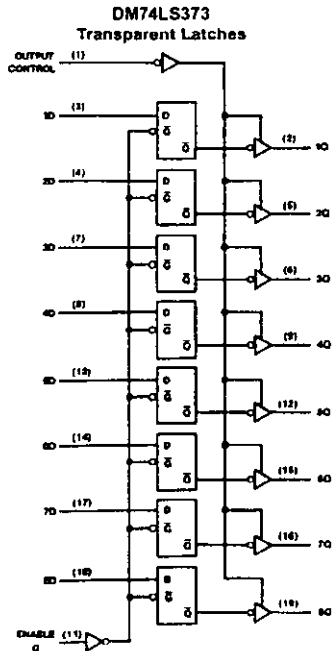
Output Control	Enable G	D	Output
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

DM74LS374

Output Control	Clock	D	Output
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

H = HIGH Level (Steady State)    L = LOW Level (Steady State)    X = Don't Care    Z = High Impedance State  
 ↑ = Transition from LOW-to-HIGH level    Q<sub>0</sub> = The level of the output before steady-state input conditions were established.

## Logic Diagrams



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

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

## DM74LS373 Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-2.6	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			24	mA
t <sub>w</sub>	Pulse Width (Note 3)	Enable HIGH	15		ns
		Enable LOW	15		ns
t <sub>SU</sub>	Data Setup Time (Note 2) (Note 3)	5↓			ns
t <sub>H</sub>	Data Hold Time (Note 2) (Note 3)	20↓			ns
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 2: The symbol (↓) indicates the falling edge of the clock pulse is used for reference.

Note 3: T<sub>A</sub> = 25°C and V<sub>CC</sub> = 5V.

## DM74LS373 Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max	2.4	3.1		V
		V <sub>IL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min				
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max		0.35	0.5	V
		V <sub>IL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min				
		I <sub>OL</sub> = 12 mA, V <sub>CC</sub> = Min			0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OZH</sub>	Off-State Output Current with HIGH Level Output Voltage Applied	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>O</sub> = 2.7V V <sub>IH</sub> = Min, V <sub>IL</sub> = Max			20	μA
I <sub>OZL</sub>	Off-State Output Current with LOW Level Output Voltage Applied	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>IH</sub> = Min, V <sub>IL</sub> = Max			-20	μA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 5)	-50		-225	mA
I <sub>CC</sub>	Supply Current	V <sub>CC</sub> = Max, OC = 4.5V, D <sub>n</sub> , Enable = GND		24	40	mA

Note 4: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

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

## DM74LS373 Switching Characteristics

at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ C$

Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	$R_L = 687\Omega$				Units
			$C_L = 45\text{ pF}$		$C_L = 150\text{ pF}$		
			Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Data to Q		18		26	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Data to Q		18		27	ns
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Enable to Q		30		38	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Enable to Q		30		36	ns
$t_{PZH}$	Output Enable Time to HIGH Level Output	Output Control to Any Q		28		36	ns
$t_{PZL}$	Output Enable Time to LOW Level Output	Output Control to Any Q		36		50	ns
$t_{PHZ}$	Output Disable Time from HIGH Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		20			ns
$t_{PLZ}$	Output Disable Time from LOW Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		25			ns

Note 6:  $C_L = 5\text{ pF}$

## DM74LS374 Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-2.6	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			24	mA
$t_W$	Pulse Width (Note 8)	Clock HIGH 15			ns
		Clock LOW 15			
$t_{SU}$	Data Setup Time (Note 7) (Note 8)	20 $\uparrow$			ns
$t_H$	Data Hold Time (Note 7) (Note 8)	1 $\uparrow$			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	$^\circ C$

Note 7: The symbol ( $\uparrow$ ) indicates the rising edge of the clock pulse is used for reference.

Note 8:  $T_A = 25^\circ C$  and  $V_{CC} = 5V$ .

