

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO DE UN RADIOTELESCOPIO PARA EL OBSERVATORIO ASTRONÓMICO DE QUITO

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**PABLO DANILO MÉNDEZ MAIGUA
FRANKLIN LEONEL SÁNCHEZ CATOTA**

DIRECTOR: DR. ERICSON LOPEZ I. Ph.D.

Quito, marzo 2007

CONTENIDO

CONTENIDO.....	2
DECLARACIÓN	4
CERTIFICACIÓN	5
AGRADECIMIENTOS	6
DEDICATORIA.....	7
RESUMEN	8
PRESENTACION	9
CAPÍTULO 1	1
FUNDAMENTO TEORICO.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA.....	1
1.2.1 PARAMETROS DE LA RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA.....	1
1.2.2 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	3
1.2.3 POLARIZACIÓN DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS	4
1.2.4 EFECTOS DEL MEDIO SOBRE LA RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA.....	5
1.3 FUENTES DE EMISIÓN DE RADIOFRECUENCIA.....	6
1.4 RELACIONES BÁSICAS DE POTENCIA, POTENCIA ESPECTRAL Y BRILLO.....	8
1.4.1 DISTRIBUCIÓN DE BRILLO.....	10
1.4.2 DENSIDAD DE FLUJO PARA UNA FUENTE DISCRETA	13
1.5 RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO Y LEY DE RADIACIÓN DE PLANCK.....	17
1.6 LEY DE RAYLEIGH JEANS.....	20
1.7 LEY DE RADIACIÓN APLICADA A FUENTES DISCRETAS	21
1.8 TEMPERATURA Y RUIDO.....	22
1.9 MÍNIMA TEMPERATURA DETECTABLE Y DENSIDAD DE FLUJO	22
CAPÍTULO 2	25
DISEÑO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN DEL RADIOTELESCOPIO.....	25
2.1 INTRODUCCIÓN	25
2.2 BREVE ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA DEL SOL Y SU ACTIVIDAD	26
2.2.1 MECANISMOS DE EMISIÓN.....	27
2.3 DISEÑO DEL RADIOTELESCOPIO.....	28
2.3.1 LA ANTENA.....	29
2.3.2 RECEPTORES PARA RADIOTELESCOPIOS	44
2.3.3 AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA RF	59
2.3.4 DETECTOR DE LEY CUADRADA	62
2.3.5 AMPLIFICADOR DE BAJA FRECUENCIA.....	65
2.3.6 INTEGRADOR.....	67
2.3.7 ADQUISICIÓN DE DATOS POR LA TARJETA DE SONIDO	67
2.4 INTERFAZ DE USUARIO	69
CAPÍTULO 3	77

DISEÑO DEL SISTEMA DE SEGUIMIENTO DEL RADIOTELESCOPIO.....	77
3.1 INTRODUCCIÓN.....	77
3.2 DISEÑO.....	77
3.2.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA.....	77
3.3 EL SISTEMA DE COORDENADAS ASTRONÓMICAS.....	78
3.3.1 SISTEMA DE COORDENADAS DEL HORIZONTE.....	78
3.3.2 SISTEMA DE COORDENADAS ECUATORIALES.....	79
3.3.3 SISTEMA DE COORDENADAS GALÁCTICAS.....	81
3.3.4 SISTEMA DE COORDENADAS ECLÍPTICAS.....	82
3.4 MONTURAS PARA TELESCOPIOS.....	83
3.4.1 TIPOS DE MONTURAS.....	84
3.5 DISEÑO DE LA MONTURA DE LA ANTENA.....	86
3.6 DISEÑO DEL SEGUIMIENTO AUTOMÁTICO.....	89
3.6.1 ACOPLAMIENTO MECÁNICO.....	89
3.6.2 SISTEMA DE CONTROL.....	90
3.6.3 INTERFAZ DE USUARIO.....	111
CAPÍTULO 4.....	114
EXPERIMENTACIÓN.....	114
4.1 INTRODUCCIÓN.....	114
4.2 NIVELES DE SEÑAL EN LAS ETAPAS DEL CIRCUITO.....	114
4.3 IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO IMPRESO.....	119
4.4 MONTAJE DE LA ESTRUCTURA MECÁNICA Y LA MONTURA.....	120
4.5 PRUEBAS DE RECEPCIÓN.....	122
4.5.1 RUIDO DEL SISTEMA.....	122
4.5.2 OBSERVACIÓN DEL SOL.....	124
4.5.3 OTRAS OBSERVACIONES.....	127
CAPÍTULO 5.....	129
5.1 PRESUPUESTO REFERENCIAL.....	129
5.2 CONCLUSIONES.....	130
5.3 RECOMENDACIONES.....	134
5.4 BIBLIOGRAFÍA.....	136

DECLARACIÓN

Nosotros, Pablo Danilo Méndez Maigua y Franklin Leonel Sánchez Catota declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Pablo Danilo Méndez Maigua

Franklin Leonel Sánchez Catota

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Pablo Danilo Méndez Maigua y Franklin Leonel Sánchez Catota, bajo mi supervisión.

DR. ERICSON LÓPEZ I. Ph.D

AGRADECIMIENTOS

Expresamos nuestra sincera gratitud al Dr. Ericson López Director del Observatorio Astronómico de Quito quien supervisó este trabajo. Además de facilitarnos la utilización de las instalaciones, equipos y servicios del mismo.

Finalmente nuestro agradecimiento al personal del OAQ quienes colaboraron para la culminación de este objetivo.

DEDICATORIA

A mis padres, mis hermanos: Isabel, David, Víctor Hugo, Jaime, Laura y Elva.
Especialmente a Karina, mi esposa.

Franklin Sánchez.

A mis padres, mi abuelita Esperanza, mis hermanos y especialmente a Maricela mi
esposa e Isaac mi hijo.

Pablo Méndez

RESUMEN

En este trabajo se ha diseñado un radiotelescopio para el Observatorio Astronómico de Quito con el propósito principal de estudiar las emisiones Solares haciendo un seguimiento de su movimiento aparente.

Para cumplir con este objetivo se utilizó equipos comerciales usados en la recepción de TV satelital a los que se los adaptó para este fin.

Basados en las características anteriores se diseñó y construyó un prototipo del que se obtuvieron resultados de observaciones de tránsitos del Sol y seguimiento de su movimiento, estos datos son adquiridos por medio del computador y de manera mas particular por la tarjeta de sonido para su posterior análisis e interpretación.

El sistema de movimiento para realizar el seguimiento al Sol está basado en un motor de pasos que es controlado por un microprocesador PIC.

Todo este sistema es monitoreado mediante una interfaz de usuario diseñada en LabVIEW que permite la adquisición de datos y control del sistema mediante el computador.

PRESENTACION

En la primera parte se realiza una introducción que consiste en un breve estudio de los parámetros y variables que son aplicados al diseño, entre estos están conceptos como espectro electromagnético, ventanas de radio, fuentes de radiación celeste, densidad de flujo de radiación, brillo, temperatura del sistema y las leyes aplicadas a estos fenómenos relacionándolas con la potencia recibida por una antena.

El capítulo segundo consiste en el diseño de todos los elementos constitutivos de un radiotelescopio para esto se analizan; las ventanas de radio o frecuencias donde es posible realizar estas observaciones, luego los parámetros de la antena para encontrar la resolución mínima del sistema pasando por cada una de las etapas que constituyen el receptor tales como: mezclador y amplificadores de frecuencia intermedia (FI), filtros pasa banda, detector de envolvente de ley cuadrática, amplificadores de baja frecuencia, adquisición de datos por medio del computador usando la tarjeta de sonido, hasta finalmente llegar a la interfaz de usuario realizada en LabVIEW, la que permite realizar el control de los parámetros necesarios para este fin.

En el capítulo tercero se diseña el sistema de seguimiento que consiste en la automatización de la antena analizando primero los requerimientos del sistema tales como, el sistema de coordenadas astronómicas a utilizar, la velocidad del movimiento aparente del Sol que sirve para determinar la velocidad del movimiento del motor, luego de lo cuál, se implementa el circuito de control mediante el PIC16F877A que se comunica con el computador utilizando comunicación serial y mediante una interfaz de usuario. El sistema controla un motor de pasos acoplado a la antena mediante un mecanismo de reducción de movimiento.

Finalmente en el capítulo cuarto se realiza la experimentación con el sistema, este comienza con mediciones de las respuestas de los circuitos y del ruido real introducido por cada uno de ellos, luego de las correcciones respectivas se realiza observaciones de tránsitos solares, los mismos que ayudan a calibrar la orientación exacta de la antena basándonos en los picos de máxima radiación recibida.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTO TEORICO

1.1 INTRODUCCIÓN

El propósito de este capítulo es proporcionar conceptos concisos y suficientes de ciertos conceptos físicos, parámetros y ecuaciones; que permitan comprender las bases de las observaciones radioastronómicas.

1.2 RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA.

La radiación electromagnética es producida por la combinación de los campos eléctrico y magnético los cuales están sometidos a cambios provocados por el medio en el que se propagan y transportan energía siempre a la misma velocidad que en el vacío es 299792 kilómetros por segundo, lo que se conoce como velocidad de la luz (c)¹. Cargas eléctricas estacionarias, producen campos eléctricos; mientras que cargas eléctricas en movimiento, producen tanto campos eléctricos como magnéticos.

Existen distintos tipos de radiación electromagnética que dependen directamente de las características de la onda que la representan, que son: frecuencia, longitud de onda y amplitud o intensidad.

1.2.1 PARAMETROS DE LA RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La radiación electromagnética puede ser descrita como una onda y esta a su vez definida en base a ciertos parámetros; estos son:

¹ Fuente: CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

1.2.2 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

Según la longitud de onda, a la radiación electromagnética se podría dividir; por ejemplo en: ondas de radio, infrarrojo, luz visible, ultravioleta, rayos x, etc, las cuales son diferentes frecuencias del mismo fenómeno.

Al conjunto de todas estas longitudes de onda las cuales se extienden indefinidamente, *sin tener máximos ni mínimos*²; se las conoce como: Espectro electromagnético, el cual se muestra en el diagrama a continuación.

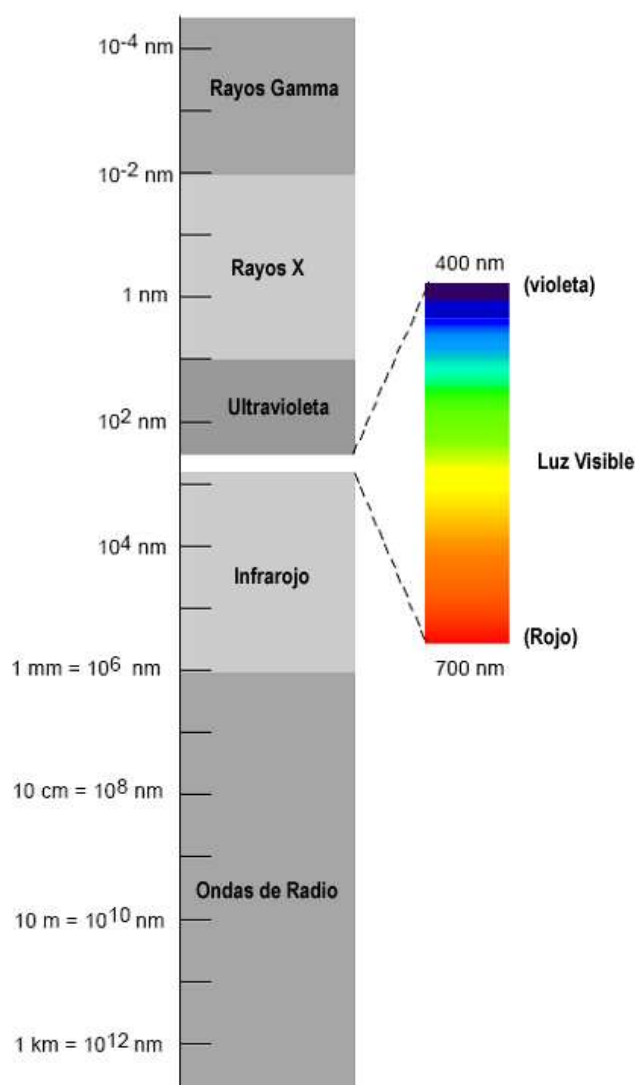


Fig. 1-2 El Espectro Electromagnético³

² <http://www.laeff.esa.es/partner/cursos/br/curso.php>

³ Fuente: BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

La radiación de Radiofrecuencia (RF) consta de las frecuencias entre 5 KHz y 300 GHz y ésta a su vez ha sido dividida en ciertos rangos llamados “bandas”. Para las microondas que son utilizadas en comunicaciones satelitales, se las ha clasificado de acuerdo a su aplicación estas son algunas de ellas:

Banda	Frecuencia (GHz)
L	1.15 - 1.73
S	1.73 - 2.60
C	3.95 - 5.85
X	8.00 - 10.0
Ku	12.0 - 15.4
K1	18.0 - 22.0

Tabla 1-1 Bandas de radiofrecuencia ⁴

Muchos radiotelescopios pueden trabajar alrededor de estas bandas.

1.2.3 POLARIZACIÓN DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

Los campos eléctrico y magnético son campos vectoriales y estos son componentes del campo electromagnético los mismos que, son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda (en el vacío). Un ejemplo de una onda propagándose se muestra en la Fig. 1-3.

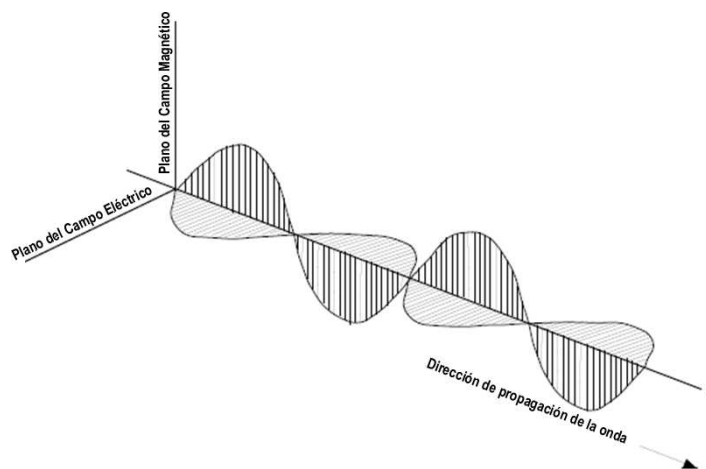


Fig. 1-3 Campos Eléctrico y Magnético ⁵

⁴⁻⁵ Fuente: BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

Una onda electromagnética tiene polarización horizontal si el vector campo eléctrico está paralelo a la superficie de la Tierra y si éste está perpendicular será vertical y a estas a su vez se las conoce como polarizaciones lineales; además, si el vector gira alrededor de una línea imaginaria en la dirección de propagación de la onda, la polarización es circular, pueden existir polarizaciones aún mas complejas y son combinaciones de las polarizaciones descritas anteriormente.

Las ondas de radio procedentes de fuentes extraterrestres pueden estar polarizadas lineal o circularmente o incluso pueden ser una mezcla de todas como en la polarización elíptica⁶.

1.2.4 EFECTOS DEL MEDIO SOBRE LA RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La radiación electromagnética proveniente del espacio, viene hacia nosotros en todas las longitudes de onda del espectro, éstas pueden ser afectadas por los átomos y moléculas del medio que atraviesen pudiendo ser: absorbidas, reflejadas o traspasar el medio con una ligera desviación (refracción). La atmósfera es opaca para la mayoría de longitudes de onda, esto significa que serán atenuadas al atravesar la atmósfera por lo que en la Tierra es muy difícil detectarlas. La siguiente figura muestra el comportamiento de la atmósfera para las distintas regiones espectrales.

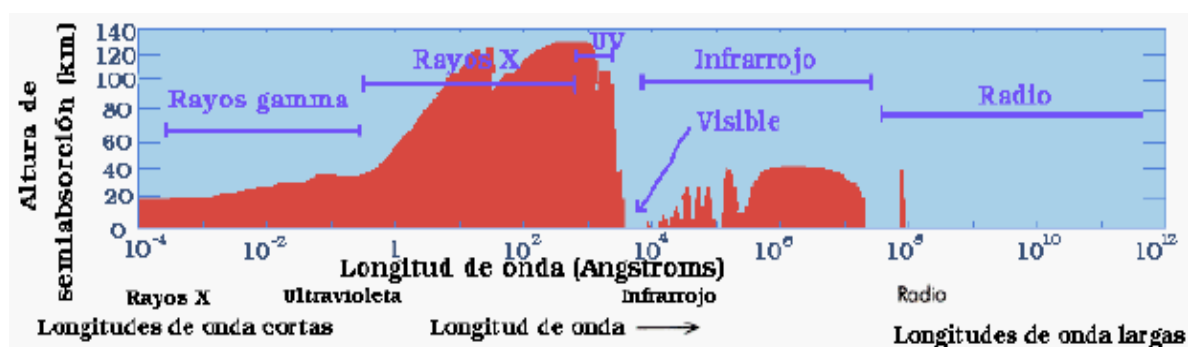


Fig. 1-4 Ventanas atmosféricas para la radiación electromagnética⁷

⁶ BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

⁷ Fuente: CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

La atmósfera absorbe la mayoría de longitudes de onda menores que la ultravioleta, las que están entre el infrarrojo y microondas y la mayoría de las ondas de radio de mayor tamaño.

Los rangos en los que la radiación puede penetrar la atmósfera, se los conoce como ventanas atmosféricas. Los principales rangos de frecuencia que pueden atravesar la atmósfera son las ventanas de radio y la visible. La ventana de radio contiene frecuencias entre 5 KHz y 300 GHz.

La ventana óptica (visible) puede ser severamente afectada por las condiciones atmosféricas como las nubes o la polución del aire, así como la interferencia de la luz artificial o de la luz solar, esto provoca que las observaciones ópticas sean más difíciles de realizar⁸.

1.3 FUENTES DE EMISIÓN DE RADIOFRECUENCIA

Al poder distinguir la dirección desde donde se origina una radiación, se dice que el lugar desde donde se origina esta, es una fuente discreta. En general *una fuente de radio discreta es aquella que se puede distinguir o separar⁹* y está asociada con un objeto visible. Por ejemplo una sola estrella o un pequeño grupo de estrellas vistos desde la Tierra. Este tipo de fuentes pueden separarse en varios tipos:

1. Fuentes puntuales.
2. Fuentes localizadas.
3. Fuentes extendidas.

“Una *fente puntual* es una idealización. Esta puede definirse como aquella que subtiende un ángulo sólido infinitesimal. Todas las radiofuentes deben subtender un ángulo sólido finito, pero a menudo es conveniente considerar a una fuente de magnitud pequeña como una fuente puntual (Una fuente que es pequeña comparada

⁸ BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

⁹ RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

con el tamaño del haz de la antena es efectivamente una fuente puntual). El término *radio estrella* es a veces aplicado a fuentes localizadas o fuentes puntuales.

Una *fente localizada* es una fuente discreta de pequeña pero finita magnitud.

Una *fente extendida* es una fuente discreta de gran magnitud, es una práctica común considerar fuentes con diámetros menores a 1° como fuentes localizadas y fuentes con diámetros mayores a 1° como extendidas. Una fuente larga de muchos grados angulares puede ser considerada como una fuente discreta siempre que esta tenga una frontera bien definida”¹⁰.

La Figura. 1-5 muestra una representación gráfica de esta definición.

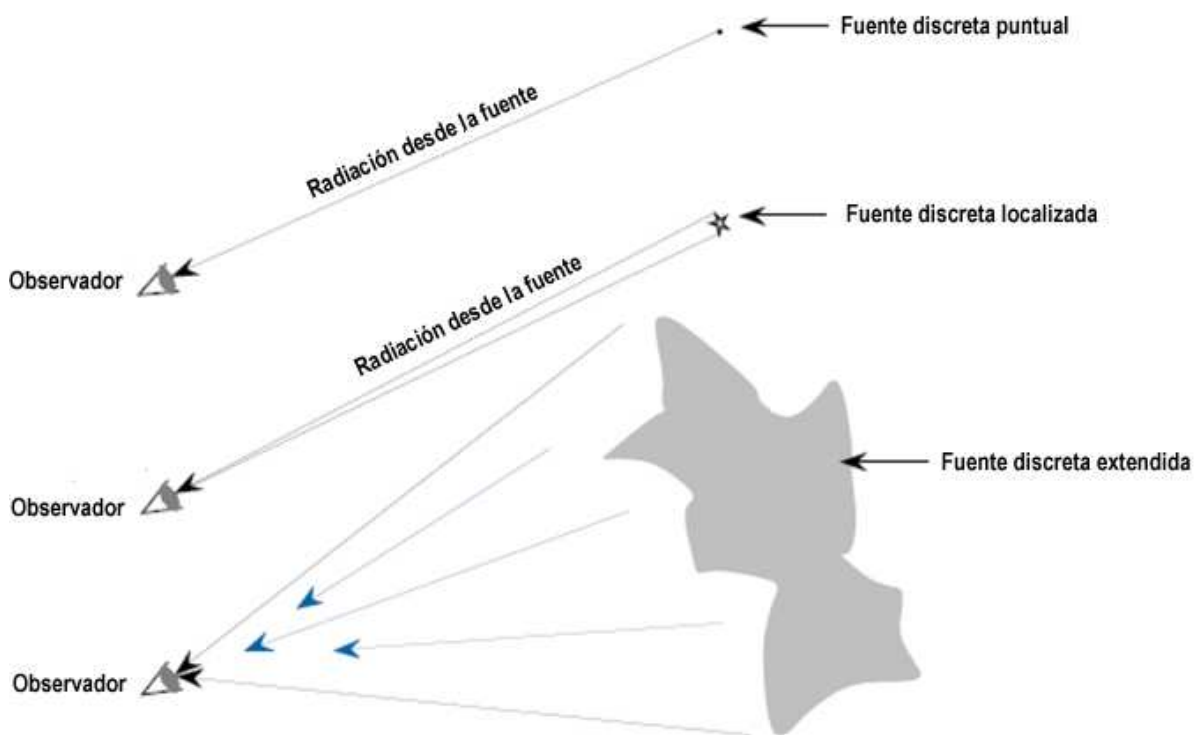


Fig. 1-5 Clasificación de las radiofuentes¹¹

¹⁰ RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

¹¹ Fuente: BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

1.4 RELACIONES BÁSICAS DE POTENCIA, POTENCIA ESPECTRAL Y BRILLO.

Al considerar la radiación electromagnética incidiendo sobre un área horizontal A en la superficie terrestre como se muestra en las Fig. 1-6 y 1-7. El infinitesimal de potencia dW de un ángulo sólido $d\Omega$ incidente en la superficie de un área dA es

$$dW = B \cos \theta d\Omega dA dv \quad (1.3)$$

Donde dW	=	infinitesimal de potencia, (<i>watts</i>)
B	=	brillo del cielo en la posición $d\Omega$, (<i>watts.m⁻².Hz⁻¹.rad⁻²</i>)
$d\Omega$	=	infinitesimal de ángulo sólido del cielo (= $\sin \theta d\theta d\phi$), (<i>rad²</i>)
θ	=	ángulo entre $d\Omega$ y el cenit, (<i>rad</i>)
dA	=	infinitesimal de superficie de área, (<i>m²</i>)
dv	=	elemento infinitesimal de ancho de banda, (<i>Hz</i>)

El *brillo* B , superficie de brillo o simplemente brillo es una medida de la potencia recibida por unidad de área, por ángulo sólido y por unidad de ancho de banda. El elemento del ancho de banda está entre una frecuencia particular ν y $\nu + dv$. En general el brillo es un parámetro fundamental en radioastronomía y astronomía óptica.

Considerando dW independiente de la posición de dA en la superficie, e integrando (1.3), se obtiene la potencia W recibida sobre un ancho de banda $\Delta\nu$ de un ángulo sólido Ω del cielo. Así:

$$W = A \int_{\nu}^{\nu+\Delta\nu} \int_{\Omega} B \cos \theta d\Omega dv \quad (1.4)$$

Para consideraciones de estudio es más pertinente la potencia por unidad de ancho de banda que la potencia contenida en un ancho de banda arbitrario $\Delta\nu$. Esta potencia por unidad de ancho de banda a menudo es conocida como *potencia*

espectral, dado que su variación con la frecuencia, constituye el espectro de potencia. Su unidad está en watts por Hz. Así, al introducir el concepto de potencia espectral, (1.3) llega a ser:

$$dw = B \cos \theta d\Omega dA \quad (1.5)$$

Donde dw = potencia espectral, o potencia infinitesimal por unidad de ancho de banda, ($watts.Hz^{-1}$)

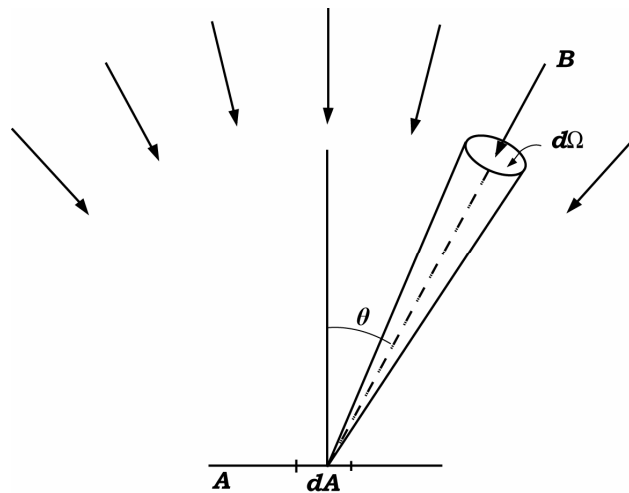


Fig. 1-6 Geometría básica de radiación sobre un área plana ¹²

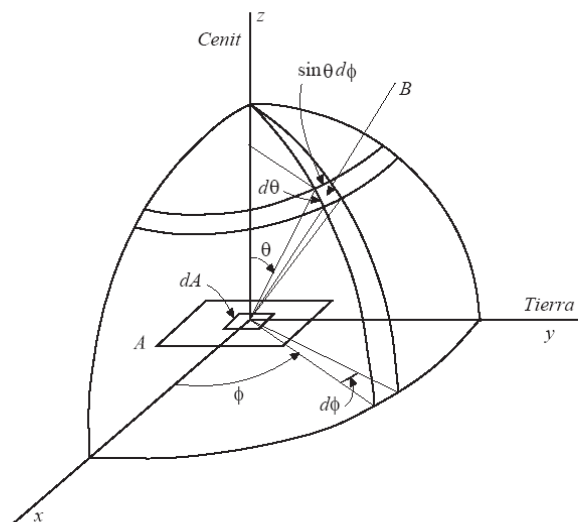


Fig. 1-7 Vista en perspectiva de la radiación sobre una superficie plana ¹³

^{12, 13} Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

Al considerar dw independiente de la posición de dA en la superficie A ; e integrando (1.5), se tiene:

$$w = A \iint_{\Omega} B \cos \theta d\Omega \quad (1.6)$$

Al suponer que el brillo es uniforme en todo el cielo, la potencia por unidad de ancho de banda de un hemisferio (ángulo sólido = 2π steradians) será:

$$w = AB \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \cos \theta \sin \theta d\theta d\phi \quad (1.7)$$

En la ecuación anterior el ángulo sólido infinitesimal $d\Omega$ ha sido reemplazado por su equivalente $\sin \theta d\theta d\phi$, donde θ es el ángulo cenital y ϕ es el ángulo azimutal (ver Fig. 1-7). Evaluando la integral de (1.6) sobre ángulo sólido de π steradians (rad^2) y al considerar al brillo B uniforme en un ancho de banda $\Delta\nu$, la potencia total recibida por un área, desde un hemisferio es:

$$W = AB\Delta\nu \iint \cos \theta d\Omega = \pi AB\Delta\nu \quad (1.8)$$

Esta es la potencia que será recibida desde el cielo en un punto en la superficie de la Tierra, para cuyo caso el ángulo subtendido por el cielo es un hemisferio.

1.4.1 DISTRIBUCIÓN DE BRILLO.

El brillo del cielo no es constante si no que varía con la dirección; es decir que es una función del ángulo, por lo que se expresa como $B(\theta, \phi)$. Así, de (1.6) la potencia espectral, será:

$$w = A \iint B(\theta, \phi) \cos \theta d\Omega \quad \text{watts.Hz}^{-1} \quad (1.9)$$

Considerando el caso de la Fig. 1-7. Al reemplazar el área A por la superficie receptora de una antena cuyo patrón de radiación está dirigido hacia el cenit ($\theta = 0$), y puede ser representado por $P_n(\theta, \phi)$, se tendrá un nuevo escenario representado en la Fig. 1-8

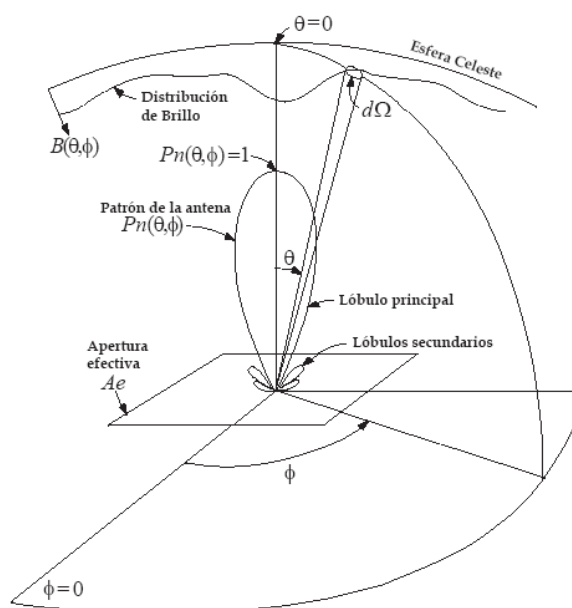


Fig. 1-8 Relación del patrón de antena y esfera celeste con coordenadas asociadas

En la figura, el área de recepción será la *apertura efectiva de la antena* A_e y el *patrón de radiación* es una medida de la respuesta de la antena a la radiación como una función de los ángulos θ y ϕ ; es un parámetro adimensional y normalizado (su valor máximo es la unidad).

Para el caso de la antena el patrón de potencia reemplaza al factor $\cos \theta$ de (1.9). Entonces, introduciendo A_e y $P_n(\theta, \phi)$ en (1.9), obtendremos la potencia espectral w de un ángulo sólido Ω del cielo **

** Para una antena isotrópica $P_n(\theta, \phi) = 1$ para todos los ángulos. Esto corresponde al caso de una superficie receptora esférica, en este caso el factor $\cos \theta$ deberá ser reemplazado por la unidad.

$$w = \frac{1}{2} A_e \iint_{\Omega} B(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.10)$$

Donde w = potencia espectral recibida, ($watts.Hz^{-1}$)
 A_e = apertura efectiva de la antena, (m^2)
 $B(\theta, \phi)$ = brillo del cielo, ($watts.m^{-2}.Hz^{-1}.rad^{-2}$)
 $P_n(\theta, \phi)$ = patrón de potencia de la antena normalizado, *a dimensional*
 $d\Omega$ = $\sin \theta d\theta d\phi$ = elemento del ángulo sólido, (rad^2)

Si la radiación es de naturaleza incoherente y no polarizada, solo la mitad de la potencia incidente será recibida debido a que cualquier antena responde solo a un componente de polarización, por esta razón se introduce el factor $1/2$ en (1.10). En la mayoría de los casos donde la radiación es parcialmente polarizada (y parcialmente no polarizada), el factor apropiado puede, en los límites, variar entre 0 y 1¹⁴.

Si el brillo es constante (1.10) será:

$$w = \frac{1}{2} A_e B_c \iint_{\Omega} P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.11)$$

Donde B_c = brillo uniforme o constante, ($watts.m^{-2}.Hz^{-1}.rad^{-2}$)

En la ecuación anterior, si la integral se ejecuta sobre un ángulo sólido de 4π , se obtiene el *área del haz* o *ángulo sólido del haz* de la antena Ω_A , que también es llamada patrón de ángulo sólido, entonces (1.11) será

$$w = \frac{1}{2} A_e B_c \Omega_A \quad watts.Hz^{-1} \quad (1.12)$$

¹⁴ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygnus-Quasar Books (1986)

** En (1.13) el brillo y el patrón pueden ser escritos como $B(\theta, \phi, \nu)$ y $P_n(\theta, \phi, \nu)$ indicando que son función del ángulo y la frecuencia; sin embargo ν se ha omitido, considerando esta dependencia implícita.

Para un caso general, nuestro brillo varía con la posición y la frecuencia, por lo que la potencia total recibida se obtendría reescribiendo (1.10). Así:

$$W = \frac{1}{2} A_e \int_{\nu}^{\nu+\Delta\nu} \iint_{\Omega} B(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega d\nu^{**} \quad \text{watts} \quad (1.13)$$

Esta integración se lleva a cabo sobre un ángulo sólido Ω específico del cielo y una banda de frecuencia entre ν y $\Delta\nu$. Si el brillo es uniforme sobre todo el cielo y el brillo y el patrón de la antena son uniformes respecto a la frecuencia sobre un ancho de banda $\Delta\nu$, la potencia total recibida desde todo el cielo sobre este ancho de banda es:

$$W = \frac{1}{2} A_e B_c \Omega_A \Delta\nu \quad \text{watts} \quad (1.14)$$

Donde A_e = apertura efectiva de la antena, (m^2)
 B_c = brillo constante, ($\text{watts.m}^{-2}\text{Hz}^{-1}\text{rad}^{-2}$)
 Ω_A = área del haz de la antena, (rad^2)
 $\Delta\nu$ = ancho de banda, (Hz)

1.4.2 DENSIDAD DE FLUJO PARA UNA FUENTE DISCRETA

Para cualquier fuente discreta, la integral de brillo sobre la fuente produce la *densidad de flujo* total de la fuente. Así:

$$S = \iint_{\text{source}} B(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.15)$$

Donde S = densidad de flujo de la fuente, ($\text{watts.m}^{-2}\text{Hz}^{-1}$)
 $B(\theta, \phi)$ = brillo en función de la posición sobre la fuente
 ($\text{watts.m}^{-2}\text{Hz}^{-1}\text{rad}^{-2}$)
 $d\Omega$ = elemento del ángulo sólido ($= \sin\theta d\theta d\phi$), (rad^2)

La unidad de densidad de flujo es el Jansky (Jy) y es igual a $10^{-26} \text{watts.m}^{-2}\text{Hz}^{-1}$.