## DM74LS374 Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 9)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$	2.4	3.1		V
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Min}$ $I_{OL} = 12 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$		0.35 0.25	0.5 0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7V$			0.1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7V$			20	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4V$			-0.4	mA
$I_{OZH}$	Off-State Output Current with HIGH Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 2.7V$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{IL} = \text{Max}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{OZL}$	Off-State Output Current with LOW Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 0.4V$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{IL} = \text{Max}$			-20	$\mu\text{A}$
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 10)	-50		-225	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}, D_n = \text{GND}, OC = 4.5V$		27	45	mA

Note 9: All typicals are at  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$ .

Note 10: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

## DM74LS374 Switching Characteristics

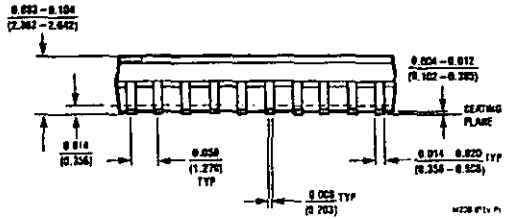
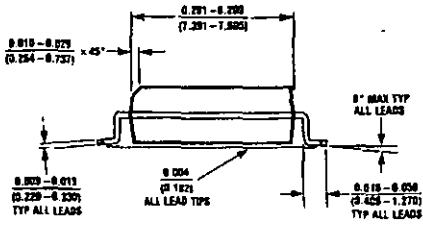
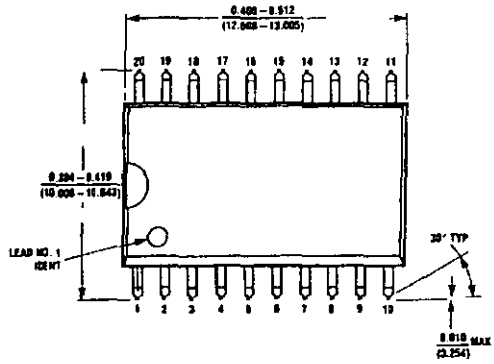
at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Parameter	$R_L = 667\Omega$				Units
		$C_L = 45 \text{ pF}$		$C_L = 150 \text{ pF}$		
		Min	Max	Min	Max	
$f_{MAX}$	Maximum Clock Frequency	35		20		MHz
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output		28		32	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output		28		38	ns
$t_{pZH}$	Output Enable Time to HIGH Level Output		28		44	ns
$t_{pZL}$	Output Enable Time to LOW Level Output		28		44	ns
$t_{PHZ}$	Output Disable Time from HIGH Level Output (Note 11)		20			ns
$t_{PLZ}$	Output Disable Time from LOW Level Output (Note 11)		25			ns

Note 11:  $C_L = 5 \text{ pF}$ .

UMI/4LS3/3 • UMI/4LS3/4

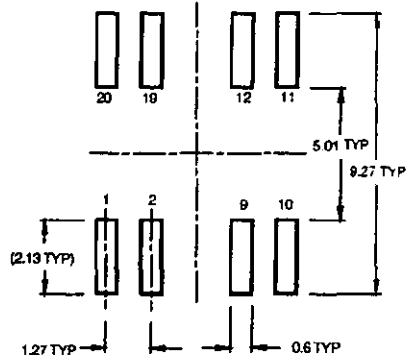
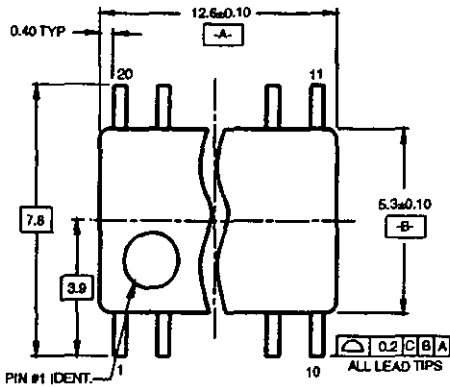
**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



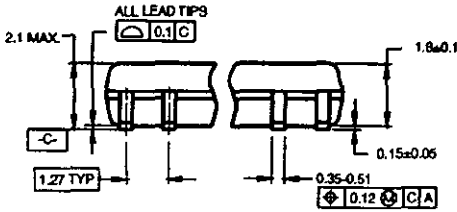
20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300 Wide  
Package Number M20B

MOB #14 P.