Al observar a la fuente con una antena con un patrón de potencia $P_n(\theta, \phi)$, entonces la densidad de flujo observada será S_o , y viene dada por:

$$S_o = \iint_{source} B(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.16)$$

En (1.16) S_o es la densidad de flujo observada y será menor que el valor verdadero definido en (1.15) debido al patrón direccional de la antena $P_n(\theta, \phi)$. Sin embargo si la fuente es de magnitud suficientemente pequeña respecto del patrón de la antena, de manera que $P_n(\theta, \phi) \approx 1$ sobre la fuente, la densidad de flujo dada por la ecuación anterior será casi igual al valor verdadero. Por otro lado, cuando la fuente es mucho mayor que el ángulo sólido del lóbulo principal de la antena, de manera que el brillo de la fuente puede ser considerado como una constante sobre el lóbulo principal, (1.16) se puede escribir así:

$$S_o = B(\theta, \phi) \iint P_n(\theta, \phi) d\Omega \approx B(\theta, \phi) \Omega_M \quad (1.17)$$

Donde Ω_M = ángulo sólido del lóbulo principal.

En (1.16) y (1.17) se está asumiendo que el haz de la antena está alineado con la fuente; si no lo está, se requiere un análisis más extenso.

Una situación muy interesante en la práctica, es aquella en la que la fuente es menor al área del haz principal de la antena., como se muestra en la Fig. 1-9, en donde se ha centrado a la fuente en $\theta = 0$ (Fig. 1-8). En este caso, la densidad de flujo observada es máxima pero es menor que la densidad de flujo real. Entonces el brillo observado o aparente B_o es:

$$B_o = \frac{\iint B(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega}{\iint P_n(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{S_o}{\Omega_A} \quad (1.18)$$

Donde B_o	=	brillo aparente, ($watts.m^{-2} Hz^{-1} rad^{-2}$)
S_o	=	máxima densidad de flujo observada, ($watts.m^{-2} Hz^{-1}$)
Ω_A	=	área del haz de la antena, (rad^2)
$P_n(\theta, \phi)$	=	patrón de la antena normalizado, (<i>a dimensional</i>)
$B(\theta, \phi)$	=	distribución de brillo real, ($watts.m^{-2} Hz^{-1} rad^{-2}$)
$d\Omega$	=	elemento de ángulo sólido, (rad^2)



Fig. 1-9 Fuente alineada con el patrón de la antena

La integral en el numerador se efectúa sobre el ángulo sólido subtendido por la fuente y la integral en el denominador sobre 4π .

Ahora, si la fuente es suficientemente pequeña comparada con el área del haz de la antena, de manera que la densidad de flujo observada S_o es sustancialmente igual a la densidad de flujo real S y si se conoce el ángulo sólido de la fuente, puede ser más significativo encontrar un *brillo real promedio* B_{avg} , Así:

$$B_{avg} = \frac{S}{\Omega_s} = \frac{1}{\Omega_s} \iint B(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.19)$$

Donde S	=	densidad de flujo real de la fuente ($watts.m^{-2} Hz^{-1}$)
Ω_s	=	ángulo sólido de la fuente, (rad^2)

Hay que notar que el *brillo aparente* involucra un promedio sobre el área del haz de la antena mientras que el *brillo real promedio* involucra un promedio sobre la fuente. La variación de la densidad de flujo S con la frecuencia es llamada *espectro de la densidad de flujo*. Al integrar S sobre el ancho de banda $\Delta\nu$ (donde la frecuencia varía desde ν a $\nu + \Delta\nu$) se obtiene la densidad de flujo total S' en esta banda de frecuencias ($\Delta\nu$). Así:

$$S' = \int_{\nu}^{\nu+\Delta\nu} S d\nu \quad (1.20)$$

Donde S' = densidad de flujo total, ($watts.m^{-2}$)
 S = densidad de flujo, ($watts.m^{-2}Hz^{-1}$)

Si la integración se extiende sobre el espectro de radio, se obtiene la *densidad de radio flujo total*. Igualmente, si la integración es sobre el espectro óptico, se obtiene la *densidad de flujo óptico total* ¹⁵.

Ahora, la potencia total recibida W en un ancho de banda $\Delta\nu$ desde una fuente de magnitud Ω_s es dada por:

$$W = \frac{1}{2} A_e S'_{\circ} = \frac{1}{2} A_e \int_{\nu}^{\nu+\Delta\nu} S_{\circ} d\nu = \frac{1}{2} A_e \int_{\Omega_s}^{\nu+\Delta\nu} \iint B(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega d\nu \quad (1.21)$$

Donde W = potencia total recibida, ($watts$)
 A_e = apertura efectiva de la antena, (m^2)
 S'_{\circ} = densidad de flujo total observada, ($watts.m^{-2}$)
 S_{\circ} = densidad de flujo observada, ($watts.m^{-2}Hz^{-1}$)
 ν = frecuencia, (Hz)
 $\Delta\nu$ = ancho de banda (entre ν y $\nu + \Delta\nu$), (Hz)
 $d\nu$ = infinitesimal del ancho de banda, (Hz)
 $P_n(\theta, \phi)$ = patrón de potencia de la antena, (adimensional)
 $B(\theta, \phi)$ = distribución de brillo, ($watts.m^{-2}Hz^{-1}rad^{-2}$)
 $d\Omega$ = infinitesimal de ángulo sólido, (rad^2)

En la ecuación anterior se asume que el patrón de la antena está alineado con la fuente y la densidad de flujo es constante sobre el ancho de banda $\Delta\nu$, (1.21) se reduce a:

$$W = \frac{1}{2} A_e S_o \Delta\nu \quad \text{watts} \quad (1.22)$$

1.5 RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO Y LEY DE RADIACIÓN DE PLANCK.

Todos los objetos a temperaturas sobre el cero absoluto radían energía en forma de ondas electromagnéticas. Estos objetos no solo radían energía electromagnética, ellos también pueden absorber o reflejar la energía incidente sobre ellos. Kirchhoff (1859) demostró que un cuerpo que absorbe energía electromagnética eficientemente es también un buen radiador de energía ¹⁶.

Un cuerpo negro es una idealización y es definido como un cuerpo que absorbe perfectamente toda la radiación que cae sobre él en todas las longitudes de onda y por estar en equilibrio térmico, toda esta radiación es reemitida como una función de la temperatura y la longitud de onda ¹⁷.

El brillo irradiado por un cuerpo negro está descrito por la Ley de radiación de Planck. Esta ley, formulada por Max Planck (1901), dice que el brillo de un cuerpo negro radiador a un temperatura T y frecuencia ν es expresado por

$$B = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{1}{e^{h\nu/kT} - 1} \quad (1.23)$$

Donde B = brillo, ($\text{watts.m}^{-2}\text{Hz}^{-1}\text{rad}^{-2}$)
 h = constante de Planck ($= 6.63 \times 10^{-34} \text{ joule.sec} = 6.63 \times 10^{-34}$)

¹⁶ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

¹⁷ Fuente: CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

ν	=	frecuencia, (Hz)
c	=	velocidad de la luz, ($= 3 \times 10^8 \text{ m. sec}^{-1}$)
k	=	constante de Boltzman, ($= 1.38 \times 10^{-23} \text{ joule.K}^{-1}$)
T	=	temperatura, ($^{\circ}K$)

Se nota que $h\nu$ tiene las dimensiones de energía. Igualmente kT tiene las dimensiones de energía, de manera que la razón $h\nu/kT$ es adimensional.

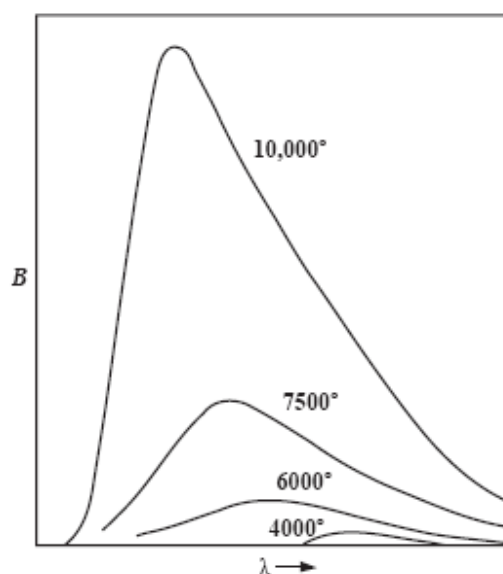


Fig. 1-10 Curvas de la Ley de radiación de Planck para un cuerpo negro radiador

En la Fig. 1-10 se muestran las curvas de brillo B para un cuerpo radiador a cuatro temperaturas diferentes y como se puede apreciar B tiende a cero para altas o bajas frecuencias, con su máximo valor en frecuencias intermedias.

Es interesante el hecho de que el punto de máximo brillo se traslada a frecuencias más altas (pequeñas longitudes de onda) cuando la temperatura se incrementa.

Si las curvas de la Ley de radiación de Planck para un cuerpo negro radiador son trazadas en escalas logarítmicas, en lugar de escalas lineales como las de la figura anterior, un rango más amplio de frecuencias y temperaturas puede cubrirse convenientemente. Este nuevo gráfico se presenta en la Fig. 1-11. Se puede notar

que cuando se trazan las curvas para diferentes temperaturas en una escala logarítmica estas tienen forma idéntica pero se encuentran desplazadas una respecto de la otra.¹⁸

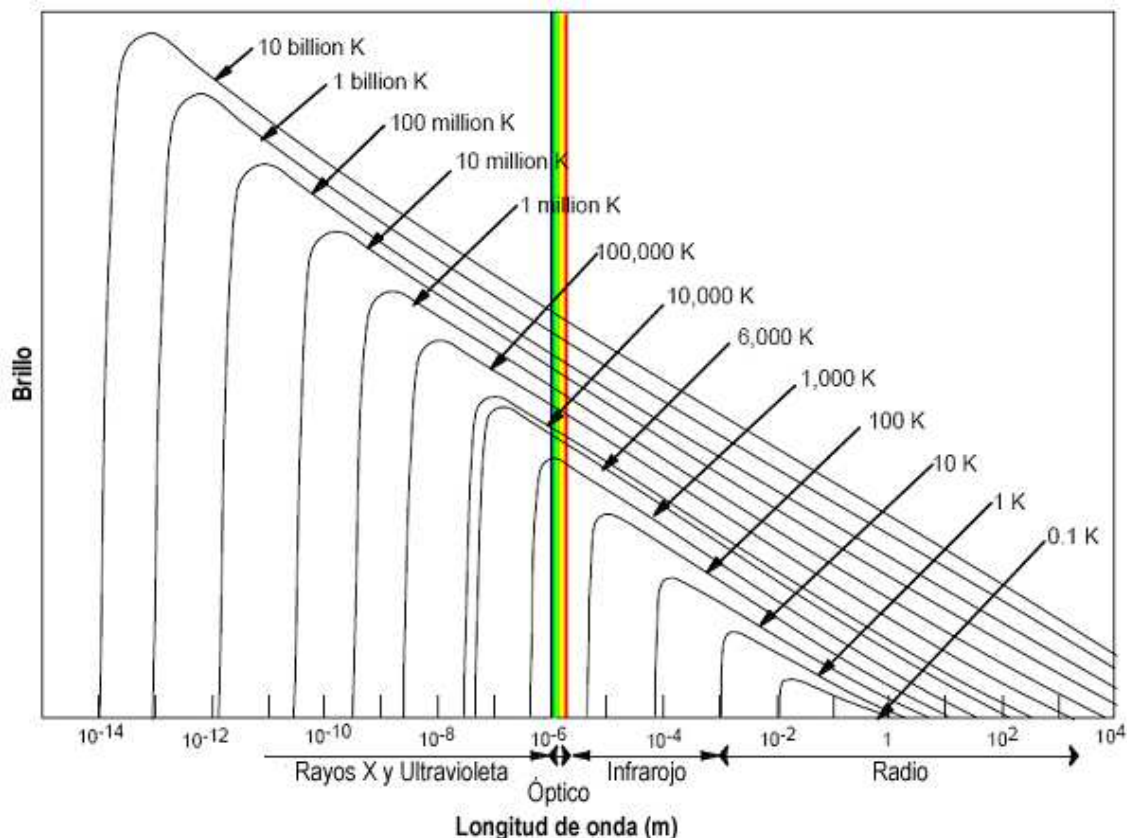


Fig. 1-11 Brillo de radiación electromagnética a diferentes longitudes de onda para cuerpos negros a varias temperaturas.¹⁹

La escala horizontal o abscisa, en la Fig. 1-11 contiene longitudes de onda incrementado hacia la derecha (la frecuencia decrece). En la figura mencionada, el brillo B en $watts.m^{-2}Hz^{-1}rad^{-2}$ se indica en la escala vertical, mientras que la longitud de onda se muestra en la abscisa.

El comportamiento de un cuerpo negro viene descrito por la Ley de radiación de Planck, que expresa matemáticamente las gráficas mostradas en la figura anterior. Existen otras dos leyes relacionadas con ésta que describen algunas tendencias que se derivan de la Ley de Planck:

¹⁸ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

¹⁹ Fuente: BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

La Ley de desplazamiento de Wien constata el comportamiento de la radiación de un cuerpo negro, cuyo máximo de emisión se desplaza hacia longitudes de onda menores (frecuencias mayores) donde $h\nu \gg kT$ $e^{h\nu/kT}$, así que la Ley de Planck se reduce a:

$$B = \frac{2h\nu^3}{c^2} e^{-h\nu/kT} \quad (1.24)$$

Cuando la temperatura del cuerpo negro aumenta; la Ley de Steffan-Boltzmann relaciona el flujo total de energía de cuerpo negro con su temperatura, de forma que el flujo total emitido es proporcional a la temperatura elevada a la cuarta potencia, por lo que a mayor temperatura será más la cantidad de energía emitida por un objeto, y por tanto, su brillo será también mayor²⁰. Haciendo estas consideraciones la ecuación de Planck se reduce a:

$$B' = \sigma T^4 \quad (1.25)$$

Donde B' = brillo total, ($watts.m^{-2}rad^{-2}$)
 σ = constante ($= 1.80 * 10^{-8} watt.m^{-2}rad^{-2}K^{-4}$)
 T = temperatura del cuerpo negro.

1.6 LEY DE RAYLEIGH JEANS

En la región de la longitud de onda de radio, el producto $h\nu$ puede ser muy pequeño comparado con kT ; $h\nu \ll kT$, así que el denominador del segundo factor en la izquierda dado por la Ley de Radiación del cuerpo negro de Planck, puede ser expresado de la siguiente manera:

$$e^{h\nu/kT} - 1 = 1 + \frac{h\nu}{kT} - 1 = \frac{h\nu}{kT} \quad (1.26)$$

²⁰ Fuente: CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

Introduciendo esto en la ecuación (1.23) se tiene:

$$B = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{kT}{h\nu} = \frac{2\nu^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad (1.27)$$

La ecuación anterior es la Ley de radiación de Rayleigh Jeans y es una aproximación útil para la parte del espectro de radio.

Acorde con esto, el brillo varía inversamente con el cuadrado de la longitud de onda.

1.7 LEY DE RADIACIÓN APLICADA A FUENTES DISCRETAS

En una fuente de radiación a una temperatura uniforme T subtendida por un ángulo sólido Ω_s , la densidad de flujo de esta fuente se calcula por las leyes de radiación como son:

$$S = \frac{2h\nu^3 \Omega_s}{c^2} \frac{1}{e^{h\nu/kT} - 1} \quad \text{Ley de Planck} \quad (1.28)$$

$$S = \frac{2\nu^3 kT \Omega_s}{c^2} = \frac{2kT \Omega_s}{\lambda^2} \quad \text{Ley de Rayleigh Jeans } h\nu \ll kT \quad (1.29)$$

$$S = \frac{2h\nu^3 \Omega_s}{c^2} e^{-h\nu/kT} \quad \text{Ley de Wien } h\nu \gg kT \quad (1.30)$$

Donde S	=	densidad de flujo, ($watts.m^{-2}Hz^{-1}$ o Jy)
h	=	constante de Planck, ($= 6.62 \times 10^{-34} \text{ joule.seg}$)
k	=	constante de Boltzmann ($1.38 * 10^{-23} \text{ joule}^\circ K^{-1}$)
ν	=	frecuencia, (Hz)
T	=	la temperatura, ($^\circ K$)
Ω_s	=	ángulo sólido subtendido por una fuente, (rad^2)
λ	=	longitud de onda, (m)
c	=	velocidad de la luz, ($= 3 \times 10^8 \text{ m.seg}^{-1}$)

²¹ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

*Esto si se asume la temperatura y el brillo constante sobre una fuente extendida, pero si este no es el caso una integración puede ser calculada.*²¹

1.8 TEMPERATURA Y RUIDO

Según Nyquist (1928), la potencia de ruido por unidad de ancho de banda disponible en los terminales de una resistencia R y temperatura T está dada por:

$$w = kT \quad (1.31)$$

Donde w = potencia espectral o potencia por unidad de ancho de banda
 (*watts * Hz⁻¹*)
 k = constante de Boltzmann ($= 1.38 * 10^{-23}$ *joule * K⁻¹*)
 T = temperatura absoluta del resistor (*K*)

1.9 MÍNIMA TEMPERATURA DETECTABLE Y DENSIDAD DE FLUJO

La mínima temperatura que un radiotelescopio puede detectar está limitada por las fluctuaciones en la entrada del receptor causadas por la naturaleza estadística de la forma de onda del ruido. Este ruido es proporcional a la temperatura del sistema T_{sys} del radiotelescopio que puede ser dividido en dos partes principales: la contribuida por la antena T_A y la contribuida por el receptor T_R . La sensibilidad o la temperatura perceptible mínima de un radiotelescopio es igual a la *temperatura de ruido rms del sistema* dado por:

$$\Delta T_{\min} = \frac{K_s T_{sys}}{\sqrt{\Delta \nu t n}} = \Delta T_{rms} \quad (1.32)$$

Donde ΔT_{\min} = sensibilidad o temperatura mínima detectable ($^{\circ} K$)
 ΔT_{rms} = temperatura *rms* del sistema ($^{\circ} K$)
 T_{sys} = temperatura de ruido del sistema ($^{\circ} K$)
 K_s = constante de sensibilidad (adimensional)

- $\Delta\nu$ = ancho de banda de predetección (Hz)
 t = tiempo de integración de post detección en (seg)
 n = número de observaciones promedio (adimensional)

La temperatura del sistema puede ser determinada en base a:

$$T_{sys} = T_A + T_{LP} \left[\left(\frac{1}{\varepsilon} \right) - 1 \right] + \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) T_R \quad (1.33)$$

- Donde T_A = temperatura de ruido de la antena, (° K)
 T_R = temperatura de ruido del receptor, (° K)
 T_{LP} = temperatura física de la línea de transmisión (cable coaxial o guía de onda) entre la antena y el receptor, (° K)
 ε = eficiencia en la línea de transmisión, adimensional ($0 \leq \varepsilon \leq 1$)

La constante K_s depende del tipo de receptor y su modo de funcionamiento pero generalmente está en el orden de la unidad, los valores comúnmente utilizados para diferentes receptores se muestran en la siguiente tabla:

Tipo de receptor	K_s
Receptor de potencia total	1
Receptor Dike, modulación de onda cuadrada, multiplicación de onda cuadrada	2
Receptor Dike, modulación de onda cuadrada, amplificador de video de banda angosta (multiplicación de onda sinusoidal)	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2.22$
Receptor Dike, modulación de potencia de onda sinusoidal, amplificador de video de banda angosta	$2\sqrt{2} = 2.83$
Receptor de Gram., modulación de onda cuadrada, multiplicación de onda cuadrada.	$\sqrt{2} = 1.41$
Interferómetro simple	1/2
Interferómetro de correlación (temperatura de ruido del sistema de una antena y un receptor = T_{sys})	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.71$
Interferómetro Phase – switching, switching y multiplicación de onda cuadrada	2
Receptor de correlación (ruido de la antena pequeño en comparación con el ruido del receptor)	$\sqrt{2} = 1.41$

Tabla 1-2 Constante de sensibilidad K_s para diferentes receptores de radiotelescopios ²²

²² Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

El factor ε es la unidad para una línea sin pérdidas y es cero para una línea infinitamente atenuada ($\varepsilon = 0.5$ para 3dB de atenuación).

Sustituyendo (3-121) en (3-113) obtenemos la densidad de flujo mínima detectable

$$\Delta S_{\min} = \frac{2k}{A_e} \frac{K_s T_{\text{sys}}}{\sqrt{\Delta \nu t n}} \quad (1.34)$$

Donde k = constante de Boltzmann (= $1.38 * 10^{-22}$ *joule* * K^{-1})
 A_e = apertura efectiva de la antena (m^2)
 K_s = constante de sensibilidad

La ecuación anterior es conocida como la *Ecuación de la Radioastronomía*

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN DEL RADIOTELESCOPIO

2.1 INTRODUCCIÓN

Una vez definidos en el capítulo anterior los parámetros y variables físicas que intervienen dentro de un radiotelescopio, se orienta esta aplicación y se analizan los aspectos que tienen que ver con el Sol y las condiciones para este fin.

Una característica natural muy importante en este estudio que se presenta en la atmósfera terrestre son las Ventanas de radio, que son frecuencias en el espectro radio eléctrico en las cuáles las ondas pueden atravesar la atmósfera o son muy poco atenuadas por esta, por lo que es posible detectarlas en la Tierra sin mayor inconveniente, en la tabla 2-1, se muestran las más importantes.

LONGITUD DE ONDA	VENTANA
< 300 nm	Atmósfera opaca por absorción por el ozono
3000 – 9000 Å	Ventana UV – Visible – IR cercano
1 – 5 micras	Ventana IR entre H ₂ O y CO ₂
8 – 20 micras	Ventanas IR
1.3 cm – 1.9 mm	Ventanas centimétricas – milimétricas
1.8 – 1.1 mm	Ventana milimétrica
0.8, 0.45, 0.35 mm	Ventanas submilimétricas
2 cm – 10 m	Ventana de radio
> 10 m	Atmósfera opaca por absorción por la ionosfera

Tabla 2-1 Ventanas de radio más importantes.²³

²³ Fuente: CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

2.2 BREVE ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA DEL SOL Y SU ACTIVIDAD

La estructura del Sol se puede describir en tres partes básicas: *Fotosfera* que emite la mayor parte de la luz visible; *Corona* que es la parte exterior de baja densidad y emite muy poca luz visible; *Cromosfera*, más fría y que forma una zona de transición. La Fig. 2-1 muestra las partes constitutivas del Sol.

“El Sol tiene un ciclo de actividad de 11 años, en el período de baja actividad las emisiones de la Fotosfera se dan a una longitud de onda de 1cm y las de la Corona son de 1 m.

Las manchas solares son las regiones más oscuras en la Fotosfera, debido a que están más frías (4000°C), mientras que la Fotosfera está a 6000°C, estas son centros de campos magnéticos relacionados con el campo solar y que se deforman por la diferencia de velocidad de rotación existente entre el ecuador y los polos, dando origen a la fulguración solar; cuando estas son muy intensas el haz de partículas de rayos cósmicos de muy alta energía viajan a una velocidad de entre 500 y 1000km/seg, y al llegar al campo magnético terrestre producen tormentas magnéticas y auroras.”²⁴

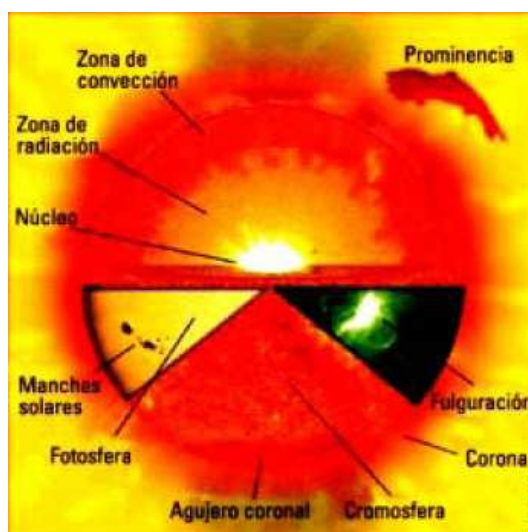


Fig. 2-1 Estructura Solar²⁵

^{24, 25} CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

2.2.1 MECANISMOS DE EMISIÓN.

A continuación se mencionan los mecanismos de emisión más importantes.

Emisión del plasma; producida por electrones energéticos que produce pulsos brillantes y altamente polarizados en bajas frecuencia.

Bremsstrahlung; producido por el plasma térmico que atraviesa la atmósfera solar y que es el mecanismo dominante en gran parte de la Corona, es una capa fina por encima de unos pocos GHz y usualmente está débilmente polarizada.

Emisión por giro resonancia; emisión del plasma térmico a velocidades no relativistas, muy intenso en campos superiores a los 300 Gauss en la Corona y produce regiones de emisión óptica, en regiones activas pueden estar muy polarizadas.

Emisión del girosincrotrón; provocada por electrones con velocidades medias a relativistas en las fulguraciones.

Debido a que todos estos son fenómenos físicos perfectamente conocidos, permiten definir parámetros como la densidad (emisión de plasma y bremsstrahlung), temperatura (bremsstrahlung y emisión por giro resonancia), campo magnético (giro resonancia y giro sincrotrón) y aceleración de partículas (emisión del plasma y giro sincrotrón).

TEMPERATURA °K	FRECUENCIA GHz	REGIÓN
600 000	0.3	Corona ópticamente gruesa
100 000	1.0	Corona ópticamente fina
35 000	3.75	Cromosfera superior
17 000	9.4	Cromosfera superior
10 000	17	Cromosfera
7 000	86	Cromosfera

Tabla 2-2 Temperaturas de brillo del disco.²⁶

²⁶ CURSO DE RADIOASTRONOMIA, Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo

2.3 DISEÑO DEL RADIOTELESCOPIO.

Una vez analizadas y definidas las características pertinentes a este estudio, se determina los parámetros de diseño del radiotelescopio y se presenta la Fig. 2-2 el diagrama modular de sus partes constitutivas, las que se analizarán y calcularán para encontrar los valores de los elementos que serán aplicados al radiotelescopio para su implementación.

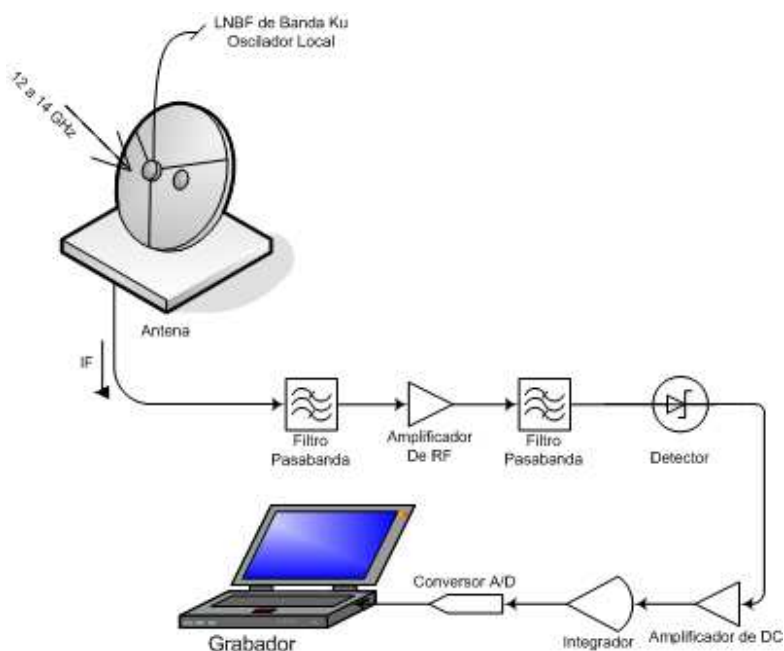


Fig. 2-2 Diagrama de bloques de un radiotelescopio

Para el diseño del radiotelescopio en Observatorio Astronómico de Quito (OAQ), se cuenta con dispositivos que se aprovecharon en esta aplicación pero que restringen el diseño a sus características y parámetros. Estos se detallan a continuación:

- *Sistema de antena* usado para recepción satelital (DirecTV) conformado por una antena tipo Offset de 1.1m de diámetro marca RCA y un LNB SHARP**, estos trabajan en banda Ku, a una frecuencia de 11.45 a 12.2 GHz.

**Las siglas LNB provienen del inglés Low Noise Block, este está construido para recibir las emisiones de TV vía satélite en banda Ku, más concretamente entre 10.7 y 12.75GHz, convirtiéndolas a una frecuencia mucho más apropiada para enviar a través de un cable coaxial, (950 - 2150 MHz). Se caracterizan por tener una figura de ruido muy baja (menor de 1 dB) y una ganancia de conversión muy elevada (típicamente 55 db).

- *Receptor satelital* marca AMSAT modelo AM 800, de este no se presentan referencias o características técnicas del equipo ya que la empresa fabricante ya no se la encuentra como tal, sin embargo se disponen de los valores y rangos para los cuales trabaja, estos son: frecuencias para banda C y Ku mediante selección, frecuencia intermedia FI de 70MHz, salidas de audio L y R, video, banda base, RF según selector para canal 3 o 4, voltaje para LNB según selector de 14 y 18V.

2.3.1 LA ANTENA.

La primera parte constitutiva de un radiotelescopio y quizá la más importante corresponde a la antena, debido a que este elemento que nos impondrá la resolución así como el rango de frecuencias en las que se podrán realizar el estudio de las radiofuentes estelares.

El término radiotelescopio sugiere a menudo la imagen de un plato grande. Este plato es sólo una parte de un radiotelescopio, siendo equivalente al espejo colector de luz de un telescopio óptico.

En el estudio de la radiación del universo para frecuencias del orden de las unidades de los GHz se usan antenas parabólicas que son de tipo comercial construidas para recepción satelital, determinaremos entonces el diámetro mínimo de la antena para el objetivo de esta aplicación mediante la ecuación:

$$d_{min} \geq 10\lambda \quad (2.1)$$

Donde d_{min} = diámetro mínimo de la antena, (m)
 λ = longitud de onda de la radiación a ser estudiada, (m)

Como λ se relaciona con la frecuencia mediante:

$$\lambda = \frac{c}{\nu} \quad (2.2)$$

Donde λ = longitud de onda de la radiación a ser estudiada, (m)
 c = velocidad de la luz en el vacío, ($3 * 10^8$ m/s)
 ν = frecuencia de la radiación, (Hz)

De (2.1) y (2.2) se puede encontrar el diámetro mínimo como:

$$d_{min} \geq 10 \frac{c}{\nu} \quad (2.3)$$

Se dispone de una antena parabólica comercial RCA que trabaja en banda Ku centrada a una frecuencia de 12GHz usada en recepción satelital para bajada de televisión de DirecTV de 1.1m de diámetro.**

El cálculo para determinar si la antena cumple con la condición se realiza a continuación.

De la ecuación (2.3) y sustituyendo valores se encuentra:

$$d_{min} \geq 10 * \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{12 * 10^9 \text{ s}^{-1}} \quad (2.4)$$

$$d_{min} \geq 0.25 \text{ m}$$

Por lo que la antena para una frecuencia de 12GHz debería ser mayor mínimo igual a 25cm y esta condición es sobrepasada por la antena RCA que tiene un diámetro de 1.1m.

Otro factor importante es la respuesta de la antena como una función de la dirección, dada por el patrón de la antena que está compuesto de un cierto número de lóbulos;

** Hoja de datos Anexo 1

el lóbulo con la mayor longitud se llama lóbulo principal y los demás secundarios estos se muestran en la Fig. 2-3.

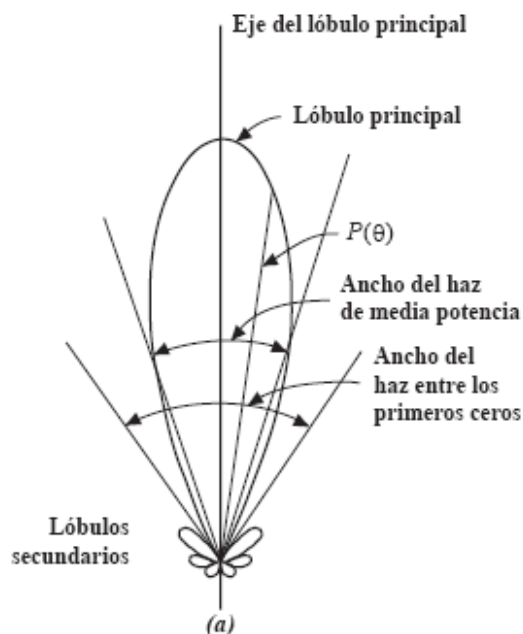


Fig. 2-3 Patrón o diagrama de radiación de antena.²⁷

El patrón puede ser expresado en términos de la intensidad de campo o en términos de la intensidad de radiación.

2.3.1.1 Ancho del haz, ángulo sólido del haz, directividad y apertura efectiva.

Una especificación numérica útil del patrón puede hacerse en términos del ancho del ángulo del lóbulo principal. El ángulo a nivel de media potencia o ancho del haz a media potencia (HPBW) es uno de los más comúnmente usados. Otra manera significativa de describir el patrón es en términos del ángulo sólido. Permite relacionar el patrón de la antena como una función del ángulo dada por:

$$P(\theta, \phi) = E(\theta, \phi)E^*(\theta, \phi) \quad (2.4)$$

Donde $E(\theta, \phi)$ = patrón en el campo lejano y su máximo valor dado por $P(\theta, \phi)_{\max}$.

²⁷ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986).

$E^*(\theta, \phi)$ = es el complejo conjugado de $E(\theta, \phi)$. $P(\theta, \phi)$, proporcional al vector de Poynting $S(\theta, \phi) = E(\theta, \phi)E^*(\theta, \phi)/Z$, donde Z es la impedancia intrínseca del medio.

Luego:

$$\Omega_A = \iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.5)$$

Donde Ω_A = ángulo sólido del haz (rad^2)

$P_n(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) / P(\theta, \phi)_{\max}$ = patrón de potencia normalizado de la antena adimensional.

$d\Omega$ = elemento de ángulo sólido ($= \sin \theta d\theta d\phi$), (rad^2)

El ángulo sólido del haz Ω_A es el ángulo a través del cuál toda la potencia de una antena transmisora fluiría. Este es mostrado en la Fig 2-4.

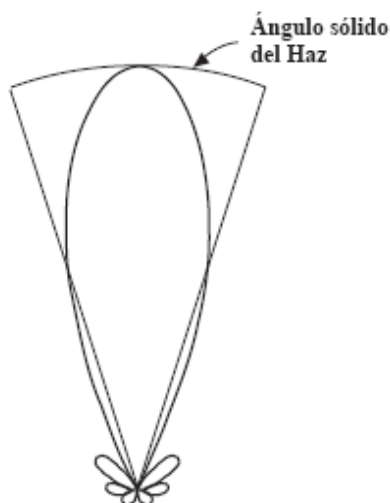


Fig. 2-4 Ángulo sólido del haz

En la ecuación (2.5) la integración se lleva a cabo sobre un ángulo sólido de 4π . Si la integración se restringe al lóbulo principal, como el limitado por los primeros mínimos, el ángulo sólido del haz principal se obtiene. Así:

$$\Omega_M = \iint_{\substack{\text{lóbulo} \\ \text{principal}}} P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.6)$$

Donde Ω_M = lóbulo principal o ángulo sólido del haz principal, (rad^2)

Otro parámetro importante de la antena es la *directividad*, la cuál puede ser definida como la tasa de la máxima intensidad de radiación (antena transmitiendo) a la intensidad de radiación promedio así:

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\max}}{U_{\text{avg}}} \quad (2.7)$$

Donde $U(\theta, \phi)_{\max}$ = intensidad de radiación máxima, ($watts * sr^{-1}$)
 U_{avg} = intensidad promedio de radiación, ($watts * sr^{-1}$)

La intensidad promedio de radiación está dada por la potencia total radiada W dividida para 4π , y la potencia total es igual a la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ integrada sobre 4π . Así

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\max}}{W/4\pi} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)_{\max}}{\iint_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega} \quad (2.8)$$

$$\text{Ó} \quad D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} \frac{U(\theta, \phi)}{U(\theta, \phi)_{\max}} d\Omega} \quad (2.9)$$

Como la intensidad de radiación es proporcional al vector de Poynting, de (2.5) y (2.9) puede ser expresada como

$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.10)$$

Así, la directividad de una antena es igual al ángulo sólido de una esfera 4π dividido por el ángulo sólido del haz de la antena y es una cantidad numérica adimensional.

Multiplicando la directividad por el patrón de potencia normalizado, se encuentra que la ganancia directiva es una cantidad que es una función del ángulo. Así:

$$DP_n(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

Donde $D(\theta, \phi)$ = ganancia directiva adimensional

Consecuentemente $P_n(\theta, \phi)_{\max} = 1$, entonces:

$$D = D(\theta, \phi)_{\max} \quad (2.12)$$

De (2.10) y (2.11) se deduce que:

$$\iint_{4\pi} D(\theta, \phi) d\Omega = 4\pi \quad (2.13)$$

Los patrones de la antena pueden graficarse en términos de la ganancia directiva, como en la Fig. 2-5. Para una antena no direccional el patrón está dado para todas las partes igual al nivel $D(\theta, \phi) = 1$. Esto es llamado el nivel isotrópico. Especificando la estructura del menor lóbulo de una antena, el nivel isotrópico es a menudo una referencia conveniente.

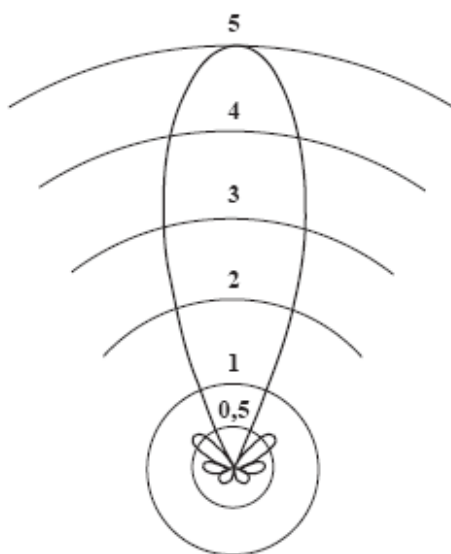


Fig. 2-5 Patrón de ganancia directa²⁸

En la discusión anterior la directividad ha sido expresada completamente como una función del patrón de la antena sin hacer referencia al tamaño o geometría de la antena. Para mostrar que la directividad es una función del tamaño de la antena se considera la intensidad del campo eléctrico lejano E_r a una distancia r en dirección lateral a una abertura radiante, como en la Fig. 2-8. Si la intensidad del campo en la abertura es constante e igual a E_a (voltios por metro), la potencia P radiada se da por:

$$P = \frac{|E_a|^2}{Z} A \quad (2.14)$$

Donde A = apertura de la antena, (m^2)
 Z = impedancia intrínseca del medio, (Ω)

La potencia radiada puede ser también expresada en términos de la intensidad del campo E_r ($\text{volts} * m^{-1}$) a una distancia r por:

$$P = \frac{|E_r|^2}{Z} r^2 \Omega_A \quad (2.15)$$

²⁸ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

Donde Ω_A es el ángulo sólido de la antena en rad^2

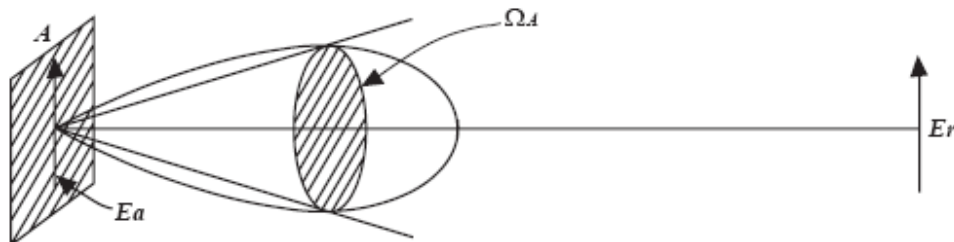


Fig. 2-6 Radiación de la apertura A con un campo uniforme E_a ²⁹

Luego se demostrará que las intensidades del campo E_r y E_a están relacionadas por:

$$|E_r| = \frac{|E_a|A}{r\lambda} \quad (2.16)$$

Donde λ = longitud de onda, (m).

Sustituyendo (2.16) en (2.15) e igualando (2.14) y (2.15) encontramos

$$\lambda^2 = A\Omega_A \quad (2.17)$$

En (2.17), la apertura A es la apertura física A_f , si el campo es uniforme sobre la apertura como el asumido: pero en general A es la apertura efectiva A_e .

Así generalmente:

$$\lambda^2 = A_e\Omega_A \quad (2.18)$$

Donde A_e = apertura efectiva, (m^2)

²⁹ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

Según esta relación importante, el producto de la apertura eficaz de la antena y el ángulo sólido del haz de la antena es igual a la longitud de onda al cuadrado. De (2.18) y (2.10) nosotros tenemos que:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (2.19)$$

Se han dado tres expresiones en esta sección para la directividad D de la antena. Ellas son:

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\max}}{U_{\text{avg}}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (2.20)$$

La ganancia de la antena está dada por:

$$G = kD = k \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (2.21)$$

Donde k es la eficiencia de la antena ($=1$), para 0 pérdidas (óhmicas) de la antena.

La resolución de una antena en un plano es casi igual a la potencia media de haz en ese plano. Entonces el número de fuentes uniformemente distribuidas sobre el cielo que una antena puede resolver (distinguir) se da aproximadamente por

$$N_r = \frac{4\pi}{\Omega_M} \quad (2.22)$$

Puesto que $\Omega_M \leq \Omega_A$, un valor más conservador sería:

$$N_r = \frac{4\pi}{\Omega_M} = D \quad (2.23)$$

Esto es, sin embargo, una idealización. En la práctica el número que puede resolverse inequívocamente es probablemente un orden de magnitud menos que el dado por cualquiera de las ecuaciones (2-22) y (2-23), para que la directividad deba considerarse (idealmente) sólo como un valor del límite superior para el número de fuentes que una antena puede resolver.

Una relación simple, útil para la directividad puede derivarse de (2-20). Así:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi\varepsilon_M}{\Omega_M} = \frac{4\pi\varepsilon_M}{k_p \theta_{HP} \phi_{HP}} = \frac{41,253\varepsilon_M}{k_p \theta_{HP}^\circ \phi_{HP}^\circ} \quad (2.24)$$

Donde ε_M = eficiencia del haz; en la mayoría de las antenas grandes
 $\varepsilon_M = 0.75 \pm 0.15$
 θ_{HP} = ancho del haz a media potencia en el plano θ , (*rad*)
 ϕ_{HP} = ancho del haz a media potencia en el plano ϕ , (*rad*)
 θ_{HP}° = ancho del haz a media potencia en el plano θ , (*grados*)
 ϕ_{HP}° = ancho del haz a media potencia en el plano ϕ , (*grados*)
 k_p = factor dependiente de la forma del patrón, típicamente
 $k_p = 1.05 \pm 0.05$

Se puede aproximar (según Rayleigh) al límite para la resolución del radiotelescopio que está fijado por la difracción en la abertura del radiotelescopio. El criterio de Rayleigh para la resolución de dos fuentes puntuales esta dado por:

$$\theta = 1.22 \frac{\lambda}{d} \quad (2.25)$$

Donde θ = resolución del radiotelescopio, (*rad*)
 λ = longitud de onda, (*m*)
 d = diámetro de la antena, (*m*)

El factor 1.22 involucra una función de Bessel aproximadamente igual al primer cero positivo de la función de primer tipo dividido por 2π .

Reemplazando los valores en (2.25) para una frecuencia de 12GHz y un diámetro de antena de 1.1metros se obtiene:

$$\begin{aligned}\theta &= 1.22 \frac{c}{v * d} \\ \theta &= 1.22 \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{12 * 10^9 \text{ Hz} * 1.1 \text{ m}} \\ \theta &= 0.028 \text{ rad}\end{aligned}$$

Que en grados representa

$$\theta = 1.6^\circ$$

2.3.1.2 El haz y la apertura eficiente.

La proporción del ángulo sólido del haz principal al ángulo sólido (total) del haz es llamado eficiencia del haz principal o simplemente, eficiencia del haz. Así:

$$\varepsilon_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_A} \quad (2.26)$$

La proporción del ángulo sólido del lóbulo menor al (total) ángulo sólido del haz, se denomina como el factor de pérdida ó:

$$\varepsilon_m = \frac{\Omega_m}{\Omega_A} \quad (2.27)$$

Sabiendo que:

$$\varepsilon_M + \varepsilon_m = 1 \quad (2.28)$$

(En algunos casos es útil definir una eficiencia del haz que involucra el ángulo sólido del haz principal más los lóbulos laterales cercanos. Esto produciría una eficiencia del haz ε_M' , algo mayor que ε_M).

La proporción de la abertura eficaz a la abertura física, es la eficiencia de la abertura, dada por

$$\varepsilon_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \quad (2.29)$$

La eficiencia de la apertura es en general diferente de la eficiencia del haz. Esta proporción está dada por

$$\frac{\varepsilon_{ap}}{\varepsilon_M} = \frac{A_e \Omega_A}{A_p \Omega_M} = \frac{\lambda^2}{A_p \Omega_M} \quad (2.30)$$

2.3.1.3 La Abertura eficaz y Ganancia

La sensibilidad fundamental (o la mínima densidad de flujo perceptible) de un radiotelescopio depende de muchos factores pero dos de los principales son la abertura eficaz y temperatura del sistema.

Como ya se conoce de la ecuación (1.32) la mínima densidad de flujo detectable de un radiotelescopio está dado por:

$$\Delta S_{\min} = \frac{2kK_s T_{\text{sys}}}{A_e \sqrt{\Delta \nu t}} = \frac{2kK_s T_{\text{sys}}}{\varepsilon_{ap} A \sqrt{\Delta \nu t}}$$

Donde k = constante de Boltzmann ($1.38 * 10^{-23} JK^{-1}$)
 K_s = constante del receptor (en el orden de la unidad)

T_{sys}	=	temperatura del sistema, ($^{\circ}K$)
A_e	=	apertura efectiva ($\varepsilon_{ap}A$), (m^2)
A	=	apertura, (m^2)
ε_{ap}	=	eficiencia de la apertura ($0 \leq \varepsilon_{ap} \leq 1$), adimensional
$\Delta\nu$	=	ancho de banda, (Hz)
t	=	constante de tiempo, (seg)

La eficiencia de la apertura depende de la uniformidad de la apertura de iluminación para el alimentador, los obstáculos, la difracción, el error de la fase debido a las irregularidades de la superficie, pérdida óhmica, etc. Los obstáculos son esencialmente independientes de la frecuencia pero los otros factores generalmente son funciones de la frecuencia. Por ejemplo, los errores de fase rms debido a las irregularidades de la superficie son directamente proporcionales a la frecuencia. De la ecuación (2-21) la ganancia está dada por

$$G = k_0 D = k_0 \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e = k_0 \frac{4\pi}{\lambda^2} k_g A_e'$$

Donde A_e' es la apertura efectiva para superficies reflejantes perfectas.

A continuación se encuentra la sensibilidad mínima detectable para el radiotelescopio prototipo.

Primero se calcula la temperatura del sistema dada por (1.33)

$$T_{sys} = T_A + T_{LP} \left[\frac{1}{\varepsilon} - 1 + T_R \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right]$$

Para una atenuación de $3dB$ se tiene que $\varepsilon = 0.5$

Con T_A dada por el fabricante de $45^{\circ}K$ para la antena RCA

T_{LP} igual a $18^{\circ}C$ o $291^{\circ}K$ (temperatura promedio para Quito)

T_R dada por el fabricante para el LNB SHARP es de $F_{dB} = 1.1dB$ (Ver anexo 2)

Se calcula la temperatura de ruido para el LNB dada por:

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (2.31)$$

$$T_o = 290^\circ K \quad (2.32)$$

$$T = (F - 1)T_o \quad (2.33)$$

Donde T = temperatura de ruido, ($^\circ K$)
 F = es la figura de ruido, adimensional

Reemplazando valores se tiene:

$$F = 10^{\frac{F_{dB}}{10}} = 10^{\frac{1.1}{10}} = 1.29$$

$$T = (1.29 - 1) * 290^\circ K$$

$$T = 83.59^\circ K$$

$$T_R = 83.59^\circ K$$

En realidad este valor debería considerar la temperatura de todos los elementos electrónicos que intervienen en el receptor pero al trabajar a una frecuencia de 11.83GHz estos valores no son comparables con los de la antena, pero para rangos superiores de frecuencias (50GHz) estos se vuelven importantes.

Con el valor encontrado de la temperatura de ruido se calcula la temperatura del sistema dada por (1.33):

$$T_{sys} = T_A + T_{LP} \left[\frac{1}{\epsilon} - 1 + T_R \left(\frac{1}{\epsilon} \right) \right]$$

$$T_{sys} = 45^\circ K + 20^\circ K \left[\frac{1}{0.5} - 1 + 83.59 \left(\frac{1}{.5} \right) \right]$$

$$T_{sys} = 3408.6^\circ K$$

Para la abertura efectiva de la antena se tiene la ecuación:

$$A_e = 0.50\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad (2.34)$$

Donde 0.5 representa una eficiencia de la apertura de 50% típico para una antena parabólica OFFSET y para un diámetro de 1.1m, se tiene:

$$A_e = \frac{1}{2}\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2$$

$$A_e = \frac{1}{2}\pi\left(\frac{1.1m}{2}\right)^2$$

$$A_e = 0.48m^2$$

$\Delta\nu = 750MHz$, dato dado por el fabricante para el LNB

t es el tiempo de integración y está dado en *segundos*. "Para este diseño el tiempo máximo es de 0.2seg."³¹

K_s es igual a 1 ya que se diseña un receptor de potencia total (Ver *Tabla 1-2*)

Con estos parámetros se determina la densidad de flujo mínima detectable dada por:

$$\Delta S_{\min} = \frac{2kK_s T_{\text{sys}}}{A_e \sqrt{\Delta\nu t}}$$

$$\Delta S_{\min} = \frac{2 * (1.38 * 10^{-23} JK^{-1}) * 1 * 3408.6^\circ K}{0.48m^2 * \sqrt{750 * 10^6 Hz * 0.2s}}$$

$$\Delta S_{\min} = 1.6 * 10^{-23} J / m^2$$

$$\Delta S_{\min} = 1.6 * 10^{-23} w * s / m^2$$

Las unidades astronómicas para la densidad de flujo están dadas por:

$$1sfu = 10^{-22} \text{ w} / \text{ m}^2 * \text{ Hz}^{-1} \quad (2.35)$$

Por lo tanto el valor de flujo mínimo detectado se lo puede expresar también como:

$$\Delta S_{\min} = 0.16sfu$$

“Los valores mínimos promedios de densidad de flujo emitidos por el Sol están en el orden de $60sfu$ ³² que comparado con nuestro flujo mínimo detectable este es mucho menor, se puede afirmar entonces que con los elementos disponibles se podrá obtener una buena resolución para cumplir el objetivo de observación del Sol.

A continuación se analiza la segunda etapa del radiotelescopio dado en la Fig 2-2 que corresponde al Receptor.

2.3.2 RECEPTORES PARA RADIOTELESCOPIOS

La función de un receptor para radiotelescopios es detectar y medir las emisiones de radio de fuentes celestes. La mayoría consiste en radiaciones incoherentes cuyas propiedades estadísticas no difieren del ruido originado en el receptor, ni de la radiación acoplada al receptor por la antena. El nivel de potencia de la señal en los receptores de radiotelescopios es usualmente bastante pequeño, en el orden de 10^{-15} a 10^{-20} watts. La potencia recibida puede ser mayor que esto, de manera que unas altas sensibilidad y estabilidad son requerimientos importantes para el receptor. Sin embargo, hay otros casos; por ejemplo, explosiones solares o radiación Joviana, donde la radiación es relativamente fuerte, por lo que son necesarias otras características en el receptor, como la posibilidad de detectar el espectro de la señal como una función del tiempo.

^{31, 32} EL ESPECTRO RADIO ELÉCTRICO Y EL ESTUDIO DEL SOL; SOLER I ALBA, Pere (2006)

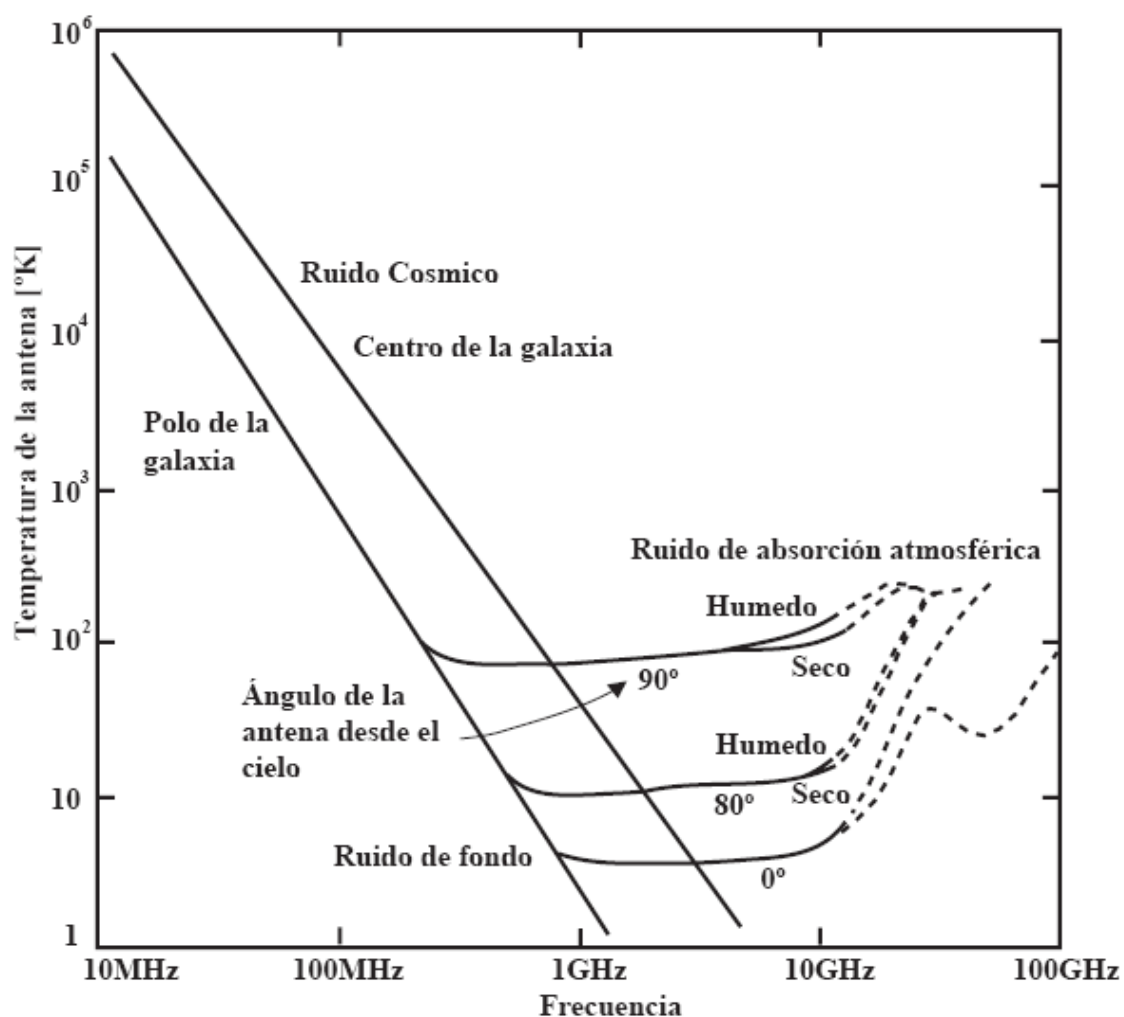


Fig. 2-7 Temperatura de antena por el ruido estelar como función de la frecuencia ³³

2.3.2.1 Análisis de los receptores

Los receptores para radiotelescopios son básicamente similares en su construcción a receptores usados en otras ramas de la radio ciencia e ingeniería. El tipo más común es el receptor superheterodino. La señal de potencia que está a una frecuencia central ν_{RF} , es captada por la antena para luego es enviada al LNB que la amplifica a un nivel de radiofrecuencia (RF) con una ganancia en el orden de 10 a 30 dB antes

³³ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

de ser enviada al receptor por una línea de transmisión (en este caso cable coaxial). La siguiente etapa es un mezclador, donde la todavía débil señal es mezclada con la señal fuerte de un oscilador local a una frecuencia ν_o , produciendo una señal de salida a una frecuencia intermedia (FI), la señal de potencia de FI, es directamente proporcional a la señal de potencia de RF. Entonces a la señal de FI se la amplifica con una ganancia en el orden de 60 a 90 dB. La parte más grande de la ganancia en un receptor superheterodino se obtiene en este amplificador de FI, que usualmente también determina el ancho de banda del pre-detector del receptor. El amplificador de FI es seguido de un detector, que normalmente en un receptor de radiotelescopios es un dispositivo de ley cuadrática (salida de voltaje en baja frecuencia es proporcional al cuadrado de la amplitud de entrada). Esto significa que la salida de voltaje en baja frecuencia es directamente proporcional a la potencia de ruido de la salida de la sección de predetección del receptor. Las etapas finales pueden consistir en un amplificador pasa bajos o integrador y un sistema de almacenamiento de datos como un grabador analógico o un sistema de salida digital. El integrador, integra la señal de potencia observada por un tiempo determinado. El valor usado es comúnmente del orden de los segundos y este es escogido entre valores de tiempo de integración muy cortos los que producen ruido excesivo a la salida del receptor; o tiempos de integración muy largos que causan suavizado excesivo y pérdida de información.

En los receptores superheterodinos (Fig. 2-2) la sección después del mezclador es la misma para todas las frecuencias. Solo el amplificador de RF, el mezclador y el oscilador local deben ser diseñados por separado para cada rango de frecuencias.

La sección antes del detector es usualmente llamada la parte de alta frecuencia del receptor o la sección de pre-detección. La sección después del detector es llamada la parte de baja frecuencia a la sección de post-detección.

En un receptor superheterodino, si no se usa filtro entre la antena y el receptor, no hay selectividad de RF antes del mezclador. En este caso, la frecuencia de la señal es:

$$v_{RF} = v_o + v_{IF} \quad (2.36)$$

Consecuentemente la frecuencia imagen está dada por:

$$v'_{RF} = v_o - v_{IF} \quad (2.37)$$

Estas dos frecuencias en forma general son igualmente efectivas en potencia dando una frecuencia intermedia y entonces el receptor tiene dos canales de entrada separados en frecuencia por $2v_{IF}$. En mediciones continuas las señales en los dos canales son prácticamente iguales en potencia y estadísticamente independientes, resultando un receptor con el doble de sensibilidad con respecto a un receptor de un canal.

Desde el punto de vista de radioastronomía, los receptores se pueden dividir en dos grupos, *receptores continuos* y *receptores de línea espectral*. En los primeros la frecuencia exacta de operación no es crítica, pero en los receptores más actuales la frecuencia precisa de recepción puede ser un parámetro importante y a veces es necesario que sea variable (la sintonía se hace cambiando la frecuencia del oscilador local).

Los receptores de línea espectral son aplicados para estudios de espectrometría, su propósito es determinar la potencia emitida por una radio fuente como función de la frecuencia en anchos de banda sumamente estrechos conocidos como *líneas de espectro*, una forma de implementar este tipo de receptor es utilizar un filtro pasabanda sintonizable de banda estrecha para hacerlo desplazar por todo el ancho de banda total antes del detector del Ley cuadrática; pero para obtener mayor

eficiencia de observación se instalan bancos de filtros diseñados de manera que las frecuencias de operación de cada uno esté una a continuación de la otra y cada uno de estos está seguido de un detector de Ley cuadrática, creando así un receptor de múltiples salidas las cuales deben ser registradas (o grabadas) simultáneamente.

La siguiente imagen, muestra el diagrama de bloques de un receptor de línea espectral:

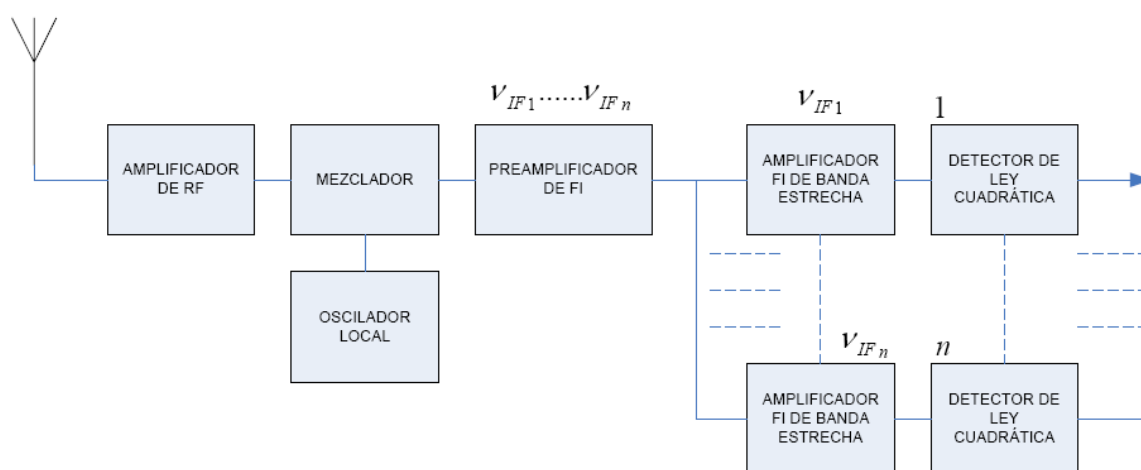


Fig. 2-8 Diagrama de bloques de un receptor de línea espectral

2.3.2.2 Ruido del sistema.

La potencia de ruido por unidad de ancho de banda de una antena está dada por kT_A , donde k es la constante de Boltzmann y T_A es la temperatura efectiva de ruido de la resistencia de radiación de la antena. La potencia de ruido de la antena es entonces:

$$W_{NA} = kT_A \Delta \nu \quad (2.38)$$

Donde W_{NA} = potencia de ruido de la antena, (*watts*)
 k = constante de Boltzman ($= 1.38 \times 10^{-23}$ joule K^{-1})
 T_A = temperatura de la antena, K
 $\Delta\nu$ = ancho de banda, Hz

El receptor también contribuye con ruido térmico debido a los componentes electrónicos tales como los transistores, diodos, etc. Adicionalmente, las pérdidas en la línea de transmisión (cable coaxial o guía de onda) entre la antena y el receptor. Así, la potencia de ruido total o del sistema en los terminales de la antena es:

$$W_{sys} = W_{NA} + W_{NR} = k(T_A + T_{RT})\Delta\nu \quad (2.39)$$

Donde T_A = temperatura de la antena, ($^{\circ}K$)
 T_{RT} = temperatura de ruido del receptor (incluye la línea de recepción), ($^{\circ}K$)
 W_{NR} = potencia de ruido del receptor referida a los terminales de la antena, (*watts*)

La temperatura de ruido del sistema T_{sys} de los radiotelescopios puede variar de 10 a miles de grados Kelvin, dependiendo de la frecuencia y el tipo de receptor. Ahora, el receptor debe ser capaz de detectar pequeñas diferencias en el ruido total.

Se calcula la potencia de ruido del sistema dada por (2.39). Así;

$$W_{sys} = W_{NA} + W_{NR} = k(T_A + T_{RT})\Delta\nu$$

Primero se encuentra la figura de ruido del receptor dada por el fabricante y que corresponde al transistor mezclador de FI (Ver anexo 3). $F_{dB} = 3.5dB @ 200MHz$, para un ancho de banda $\Delta\nu = 750MHz$.

$$F = 10^{\frac{F_{dB}}{10}} = 10^{\frac{3.5}{10}} = 2.24$$

$$T = (2.24 - 1) * 290^{\circ} K$$

$$T = 359.23^{\circ} K$$

$$T_R = 359.23^{\circ} K$$

$$W_{sys} = 1.38 * 10^{-23} J^{\circ} K^{-1} (45^{\circ} K + 83.59^{\circ} K + 359.23^{\circ} K) * 750 MHz$$

$$W_{sys} = 5.05 * 10^{-12} Watts$$

$$W_{sys} = 5.05 pWatts$$

2.3.2.3 Receptor de potencia total y su sensibilidad

Cualquier receptor que mida la potencia total de ruido de la antena y del receptor, se denomina *receptor de potencia total*. Estos difieren de receptores que miden; por ejemplo, la diferencia en potencia de una antena y una referencia (receptor Dike).

Un diagrama de bloques de un receptor de potencia total se presenta en la Fig. 2-8.

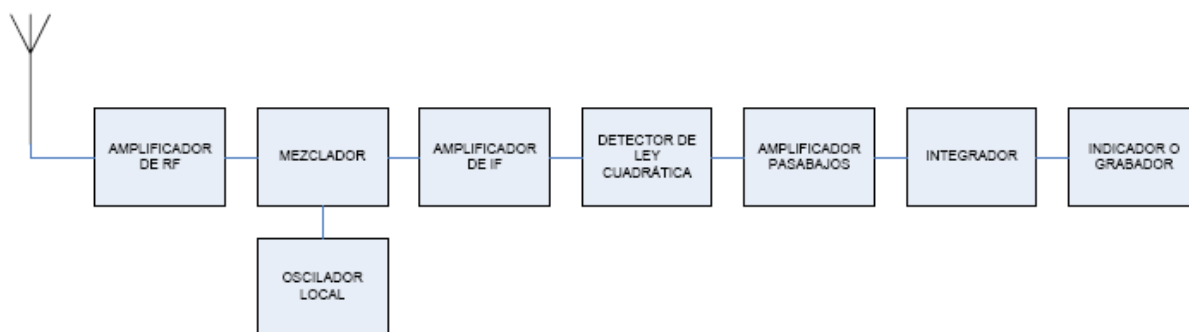


Fig. 2-9 Diagrama de bloques de un receptor de potencia total

Asumiendo que los amplificadores en el receptor son lineales y tienen una ganancia constante y que la característica del pasa banda es rectangular. Se asume que el receptor es del tipo de Ley cuadrática. La temperatura del sistema es tomada como T_{sys} , y ΔT es la señal de temperatura de ruido o cambio en la temperatura de la

antena a ser medido. La Fig. 2-9 muestra las formas de la señal de voltaje y espectros de potencia en diferentes partes del receptor.

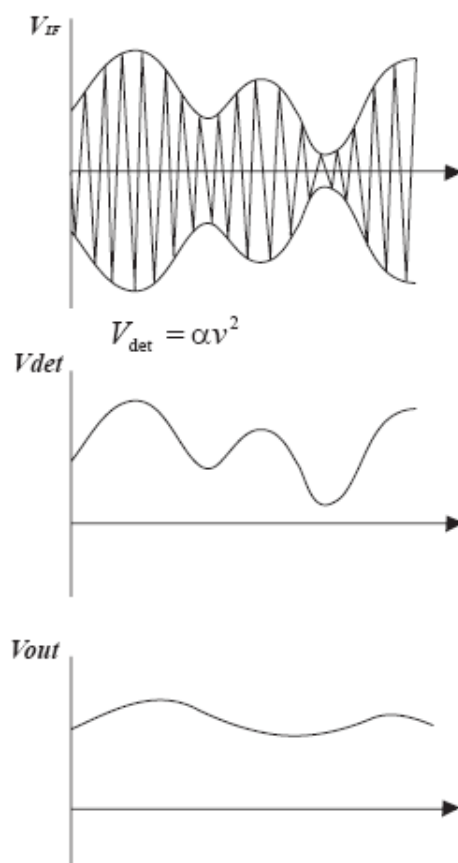


Fig. 2-10 Formas de onda y potencia espectral en un radiotelescopio³⁴

La potencia incidente consiste en un ruido de banda ancha. Los amplificadores y mezcladores aceptan solo las componentes de frecuencia alrededor de la frecuencia de la señal ν_{RF} , mientras que los mezcladores convierten este espectro a la frecuencia FI ν_{IF} . Se asume que la parte de predetección del receptor tiene un pasabanda rectangular de ancho $\Delta\nu_{HF}$ determinado efectivamente por el ancho de

³⁴ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

banda del amplificador de FI. El voltaje filtrado V_{IF} a la salida del amplificador parece una onda portadora modulada aleatoriamente a la frecuencia ν_{IF} .