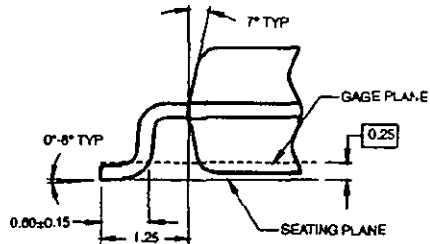
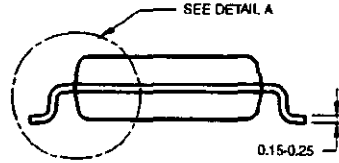
**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**LAND PATTERN RECOMMENDATION**



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS



**DETAIL A**

**NOTES:**

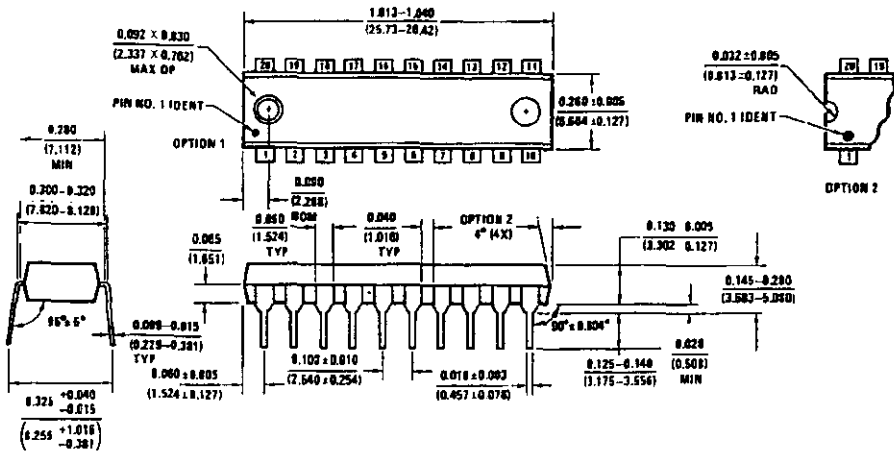
- A. CONFORMS TO EIAJ EDR-7320 REGISTRATION, ESTABLISHED IN DECEMBER, 1998.
- B. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH, AND TIE BAR EXTRUSIONS.

M20DRevB1

20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide  
Package Number M20D



# Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N20A

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

# DM74LS164

## 8-Bit Serial In/Parallel Out Shift Register

### General Description

These 8-bit shift registers feature gated serial inputs and an asynchronous clear. A low logic level at either input inhibits entry of the new data, and resets the first flip-flop to the low level at the next clock pulse, thus providing complete control over incoming data. A high logic level on either input enables the other input, which will then determine the state of the first flip-flop. Data at the serial inputs may be changed while the clock is HIGH or LOW, but only information meeting the setup and hold time requirements will be entered. Clocking occurs on the LOW-to-HIGH level transition of the clock input. All inputs are diode-clamped to minimize transmission-line effects.

### Features

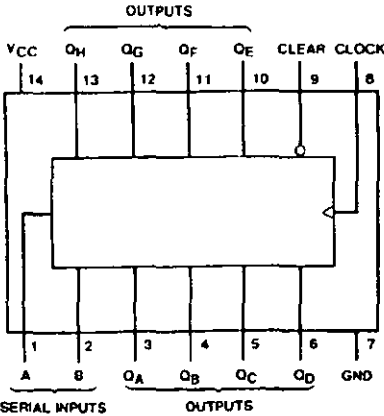
- Gated (enable/disable) serial inputs
- Fully buffered clock and serial inputs
- Asynchronous clear
- Typical clock frequency 36 MHz
- Typical power dissipation 80 mW

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS164M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS164N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