La potencia de salida en (watts) del amplificador de FI W_{HF} es

$$W_{HF} = G_{HF} k(T_{sys} + \Delta T) \Delta v_{HF} \quad (2.40)$$

Donde G_{HF} = ganancia de potencia de la sección de predetección

Esta potencia se alimenta al detector de ley cuadrática. El detector tiene un voltaje de salida V_{det} , que varía con el voltaje de entrada v de acuerdo a

$$V_{det} = \alpha v^2 \quad (2.41)$$

Donde α es una constante. Ahora, la salida de voltaje d-c del detector, $V_D + \Delta V$ es directamente proporcional, a la potencia de entrada, o

$$V_D + \Delta V = \beta G_{HF} k T_{sys} \Delta v_{HF} + \beta G_{HF} k \Delta T \Delta v_{HF} \quad (2.42)$$

Donde β es una constante, En la mayoría de los detectores de ley cuadrática V_{eff} , y ahora V_D , debe mantenerse pequeño (alrededor 0.1 voltios) para asegurar una operación adecuada del detector. Debido a que $\Delta V \ll V_D$ ($\Delta T \ll T_{sys}$) es necesaria una alta amplificación de ΔV para conseguir un nivel de salida adecuado para el registrador. Para hacer fácil la amplificación el voltaje V_D debido al ruido del sistema T_{sys} es cancelado por un voltaje d-c $-V_D$, por lo que a la salida del detector tenemos ΔV . La potencia de la señal en (watts) correspondiente es igual a

$$W' = C'(k\Delta T\Delta v_{HF}) \quad (2.43)$$

Donde C' = constante, ($watts^{-1}$).

Adicional a ΔV , un voltaje de ruido existe en la salida del detector. Las componentes de baja frecuencia de este voltaje desde d-c a Δv_{HF} son debido a las diferentes componentes de voltaje-ruido en el rango de frecuencia de $v_{IF} - \Delta v_{HF}/2$ a $v_{IF} + \Delta v_{HF}/2$ chocando entre sí en el detector. El espectro de potencia de baja frecuencia resultante tiene una forma triangular, debido a que el número de componentes de FI voltaje-ruido dan ciertas componentes de ruido a la frecuencia v_{LF} es proporcional a $\Delta v_{HF} - v_{LF}$ (v_{LF} varía de cero a Δv_{HF}). La máxima densidad de potencia cerca de la frecuencia cero es igual a: (Tiuri, 1964)

$$W_{LF_{max}} = 2C'(kT_{sys})^2 \Delta v_{HF} \quad (2.44)$$

Esto asumiendo $\Delta T \ll T_{sys}$.

El voltaje de salida del detector se alimenta al registrador a través de un filtro amplificador pasa bajos para reducir fluctuaciones. El efecto de un filtro pasa bajos se consigue a menudo con un circuito integrador RC con una constante de tiempo largo (en el orden de los segundos) de manera que el ancho de banda efectivo Δv_{LF} del filtro pasa bajos es mucho más pequeño que el ancho de banda de la sección de predetención Δv_{HF} . Si el filtro amplificador pasa bajos tiene un pasa banda rectangular desde cero hasta Δv_{LF} y una ganancia de potencia G_{LF} , entonces la potencia de ruido fluctuante a la salida es igual a:

$$W_{LF} = G_{LF} 2C'(kT_{sys})^2 \Delta v_{HF} \Delta v_{LF} \quad (2.45)$$

La señal de potencia debido a la temperatura de ruido ΔT es igual a:

$$W = G_{LF} C' (k \Delta T \Delta v_{HF})^2 \quad (2.46)$$

La sensibilidad o la mínima señal detectable ΔT_{\min} del radiotelescopio es definida de manera que la señal de temperatura de ruido ΔT que produce la salida como potencia d-c W sea igual a la salida de potencia de ruido W_{LF} . De (2.45) y (2.46) se tiene que:

$$\Delta T_{\min} = T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{2 \Delta v_{LF}}{\Delta v_{HF}}} \quad (2.47)$$

Un pequeño ΔT_{\min} corresponde a una alta sensibilidad.

Derivando (2.47) se asumen características pasa banda rectangulares para las secciones de pre y post detección. Pero para características reales de filtros los anchos de banda equivalentes pueden ser calculados como: (Tiuri, 1964).

$$\Delta v_{HF} = \frac{\left[\int_0^{\infty} GHF(v) dv \right]^2}{\int_0^{\infty} [GHF(v)]^2 dv} \quad (2.48)$$

$$\Delta v_{LF} = \frac{\int_0^{\infty} G_{LF}(v) dv}{G_{LF}(0)} \quad (2.49)$$

Donde $G_{HF}(v)$ = ganancia de predetección de potencia como función de la frecuencia $\left[= (\text{ganancia} \cdot \text{de} \cdot \text{voltaje})^2 \right]$
 $G_{LF}(v)$ = ganancia de potencia de post detección.
 $G_{LF}(0)$ = ganancia de potencia d-c de post detección.

Un integrador ideal con un tiempo de integración t_{LF} puede ser usado como un filtro pasa bajos. Un integrador ideal tiene la siguiente función de ganancia $G(\nu)$:

$$G(\nu) = \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega t_{LF})}{(\frac{1}{2}\omega t_{LF})^2} \quad (2.50)$$

El correspondiente ancho de banda de post detección $\Delta\nu_{LF}$; de (2.51), es igual a:

$$\Delta\nu_{LF} = \frac{1}{2t_{LF}} \quad (2.51)$$

Entonces de (2.47) y (2.50) se tiene que:

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{\Delta\nu_{HF} t_{LF}}} \quad (2.52)$$

El tiempo de integración ideal para cualquier tipo de filtro suavizante puede ser calculado de (2.49) y (2.51) como

$$t_{LF} = \frac{G_{LF}(0)}{2 \int_0^{\infty} G_{LF}(\nu) d\nu} \quad (2.53)$$

La Tabla 2-3 muestra algunos anchos de banda de predetección equivalentes $\Delta\nu_{HF}$ calculados de (2.49) para ciertos circuitos amplificadores de IF. Para circuitos de sintonía simple, $\Delta\nu_{HF}$ es más que 1.5dB el ancho de banda de media potencia. Para circuitos de sintonía alternada o circuitos de doble sintonía está cerca de los -3dB del ancho de banda.

Tipo de filtro	$G(\nu)$	$\Delta\nu_{HF} / \Delta\nu$
Sintonía simple en cascada para n etapas	$\left[1 + \left(\frac{\Delta w}{\pi\Delta\nu_s}\right)^2\right]^{-n}$	
n = 1		3.14
n = 2		1.96
n = 3		1.76
n = 5		1.62
n = ∞ (Gaussian)	$2^{-[\Delta w/(\pi\Delta\nu)]^2}$	1.50

Tabla 2-3 Ancho de banda equivalente de predetección comparado con el ancho de banda.³⁴

$$\Delta w = w - w_0,$$

- Donde w_0 = es la frecuencia angular central
 $\Delta\nu_s$ = ancho de banda de una sección a -3dB
 $\Delta\nu$ = ancho de banda del amplificador.

La Tabla 2-4, muestra algunos anchos de banda equivalentes y los tiempos equivalentes de integración calculados de (2.50) y (2.54).

Tipo de filtro	$G_{LF}(\nu)$	$\Delta\nu_{LF}$	t_{LF}
Integrador, tiempo de integración t_{LF}	$\frac{\text{sen}^2(1/2\omega t_{LF})}{(1/2\omega t_{LF})^2}$	$\frac{1}{2t_{LF}}$	t_{LF}
Filtro ideal pasa bajos	1	$\Delta\nu$	$1/2\Delta\nu$
N filtros RC en cascada, tiempo constante t_{RC}	$(1 + \omega^2 t_{RC}^2)^{-n}$		
n=1		$1.57 \Delta\nu$	$2t_{RC}$
n=2		$1.22 \Delta\nu$	$4t_{RC}$
n= ∞		$1.06 \Delta\nu$	$1/2.12\Delta\nu$

Tabla 2-4 Ancho de banda equivalente de post detección $\Delta\nu_{LF}$ comparado al ancho de banda a media potencia $\Delta\nu$ y el equivalente tiempo de integración t_{LF} ³⁵

^{34, 35} Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

Se calcula la temperatura mínima detectable para el prototipo del radiotelescopio con $T_{sys} = 3408.6^\circ K$, calculado por (1.33), y reemplazando en (2.52)

De la Tabla 2-3

$$\Delta v_{HF} = 3.14 * \Delta v$$

$$\Delta v_{HF} = 3.14 * 750 MHz$$

$$\Delta v_{HF} = 2.36 * 10^9 MHz$$

Para un tiempo de integración de 0.2 seg, se tiene

$$\Delta T_{min} = \frac{3408.6^\circ K}{\sqrt{750 MHz * 0.2 seg}}$$

$$\Delta T_{min} = 0.28^\circ K$$

La ecuación (2.52) puede deducirse como sigue. Como lo dicho anteriormente Δv_{HF} es efectivamente independiente de las contribuciones de pulsos de ruido por segundo que produce la salida del detector. Estos son promediados en el integrador de la post detección sobre el tiempo de integración t_{LF} . Durante este tiempo las contribuciones $\Delta v_{HF} t_{LF}$ y por consiguiente la raíz principal de desviación cuadrada (desviación estándar) es $1/\sqrt{\Delta v_{HF} t_{LF}}$ tiempos del promedio de baja frecuencia de salida.

Las ecuaciones (2.42) y (2.53) son válidas cuando se usa un detector de ley cuadrática.

Los detectores de ley cuadrática son usados en los receptores de radiotelescopios porque eso hace posible tener una calibración de la salida independiente del nivel de potencia del detector con la ganancia de predetección fija. La temperatura de ruido del sistema puede variar lentamente debido a las variaciones en el ruido estelar y la potencia de entrada al detector cambiará correspondientemente. De (2.42), cuando la ganancia de post detección es constante, la salida de voltaje del receptor será:

$$V_R = \gamma T_{sys} + \gamma \Delta T \quad (2.54)$$

Donde γ es una constante. Ahora un cierto ΔT podría causar una deflexión igual en el analizador independiente de T_{sys} .

A continuación se define uno de los parámetros que se necesitan en el cálculo de los dispositivos que conforman el circuito:

- La señal se recibirá mediante la tarjeta de audio del computador, esto significa que se necesita tener en este punto una señal en el rango audible o de respuesta de esta tarjeta (idealmente de 20Hz a 20KHz); y para valores de entrada de voltaje de +/- 400mV, impedancia de entrada de entre 50 ohmios y 600 ohmios.

Se calculan los valores correspondientes al circuito del detector

La potencia de entrada al receptor calculada por (2.39) es:

$$W_{sys} = 5.05 \text{ pWatts}$$

El voltaje de baja frecuencia dado a la salida responderá a las variaciones de temperatura ΔT es entonces:

$$V_{in\max} = 0.64 \text{ mV para } T = 15000^\circ \text{ K @ } 12 \text{ GHz}$$

$$\Delta V = \frac{.64 \text{ mV}}{15000^\circ \text{ K}} * 5.037^\circ \text{ K} = 0.215 \mu \text{ V}$$

Con estos valores de voltaje se calcula las ganancias para los amplificadores respectivos.

2.3.3 AMPLIFICADOR DE RADIO FRECUENCIA RF

Considerando un valor de 0.64mV máximo para el diodo 1N34A (diodo de germanio Fast Switching) en la región de cuadratura dado por su curva característica. (Anexo 4) y para una impedancia de entrada de 50Ω, calculamos la potencia de entrada al detector dada por:

$$Wd = \frac{V^2}{R}$$

$$Wd = \frac{0.64mV^2}{50\Omega}$$

$$Wd = 8.192nW$$

La ganancia teórica de potencia para alta frecuencia está dada por:

$$G_{HF} = \frac{Wd}{W_{NA} + W_{NR}}$$

$$G_{HF} = \frac{8.192nW}{5.07pW}$$

$$G_{HF} = 1615.78$$

$$G_{HF} = 32.08dB$$

La ganancia de potencia calculada es un valor teórico en la práctica se debe considerar las pérdidas en los circuitos mezcladores, etc.

Esta etapa utilizará un amplificador de radiofrecuencia, cuyo circuito es recomendado por el fabricante (ver Anexo 5) y garantiza una ganancia de 32dB @ 70MHz.

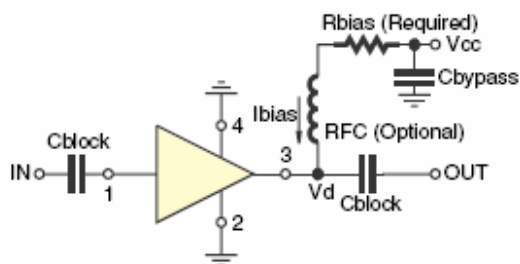


Fig. 2-11 Circuito de amplificación de FI

La entrada a esta etapa corresponde a la salida del receptor satelital de FI del receptor satelital que tienen una impedancia de 50Ω .

Tanto la salida del receptor así como la entrada y salida del amplificador son sistemas a 50Ω , por lo que su acoplamiento estará garantizado.

R_{bias} es la resistencia de polarización del circuito que corresponde a 115Ω para una fuente de polarización de $12V$ (recomendado por el fabricante).

Los capacitores de bloqueo C_{block} , sirven para suprimir los valores de DC que pudieran provenir del receptor (entrada) o filtro (salida).

La impedancia de los capacitores de bloqueo a $70MHz$ deberá ser mucho menor que la carga en este caso 50Ω .

Así que se hace que se cumpla con:

$$X_c \ll 50\Omega$$

Donde X_c es la reactancia de los capacitores de bloqueo dada por:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.55)$$

Donde C es la capacitancia en Faradios y f es la frecuencia intermedia.

Con $X_c \leq 50\Omega$

$$C \geq \frac{1}{2\pi * 70MHz * 5\Omega} = 0.45nF$$

Se escoge un valor comercial que cumple nuestra condición:

$$C_{block} = 1nF$$

Estos serán aplicados en el circuito de la Fig. 2-11 como capacitores de bloqueo de DC.

Luego el terminal de salida del amplificador es un caso particular pues como se aprecia en el diagrama (Fig. 2-11) este es a la vez salida de FI y polarización, entonces se debe prever las protecciones necesarias de tal manera que no se pierda señal de RF que pueda viajar hacia la fuente y a su vez el voltaje de polarización sea aislado de la entrada del siguiente amplificador (inicialmente se usaron dos etapas de amplificación).

Se calcula I_{bias} con el siguiente criterio, X_L se comportará como circuito abierto para alta frecuencia (70MHz), por lo que se debe encontrar un valor de inductancia que cumpla con este criterio.

En el mercado comercial se encuentran bobinas de 1mH, por lo que se calcula si estas cumplen la condición señalada y necesaria para este diseño.

$$X_L = 2\pi * f * L \quad (2.56)$$

Donde L es la inductancia en Henrios y f es la frecuencia intermedia

$$X_L = 2\pi * 70\text{MHz} * 1\text{mH}$$

$$X_L = 439.82\text{K}\Omega$$

Este valor de resistencia es lo suficientemente grande lo que permite bloquear el paso de FI hacia la fuente de polarización, por lo que la bobina de 1mH, es aplicada al circuito (Fig.2-11).

2.3.4 DETECTOR DE LEY CUADRADA

En todo receptor de radio se cuenta con una etapa de detección, así por ejemplo, los receptores de señal modulada AM cuentan con un detector de envolvente basado en un diodo de respuesta relativamente rápida con el fin de recuperar la señal de información pertinente.

Un radiotelescopio a pesar de su aplicación, no deja de ser un receptor de radio por lo que debe contar con una etapa de detección, solo que en este caso en particular el detector debe cumplir ciertas condiciones.

El objetivo que persigue un receptor de radiotelescopio es obtener una señal que sea directamente proporcional a la potencia de la señal de entrada (recibida por la antena).

Como se conoce la señal obtenida en un receptor de radio es directamente proporcional al campo eléctrico, y lo que interesa son medidas de potencia además recordamos que la potencia es proporcional al voltaje al cuadrado $P \approx V^2$, entonces es útil para esta aplicación un detector de ley cuadrática.

Una forma sencilla de implementar un detector de este tipo, es utilizar un diodo el cual se lo hace trabajar en la zona de cuadratura

Para escoger el tipo de diodo a utilizar se considera que en general todos los diodos en su curva característica cumplen con una zona de respuesta de cuadratura sin embargo para fines de esta aplicación se deberá escoger uno que tenga respuesta más rápida, ya que la señal de interés es totalmente estocástica.

La figura a continuación presenta curvas características para diodos de silicio, germanio y diodo schottky.

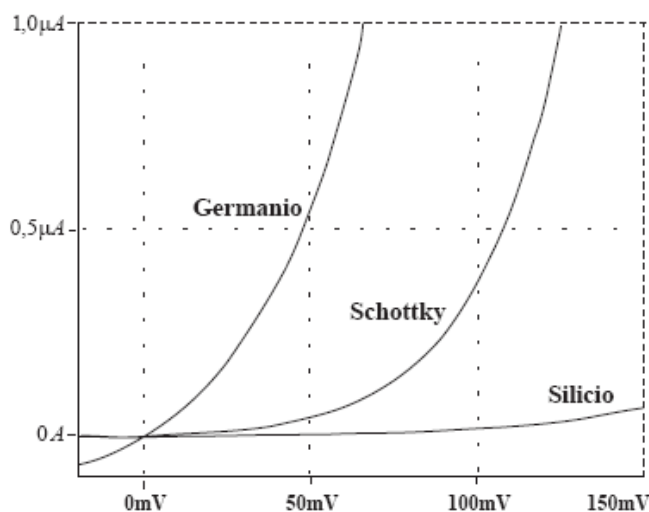


Fig. 2-12 Curvas características para diodos de silicio, germanio y schoktty

De la gráfica anterior se puede definir que un diodo de silicio no es adecuado para esta aplicación debido a su curva poco pronunciada lo que implicaría un nivel muy bajo de señal a la salida. El diodo Schottky es el más adecuado pues su zona de cuadratura es mayor, sin embargo como se aprecia, el hecho de requerir un voltaje de polarización para poder entrar en esta zona hace desistir su uso; por lo tanto, el diodo de germanio es el más indicado para esta aplicación, pues tiene una respuesta rápida y bastante aceptable para la zona de cuadratura y adicionalmente no requiere polarización para entrar en la zona de interés.

En esta aplicación el detector de ley cuadrática simple consiste en un diodo de respuesta rápida que trabaje a frecuencias mayores a 70MHz, para esto se ha escogido el diodo 1N34A, correspondiente al NTE109 (Anexo 4)

El circuito a ser implementado se muestra en la Fig. 2-13

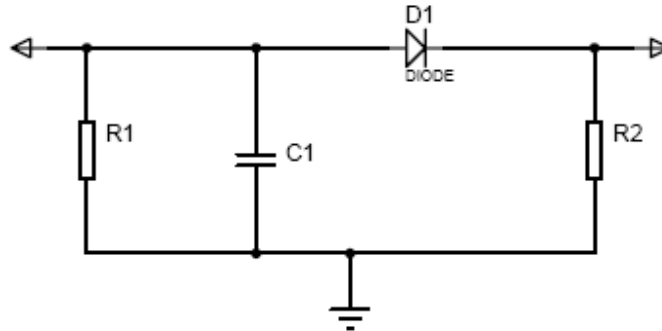


Fig. 2-13 Circuito detector de ley cuadrática

Se escoge una $R = 2.7k\Omega$ con el fin de elevar la impedancia de salida del circuito y pensando en la impedancia alta de entrada del siguiente circuito amplificador de baja frecuencia, y calculamos el valor de C.

Considerando que la máxima frecuencia será de 20KHz, con una portadora de 70MHz, se calcula en base al siguiente criterio, a menor RC se tendrá un mayor rizado y además debe cumplirse simultáneamente que:

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

$$RC \ll \frac{1}{B}$$

Donde ω_c y B , son las frecuencias angulares de la portadora y modulante respectivamente, escogemos el valor de la media geométrica dada por:

$$RC = \sqrt{\frac{1}{2 * \pi * f_c * f_m}} \quad (2.57)$$

$$RC = 3.37 * 10^{-7} \text{ seg}$$

Donde, con un valor de $R = 2.7k\Omega$, encontramos un capacitor de :

$$C = 0.31nF$$

Se aplicará un capacitor de valor comercial en el circuito de la Fig. 2-13 de 1nF.

2.3.5 AMPLIFICADOR DE BAJA FRECUENCIA

El voltaje de salida del detector se alimenta al registrador a través de un filtro amplificador pasa bajos para reducir fluctuaciones. El efecto de un filtro pasa bajos se consigue a menudo con un circuito integrador RC con una constante de largo tiempo (en el orden de los segundos) de manera que el ancho de banda efectivo ΔV_{LF} del filtro pasa bajos es mucho más pequeño que el ancho de banda de la sección de predetección ΔV_{HF} .

La potencia de salida máxima en el detector es:

$$W_{\max} = \frac{.64mV^2}{50} = 8.19nW$$

La señal de entrada requerida para la tarjeta de sonido dada por el fabricante es:

$$W_{in} = \frac{400mV}{50} = 3.2mW$$

Por lo que la ganancia requerida para el amplificador de baja frecuencia está dada por:

$$G_{LF} = \frac{W_{in}}{W_{\max}} = \frac{3.2mW}{8.19nW} = 55.92dB$$

Para esta etapa se utiliza un amplificador operacional LM741 (Ver anexo 5), como se muestra en circuito de la Fig. 2-14.

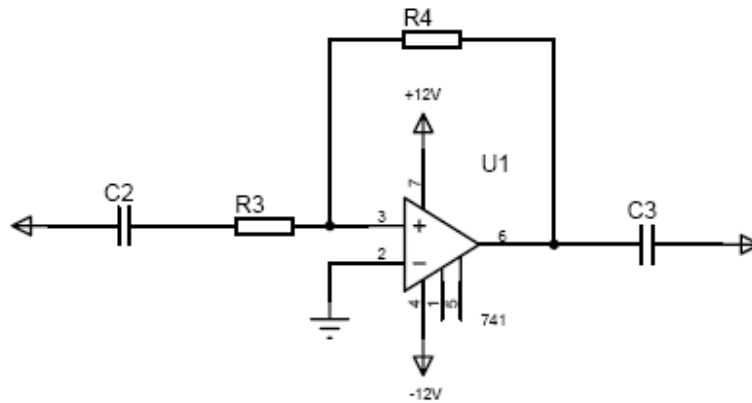


Fig. 2-14 Circuito amplificador de baja frecuencia

Donde los capacitores de $100\mu\text{F}$ son capacitores de paso para bloquear DC a los circuitos.

Estos capacitores a la frecuencia máxima de entrada (20KHz) presentan una impedancia calculada por:

$$X_c = \frac{1}{2 * \pi * C * f}$$

$$X_c = \frac{1}{2 * \pi * 100\mu\text{F} * 20\text{kHz}}$$

$$X_c = 0.08\Omega$$

Por lo que la señal a 20kHz prácticamente no será atenuada en los capacitores pero estos bloquearán valores de DC.

En este circuito la ganancia del amplificador se la puede determinar por medio de las relaciones de las resistencias así:

$$G_{LF} = \frac{100k\Omega}{1k\Omega} = 20dB$$

2.3.6 INTEGRADOR

Integra la señal de potencia observada por un determinado tiempo. El valor comúnmente usado es del orden de los segundos donde un muy corto período de tiempo hará que el ruido en la salida sea excesivo y un muy largo período de tiempo provocará suavizado excesivo y pérdida de información.

El tiempo de integración está dado por:

$$t = \frac{1}{RC} \quad (2.58)$$

Para un tiempo de integración de 0.2s, y que según la tabla 2-4 es igual a $2t_{RC}$.

Escogemos un valor de RI de 100kΩ, y se calcula el valor del capacitor dado por la ecuación 2.58 que es igual a 100μF.

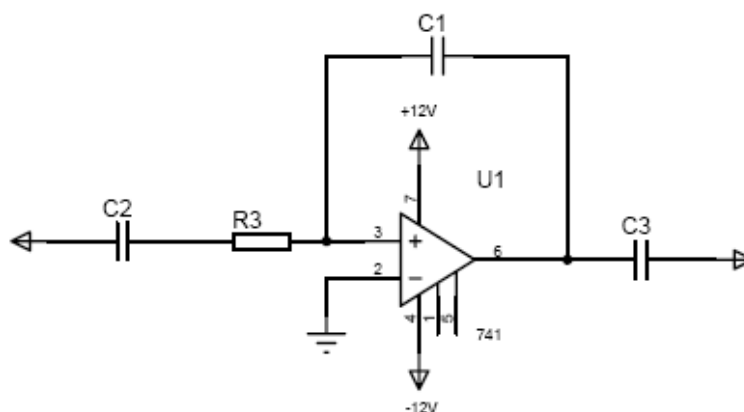


Fig. 2-15 Circuito integrador

2.3.7 ADQUISICIÓN DE DATOS POR LA TARJETA DE SONIDO

Uno de los posibles circuitos para realizar la adquisición de datos es por medio de un conversor AD, para conexión con el puerto serial de un computador, pero en este caso para facilidad en el diseño de la interfaz se ha optado en realizar la adquisición por la tarjeta de sonido, esto evitará la construcción de un protocolo para la comunicación e intercambio de datos entre el computador y el circuito.

2.3.7.1 Ventajas de la tarjeta de sonido

- Una ventaja está en lo referente al elevado costo de una tarjeta de adquisición de datos en comparación con una tarjeta de sonido y sabiendo que esta última hoy en día incorpora cualquier equipo informático.
- Una clara ventaja de las tarjetas de sonido en comparación con la mayoría de las tarjetas de adquisición de datos es que los dos canales son capturados al mismo tiempo usando dos conversores A/D o, al menos, dos dispositivos 'sample&hold'. Las tarjetas de adquisición de datos suelen usar un conversor A/D y un multiplexor. Por esta razón, se escanean varios canales uno tras otro, pero no en paralelo.
- La tarjeta de sonido nos permite escoger entre múltiples velocidades de muestreo esto es: 8000, 11025, 22050, o 44100 muestras por segundo las cuales pueden ser fácilmente configurables y evitan la implementación de hardware para cada una de las frecuencias de muestreo.
- Sin embargo, antes de realizar alguna prueba que pueda causar daños permanentes en el sistema o simplemente para conocer donde están las limitaciones de esta adquisidora de señal improvisada, es conveniente tener en cuenta algunos aspectos:

2.3.7.2 Limitaciones de la Tarjeta de Sonido.

- No es posible realizar medidas de tensión DC. Las tarjetas de sonido usan condensadores en el paso de la señal, de forma que cualquier nivel DC es eliminado. Esto significa también que existe un límite para frecuencias bajas

debido a la característica “pasa-altas” de los condensadores en línea.

- La impedancia de entrada es baja. Las medidas se hacen usando la línea de entrada ‘Mic-In’ para conseguir una mayor sensibilidad, pero el ruido es mayor y muchas tarjetas de sonido sacan un nivel de tensión para alimentar el micrófono. Si se usa esta entrada, es necesario un condensador que bloquee esta tensión.

2.4 INTERFAZ DE USUARIO

Para el diseño de la interfaz de usuario se ha optado por utilizar un lenguaje de programación que permita un desarrollo sencillo de la aplicación y facilidades para el manejo simultáneo de las dos interfaces que se utilizarán; esto es, el manejo del puerto serial y de la tarjeta de sonido.

Se ha escogido la utilización del software de desarrollo LabVIEW debido a las siguientes razones:

- LabVIEW es un lenguaje de programación gráfico interactivo y fácil de usar.
- Con LabVIEW se puede escribir aplicaciones y programas complejos en mucho menos tiempo.
- LabVIEW es una herramienta fundamental en la industria.
- LabVIEW se puede usar con gran cantidad de hardware National Instruments para adquisición de datos, control de instrumentos, visión, movimiento y E/S distribuidas, para así adquirir datos reales y llevar la teoría a la realidad.

Una comparativa del porcentaje de utilización de LabVIEW en aplicaciones de instrumentación respecto de otros lenguajes de programación se muestra a continuación.

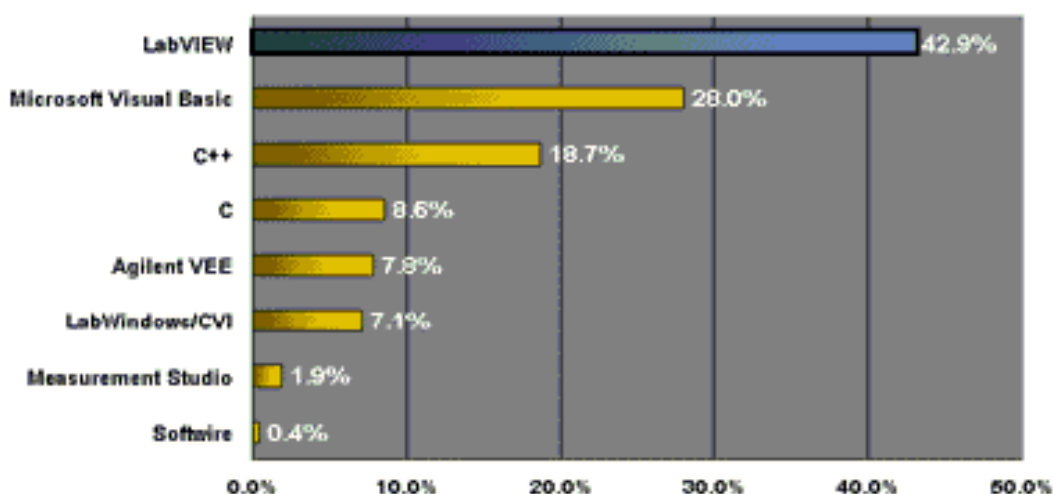


Fig. 2-16 Porcentaje de utilización de LabVIEW en aplicaciones de instrumentación

Otra herramienta utilizada en estas aplicaciones es también In-Touch pero no se lo considera en la tabla comparativa debido a que no se lo ha podido encontrar con facilidad

2.4.1.1 Diagrama de flujo de la interfaz de usuario

Es necesario considerar que se integrarán las interfaces de recepción y control por lo que al prever esta condición, el diagrama de flujo (Fig. 2-16) de la interfaz trabajará de la siguiente manera.

En el diseño de la interfaz de usuario detallamos el objetivo que esta debe cumplir el cual es el seguimiento al Sol así como el análisis de las señales obtenidas por el radiotelescopio. Esto será controlado mediante instrucciones enviadas desde el computador hacia el PIC por el puerto serial para lo cuál se ha establecido un protocolo para la comunicación.

Inicialmente el usuario envía una ubicación aproximada de la posición del Sol dada en grados y minutos y de acuerdo con la ascensión recta, este dato es enviado al PIC donde se realiza un cálculo para determinar el número de revoluciones que se debe controlar en el motor de pasos. Mientras el motor de pasos se encuentra girando el usuario observará en el computador los niveles de señal obtenidos por el movimiento de la antena poniendo especial atención a los picos altos posiblemente registrados y que representan las fuentes estelares de radiación (para el Sol este pico está alrededor de los $11\,000^{\circ}\text{K}$), si este pico no ha sido encontrado exactamente el usuario tiene la opción de regresar o adelantar la posición de la antena de manera muy fina (paso a paso) de tal forma de conseguir estar dentro de los niveles mas altos de los picos.

Cuando el pico máximo ha sido determinado (posición correcta de la antena) el usuario enviará datos al PIC para que este realice el seguimiento automático a partir de esta posición.

Los datos obtenidos son almacenados en un archivo generado por LabVIEW el cuál al final de la sesión es posible guardarlo con una etiqueta o nombre escogido por el usuario.

El archivo guardado puede ser analizado en cualquier momento y realizar medidas de temperatura para su interpretación.

Al final de la sesión el PIC o circuito microcontrolador ubicará automáticamente a la antena a una posición inicial para lo que se ha incluido finales de carrera al inicio y final de las monturas para evitar que se produzcan golpes.