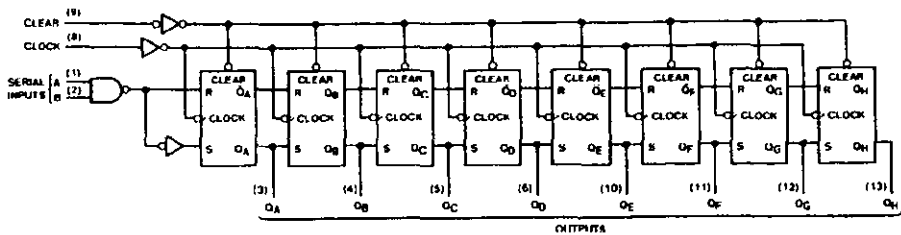
### Function Table

Inputs		Outputs				
Clear	Clock	A	B	QA	QB	QH
L	X	X	X	L	L	L
H	L	X	X	QA0	QB0	QH0
H	↑	H	H	H	QA1	QH1
H	↑	L	X	L	QA1	QH1
H	↑	X	L	L	QA1	QH1

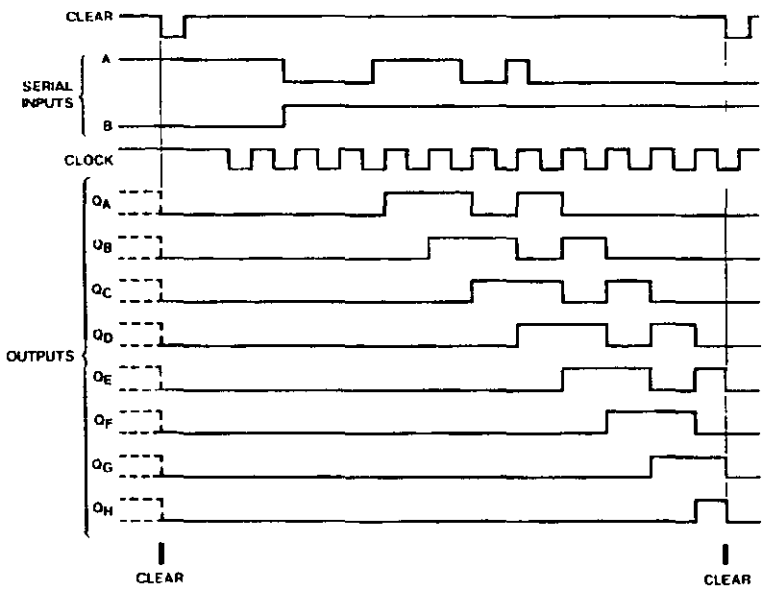
H = HIGH Level (steady state)  
L = LOW Level (steady state)  
X = Don't Care (any input, including transitions)  
↑ = Transition from LOW-to-HIGH level  
QA0, QB0, QH0 = The level of QA, QB, or QH, respectively, before the indicated steady-state input conditions were established.  
QA1, QB1, QH1 = The level of QA or QB before the most recent ↑ transition of the clock; indicates a one-bit shift.

UM145104

### Logic Diagram



### Timing Diagram



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

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

## Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
f <sub>CLK</sub>	Clock Frequency (Note 2)	0		25	MHz
t <sub>W</sub>	Pulse Width (Note 2)	Clock	20		ns
		Clear	20		
t <sub>SU</sub>	Data Setup Time (Note 2)	17			ns
t <sub>H</sub>	Data Hold Time (Note 2)	5			ns
t <sub>REL</sub>	Clear Release Time (Note 2)	30			ns
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 2: T<sub>A</sub> = 25°C and V<sub>CC</sub> = 5V.

## Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 3)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max V <sub>R</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max V <sub>IL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min		0.35	0.5	V
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	µA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 4)	-20		-100	mA
I <sub>CC</sub>	Supply Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 5)		16	27	mA

Note 3: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 4: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

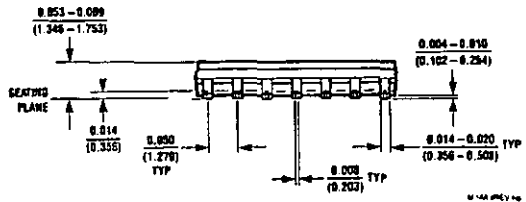
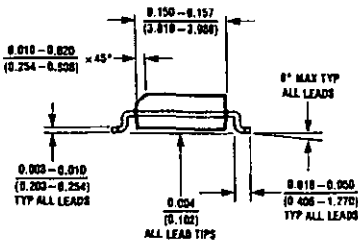
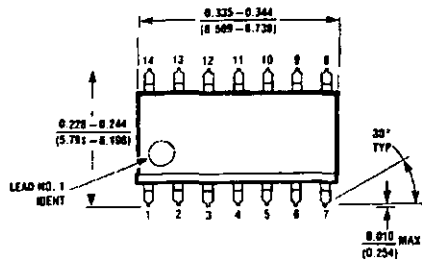
Note 5: I<sub>CC</sub> is measured with all outputs OPEN, the SERIAL input grounded, the CLOCK input at 2.4V, and a momentary ground, then 4.5V applied to the CLEAR input.

## Switching Characteristics

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

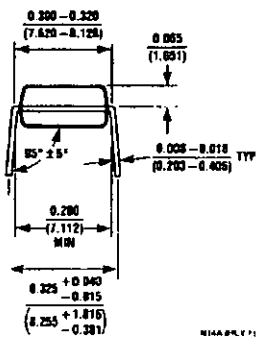
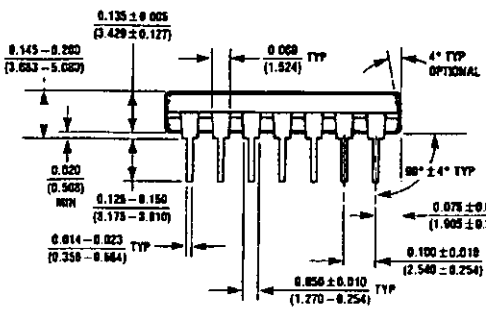
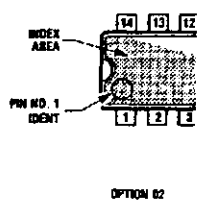
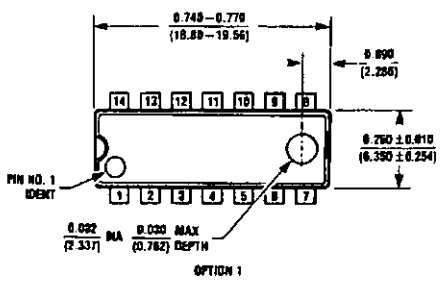
Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
			C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
			Min	Max	Min	Max	
f <sub>MAX</sub>	Maximum Clock Frequency		25			MHz	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Clock to Output		27		30	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Clock to Output		32		40	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Clear to Output		36		45	ns

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow  
Package Number M14A

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Schwalb, Arthur. "TIROS-N/NOAA A-G SATELLITES SERIES", NOAA Technical Memorandum, NESS 95, March 1978.
- Lauritson, Levin. "DATA EXTRACTION AND CALIBRATION OF TIROS-N/NOAA RADIOMETERS", November 1979.
- Chuvieco, Emilio. "FUNDAMENTOS DE TELEDETECCION ESPACIAL" Ediciones RIALP S.A., España 1990.
- "FUNDAMENTOS DE TELECOMUNICACIONES DIGITALES", Teledata 1993.
- Schneider R., John. "GUIDE FOR DESIGNING RF GROUND RECEIVING STATIONS FOR TIROS-N", NOAA Technical Report NESS 75, Washington DC December 1976.
- Stremier G., Ferrel. "SISTEMAS DE COMUNICACION", Alfaomega, México 1989.
- B. P., Lathi. "INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION", Noriega Editores, México 1990.
- Roden S., Martin. "DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS DESIGN", Prentice Hall, U.S.A. 1988.
- Miller M., Gary. "MODERN ELECTRONIC COMMUNICATION", Prentice Hall, U.S.A. 1988.
- "PERIPHERALS", INTEL Corporation, U.S.A. 1990.