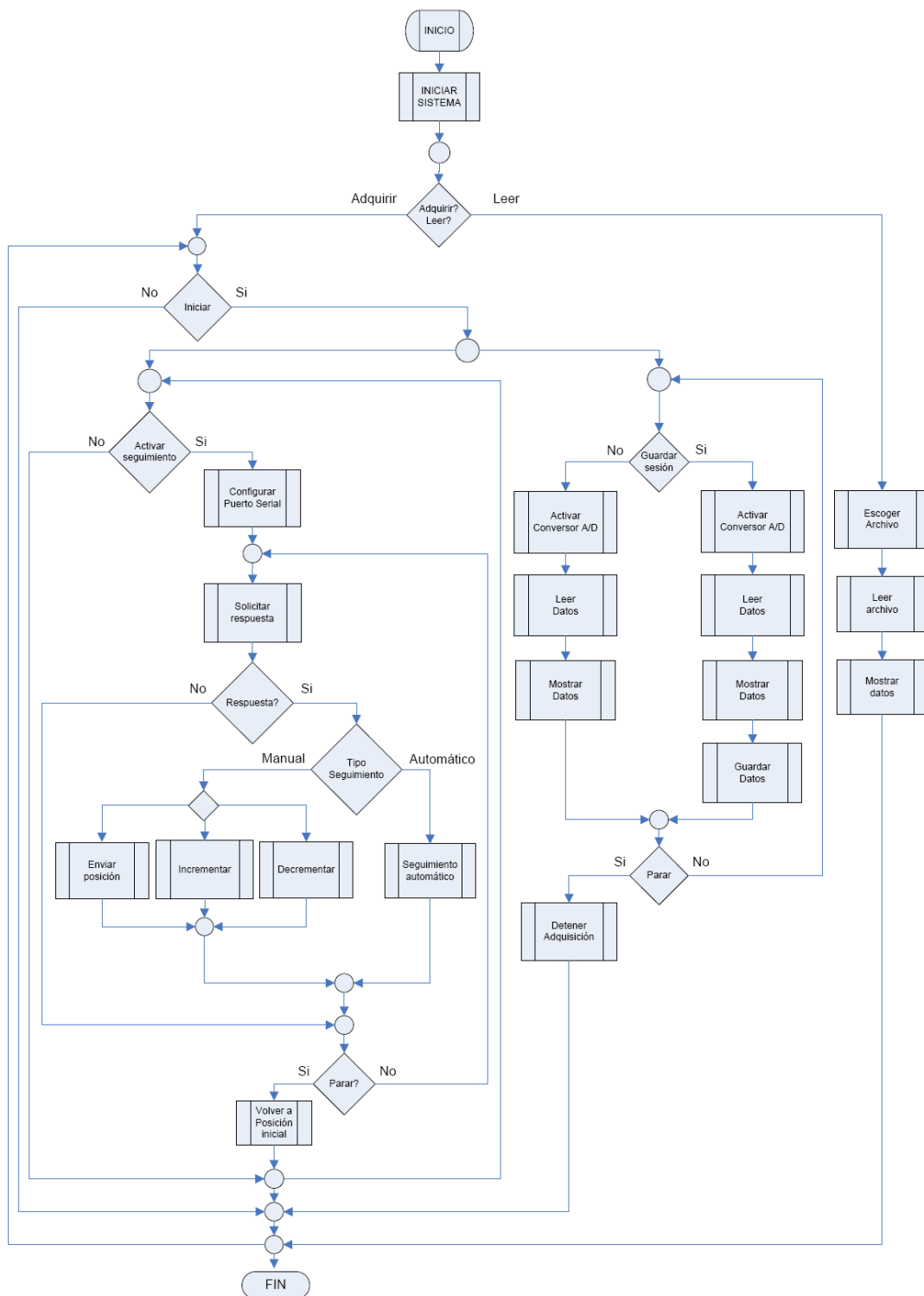


Fig. 2-17 Diagrama de flujo de la interfaz de usuario

2.4.1.2 Diagrama de bloques de la interfaz de usuario

Para la implementación de la interfaz de usuario se utilizaron los VI's (Instrumentos Virtuales) propios de LabVIEW, algunos de los utilizados en la parte de adquisición de datos son:

- *Snd Read Waveform*, cuya función es leer los datos del puerto de entrada de la tarjeta de sonido

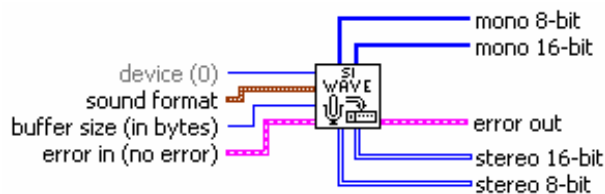


Fig. 2-18

El terminal *device 0* permite escoger el dispositivo a utilizar (en caso de que hubiera más de una tarjeta).

Por medio de *Sound Format*, se configura los parámetros de muestreo de la tarjeta, como: velocidad de muestreo (8000, 11025, 22050 o 44100), calidad de sonido (stereo, mono), bits por muestra (8, 16).

Buffer size permite configurar el tamaño del buffer para los datos leídos.

Adicionalmente se puede escoger salidas de la señal stereo o mono de 8 o 16 bits según se haya configurado la tarjeta.

- *Waveform Chart*, permite visualizar los datos obtenidos desde la tarjeta de sonido.

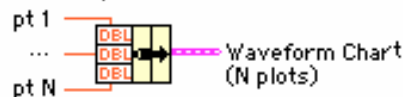
Waveform Charts:

Wire data directly to chart:

Data	Resulting Chart
Scalar	Single plot - 1pt
1D	Single Plot - 1 or more pts
WDT	Single Plot - 1 or more pts
2D	Multiplot - 1 or more pts

WDT (Waveform Data Type) includes timing info.

Or combine points with a bundle node:



Or use timing information in WDT.

Fig. 2-19

Este VI tiene las opciones de escoger tipos de escala de tiempo y amplitud, sin embargo para la aplicación ha sido necesario editar el VI con la finalidad de configurar las escalas adecuadamente a las condiciones del radiotelescopio.

- *Write to I16 File*, permite escribir en un archivo arreglos de una o dos dimensiones (para este caso 1D), pudiendo preestablecerse la dirección donde se desea guardar o hacerlo interactivamente.

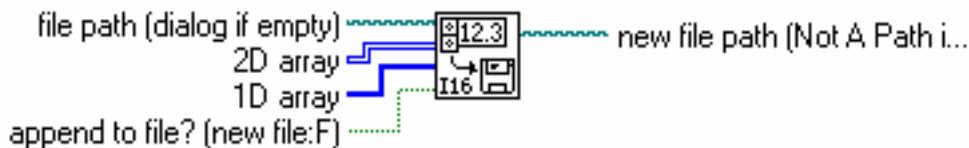


Fig. 2-20

- Con *Insert Into Array*, se construye el arreglo que será guardado en el archivo para ello se debe ingresar tantos elementos como dimensiones.

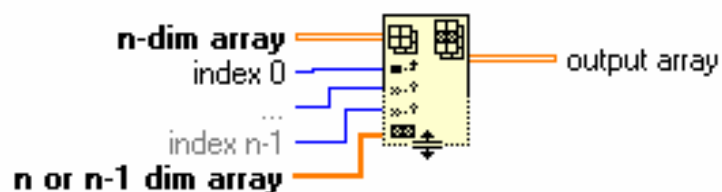


Fig. 2-21

Estos son algunos de los VI utilizados, el diagrama de bloques del programa implementado para su interfaz, se muestra en la imagen a continuación.

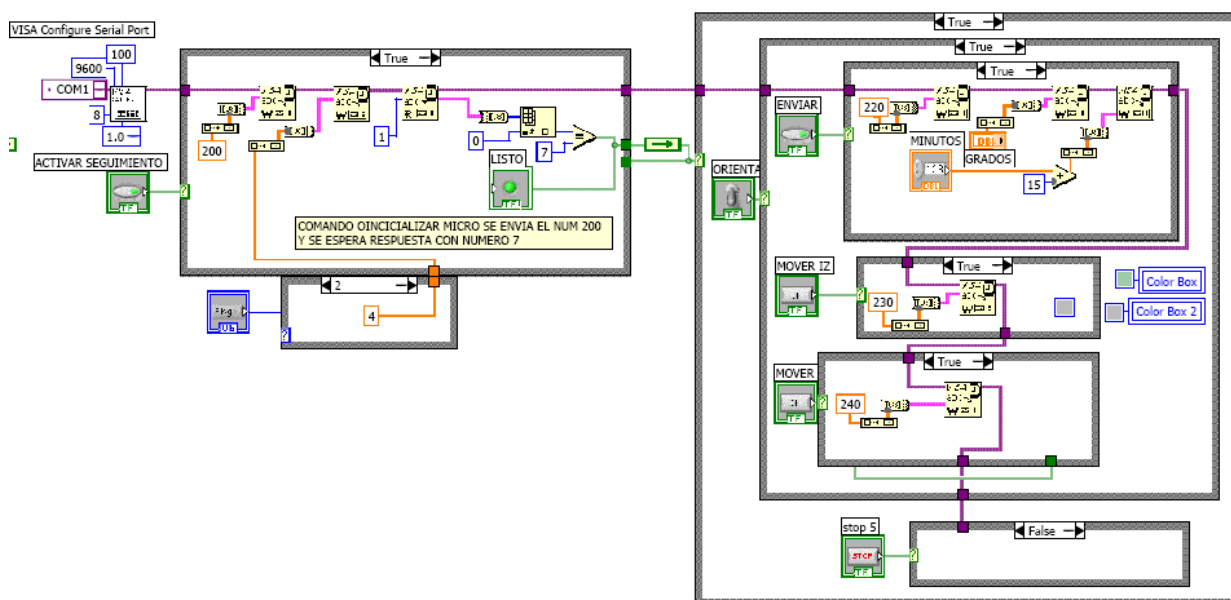


Fig. 2-22 Diagrama de bloques de la interfaz de usuario

En el método de desarrollo de LabVIEW, el diagrama de bloques está ligado directamente con el Panel Frontal, que no es más que la interfaz de usuario propiamente dicha, para esta aplicación la Fig. 2-19 muestra la interfaz generada.

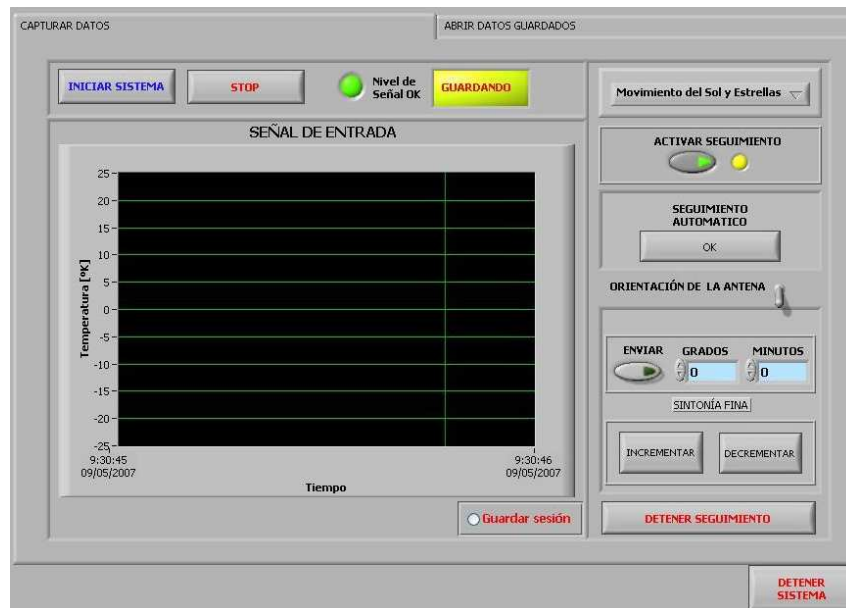


Fig. 2-23 Panel frontal

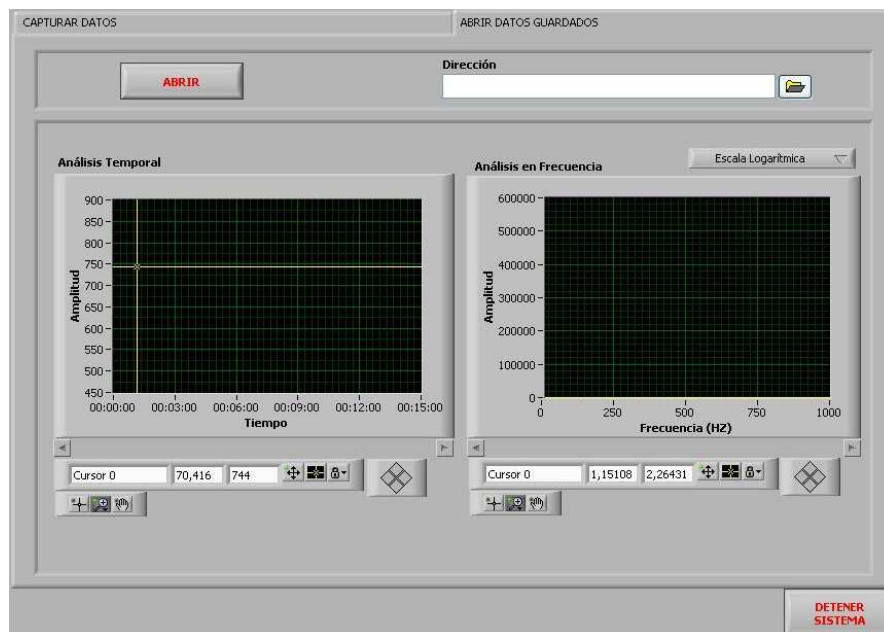


Fig. 2-24 Panel Frontal

Se muestran dos pantallas en las que se puede ver cada una de las funciones que tiene el radiotelescopio como: Iniciar el sistema, guardar la sesión, fijar posición, etc. Con detalle se explicará estas funciones en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL SISTEMA DE SEGUIMIENTO DEL RADIOTELESCOPIO

3.1 INTRODUCCIÓN.

Para establecer un sistema de seguimiento adecuado es necesario hacer varias consideraciones, como: el sistema de coordenadas a utilizar, tiempo y forma de desplazamiento del objeto a observar (para nuestro caso el Sol), entre otras.

Se estudiarán algunos conceptos relacionados y simultáneamente se realizará el diseño del sistema de seguimiento automático.

3.2 DISEÑO

Primeramente se establecen los requerimientos del Observatorio Astronómico de Quito respecto del sistema de seguimiento para el radiotelescopio.

3.2.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

El observatorio establece los siguientes requerimientos:

1. Se necesita un mecanismo de seguimiento que sea independiente de la ubicación del punto de observación y la hora a la que esta se realiza, el cual principalmente estará dirigido a la observación del Sol.

2. Se deberá implementar un modulo de seguimiento el cual será semiautomático.
3. El módulo de control contará con una interfaz de usuario que se implementará mediante el uso de un computador y deberá integrarse a la interfaz del sistema receptor del radiotelescopio.
4. El interfaz de usuario permitirá manejo un automático y manual de la posición.
5. Para el sistema se procurará utilizar los recursos y materiales disponibles en el observatorio.

3.3 EL SISTEMA DE COORDENADAS ASTRONÓMICAS

Para un observador situado en la superficie de la Tierra, existen varios sistemas de coordenadas los cuales son usados para establecer la posición de los objetos celestes. Podemos mencionar los siguientes.

1. *Sistema del horizonte, basado en un plano paralelo con el mismo.*
2. *Coordenadas ecuatoriales, basado en un plano que atraviesa el ecuador terrestre.*
3. *Coordenadas eclípticas, basado en un plano que atraviesa la órbita de la Tierra.*
4. *Coordenadas galácticas, basado en un plano paralelo al plano de nuestra galaxia, entre otros.*³⁶

3.3.1 SISTEMA DE COORDENADAS DEL HORIZONTE

El horizonte es definido como la interfaz hipotética entre la Tierra y el cielo. En este sistema de coordenadas el plano de referencia, está paralelo al horizonte. En la Fig. 3-1 se pueden observar los polos que son: el *cenit* (punto sobre la cabeza) y el *nadir* (punto bajo nuestros pies)

³⁶ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygus-Quasar Books (1986)

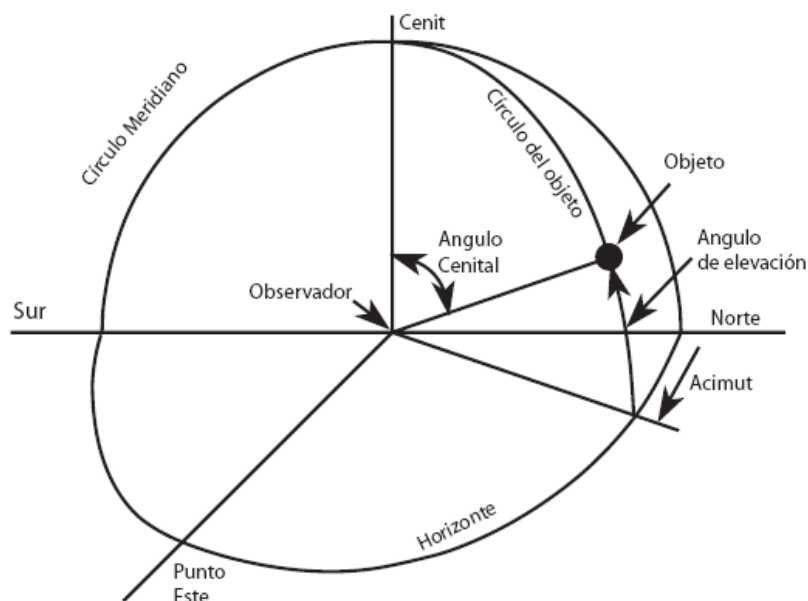


Fig. 3-1 Sistema de coordenadas del horizonte³⁷

Un círculo vertical que atraviesa un objeto celeste y el cenit es el *círculo objeto*. Las coordenadas de un objeto son dadas por el *acimut*, que es el ángulo horizontal medido desde un punto de referencia arbitrario (usualmente el norte) hacia el círculo objeto en el sentido de las agujas del reloj; y la *altitud*, o ángulo de elevación que es medido ascendentemente desde el horizonte hacia el objeto. El gran círculo que atraviesa los puntos norte, sur y el cenit es el *meridiano*. El círculo que atraviesa los puntos este, oeste y el cenit es la *vertical principal*.

3.3.2 SISTEMA DE COORDENADAS ECUATORIALES

Para determinar la posición de las estrellas de una manera clara y con unas coordenadas fijas independientemente del lugar de observación, los astrónomos inventaron un sistema de coordenadas denominado *sistema de coordenadas ecuatoriales*.

³⁷ Traducido de: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygnus-Quasar Books (1986)

En este sistema el ecuador terrestre es el plano de referencia y los polos son la intersección del eje de rotación de la Tierra y la esfera celeste. La esfera celeste es una superficie imaginaria tan grande como el universo, cuyo centro es la Tierra.

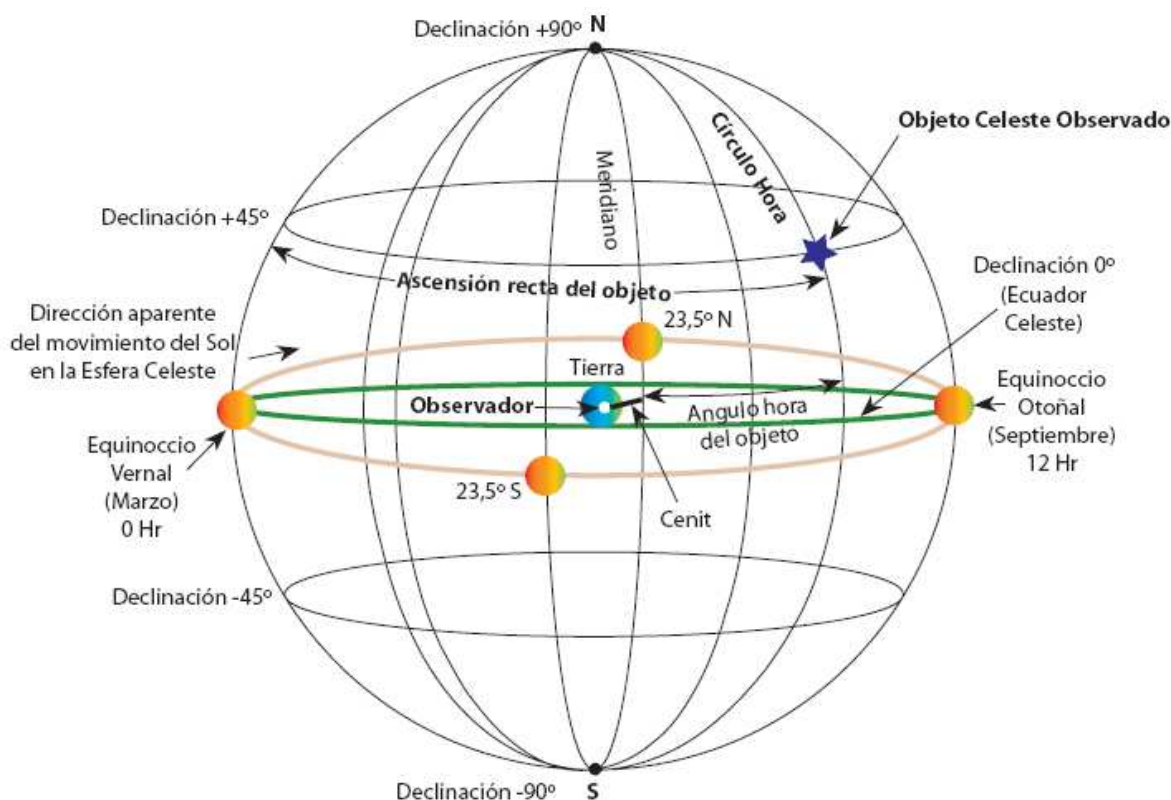


Fig. 3-2 Sistema de coordenadas ecuatoriales³⁸

El círculo que resulta de la intersección del plano del ecuador celeste y la esfera celeste, se lo conoce como *ecuador celeste*.”

Si imaginamos un gran círculo que atraviesa los polos celestes y el objeto del que queremos determinar su posición, este es llamado *círculo hora*. Las coordenadas de un objeto celeste están dadas por la *declinación*, o ángulo entre el ecuador celeste y el objeto y la *ascensión recta*, o ángulo medido desde una dirección de referencia arbitraria (el equinoccio vernal) hacia al círculo hora del objeto. La declinación es expresada en grados los cuales son positivos si el objeto está hacia el norte del

³⁸ Fuente: RADIO ASTRONOMY; KRAUS, John, Cygnus-Quasar Books (1986)

ecuador y negativos si está hacia el sur, es decir esta varía entre -90° y $+90^\circ$. La declinación puede ser expresada en grados (de 0° a 360° medidos hacia el este desde el equinoccio vernal) o, más comúnmente en horas minutos y segundos de tiempo (de 0 a 24 horas).

Este sistema tiene una observación y se debe al ciclo de 26.000 años con el que cambian las coordenadas ecuatoriales debido a la precesión del eje de la Tierra. La precesión causa que las estrellas aparezcan movidas de este a oeste a una razón de 0.1 grados ($360\text{grados}/26.000\text{años}$) cada año con respecto al equinoccio vernal.⁴⁰

Finalmente es interesante introducir el concepto de ángulo horario, que no es más que la diferencia entre la ascensión recta de la fuente a observar y nuestra hora siderea. Dicho ángulo se mide en grados. Si el ángulo horario es positivo, significa que la fuente no ha llegado todavía al meridiano en que nos encontramos y se encuentra hacia el este. Si es negativo, la fuente ya ha rebasado el meridiano y se encuentra hacia el oeste. Un ejemplo de cómo calcular el ángulo horario sería el siguiente: Sea una fuente con ascensión recta igual a $17h00m00s$ (es decir, se encuentra a $17 \times 15 = 255^\circ$ al este del punto vernal). Supongamos que nuestro reloj sidéreo marca las $10h00m00s$ (es decir, estamos también nosotros a $10 \times 15 = 150^\circ$ al este del punto vernal). En este caso, a la fuente le faltan $17 - 10 = 7$ horas para llegar al meridiano donde nos encontramos.⁴¹

3.3.3 SISTEMA DE COORDENADAS GALÁCTICAS

Las *coordenadas galácticas* también se utilizan en Astronomía y tienen como referencia el centro y el plano de nuestra galaxia. Son útiles para saber, sobre todo, la posición de un objeto en el plano galáctico. La *latitud galáctica* es la distancia en grados que separa un objeto hacia el norte o sur del *plano galáctico* y la *longitud galáctica* es la distancia en grados que separa un objeto del *centro galáctico*.

⁴⁰ BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

⁴¹ CURSO DE RADIOASTRONOMÍA, Proyecto Académico con el Radio Telescopio de NASA en Robledo

Vemos, por tanto, que el plano galáctico hace las veces de ecuador en estas coordenadas, mientras que el centro galáctico sirve de referencia al igual que lo hacía el equinoccio vernal o el meridiano de Greenwich en las coordenadas ecuatoriales celestes o geográficas, respectivamente.⁴²

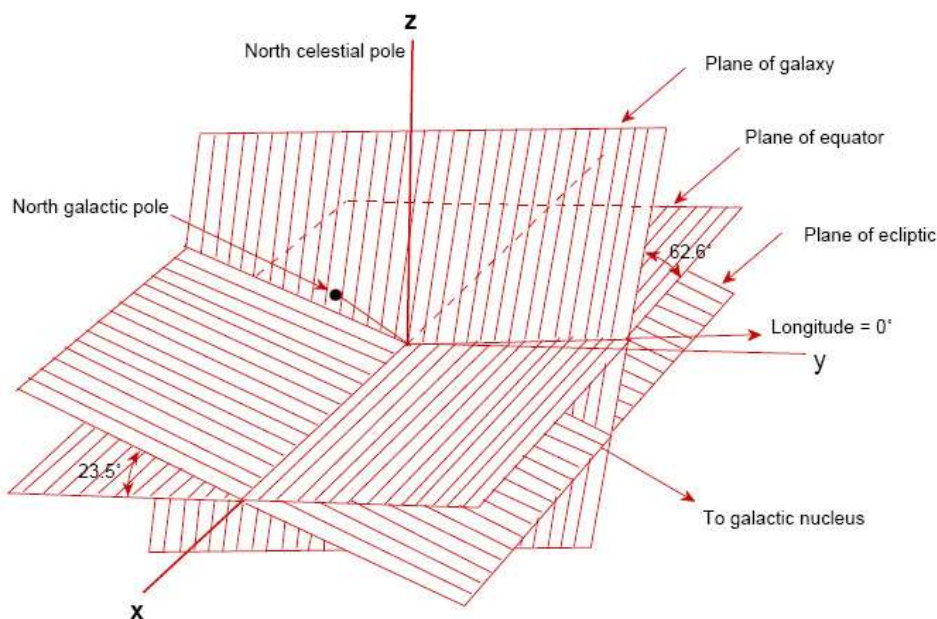


Fig. 3-3 Sistema de coordenadas galácticas⁴³

En este sistema la latitud está dada en grados, positivos hacia el polo norte galáctico y negativos hacia el sur. La longitud se mide a través del ecuador galáctico hacia el este del centro galáctico, con 0° en la intersección del ecuador galáctico y el ecuador celeste.⁴⁴

3.3.4 SISTEMA DE COORDENADAS ECLÍPTICAS.

Es este sistema, la referencia es el plano de la eclíptica, esto es, el plano que atraviesa la órbita que forma la Tierra al trasladarse alrededor del Sol. Las órbitas de los otros planetas del sistema solar varían 7° respecto de este plano con excepción de Plutón cuya órbita está inclinada 17° respecto a la eclíptica. Las coordenadas para

⁴² CURSO DE RADIOASTRONOMÍA, Proyecto Académico con el Radio Telescopio de NASA en Robledo.

⁴³ Fuente: BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

⁴⁴ BASICS OF RADIOASTRONOMY; FISHER MILLER, Diane (1998)

un objeto están dadas por la longitud celestial, medida desde el equinoccio vernal hacia el este a través de la eclíptica y la latitud celestial medida positivamente hacia el norte de la eclíptica y negativamente en el caso contrario.

En resumen, para un sistema de coordenadas del horizonte, las coordenadas de un objeto celeste cambian continuamente durante el día debido a la rotación de la Tierra, por tanto este sistema no es muy recomendable cuando se trata de describir una posición relativamente fija como lo hacen otros sistemas.

En el sistema ecuatorial la declinación y la ascensión recta son coordenadas absolutas independientes de la posición del observador en la Tierra y de la hora de observación, esto permite al telescopio moverse de igual manera que la Tierra en su movimiento de rotación, pero hacia el lado contrario (este a oeste). Y el sistema de coordenadas eclípticas es conveniente para el estudio del sistema solar.

Por lo expuesto anteriormente se advierte que las coordenadas ecuatoriales son las más adecuadas para que un observador en la Tierra, pueda definir la posición de un objeto celeste; lo que servirá de referencia para escoger el tipo de montura a utilizar.

3.4 MONTURAS PARA TELESCOPIOS

La montura es el conjunto de partes mecánicas sobre las que se apoya convenientemente el telescopio y que permite su movimiento. La montura debe sostenerse además sobre una estructura firme y robusta, del tipo que sea, que le sirva de base y anclaje; esta estructura puede ser un trípode, una columna vertical, una estructura de cemento o cualquier otra cosa que sirva al único fin de dar un soporte estable a todo el conjunto.

Desde luego, existen muchos tipos de monturas y todas ellas son adecuadas para el tipo de telescopio u observación que se vayan a realizar, mientras todas cumplan con la exigible robustez que una montura debe tener.

3.4.1 TIPOS DE MONTURAS

Existen dos principales grupos de monturas: las de tipo azimutal y las de tipo ecuatorial.

3.4.1.1 Monturas altacimutales.

Constan de dos únicos ejes: un eje vertical que permite mover el telescopio horizontalmente hacia la izquierda y/o la derecha en el sentido del acimut; y un eje horizontal que permite el movimiento hacia arriba y abajo en el sentido de la altura.

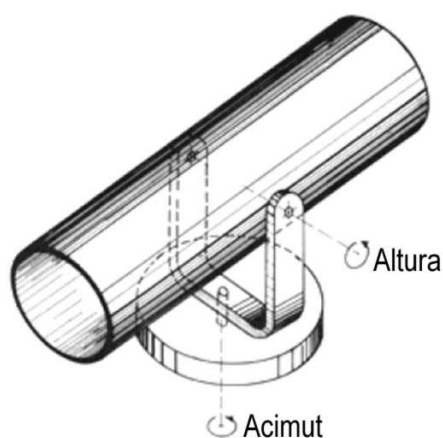


Fig. 3-4 Montura altacimutal ⁴⁵

Este tipo de montura es sencilla de implementar y es muy utilizada para la observación terrestre no astronómica, o en los telescopios astronómicos gigantes modernos debido a su gran rigidez que no le permite grandes flexiones.

El principal inconveniente, de este sistema es que ninguno de los dos ejes por separado va a permitir seguir el recorrido de las estrellas por el firmamento. Es decir,

⁴⁵ Fuente: Artículo: MONTURAS Y RELOJES PARA TELESCOPIOS ASTRONÓMICOS;
http://omega.ilce.edu.mx:3000/sites/ciencia/volumen2/ciencia3/057/htm/sec_9.htm

para realizar un seguimiento se deberá accionar ambos ejes simultáneamente, lo que complica cualquier intento de motorizar la montura, pues se necesitarían dos motores aplicados a ambos ejes y controlados por un ordenador para que realicen el "apunte" y seguimiento del objeto celeste.

3.4.1.2 Monturas ecuatoriales.

Para explicarlo de una manera más sencilla se puede decir que una montura ecuatorial es una altacimutal en la que el eje vertical está inclinado y todo ello montado sobre un nuevo eje vertical. Se pueden encontrar entonces hasta cuatro ejes en una montura de este tipo, si bien serán sólo dos, los que se relacionan directamente con el "apunte" de los cuerpos celestes. Los dos ejes que tienen una correspondencia directa con los de la montura azimutal son el eje de declinación y el eje de ascensión recta (AR). Ambos ejes son perpendiculares entre sí y están montados sobre el eje polar paralelo al eje de rotación de la Tierra. Existe también un eje vertical de rotación que permite girar todo el conjunto a izquierda y derecha y que sólo se utiliza en la etapa previa de la alineación.

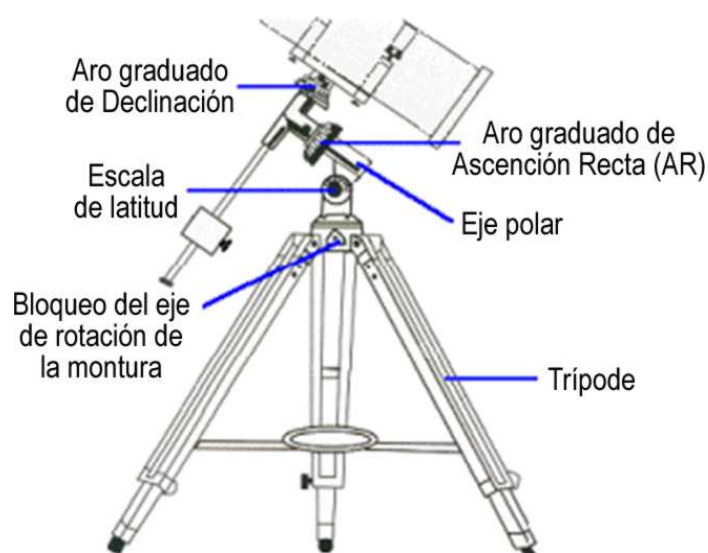


Fig. 3-5 Montura ecuatorial⁴⁶

⁴⁶ Fuente: Artículo: ALINEACIÓN; ASTRONUM
<http://www.terra.es/personal2/betelguese/astronum/alinea/alinea.htm>

Entonces para poder utilizar esta montura primero debe orientarse adecuadamente el eje polar hacia el polo celeste. Para ello es necesario localizar el norte, y la estrella polar. Si solo se pretende realizar una observación rápida puede bastar con orientar el eje polar hacia la estrella polar a grosso modo. Evidentemente es un método algo impreciso.

A pesar de la aparente complejidad del conjunto de ejes este tipo de monturas permiten el seguimiento de cualquier cuerpo celeste manipulando sólo el eje de ascensión recta (AR), por lo que con el uso de un único motor es posible automatizar el proceso, pero en cualquier caso, incluso manualmente resulta mucho más sencillo realizar cualquier seguimiento al tener que accionar únicamente un eje.

3.5 DISEÑO DE LA MONTURA DE LA ANTENA.

Para decidir que tipo de montura se utilizará para el radiotelescopio, se hace una comparación entre los sistemas detallados anteriormente.

COMPARATIVA DE MONTURAS PARA TELESCOPIOS	
MONTURA ECUATORIAL	MONTURA ALTACIMUTAL
Posición independiente de lugar y hora de observación.	Posición varía con el lugar de observación y constantemente durante el día.
El patrón de radiación no rota en el cielo.	El patrón de radiación rota en el cielo.
Mejor precisión de seguimiento.	Baja precisión de seguimiento.
Seguimiento accionando solo un eje	Seguimiento accionando simultáneamente los dos ejes.
Pobre rendimiento gravitacional.	Mejor rendimiento gravitacional.

Tabla 3-1 Comparativa de monturas para telescopios⁴⁷

⁴⁷ Fuente: HOW DO RADIO TELESCOPES WORK?, K. Y. Lo, National Radio Astronomy Observatory (2005)

De la comparativa anterior se deduce que la montura más recomendable a utilizar en el radiotelescopio es la ecuatorial pues a pesar de su aparente complejidad, esta permite realizar un seguimiento más preciso y sencillo pues solamente se requiere el ajuste de un eje (el de la ascensión recta) para realizar el seguimiento, lo que implica el uso y control de un solo motor, simplificando en consecuencia el sistema.

Adicionalmente se debe realizar las siguientes consideraciones respecto de este tipo de montura.

- En la descripción del sistema ecuatorial se habla de cuatro ejes; estos son:
 - Eje polar.
 - Eje de declinación.
 - Eje de ascensión recta.
 - Eje para alineación total del sistema.
- El eje de alineación puede no ser considerado, si en el momento del montaje se realiza la alineación del sistema.
- La función del eje polar es permitir que se pueda apuntar hacia el polo celeste, lo que permite la alineación ecuatorial. Para el caso de nuestro país y en particular nuestro punto de observación (Observatorio Astronómico de Quito) el hecho de estar cerca de latitud cero, $0^{\circ}12'53.64''$ ⁴⁸; hace que el eje polar prácticamente coincida con nuestro plano horizontal (cosa que no sucede para cualquier otra ubicación hacia los hemisferios).
- El telescopio ecuatorial Merz (1885) del observatorio, toma en cuenta la consideración anterior simplificando su sistema a únicamente dos ejes, el de declinación y el de ascensión recta. Caso que se asumirá también para la montura del radiotelescopio.

De lo anteriormente expuesto se define que la montura del radiotelescopio constará de dos ejes (ascensión recta y declinación), uno de los cuales estará motorizado para realizar el seguimiento automático.

⁴⁸ Google Earth, ubicación del Observatorio Astronómico de Quito

Para el eje de declinación se aprovechará el movimiento que tiene la antena hacia la izquierda y/o derecha en su base, mientras que para la ascensión recta, se utilizará un eje alineado con el polo celeste, el cual estará suspendido en un par de chumaceras las que descansarán en un soporte ubicado en una de las torres del observatorio.

Para que el movimiento en la ascensión recta sea más sencillo, se debe contrarrestar la resistencia mecánica ofrecida por la antena, para esto se utiliza un sistema de contrapesas colocados convenientemente alrededor del eje, los cuales procuran suspender la antena en equilibrio lo que implica una resistencia mínima al movimiento, reduciendo así el torque necesario para mover la antena en esta dirección.

El sistema implementado se muestra en la figura.



Fig. 3-6 Montura para el radiotelescopio del Observatorio Astronómico de Quito

3.6 DISEÑO DEL SEGUIMIENTO AUTOMÁTICO

Se considerarán, el acoplamiento mecánico y el control del motor

3.6.1 ACOPLAMIENTO MECÁNICO

Se necesita acoplar el motor al eje de rotación con un sistema que permita tener una relación de torque tal que el esfuerzo de este sea menor al que implicaría un acoplamiento directo. Adicionalmente al usar una relación de transferencia permite tener un desplazamiento más fino en el sentido de rotación.

Para este fin se usará un conjunto de engranajes junto a un tornillo sin fin. En el observatorio, se cuenta con dos piñones uno de 5.5 pulgadas de diámetro con 60 dientes; y otro de 2 pulgadas con 22 dientes acoplado a un tornillo sin fin de 0.5 pulgadas de diámetro.

Mediante experimentación se encuentra que la relación entre el tornillo sin fin y el piñón directamente acoplado a el, es de 40 a 1, esto es; 40 revoluciones del tornillo sin fin transmiten una revolución al piñón.

Para los piñones se tiene lo siguiente:

$$\frac{360^\circ}{60 \text{dientes}} = 6 \frac{\text{grados}}{\text{diente}} \quad \text{para el piñón de 5,5 pulgadas}$$

$$\frac{360^\circ}{22 \text{dientes}} = 16.3636 \frac{\text{grados}}{\text{diente}} \quad \text{para el piñón de 2 pulgadas}$$

Esto implica una relación $\frac{6}{16.3636} = 0.366$ entre los dos piñones.

De aquí se tiene que $360^\circ \times 0.366 = 132^\circ$ será en desplazamiento del segundo piñón respecto de una revolución del primero y uniendo esto al tornillo sin fin, se tiene que:

Ante una revolución del tornillo sin fin $\frac{132^\circ}{40} = 3.3^\circ$ será el desplazamiento del segundo piñón, lo que implica una relación total igual a $\frac{360}{3.3} = 109.1$.

El acoplamiento implementado se muestra en la figura.



Fig. 3-7 Acoplamiento mecánico para el sistema de seguimiento

3.6.2 SISTEMA DE CONTROL

Se consideran el tipo de motor a utilizar y las condiciones que definen la velocidad de desplazamiento.

3.6.2.1 Motor a pasos

Los motores por pasos son dispositivos electromagnéticos, rotativos, incrementales que convierten pulsos digitales en rotación mecánica.

La cantidad de rotación es directamente proporcional al número de pulsos y la velocidad de rotación es relativa a la frecuencia de dichos pulsos. Los motores por pasos son simples de operar en una configuración de lazo cerrado y debido a su tamaño proporcionan un excelente torque a baja velocidad.

Los beneficios ofrecidos por estos motores incluyen ⁴⁹:

- un diseño efectivo y un bajo costo.
- alta confiabilidad
- libres de mantenimiento (no disponen de escobillas)
- lazo abierto (no requieren dispositivos de realimentación)
- límite conocido al “error de posición dinámica”.

La característica principal de estos motores es el hecho de poder moverlos un paso a la vez por cada pulso que se le aplique. Este paso puede variar desde 90° hasta pequeños movimientos de tan solo 1.8°, es decir, que se necesitarán 4 pasos en el primer caso (90°) y 200 para el segundo caso (1.8°), para completar un giro completo de 360°. ⁵⁰

Estos motores poseen la habilidad de poder quedar enclavados en una posición o bien totalmente libres. Si una o más de sus bobinas están energizadas, el motor estará enclavado en la posición correspondiente y por el contrario quedará completamente libre si no circula corriente por ninguna de sus bobinas.

Hay dos tipos básicos de motores paso a paso, los BIPOLARES que se componen de dos bobinas y los UNIPOLARES que tienen cuatro bobinas. Externamente se diferencian entre sí por el número de cables. Los bipolares solo tienen cuatro

⁴⁹ FUNDAMENTOS DE CONTROL AUTOMÁTICO INDUSTRIAL

http://www.sapiensman.com/motores_por_pasos/#construccion

⁵⁰ MOTORES PASO A PASO: COLMENARES APITZ, Javier

conexiones dos para cada bobina y los unipolares que normalmente presentan seis cables, dos para cada bobina y otro para alimentación de cada par de éstas, aunque en algunos casos podemos encontrar motores unipolares con cinco cables, básicamente es lo mismo, solo que el cable de alimentación es común para los dos pares de bobinas.

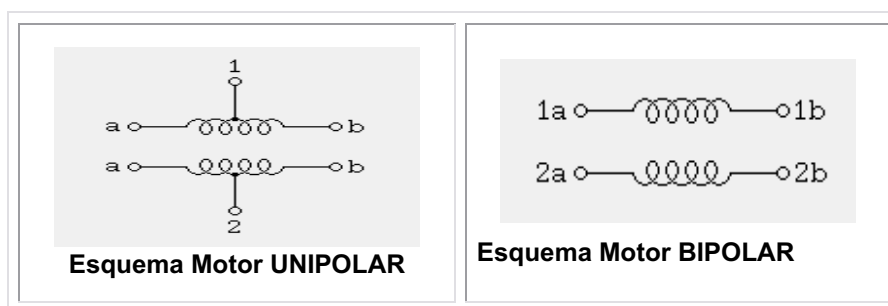


Fig. 3-8 Tipos de motores a pasos⁵¹

Entonces se utilizará un motor de pasos unipolar (más fácil de encontrar), lo que implica que tendrá 200 pasos por revolución.

3.6.2.2 Velocidad de desplazamiento.

Para poder definir la forma de seguimiento para una radiofuente (en nuestro caso particular el Sol), se debe considerar el desplazamiento en el cielo y su velocidad.

Como se ha mencionado si se utiliza un sistema de coordenadas ecuatoriales, la posición de una estrella quedará definida conociendo su declinación y ascensión recta y el desplazamiento de ella durante el día está relacionado con el movimiento de rotación de la Tierra.

En base a esto se hacen las siguientes consideraciones:

El *tiempo medio* en que la Tierra gira 360° es de 24 horas, esta es una aproximación del *tiempo sideral* el cual define que este tiempo es de 23 horas, 56 minutos, 3.5

⁵¹ MOTORES PASO A PASO: COLMENARES APITZ, Javier

segundos⁵². Sin embargo se utilizará el tiempo medio para fines de tener valores aproximadamente constantes para el seguimiento.

Relacionando medidas angulares con medidas de tiempo tendremos:

GRADOS	TIEMPO
360 grados	24 horas
15 grados	1 hora
1 grados	4 minutos
15 minutos	1 minuto
1 minuto	4 segundos
15 segundos	1 segundo

Tabla 3-2 Relación de medidas angulares con medidas de tiempo⁵³

Adicionalmente se deberá considerar que debido al movimiento de presesión del eje de la Tierra, la posición puede variar según el día y la época del año aunque no en gran manera para este tipo de coordenadas.

3.6.2.3 Control del motor

Para controlar el motor de pasos se utilizará un microprocesador PIC16F877A, el cual permite el control del motor y maneja la comunicación serial con el computador.

Se definen entonces las condiciones que deberá tener el programa de control:

La velocidad del desplazamiento aparente del Sol se obtiene considerando que la Tierra gira 360° en 24 horas de tiempo medio, esto es: 15° por hora. Una revolución del motor desplaza 3.3° del eje y adicionalmente el motor define 200 pasos por revolución, entonces:

⁵² CURSO DE RADIOASTRONOMÍA, Proyecto Académico con el Radio Telescopio de NASA en Robledo.

⁵³ <http://www.astrosurf.com/astronosur/coordenadas2.htm>

$$1 \text{ revolución} = 3,3^\circ = 200 \text{ pasos}$$

$$1 \text{ paso} = \frac{3,3^\circ}{200} = 0,0165^\circ = 59,4 \text{ segundos de arco}$$

Como el desplazamiento aparente del Sol es: $\frac{15^\circ}{\text{hora}} = \frac{0,25^\circ}{\text{min}} = \frac{0,00416^\circ}{\text{segundo}}$

Se establece la siguiente relación para determinar la frecuencia con que el motor debe desplazar un paso:

$$\frac{0,00416^\circ}{\text{seg}} \times \frac{\text{seg}}{\text{paso}} = \frac{0,0165^\circ}{\text{paso}} \times \frac{\text{seg}}{0,00416^\circ \text{seg}} = 3,96 \frac{\text{segundos}}{\text{paso}}$$

Entonces el motor deberá dar un paso por cada 3.96 seg.

Considerando que si se hace trabajar al PIC con un oscilador de 4MHz cada ciclo de máquina se define en el orden de los microsegundos; entonces, sus temporizadores pueden cumplir la condición establecida anteriormente.

Otra condición del programa (establecida por el observatorio) es que no será necesario llevar datos de posición actual, sino que esta se obtendrá de programas especializados que proporcionan información de la posición exacta del objeto a observar, en cualquier instante del día. Por lo que se deberá poner especial énfasis en cumplir con la condiciones para el seguimiento.

Como se mencionó en el capítulo anterior el ancho del haz de la antena parabólica utilizada es de 1.5° (datos del fabricante). Mientras que un valor aproximado del diámetro del Sol (principal radiofuente a ser observada por el radiotelescopio) es de 0.5° ^{**}. Si consideramos a la antena perfectamente apuntada hacia el Sol, se tiene que tendríamos una tolerancia de 0.5° a cada lado antes de perder la señal de la fuente; esto traducido a pasos del motor produce:

^{**}Fuente: RADIO ASTRONOMY LECTURE NOTES, Prof. Ian Browne

$$\frac{1 \text{ paso}}{x} \cdot \frac{59,4 \text{ seg}}{30 \text{ min}} = \frac{1800 \text{ seg}}{59,4 \text{ seg}} = 30,3 \text{ pasos}$$

Es decir, existe una tolerancia de 30,3 pasos hacia cada lado antes de perder la señal de la fuente. Sin embargo se añadirá al sistema un mecanismo de referencia de la señal el cual accionará una alarma que nos permita corregir la posición, cuando la señal recibida comience a atenuarse por debajo de un límite establecido.

También con el uso de una interfaz de usuario, se podrá ingresar y por una ocasión al iniciar el seguimiento la posición desde la cual se desea iniciar la observación.

Se adicionarán controles de inicio y fin de carrera para limitar el desplazamiento de la antena evitando que esta choque con la estructura de la montura. Y finalmente se contará con opciones de sintonía fina (pasos en incremento o decremento) para hacer correcciones de posición.

El diagrama de flujo del programa a implementarse se muestra en la Fig. 3-9

En base al flujograma de la Fig. 3.9 se indica el funcionamiento del programa de control.

- En primer lugar se asignan las variables en las que se almacenarán datos para la configuración de parámetros como: temporizadores, velocidad de comunicación serial, interrupciones, etc.
- Seguidamente se configuran los parámetros de la comunicación serial: velocidad de comunicación, número de bits, bits de inicio y fin.
- Entonces el PIC esperará una solicitud de activación enviada desde la interfaz de usuario a la que este responderá enviando un dato para activar una señal de encendido en la interfaz.

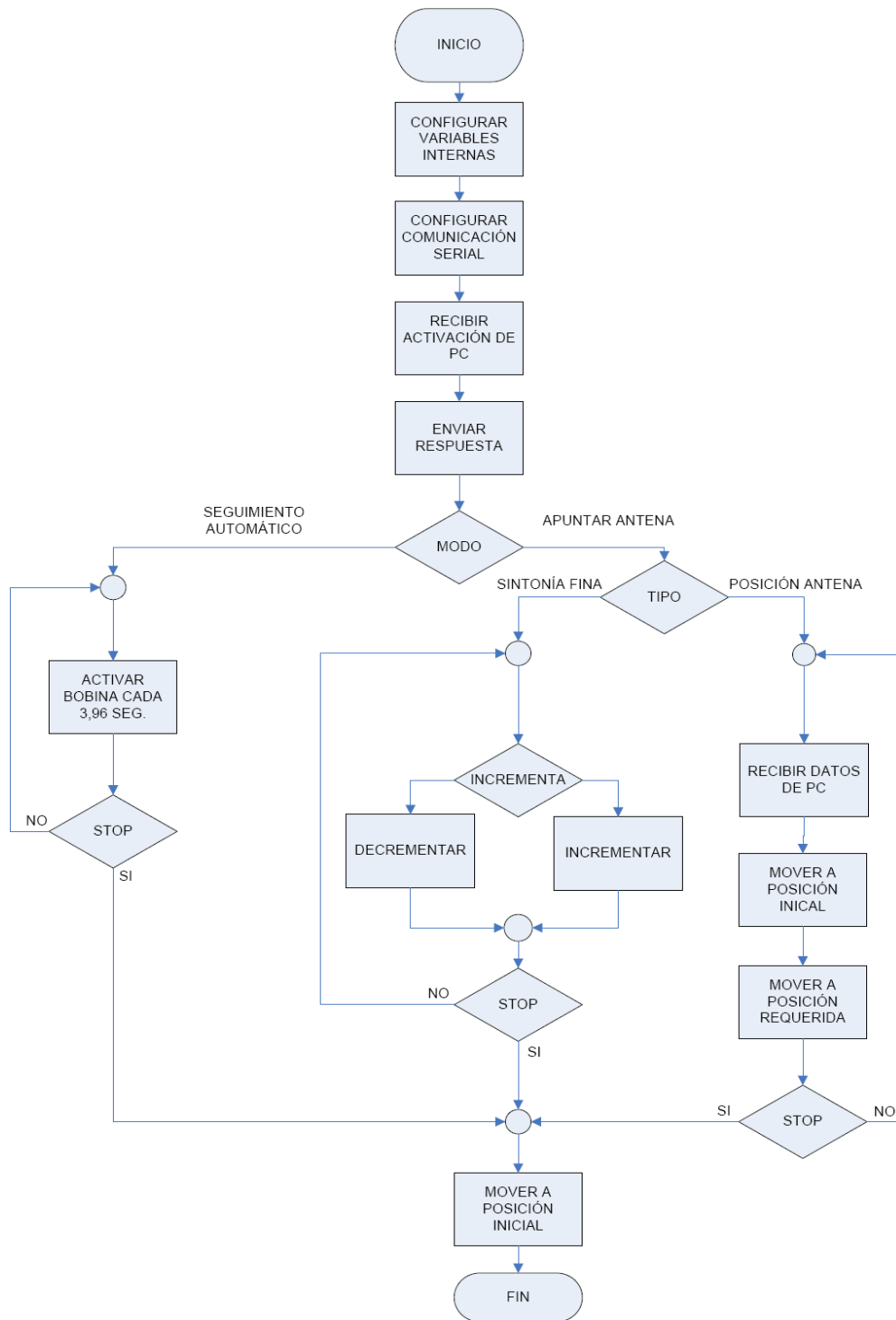


Fig. 3-9 Diagrama de flujo del programa de control

- Se espera ahora el comando que permita discriminar el tipo de subrutina ha ejecutar (condicional *modo* en el diagrama de flujo), esto es: activar los temporizadores para ejecutar el seguimiento automático o recibir datos para posicionar la antena.
- Si la subrutina escogida es la de *seguimiento automático*, se activan los temporizadores que accionan las salidas del puerto B para que se envíe la señal de giro al motor de pasos cada 3,96 segundos; en caso contrario,
- Se espera señal del interfaz que permita discriminar entre las subrutinas de sintonía fina o posición de la antena (condicional *tipo* en el diagrama de flujo); si la subrutina escogida es posición:
- Se reciben los datos de horas y minutos, se almacenan en una variable local y se hace girar al motor hasta la posición indicada; en caso contrario,
- Señales recibidas desde la interfaz de usuario indicarán si el motor debe girar un paso a la vez hacia la izquierda o derecha.
- Finalmente si el PIC recibe comando de *parada*, se mueve el motor (en consecuencia la antena) hasta la posición inicial y se detiene el movimiento.

En base al diagrama se desarrollan las rutinas, subrutinas y demás elementos del programa de control, el mismo que es escrito en lenguaje *assembler* con el programa MPLab. Las líneas del programa escrito se muestran a continuación.

```

LIST P=16F877A
#include "P16F877A.INC"

GRADOS EQU 0X21
CONTADOR EQU 0X22
LEO EQU 0X23
VELOCIDAD EQU 0X24
VELOCIDAD1 EQU 0X25
AUXVEL EQU 0X26
DOBLEV EQU 0X27
PABLO EQU 0X28
AUXGRAD EQU 0X29
MINUTOS EQU 0X30
SEGUIM EQU 0X31

ORG 0X00

```

```

GOTO    INICIO
ORG     0X04
GOTO    INTERRUPCION

;CONFIGURACION COMUNICACION SERIAL 9600 8 BITS
INICIO
    BANKSEL TRISB
    MOVLW    B'10111100'    ;RX IN TX OUT
    MOVWF    TRISC
    MOVLW    B'00011111'    ;PORTB COMO ENTRADAS Y SALIDAS
    MOVWF    TRISB
    BSF     PIE1,RCIE        ;HABILITO INTERRUPCION PO RECEPCION
    MOVLW    B'00100100'
    MOVWF    TXSTA          ;CONFIGURO LA TRANSMISION
    MOVLW    .25
    MOVWF    SPBRG          ;CONFIGURO VELOCIDAD A 9600BPS
    MOVLW    B'11000000'    ;HABILITO INTERRUPCIONES
    MOVWF    INTCON
    CLRF    TRISD           ;SALIDA AL MOTOR
    BSF     INTCON,GIE      ;SETEO INTERRUPCIONES BIT 7
    BSF     PIE1,0         ;HABILITO INT DE TMR1
    BANKSEL PORTB
    MOVLW    B'10010000'    ;CONFIGURO RECEPCION
    MOVWF    RCSTA
    CLRF    GRADOS          ;ENCERO CONTADOR DE GRADOS
    MOVLW    B'11111111'
    MOVWF    PORTD
    CLRF    LEO
    CLRF    PABLO
    CLRF    PORTC

CONTROL
    BCF     PORTC,0         ;APAGO LEDS DE FINES DE CARRERA
    BCF     PORTC,1
    BTFSC   PABLO,7        ;PULSADOR INICIO
    ;BTFSS PORTB,0
    GOTO    MOVER
    BTFSC   PABLO,6        ;MOVER GRADOS INICIALES
    GOTO    UBICACION
    BTFSC   PABLO,3        ;BANDERA PARA RETORNAR AL INICIO

DE POSICION
    GOTO    REPOSICION
    BTFSC   LEO,6          ;DATO DE TIMER COMPLETO
    GOTO    GIRAR
    ;BTFSS PORTB,3        ;GIRAR AL OTRO LADO
    ;BSF     LEO,7
    BTFSC   PABLO,5        ;PARA GIRAR MAS RAPIDO IZ
    ;BTFSS PORTB,4
    GOTO    RAPIZ
    BTFSC   PABLO,4        ;PARA GIRAR MAS RAPIDO DER
    ;BTFSS PORTB,5
    GOTO    RAPDE
    ;BTFSS PORTB,2        ;PULSADOR FIN CARRERA 2
    ;GOTO    FIN2
    ;BTFSS PORTB,1        ;PULSADOR FIN CARRERA 1
    ;GOTO    FIN1

```

```

                GOTO CONTROL
                ;AQUI TERMINA LECTURA DE BITS BANDERAS
;*****
;AQUI EMPIEZA LOS DIFERENTES LAZOS DE CONTROL

UBICACION
                MOVLW      .1
                ADDWF     MINUTOS,F          ;CARGO 1 MAS A MIN PARA QUE NO SE
DESBORDE
                ADDWF     GRADOS,F
                INCF     MINUTOS,F
                BCF      PABLO,6             ;BAJO BANDERA DE GRADOS Y MINUTOS
                BCF     STATUS,C           ;LIMPIO CARRY PARA QUE NO SE META
                RRF      GRADOS,W         ;NADA AL ROTAR COMO DIVISION
                MOVWF    AUXGRAD          ;CONTEO DE ADICION DE PASOS
DE ERROR
                ;SE AUMENTA 1 PASO CADA 2 GRADOS POR
ESO
                ;DIVIDO PARA DOS EL REG GRADOS ROTANDO
                CALL     ENCERADO          ;UBICA A LA ANTENA EN POSICION INICIAL
                CALL     TUCO             ;DECREMENTA Y GIRA MIENTRAS NO SEA CERO
EL REG MIN
DECGRAD
                DECFSZ   GRADOS,F         ;EMPIEZO A DEC GRADOS
                GOTO     CARGMIN          ;NO ES CERO ENTONCES CARGO 60 MIN
                GOTO     FINALES
CARGMIN
                MOVLW    .61              ;CARGO 60 MIN Y
                MOVWF    MINUTOS
                CALL     TUCO
                GOTO     DECGRAD
FINALES
                MOVF     AUXGRAD,W
                ADDLW    .1
                MOVWF    MINUTOS          ;CARGO      LOS      PASOS
ADICIONALES
                CALL     TUCO             ;ESPERO QUE SE GIREN
                GOTO     CONTROL
REPOSICION
                BCF     PABLO,7           ;BAJO BANDERA DE MOVIMIENTO
NORMAL PABLO,7
                BCF     PABLO,3
                CALL     ENCERADO
                GOTO     CONTROL
;*****
;SUBROUTINA DE POSICIONAMIENTO EN CERO DE LA ANTENA
ENCERADO
                BTFSS   PORTB,1
                RETURN
                CALL    GIRAIZQ
                CALL    RETARDO
                GOTO    ENCERADO
;*****
;*****
;

```

```

TUCO
    DECFSZ    MINUTOS,F
    GOTO PASOSS
    RETURN

PASOSS
    CALL GIRADER
    ;SENTIDO DE GIRO PARA LOCALIZAR
PUNTO DESEADO
    CALL RETARDO
    GOTO TUCO
.*****
;
.*****

RAPIZ
    BCF T1CON,0
    ;PAROEL TIMER
    BCF PABLO,5
    CALL RETARDO
    CALL GIRAIZQ
    GOTO CONTROL

RAPDE
    BCF T1CON,0
    ;PARO EL TIMER
    ;MOVF AUXD,W
    ;MOVWF PORTD
    BCF PABLO,4
    CALL RETARDO
    CALL GIRADER
    GOTO CONTROL
.*****
;
RETARDO
    MOVLW    .10
    MOVWF VELOCIDAD1

RET1
    MOVLW    .255
    MOVWF VELOCIDAD

LAZ
    DECFSZ VELOCIDAD,F
    GOTO LAZ
    DECFSZ VELOCIDAD1,F
    GOTO RET1
    RETURN
.*****
;

FIN1
    BSF PORTC,0
    GOTO SALL
    ;ENCIENDO LED FIN1

FIN2
    BSF PORTC,1
    GOTO SALL
    ;ENCIENDO LED FIN2

SALL
    BCF T1CON,0
    ;APAGOTIMER
    ;
    ;
    MOVLW    .255
    MOVWF PORTD
    GOTO CONTROL

MOVER
    BCF PABLO,7

```

```

BSF STATUS,C ;PONGO 1 EN CARRY
MOVLW B'11111110' ;INICIO VALOR EN PORTD
MOVWF PORTD
BCF PORTC,0 ;APAGO LED FIN 1
BCF PORTC,1 ;APAGO LED FIN 2
;CONFIGURACION DEL TIMER
MOVLW B'00110000' ;CONFIGURO TIMER 1 8
PREESC.APAGADO
MOVWF T1CON
BTFSC SEGUIM,0
CALL CARGT1
BTFSC SEGUIM,1
CALL CARGT2
BTFSC SEGUIM,2
CALL CARGT3

GOTO CONTROL
;*****
;*****
;AQUI SE CARGA VALOR DE TIMER Y CONTADOR PARA RETARDO DE SOL Y ESTRELLAS EL
TIEMPO
; T= 3,96 SEGUNDOS
CARGT1
MOVLW B'01110010' ;VALOIR INICIAL TIMER PARA
MOVWF TMR1H
MOVLW B'01101000'
MOVWF TMR1L
BSF T1CON,0 ;ENCIENDO EL TIMER
MOVLW .8
MOVWF CONTADOR
BSF PORTB,7
BCF PORTB,6
BCF PORTB,5
RETURN
;*****
;*****
;AQUI SE CARGA VALOR DE TIMER Y CONTADOR PARA RETARDO DE SOL Y ESTRELLAS EL
TIEMPO
; T= 4,11 SEGUNDOS
CARGT2
MOVLW B'00100111' ;VALOIR INICIAL TIMER PARA
MOVWF TMR1H
MOVLW B'11010111'
MOVWF TMR1L
BSF T1CON,0 ;ENCIENDO EL TIMER
MOVLW .8
MOVWF CONTADOR
BCF PORTB,7
BSF PORTB,6
BCF PORTB,5
RETURN
;*****
;*****

```

;AQUI SE CARGA VALOR DE TIMER Y CONTADOR PARA RETARDO DE SOL Y ESTRELLAS EL TIEMPO

; T= 3,976 SEGUNDOS

CARGT3

```

    MOVLW    B'01101010'           ;VALOIR INICIAL TIMER PARA
    MOVWF    TMR1H
    MOVLW    B'01011101'
    MOVWF    TMR1L
    BSF      T1CON,0                ;ENCIENDO EL TIMER
    MOVLW    .8
    MOVWF    CONTADOR
    BCF      PORTB,7
    BCF      PORTB,6
    BSF      PORTB,5
    RETURN

```

;AQUI SE LLEGA PARA GIRAR EL PUERTO DESPUES DE COMPLETADO EL TIMER RESPECTIVO

;ANTES SE REvisa QUE TIMER SE DEBE CARGAR

GIRAR

```

    BTFSC   SEGUIM,0
    CALL    CARGT1
    BTFSC   SEGUIM,1
    CALL    CARGT2
    BTFSC   SEGUIM,2
    CALL    CARGT3
;CALL CARGT1
    BCF      LEO,6
    BTFSC   LEO,7
    CALL    GIRAIZQ
    CALL    GIRADER
    GOTO    CONTROL

```

.*****

;SUBROUTINA GIRAR IZQUIERDA
GIRAIZQ

BTFFS PORTB,1 ;ASEGURO QUE NO GIRE SI EL FIN DE CARRERA
ESTA ACTIVADO

```

    GOTO    NOGIRAR
    BCF      PORTC,0
    BSF      STATUS,C
    RLF      PORTD,F
    BTFFS   PORTD,4
    GOTO    RECL
    RETURN

```

RECL

```

    RLF      PORTD,F
    RLF      PORTD,F
    RLF      PORTD,F
    RLF      PORTD,F
    RLF      PORTD,F
    BSF      STATUS,C
    RETURN

```

.*****

;SUBROUTINA DGIRAR A LA DERECHA


```

GIRADER
    BTFSS PORTB,2                ;ASEGURO QUE SI ESTA EL FIN DE
CARRERA ACTIVADO NO GIRE
    GOTO NOGIRAR
    BCF     PORTC,0
    BSF     STATUS,C
    RRF     PORTD,F
    BTFSS STATUS,C
    GOTO RECR
    RETURN

RECR
    RRF     PORTD,F
    RRF     PORTD,F
    RRF     PORTD,F
    RRF     PORTD,F
    RRF     PORTD,F
    BSF     STATUS,C
    RETURN
;*****
;
NOGIRAR
    BSF     PORTC,0
    RETURN

INTERRUPCION
    BTFSS PIR1,0
    GOTO RECEPCION
    BCF     PIR1,0                ;FUE TIMER LIMPIO BANDERA
    DECFSZ  CONTADOR,F
    RETFIE;AUN NO ES TIEMPO SUFICIENTE
    BSF     LEO,6
    RETFIE

RECEPCION
    MOVWF   DOBLEV
    MOVF   RCREG,W
    MOVWF  AUXVEL                ;GUARDO DATO LLEGADO
    MOVLW  .200
    SUBWF  AUXVEL,W             ;COMPARO SI PIDE SEÑAL DE MICRO
    BTFSC STATUS,Z
    GOTO  INICIALIZ             ;LAZO INIZ
    MOVLW  .210
    SUBWF  AUXVEL,W             ;COMPARO SI ENVIA A FUNCIONAMIENTO

NORMAL
    BTFSC STATUS,Z
    GOTO NNORMAL
    MOVLW  .220
    SUBWF  AUXVEL,W             ;COMPARO SI ENVIA A GIRAR EN GRADOS Y

MINUTOS
    BTFSC STATUS,Z
    GOTO GIRARYA
    MOVLW  .230
    SUBWF  AUXVEL,W             ;COMPARO SI ENVIA A GIRAR CONTINUAMENTE

A IZ
    BTFSC STATUS,Z
    GOTO IZZZ
    MOVLW  .240

```

```

SUBWF      AUXVEL,W      ;COMPARO SI ENVIA GIRAR A DERECHA
BTFSC STATUS,Z
GOTO DEEE
MOVLW     .250
SUBWF     AUXVEL,W      ;COMPARO SI MANDA A UBICAR ANTENA EN
POSICION D INICIO
BTFSC STATUS,Z
GOTO REGRESA
MOVLW     .231
SUBWF     AUXVEL,W      ;PARAR DE MOVER A IZ Q O DERECHA
BTFSC STATUS,Z
GOTO STOPED
RETFIE

INICIALIZ
BTFSS PIR1,5      ;ESPERO QUE LLEGUE DATOS DE TIPO DE MOVIMIENTO
GOTO $-1
MOVF RCREG,W      ;GUARDO DATOS DE MINUTOS
MOVWF     SEGUIM      ;CARGO VALOR LLEGADO DE TIPO DE
MOVIMIENTO
;GOTO SALIRR

MOVLW     .7      ;ENVIO DATO DE QUE MICRO RESPONDE BIEN
MOVWF     TXREG
MOVLW     B'11111110'
MOVWF     PORTD
GOTO SALIRR

SALIRR
MOVFW     DOBLEV      ;DEVUELVO VALOR DE WREG
RETFIE

NNORMAL
MOVLW     B'10000000'
MOVWF     PABLO
GOTO SALIRR

GIRARYA
MOVLW     B'01000000'
MOVWF     PABLO
BTFSS PIR1,5      ;ESPERO QUE LLEGUE DATOS DE GRADOS
GOTO GIRARYA
MOVF RCREG,W      ;GUARDO DATOS DE GRADOS
MOVWF     GRADOS
NOP
NOP
BTFSS PIR1,5      ;ESPERO QUE LLEGUE DATOS DE MINUTOS
GOTO $-1
MOVF RCREG,W      ;GUARDO DATOS DE MINUTOS
MOVWF     MINUTOS
GOTO SALIRR

IZZZ
MOVLW     B'00100000'
MOVWF     PABLO
GOTO SALIRR

DEEE
MOVLW     B'00010000'
MOVWF     PABLO
GOTO SALIRR

```

```
REGRESA      MOVLW      B'00001000'  
              MOVWF      PABLO  
              GOTO     SALIRR  
  
STOPED  
  
              RETFIE  
              END
```

3.6.2.4 Circuito de control

Son necesarias las siguientes consideraciones:

La señal de control del motor de pasos se manejará a través del puerto B del PIC, cuyas salidas B0, B1, B2, B3, se activarán o desactivarán según la bobina que se requiera energizar.

El motor de pasos necesita una alimentación de 12V. en sus bobinas y mediante experimentación se encuentra que la corriente consumida por este es de 2,2 A.

El PIC requiere una alimentación de 5V. y la corriente máxima que puede manejar el puerto B es 200 mA; estos son datos del fabricante (Anexo 9).

De los datos anteriores se concluye que es imposible conectar directamente el motor de pasos a las salidas del puerto B del PIC por dos razones: Los niveles de voltaje a las salidas del puerto son TTL; esto es, 0 o 5 voltios y la corriente no es suficiente para poder manejar al motor; por lo que se decide energizar a las bobinas a través de transistores los cuales trabajarán en corte o saturación.

En la Fig. 3-10 se muestra una conexión típica para que un transistor trabaje en corte o saturación. El circuito funciona así: cuando se hace circular corriente a través de la resistencia de la base del transistor, este se satura; es decir, fluye corriente desde el colector al emisor y consecuentemente a tierra lo que provoca que se energice la

bobina conectada en el colector, y si no colocamos señal en la base o la conectamos a tierra la corriente no fluirá haciendo que el circuito de la bobina permanezca abierto.

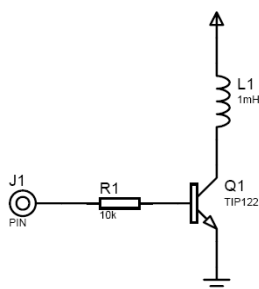


Fig. 3-10 Configuración de un transistor en corte o saturación

Con esta base se escoge un transistor que sea capaz de soportar una corriente superior a los 1,02A. requeridos por el motor, el transistor TIP122 maneja corrientes de hasta 8A. (datos del fabricante. Anexo 11), razón por la que se lo escoge para este diseño, adicionalmente este transistor tiene una configuración Darlington lo que implica que responderá a la presencia de corrientes pequeñas en la base.

Una opción para alimentar la base del TIP122 es conectarlo directamente a las salidas del puerto B, pero una posible falla en el transistor podría provocar que la alta corriente que maneja el motor circule a la base y en consecuencia esta corriente llegue al puerto del PIC lo que causaría que este se queme; por esta razón se decide colocar optoacopladores entre las salidas del puerto y la base del transistor. Entonces el circuito para la alimentación de las bobinas del motor de pasos será:

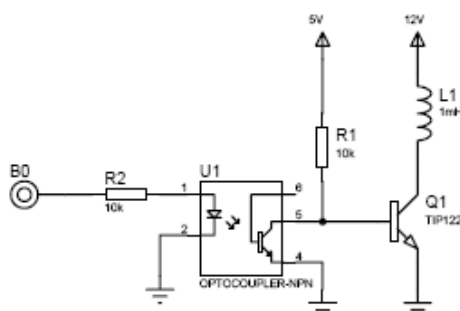


Fig. 3-11 Circuito para la alimentación de la bobina del motor

El PIC necesita de un oscilador para trabajar y el fabricante (Anexo 9) nos indica que la frecuencia de este puede ser hasta 20MHz; por ser el más utilizado y fácil de encontrar, se trabajará con un oscilador de 4MHz.

Para la comunicación serial se utiliza un integrado MAX-232, el cual nos permite convertir los niveles TTL producidos por el PIC a niveles utilizados por la comunicación serial RS-232. La velocidad de comunicación se ha configurado en 9600 baudios.

El diagrama esquemático del circuito total se muestra en la siguiente figura:

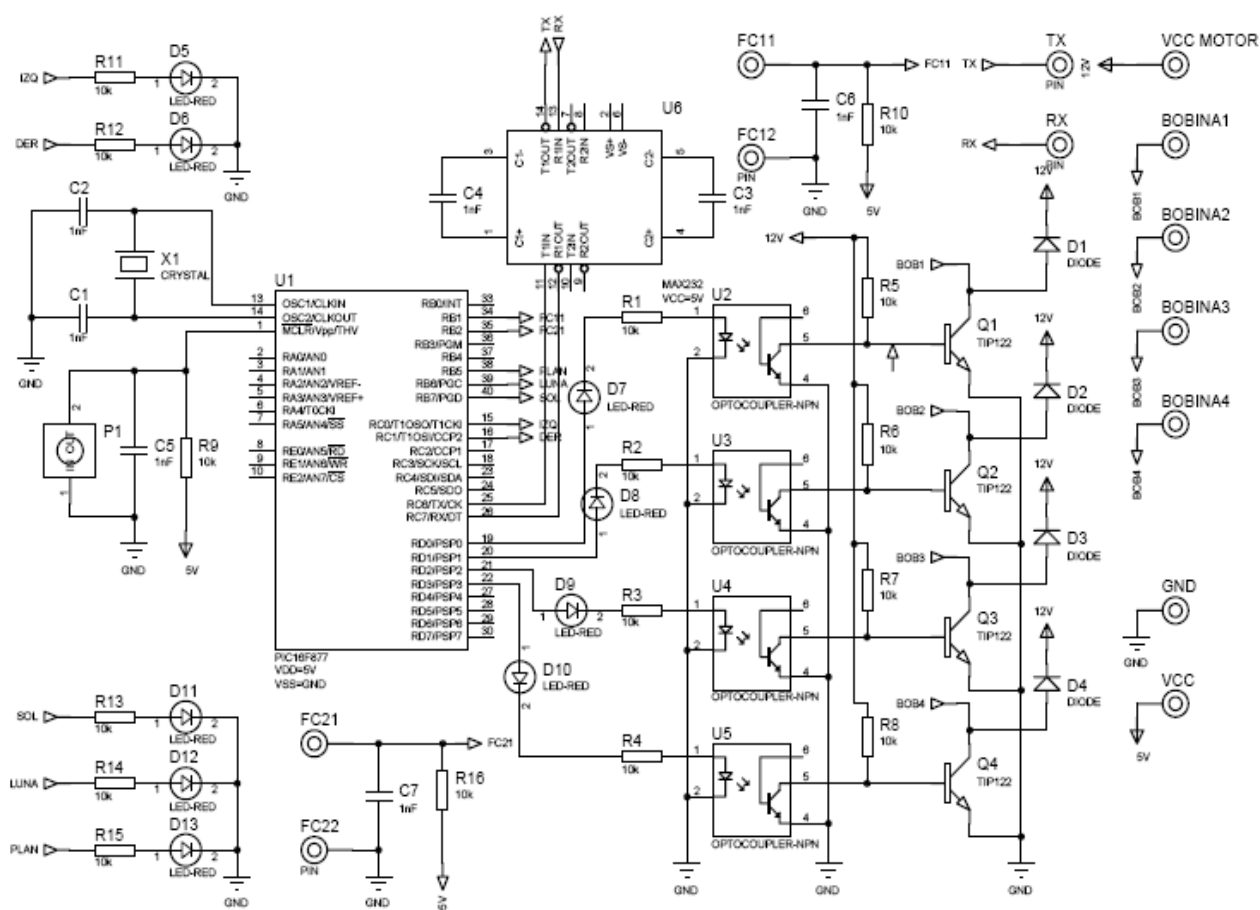


Fig. 3-12 Diagrama esquemático del circuito de control

Para alimentar el circuito de control, así como el del receptor inicialmente se utilizó una fuente de computadora, pero tras varias pruebas se encontró que está no era muy estable y producía ruido por lo que se decidió diseñar también las fuentes así:

Se necesitan los siguientes voltajes de salida: 12 y 5 voltios positivos para el circuito de control; 12 voltios positivos y negativos para el circuito del receptor. Debido a que se necesita aislar el máximo al circuito del receptor de posibles fuentes de interferencia, se decide diseñar fuentes independientes para cada uno de los circuitos.

La base para el diseño de las fuentes serán los reguladores de la serie 78XX, que son dispositivos en circuito integrado de tres terminales para voltaje positivo y tienen amplia utilización en aplicaciones prácticas. Tienen las siguientes características:

- Corriente de salida hasta 2,2 A (dato del fabricante. Anexo 12).
- Protección de sobrecarga térmica interna.
- Capacidad de alta disipación de potencia.
- Limitación interna de corriente de corto-circuito.

Entonces se utilizarán los reguladores 7805 para el voltaje positivo de 5V, 7812 para el voltaje positivo de 12V y 7912 para el voltaje negativo de 12V.

El circuito recomendado por el fabricante para los reguladores de voltaje positivo es el siguiente (ver anexo 12):

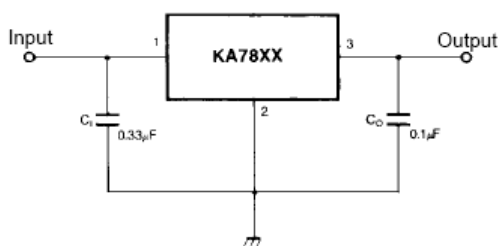


Fig. 3-13 Esquema de conexión para los reguladores 7805 y 7812

La función del capacitor de entrada es reducir el rizado que se obtiene a la salida del rectificador de onda completa. Para determinar el valor del capacitor se utiliza la siguiente fórmula:

$$C \geq \frac{1}{4\sqrt{3}R_L fr}$$

Donde: R_L = Resistencia de carga
 f = Frecuencia de trabajo
 r = Factor de rizado.

Entonces, para una resistencia de carga alta (alta impedancia de entrada del regulador) y un factor de rizado de 0,1% (mientras más pequeño mejor):

$$C \geq \frac{1}{4\sqrt{3} \times 10K\Omega \times 60Hz \times 0,1}$$

$$C \geq 2,4\mu F$$

Como se disponía de capacitores electrolíticos de 100 μ F, los cuales cumplen sobremanera la condición anteriormente expuesta, se decide utilizar estos. El capacitor a la salida del regulador tiene como finalidad evitar la realimentación de frecuencias altas provenientes de los circuitos de carga. Debido a que en el circuito de recepción se manejan frecuencias de 70MHz y 20KHz, se dimensionan los capacitores para bloquear estas frecuencias.

Los capacitores deben representar corto circuito para la frecuencia que se desea bloquear, de manera que cualquier corriente que retorne hacia el regulador será conducida a tierra, entonces sabiendo que:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fc}$$

Se escoge un valor de X_c bajo y se tiene:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 60\text{Hz} \times 70\text{MHz} \times 2\Omega} = 1,13\text{nF}$$

El valor del capacitor comercial es de 1nF, entonces se utilizará este.

Con análisis similar al anterior se obtiene que, para bloquear la frecuencia de 20KHz, un valor de capacitor de 100 μ F es suficiente.

El diagrama completo del circuito de la fuente para el sistema de control se muestra en la siguiente figura:

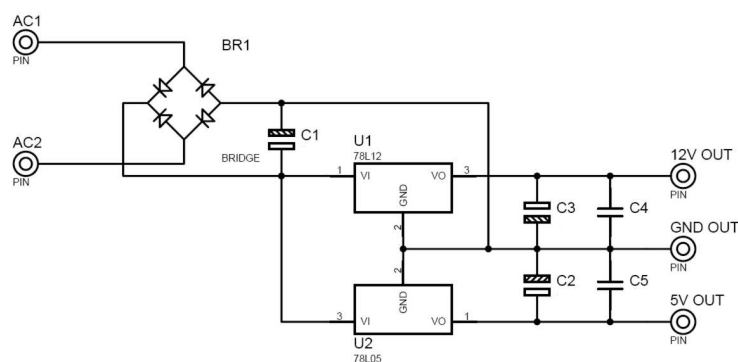


Fig. 3-14 Fuente de alimentación para el circuito de control

Con un criterio similar al anterior, se diseña la fuente para el receptor, considerando que para este se necesitan 12V positivos y negativos. Así el circuito para la fuente de alimentación es el siguiente:

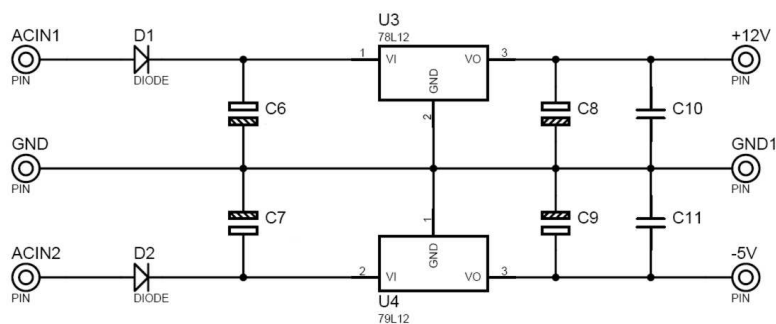


Fig. 3-15 Fuente de alimentación para el receptor

3.6.3 INTERFAZ DE USUARIO

Al igual que en el caso de la interfaz de recepción y con la finalidad de integrar estos datos, la interfaz de control ha sido diseñada e implementada con el programa LabVIEW, el cual nos permite una programación sencilla (en base a diagramas de bloque), modular y está orientado para aplicaciones de instrumentación virtual.

El diagrama de flujo integrado, se mostró en el capítulo anterior y una parte del diagrama de bloques implementado en LabVIEW se muestra a continuación.

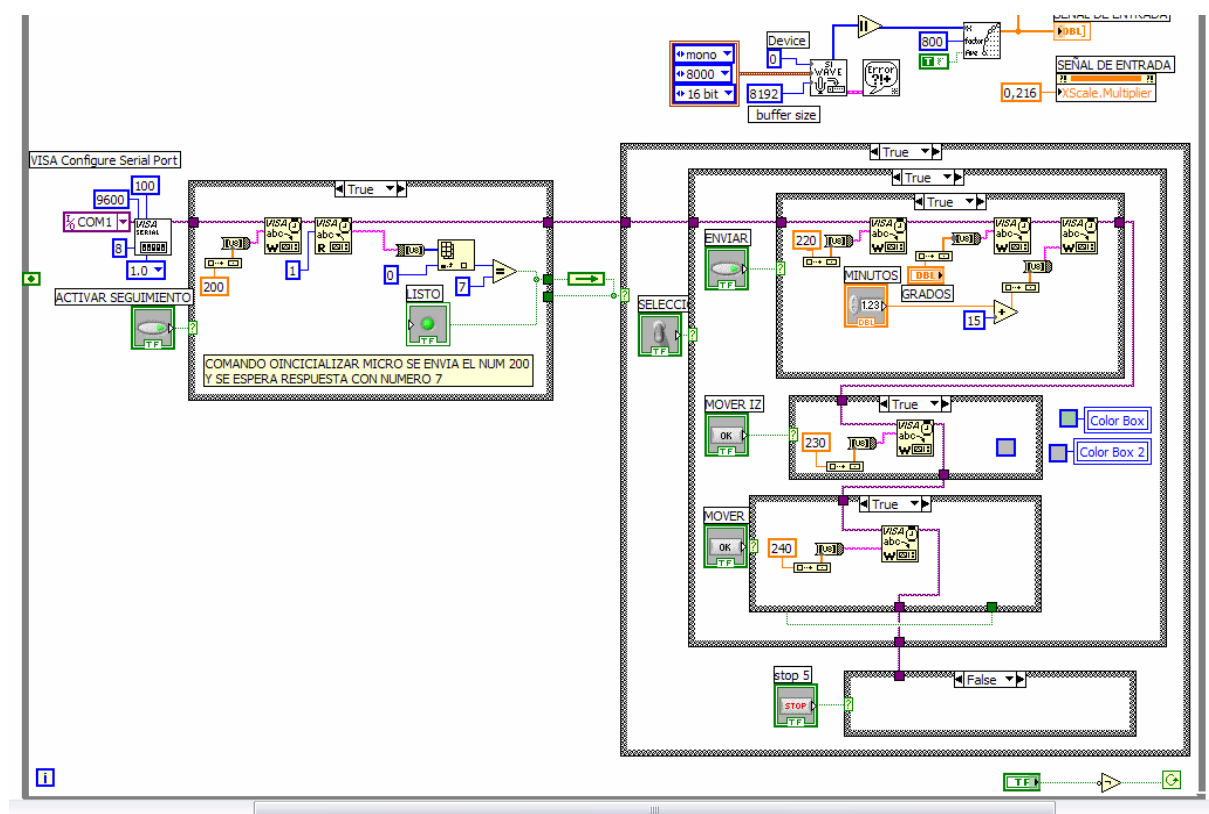
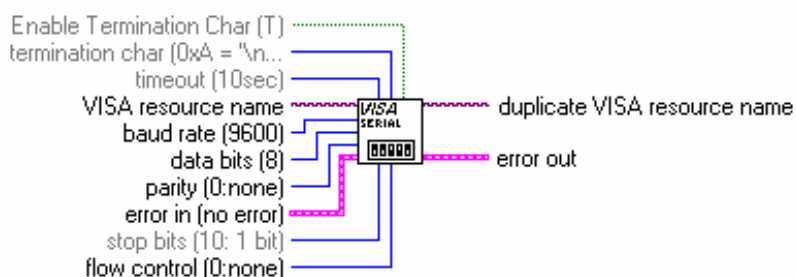


Fig. 3-16 Diagrama de bloques del sistema de control

En la figura se pueden distinguir varios VI's (Instrumentos virtuales), alguno de ellos son:

- VISA Configure Serial Port, nos permite configurar los parámetros con los que trabajará el puerto serial.



Este VI permite configurar parámetros como: velocidad de comunicación, bits por dato, bit de paridad, etc.

- VISA Write, escribe datos en el puerto serial.



- VISA Read, lee los datos desde el puerto serial, permitiendo configurar el numero de bytes a leer



El panel frontal de la interfaz es el siguiente:



Fig. 3-17 Interfaz de usuario del sistema de seguimiento

CAPÍTULO 4

EXPERIMENTACIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN.

Con la finalidad de fortalecer el diseño y comprobar que el sistema funciona a satisfacción se implementa un prototipo completo del radiotelescopio y con él se realizan pruebas de recepción y seguimiento del sol.

4.2 NIVELES DE SEÑAL EN LAS ETAPAS DEL CIRCUITO

Para respaldar el diseño del receptor es muy importante comprobar que la señal cumpla su comportamiento en cada una de las etapas del circuito, para lo cual se necesitaba disponer de equipos cuya respuesta de frecuencia sea de al menos 100MHz cosa que no ocurría con los instrumentos disponibles.

El mejor equipo que se pudo conseguir fue un osciloscopio cuya respuesta de frecuencia es 20MHz y con este equipo se hicieron medidas de los niveles de señal en las distintas etapas del circuito receptor, las imágenes de las lecturas obtenidas se muestran a continuación:

Señal que se obtuvo a la salida del mezclador del receptor satelital AMSAT800:

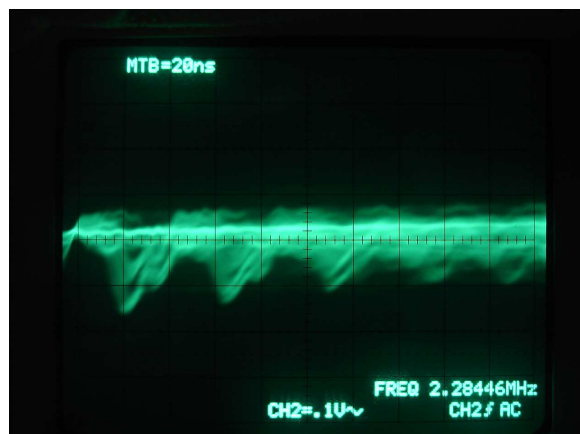


Fig. 4-1 Salida del mezclador del receptor AMSAT800

Luego del filtro pasa banda

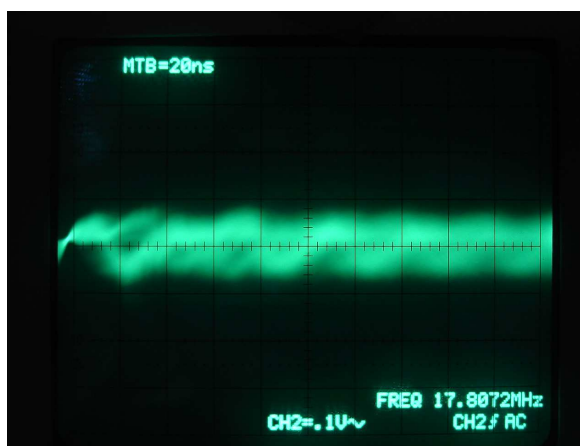


Fig. 4-2 Salida del filtro pasabanda

En la primera etapa de amplificación

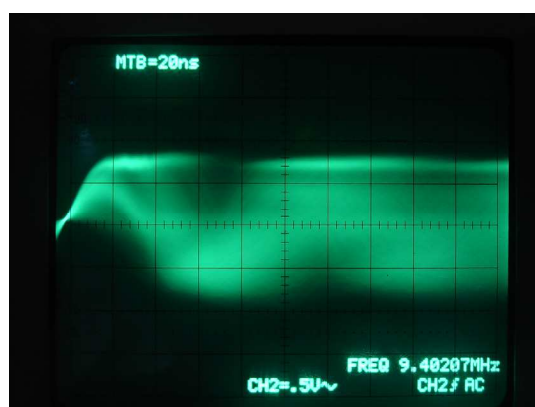


Fig. 4-3 Salida del primer amplificador

En la segunda etapa de amplificación

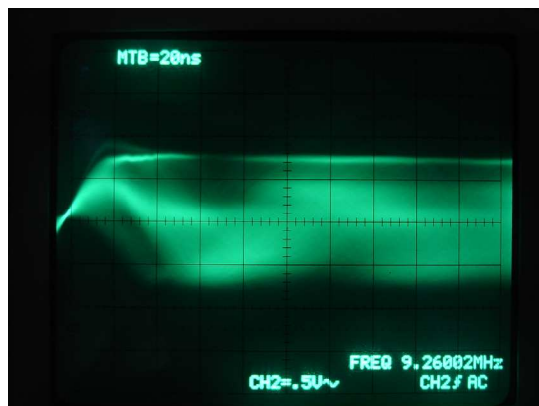


Fig. 4-4 Salida del segundo amplificador

A la salida del detector.

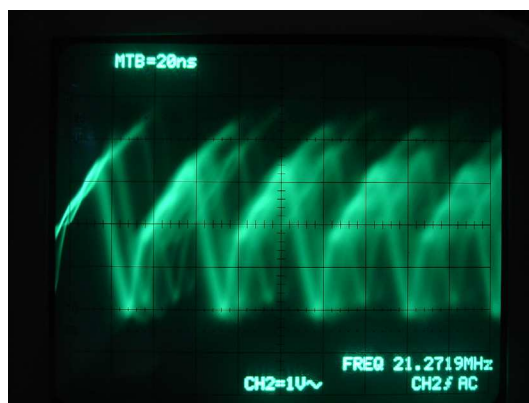


Fig. 4-5 Señal en el detector

Como se puede apreciar si bien en cada una de las etapas la componente de ruido es muy alta, se pueden distinguir armónicos que luego del detector producen un tono casi claro y en el orden de los voltios, cosa que no era esperada, por lo que se realizaron los análisis pertinentes, definiendo que esta señal obedecía a interferencia introducida por la imperfección de las fuentes de alimentación; pues, inicialmente se utilizaron fuentes de computadora.

Esta experiencia obligó a diseñar fuentes independientes y dotarlas de los filtros necesarios para reducir al mínimo la presencia de ruido en el sistema de recepción, luego del lo cual se obtuvieron resultados favorables.

Dotados de un analizador de espectros con respuesta de hasta 1,2 GHz se probó la respuesta de frecuencia del sistema en cada una de las etapas.

Con el receptor energizado y sin señal de entrada la respuesta de frecuencia es:

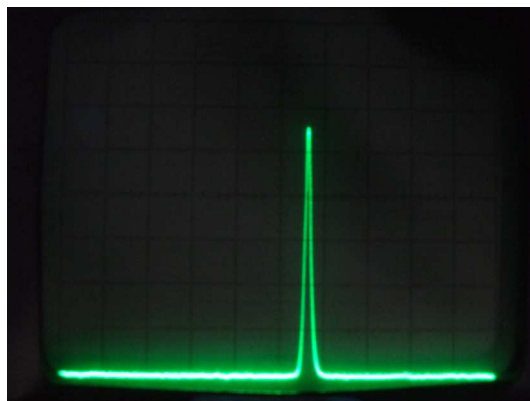


Fig. 4-6 Espectro del oscilador local

Aquí se puede apreciar el tono generado por el oscilador local del mezclador del receptor AMSAT800 el cual reducirá la FI del LNB a una frecuencia de 70 MHz.

En la entrada del receptor con señal de entrada.

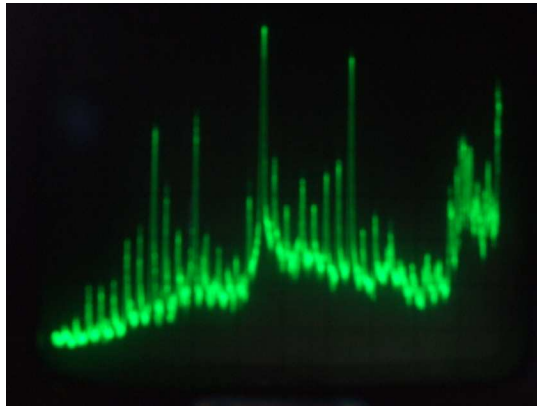


Fig. 4-7 Espectro en la entrada

Luego del primer amplificador

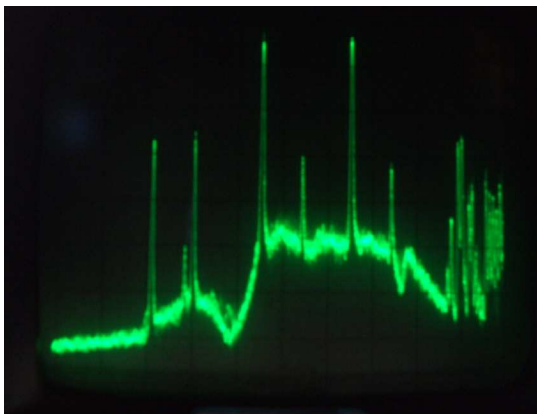


Fig. 4-8 Espectro en el primer amplificador

En el segundo amplificador y el filtro

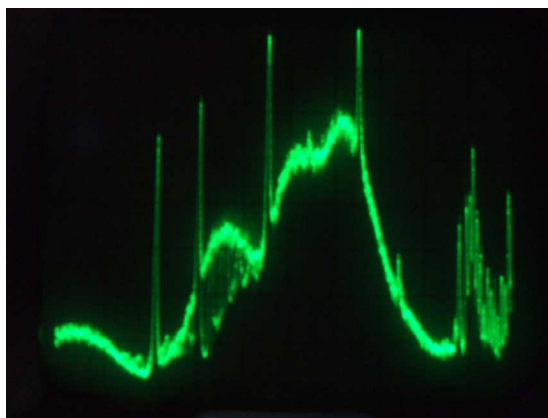


Fig. 4-9 Espectro luego del segundo amplificador y el filtro

Como se puede notar hay una clara amplificación de la señal en el rango de frecuencias limitado por el filtro desde 55 hasta 85 MHz para -3dB.

4.3 IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO IMPRESO

Una vez comprobado el funcionamiento del circuito receptor, el siguiente paso es la elaboración de las placas de circuito impreso, para el diseño de éstas, se utilizó el software ISIS con la aplicación ARES.

Los circuitos impresos para el receptor y el circuito de control son los siguientes:

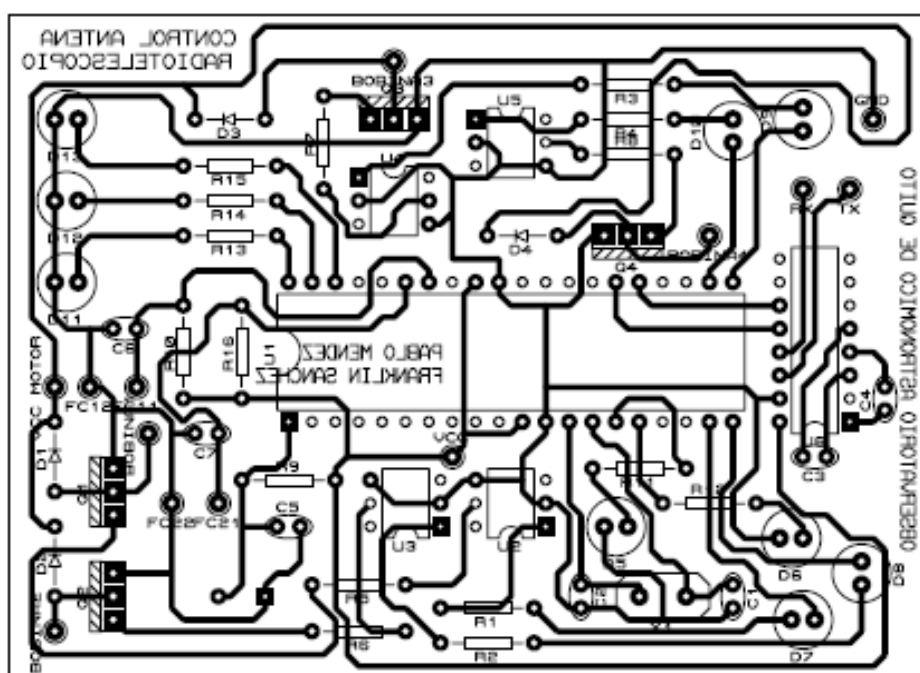


Fig. 4-10 Circuito impreso para el sistema de control

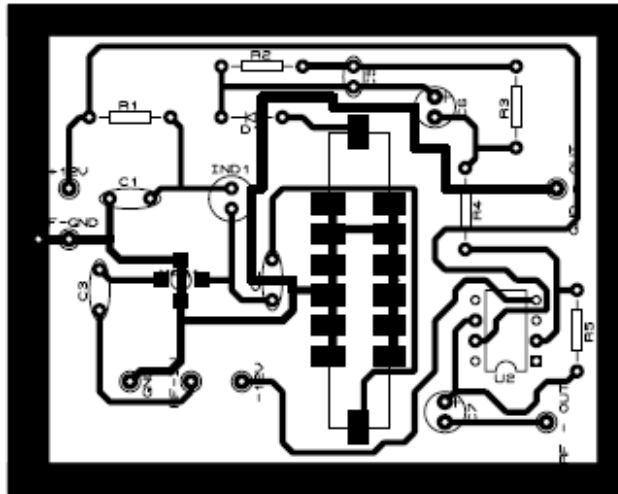


Fig. 4-11 Circuito impreso para el receptor

Con la finalidad de reducir la presencia de ruido en el receptor como producto de la interferencia se blindó al receptor colocándolo dentro de un receptáculo metálico que hace las veces de *jaula de Faraday* y está conectado a tierra junto con todos los elementos metálicos del circuito.

4.4 MONTAJE DE LA ESTRUCTURA MECÁNICA Y LA MONTURA

En el sistema de control se realizó la implementación de la montura y el acoplamiento mecánico, tras varias pruebas se concluye que es necesario implementar un sistema de contrapesas que reduzcan la resistencia mecánica al movimiento de la antena, pues sin ellos el motor no es capaz de moverla.

El acoplamiento mecánico junto con el motor se ven de la siguiente manera.

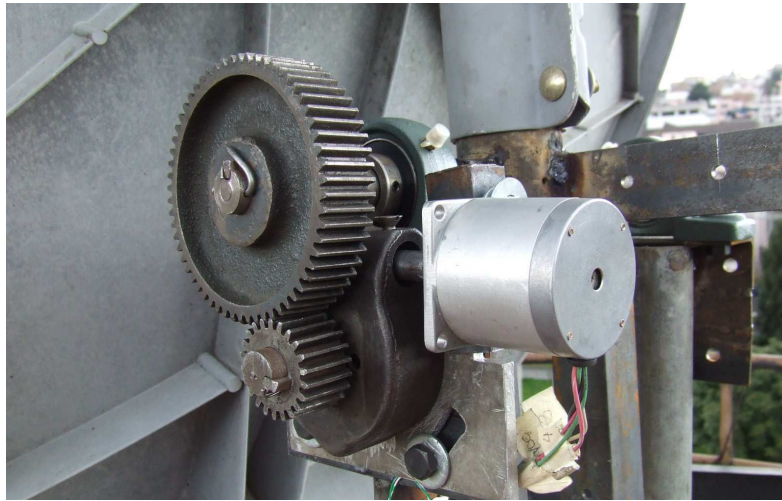


Fig. 4-12 Montaje del motor

Y el sistema completo se muestra en la siguiente figura.



Fig. 4-13 montura ecuatorial completa

4.5 PRUEBAS DE RECEPCIÓN.

4.5.1 RUIDO DEL SISTEMA

Con el sistema completo y una vez que se probó su funcionalidad se realizaron varias pruebas de recepción, el primer paso sería comprobar que la señal recibida desde una radiofuente esté sobre el nivel de ruido del sistema, con esta finalidad registraron el tránsito del Sol y los niveles de señal, con la fuente fuera de alcance, sin antena, etc. El resultado obtenido es el siguiente:

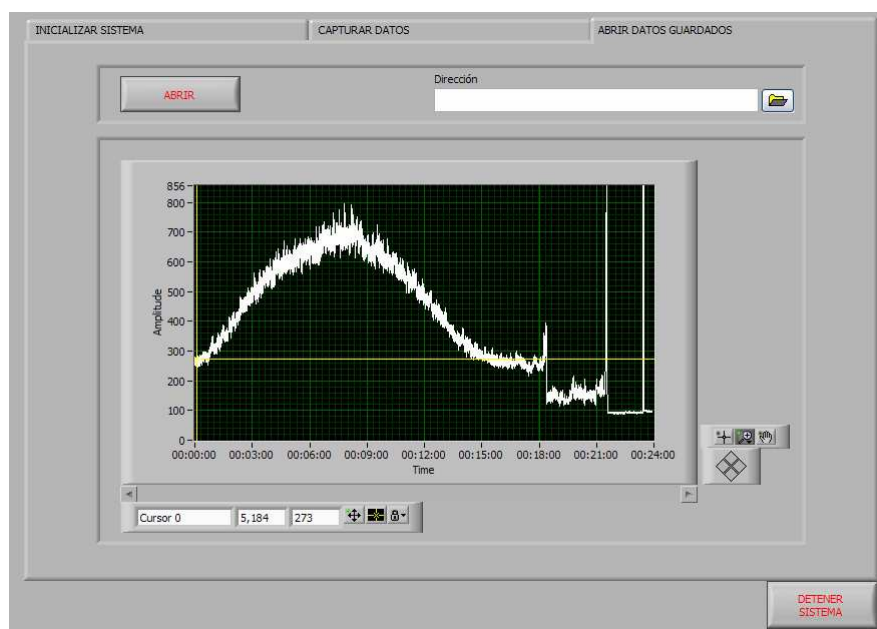


Fig. 4-14 Señal de recepción del tránsito del Sol

En la imagen anterior se pueden diferenciar varias etapas de recepción la primera es la señal recibida por el tránsito del Sol sobre la antena, donde se nota como la señal crece y decrece correspondiendo a situaciones en las que el Sol ingresa en el haz de la antena, la cual está perfectamente apuntada y el Sol sale del haz, con una duración de 15 min.

También se puede notar y diferenciar la señal recibida, con la señal de ruido del sistema, como, esta cambia y desciende notablemente cuando se desconecta la antena.

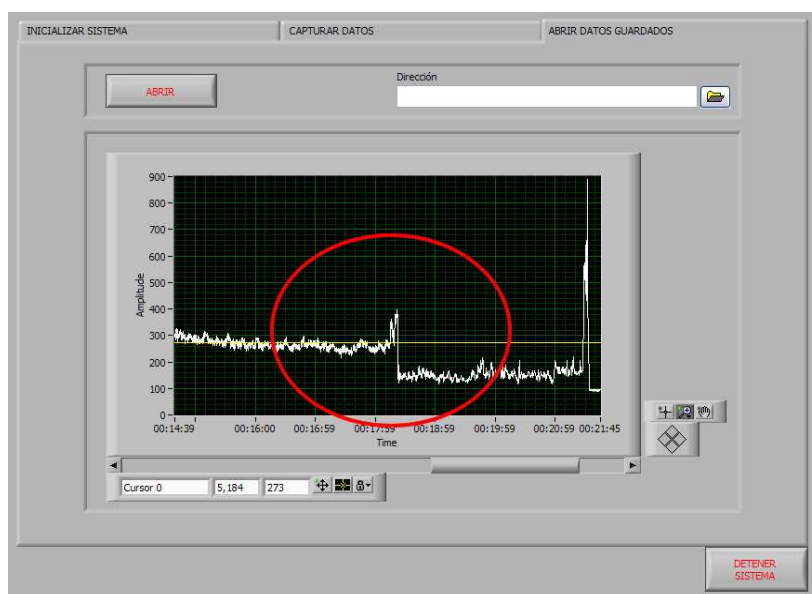


Fig. 4-15 Señal con y sin antena

Y finalmente la señal cuando se apaga todo el circuito de recepción

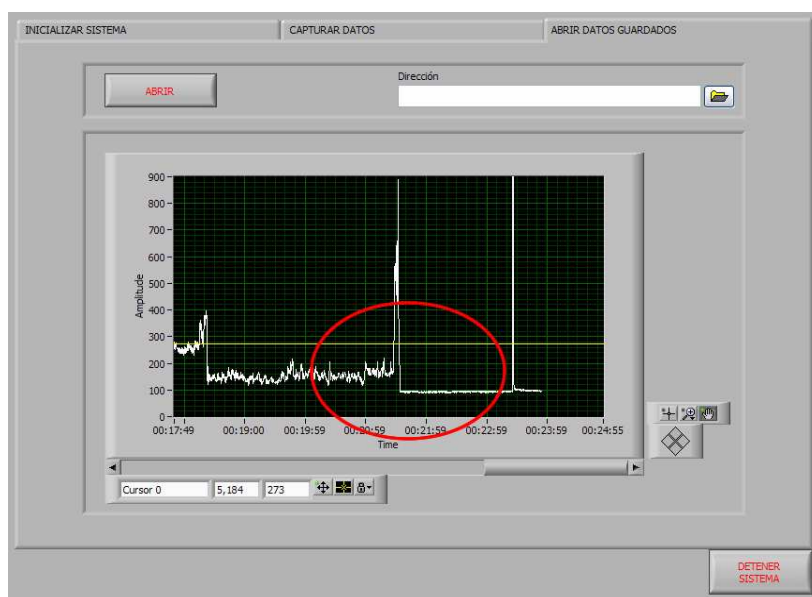


Fig. 4-16 Señal con el receptor encendido y apagado

Analizando las imágenes se pudo comprobar que el nivel de ruido del sistema está por debajo del nivel de señal de una radiofuente, lo cual garantiza que en una observación la información recibida no se confundirá con el ruido del sistema.

4.5.2 OBSERVACIÓN DEL SOL.

El motivo principal de este estudio es recibir señal de la actividad solar, por tanto se realizaron varias pruebas con esta finalidad. Además con la finalidad de comprobar el correcto funcionamiento del software se hacen comparativas con resultados obtenidos utilizando otros programas para radiotelescopio y también con observaciones de otros radiotelescopios.

Las figuras a continuación muestran las gráficas obtenidas de una recepción de 40 minutos del transito solar con una interfaz implementada, con el software Radio-SkyPipe y el registro del radiotelescopio de la Universidad de Indianápolis respectivamente.

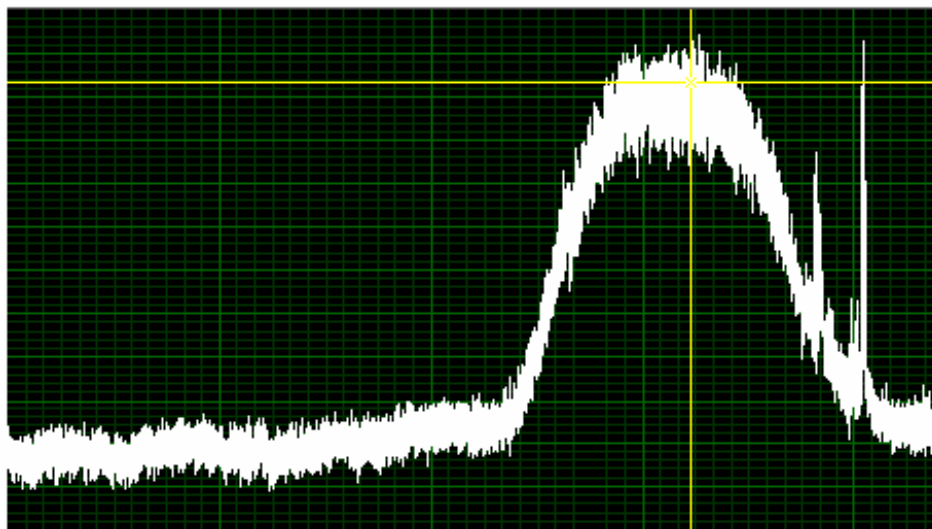


Fig. 4-17 Transito solar obtenido con la interfaz diseñada

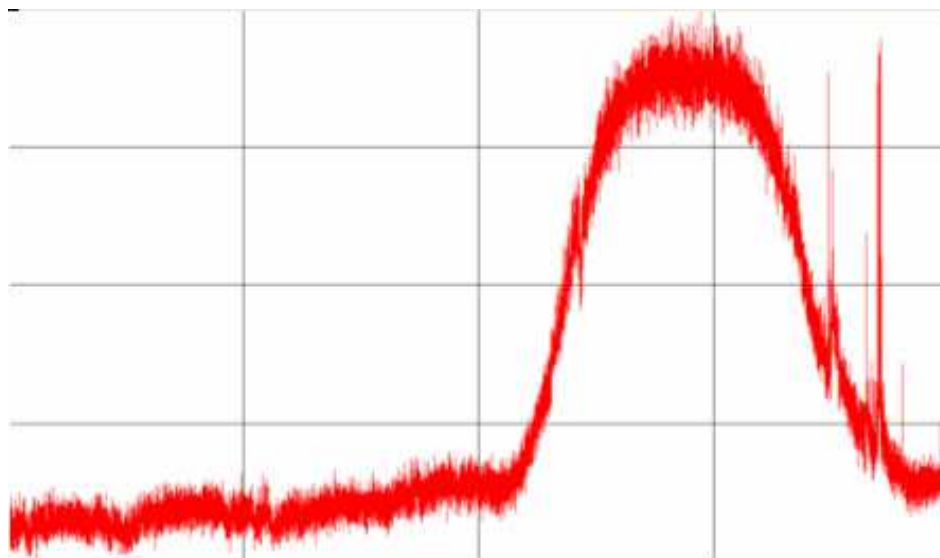


Fig. 4-18 Transito solar obtenido con programa Radio-SkyPipe

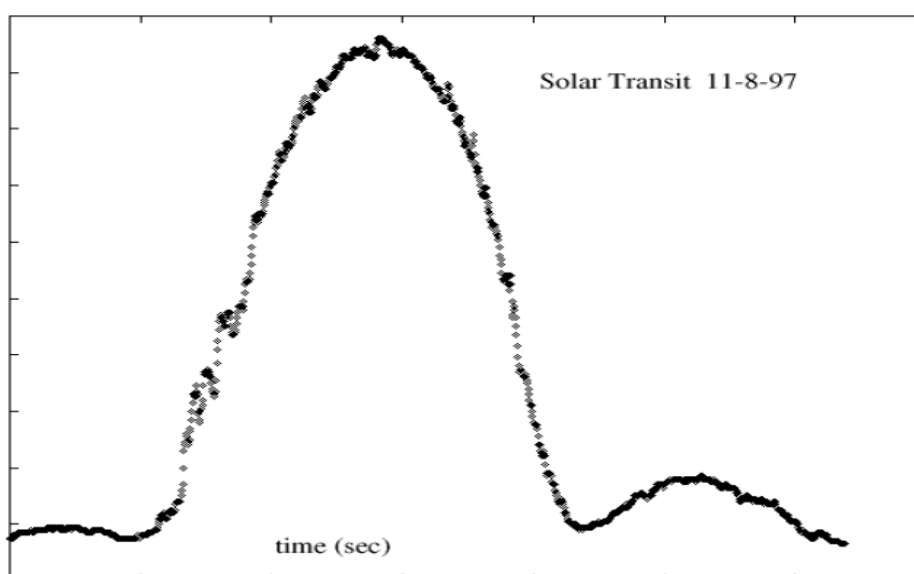


Fig. 4-19 Transito solar obtenido por el radiotelescopio de la Universidad de Indianápolis

Como se aprecia los registros obtenido son bastante parecidos confirmando una vez más el correcto funcionamiento del sistema.

Para demostrar el correcto funcionamiento del sistema de seguimiento se nuevamente se registró la señal de la actividad pero activando el seguimiento, los resultados son estos:

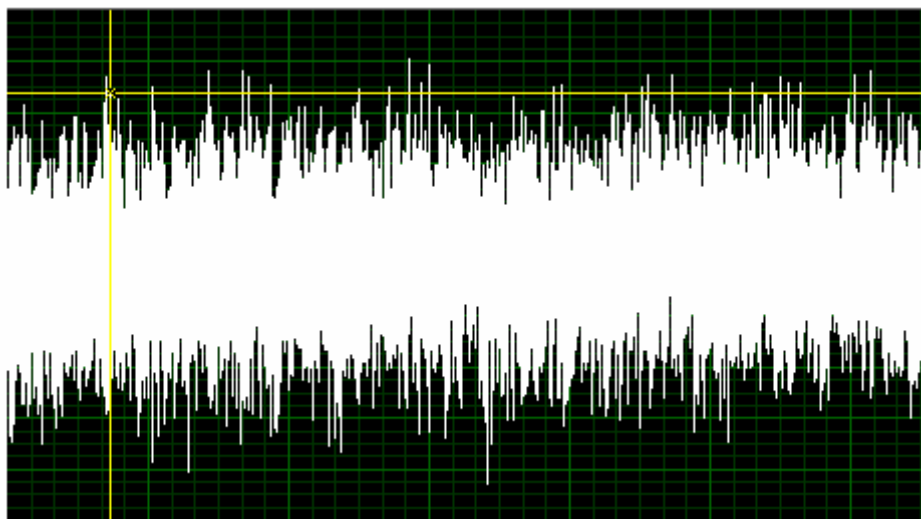


Fig. 4-20 Actividad solar registrada luego de 1h30 se seguimiento al Sol obtenida con la interfaz diseñada y el sistema de seguimiento activado.

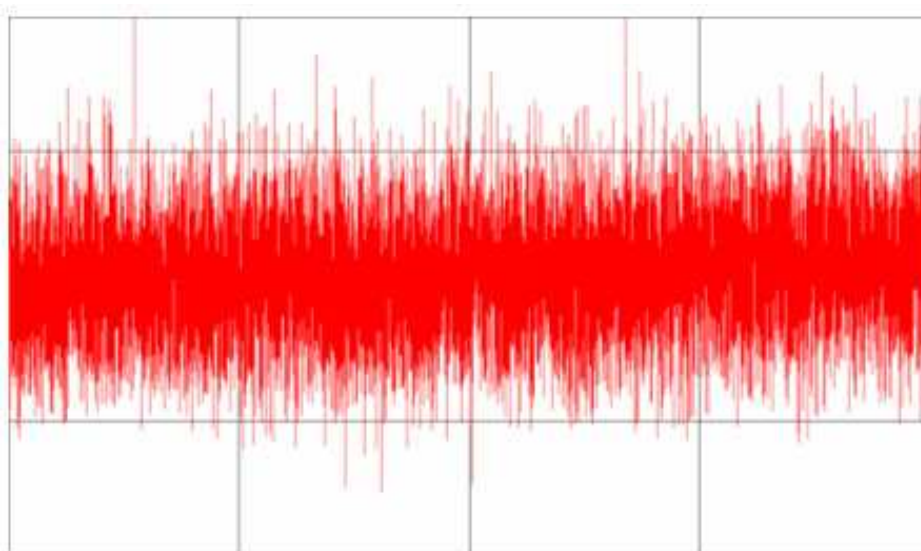


Fig. 4-21 Actividad solar registrada luego de 1h30 se seguimiento al Sol obtenida con el Radio-Sky Pipe y el sistema de seguimiento activado.

4.5.3 OTRAS OBSERVACIONES.

Se observaron otras radiofuentes para comprobar la validez del sistema para la recepción de señales de otros objetos naturales a parte del Sol.

Las siguientes imágenes no muestran el registro de la señal recibida tras el seguimiento de la constelación de Orión.

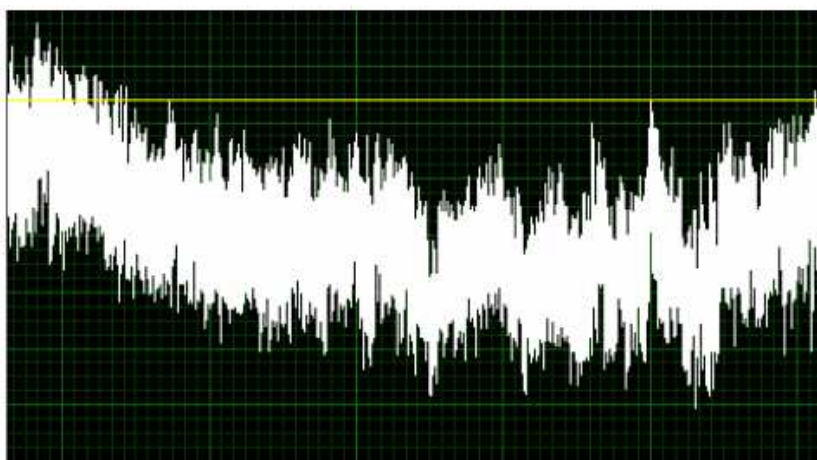


Fig. 4-22 Actividad registrada luego de 40 minutos de seguimiento a la constelación de Orión obtenida la interfaz diseñada

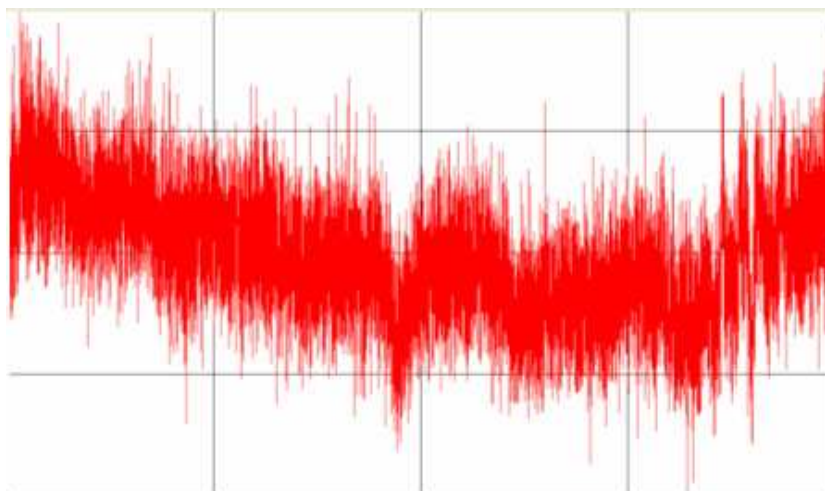


Fig. 4-23 Actividad registrada luego de 40 minutos de seguimiento a la constelación de Orión obtenida el Radio-Sky Pipe

Otro punto muy importante en la experimentación era comprobar el tamaño de los archivos generados por cada observación. Inicialmente se obtuvieron archivos de 4 MB por cada 15 minutos de observación, caso que era demasiado crítico pues como se sabe la forma de almacenar la información y el tamaño de los discos disponibles siempre son una limitante en el momento de considerar llevar un historial de todas las observaciones realizadas.

Por esto fue necesario reducir la frecuencia de muestreo que inicialmente era de 8000 muestras por segundo a 10 muestras por segundo cambio que aparentemente parece ser demasiado brusco, pero luego de realizar las pruebas de recepción, se ve que no afecta la señal recibida y adicionalmente está respaldado en el hecho de que en otras aplicaciones de radiotelescopios se utilizan muestreos menores (8 muestras por segundo en el caso de Radio – SkyPipe software distribuido vía Internet).

Así, luego de haber reconfigurado la tarjeta de sonido, ahora una observación de 24 minutos como es el caso del ejemplo presentado, genera un archivo de 13 KB, el cual es mucho más manejable.

CAPÍTULO 5

5.1 PRESUPUESTO REFERENCIAL

Para el proceso de experimentación fue necesario adquirir partes y piezas que permitieron implementar la unidad prototipo, los valores de cada una de estas se muestran a continuación.

Cantidad	Denominación	Descripción	Valor Unit.	Valor Total
2	MAR-6SM	Amplificadores FI	5.60	11.20
2	BPF-A69	Filtro pasabanda a FI	25.50	51.00
2	BK-1	Bobina de 1mH	1.50	3.00
6	C102	Capacitores 1nF	0.15	0.90
2	LM7812	Reguladores 12V DC	0.80	1.60
1	LM7912	Reguladores -12V DC	0.80	0.80
50	RESIS	Juego de resistencias 1/4W	0.10	5.00
1	LM741	Amplificador operacional	1.00	1.00
1	ANT LNB	Antena 1.1m LNB Ku	280	280.00
1	AM800	Receptor AMSAT	200	200.00
1	COMP	Computador Pentium IV	700	700.00
2	TRANS	Transformadores 110/24V AC	12	24.00
3	C1000µF	Capacitores 1000 µF	1.00	3.00
1	PIC16F877A	Microprocesador para control	8.95	8.95
1	CRY 4MHz	Oscilador de cristal a 4MHz	0.65	0.65
5	SW-5MM	Pulsadores NA	0.17	0.85
1	MAX232	Interfaz 232 a lógica TTL	2.50	2.50
4	C10µF	Capacitores 10µF	0.08	0.32
2	C22pF	Capacitores 22pF	0.08	0.16
10	C104	Capacitores 100nF	0.08	0.80
10	LEDS	Leds rojos 5mm	0.08	0.80
10	4N35	Opto acopladores	0.40	4.00
6	TIP110	Transistores darlington	0.90	5.40
15	1N4001	Diodos, Si, 1A	0.10	1.50
SUB TOTAL				1307.43
12% IVA				156.89
TOTAL				1464.32

5.2 CONCLUSIONES.

- Se ha proporcionado una base concisa de conceptos físicos, parámetros y ecuaciones; que han permitido comprender las observaciones radioastronómicas y en especial los eventos ocurridos en la cromosfera del Sol.
- La radiación electromagnética proveniente del espacio, viene hacia nosotros en todas las longitudes de onda del espectro, éstas pueden ser afectadas por los átomos y moléculas del medio que atraviesen pudiendo ser: absorbidas, reflejadas o traspasar el medio con una ligera desviación (refracción).
- Los rangos en los que la radiación puede penetrar la atmósfera, se los conoce como ventanas atmosféricas. Los principales rangos de frecuencia que pueden atravesar la atmósfera son las ventanas de radio y la visible. La ventana de radio contiene frecuencias entre 5 KHz y 300 GHz.
- Al poder distinguir la dirección desde donde se origina una radiación, se dice que el lugar desde donde se origina esta, es una fuente discreta. En este estudio se consideró al Sol dentro de estas fuentes.
- La radiación recibida por el radiotelescopio es considerada de naturaleza incoherente y no polarizada.
- Dado que este receptor responde solo a una componente de polarización, se introduce el factor $1/2$ como factor de rendimiento.
- Para fuentes cuya dimensión es menor al tamaño del haz principal de la antena, la densidad de flujo observada es máxima pero menor que la densidad de flujo real.

- En este estudio el ángulo sólido de la antena es comparable con el ancho del ángulo sólido del Sol; pues se tiene que para la antena el valor es de $1,5^\circ$ mientras que para el Sol el valor es $0,5^\circ$, teniendo una relación de 1 a 3 aproximadamente.
- Todos los objetos a temperaturas sobre el cero absoluto radían energía en forma de ondas electromagnéticas. Estos objetos no solo radían energía electromagnética, ellos también pueden absorber o reflejar la energía incidente sobre ellos.
- Cuando la temperatura del cuerpo negro aumenta; la Ley de Steffan-Boltzmann relaciona el flujo total de energía de cuerpo negro con su temperatura, de forma que el flujo total emitido es proporcional a la temperatura elevada a la cuarta potencia, por lo que a mayor temperatura será más la cantidad de energía emitida por un objeto y por tanto, su brillo es también mayor. Es decir que el brillo varía inversamente con el cuadrado de la longitud de onda.
- Los fenómenos físicos ocurridos en el Sol son perfectamente conocidos lo que permiten determinar parámetros como la densidad, temperatura, campo magnético y aceleración de partículas.
- La parte constitutiva principal de un radiotelescopio es la antena, debido a que este elemento define la resolución del sistema así como el rango de frecuencias en el que se podrá realizar el estudio de las radiofuentes.
- La sensibilidad fundamental (o la mínima densidad de flujo perceptible) de un radiotelescopio depende de muchos factores pero, dos de los principales son la abertura eficaz y la temperatura del sistema.

- Se ha comparado los valores mínimos promedios de densidad de flujo emitidos por el Sol que están en el orden de 60 sfu con el flujo mínimo detectable siendo este es mucho menor por lo que se puede concluir la dimensión de la resolución.
- Los receptores para radiotelescopios en general son similares en su construcción a receptores usados en otras ramas de la radio ciencia e ingeniería. El tipo más común es el receptor superheterodino.
- En una de las etapas del sistema se utilizó un receptor de televisión satelital analógico, en el que fue necesario desconectar el control automático de ganancia y otras etapas de procesamiento.
- Al adquirir las señales por la tarjeta de sonido una ventaja es que los dos canales son capturados al mismo tiempo usando dos conversores A/D o, al menos, dos dispositivos 'sample & hold'. Las tarjetas de adquisición de datos suelen usar un conversor A/D y un multiplexor. Por esta razón, se escanean varios canales uno tras otro, pero no en paralelo.
- Para establecer un sistema de seguimiento adecuado es necesario hacer varias consideraciones, como: el sistema de coordenadas a utilizar, tiempo y forma de desplazamiento del objeto a observar.
- Para poder determinar la posición de las estrellas de una manera clara y con unas coordenadas fijas independientemente del lugar de observación, se ha utilizado el sistema de coordenadas denominado sistema de coordenadas ecuatoriales.
- Para poder definir la forma de seguimiento para una radiofuente (en este caso particular el Sol), se debe considerar el desplazamiento en el cielo y su velocidad.

- Utilizando un sistema de coordenadas ecuatoriales, la posición de una radiofuente queda definida conociendo su declinación y ascensión recta.
- Para seguir el desplazamiento de una radiofuente utilizando una montura ecuatorial, basta con ajustar el eje de ascensión recta.
- Los motores de pasos permiten controlar con precisión el desplazamiento angular del eje de rotación.
- El uso de un oscilador de 4 MHz con el PIC, define la duración de $1\mu\text{s}$ por cada ciclo de máquina, lo que facilita el manejo preciso de los retardos para el seguimiento.
- El uso de una tarjeta de sonido para digitalizar la señal del radiotelescopio, permite manejar varias frecuencias de muestreo (8000, 11025, 22050, 44100 Hz) con 8 o 16 bits para la cuantización de la muestra.
- Los VI's (instrumentos virtuales) de LabVIEW facilitan el cambio de la configuración de la tarjeta de sonido.
- Un factor muy delicado en el sistema es la frecuencia de muestreo, dado que un valor bajo de esta, puede causar pérdida de información; mientras que un valor muy elevado producirá que el tamaño de los archivos generados sea demasiado grande complicando su manejo.
- Luego de diseñar el sistema completo del radiotelescopio, se implementa un equipo prototipo con el que se realizan pruebas de recepción.

5.3 RECOMENDACIONES

- Una de las principales dificultades en la implementación fue el ruido introducido en el receptor y el sistema en general, pues inicialmente se utilizó fuentes de alimentación de computadoras, y se detectó que estas fuentes producían interferencia, por lo que se recomienda el diseño de la fuente y la separación de los circuitos de señal y fuerza.
- A pesar de que los receptores analógicos tienen una alta figura de ruido y al no ser posible utilizar receptores digitales por su tipo de procesamiento y modulación, el primero es el más indicado pero se recomienda aislarlo electrónicamente de frecuencias terrestres que pueden alterar los resultados de las observaciones.
- Es necesario manejar con cuidado la presencia de fuentes de radiofrecuencia cerca del radiotelescopio debido a que pueden producir interferencia.
- Para trabajar a FI (frecuencia intermedia), para niveles de señal muy bajos y alta ganancia estable se recomienda utilizar la serie de Minicircuits MAR-XSM, (X representa el número de denominación), de esta manera se evita la construcción de circuitos amplificadores sintonizados y de la construcción de los elementos que esto implica.
- La antena debe mantenerse libre de obstáculos que puedan producir “sombra” sobre ella, tales obstáculos provocan distorsión de la señal recibida.
- Se recomienda el estudio e interpretación de las señales recibidas por lo que se podría realizar un proyecto por parte de un estudiante de Física para que realice este trabajo.

- Futuros proyectos pueden ampliar el sistema para realizar trabajos de espectroscopía e interferometría.
- Para trabajos de espectroscopia se recomienda adquirir el equipo adecuado el cual se encuentra en el mercado y puede ser acoplado al radiotelescopio de acuerdo con las características propias del espectroscopio.
- Hay que recordar que el LNBF trabaja con polarización sobre la línea de la señal, y en ausencia de esta simplemente dejaría de trabajar lo que implicaría la pérdida de la señal de entrada

5.4 BIBLIOGRAFÍA

1. FRENZEL, Louis. ELECTRÓNICA APLICADA A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES. 3º edición. Alfa Omega. 1994.
2. CARDOMA AZNAR, Ángel. ANTENAS. 2º edición. Paraninfo. 2004.
3. Institute of Electronic and Electrical Engineers. IEC MULTILINGUAL DICTIONARY OF ELECTRICITY. Wiley Interscience. 1983.
4. ANGULO USATEGUI, José María; ROMERO YESA, Susana; ANGULO MARTINEZ, Ignacio. MICROCONTROLADORES PIC. Diseño práctico y Aplicaciones. 2º edición. Mc Graw-Hill. Madrid.2000.
5. BROWNE, Ian, RADIO ASTRONOMY LECTURE NOTES, (2006 – 2007)
6. FISHER MILLER, Diane. BASICS OF RADIOASTRONOMY; (1998)
7. KRAUS, John. RADIO ASTRONOMY; Cygus-Quasar Books. 2º Edición (1986)
8. Proyecto Académico con el Radiotelescopio de NASA en Robledo. CURSO DE RADIOASTRONOMIA.
9. BRUKE, Bernard and Gram, Francis. AN INTRODUCTION TO RADIO ASTRONOMY. Ed. Cambridge, 1997

DIRECCIONES ELECTRONICAS

1. <http://www.ieee.org>
2. <http://web.haystack.mit.edu/urei/tutorial.html>
3. <http://www.minicircuits.com>
4. <http://www.laeff.esa.es/partner/cursos/br/curso.php>
5. <http://www.fabletybertoni.com/catalogo/c02/cables.htm>
6. <http://www.ucm.es/info/Astrof/users/jaz/TRABAJOS/RADIO/radio1.htm>

ANEXOS

ANEXO 1

ANTENA PARABÓLICA

PRODUCT DETAILS

- [O PRINCIPAL](#)
- [O PRODUCTOS](#)
- [O FTA - PANSAT](#)
- [O FTA - SONICVIEW](#)
- [O FTA - FORTEC](#)
- [O FTA - COOLSAT](#)
- [O FTA - TARJETAS PCI](#)
- [O FTA - ACCESORIOS](#)
- [O FTA - VIEWSAT](#)
- [O ANTENAS](#)
- [O LNB'S](#)
- [O CABLES](#)
- [O INST - ACCESORIOS](#)
- [O INST - HERRAMIENTAS](#)
- [O CONECTORES](#)
- [O SWITCHES - SPLITTERS](#)
- [O DISTRIBUCIÓN - VIDEO](#)
- [O CAJA - DIRECTV](#)
- [O CAJA - DISH](#)
- [O CAJA - STARCHOICE](#)
- [O TARJETAS - DISH](#)
- [O TELÉFONO Y RED](#)
- [O RADIO POR SATÉLITE](#)
- [O ACCESORIOS](#)
- [O FINALIZACIÓN](#)
- [O ACERCA DE CP](#)
- [O CONTACTAR](#)
- [O EMAIL](#)
- [O BUSCAR](#)
- [O AFILIADOS](#)

ENVÍOS EL MISMO DÍA
todos pedidos
depositados y
verificados antes de las
3pm hora central.



estafeta®

Principal » ANTENAS

ANTENA DE 1.1M CHANNEL MASTER - AZ/EL - POSTE 1.1M



La antena Offset de 1.1m de Channel Master® es un producto conveniente de grado comercial para aplicaciones de recepción únicamente. El reflector está moldeado termicamente para exactitud en la fuerza y superficie.

POR EXCESO DE PESO Y/O VOLUMEN, ESTE PRODUCTO SE ENVÍA POR TERRESTRE. NOSOTROS ESCOGEMOS LA MEJOR OPCIÓN PAR SU ZONA. EL TIEMPO DE ENTREGA ES DE APROXIMADAMENTE 3-4 DÍAS HÁBILES. FAVOR DE ESCOGER "ESTAFETA" AL FINALIZAR SU PEDIDO.

****BASE DE PISO NO INCLUIDO.****



El moldeado dentro de la parte posterior del reflector, es una red de soporte de costillas, que no solo consolida la antena sino que también ayuda a sostener su crítica forma parabólica.

La Montura Az/El esta construída de acero de calibre pesado que provee al reflector un soporte rígido.

La Montura Az/El asegura la antena a un mástil O.D. de 6.04 cms. El especializado proceso de pintura en base de un polvo formulado ofrece una excelente protección ante la corrosión relacionada con el clima.

Esta antena satisface completamente la recepción de señales de DirecTV o Dish Network en áreas externas.

[Finalizar](#)

noticias

MAS VENDIDOS

- 1  Viewsat Lite \$1597
- 2  Switch DISEqC \$62
- 3  LNB California \$304
- 4  LNB Dual \$245
- 5  Viewsat Ultra \$2508
- 6  LNB Sencillo \$200
- 7  Antena Fortec 1.2m \$1146
- 8  Sat Finder - Premium \$209
- 9  Viewsat Xtreme \$2134
- 10  Cable Null Modem \$40



MAPA A LA TIENDA
10am - 3pm, 5pm - 8pm,
lunes a viernes

SPECIFICATIONS

1.1m Receive-Only Offset Antenna System

RF PERFORMANCE

Effective Aperture	1.1m (43.3in.)
Operating Frequency	11.45 - 12.7 GHz*
Polarization	LHCP/RHCP*
Gain @ 12.5 GHz	41.0 dBi (Typical)
3 dB Beamwidth	1.8° (Typical)
Antenna Noise Temperature @ 30° Elevation	45°K (Typical)

* Frequency & Polarization Depending on LNB

MECHANICAL PERFORMANCE

Reflector Material	Glass Fiber Reinforced Polyester
Antenna Optics	One-Piece Offset Feed Prime Focus
Mount Type	Elevation over Azimuth
Elevation Adjustment Range	10°-70° Continuous Fine Adjustment
Azimuth Adjustment Range	360° Continuous
Mast Pipe Interface	2.38 in. (60 mm) Outside Diameter
Wind Loading	Operational Survival
	50mi/h (80 km/h) 100 mi/h (160 km/h)
Temperature	-34°C to 52°C
Humidity	0 to 100% (Condensing)
Atmosphere	Salt, Pollutants and Contaminant's as Encountered in Coastal and Industrial Areas
Solar Radiation	360 BTU/h/ft²
Shock and Vibration	As Encountered During Shipping and Handling

[Email a un amigo/a](#)

Precio Regular (MXN): ~~\$2085.38~~
Precio (MXN): \$1668.30

 **Añadir**

ANEXO 2

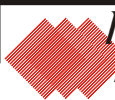
LNBF

DTVGS & DTVGD

KU-BAND LNB/LNBF
BSS / CIRCULAR
FOR DIRECTV LATIN AMERICA
 BSS/Circular Single/Dual Output
 Ku-LNBF
 31mm THROAT
 11.45-12.2 Ghz



Model Number	DTVGS	DTVGD
I/P Frequency	11.45-12.2 GHz	11.45-12.2 GHz
O/P Frequency	950-1700 MHz	950-1700 MHz
LO Frequency	10.5 GHz	10.5 GHz
LO Initial Accuracy	± 1MHz @ 25° C	± 1MHz @ 25° C
LO Stability (-35°C to +52°C)	± 2.0 MHz	± 2.0 MHz
LO Phase Noise	<-50 dBc/Hz(@1kHz) <-70 dBc/Hz (@10kHz)	<-50 dBc/Hz(@1kHz) <-70 dBc/Hz (@10kHz)
Noise Figure (-35°C to +52°C)	1.1 dB (max.)	1.1 dB (max.)
Cross-pol. Isolation	18 dB	18 dB
Conversion Gain (-35°C to	50 dB - 62 dB	50 dB - 62 dB
Gain Variation	± 0.5 dB (max.)/24 MHz <7.5.5 dB (max.)/750 MHz	± 0.5 dB (max.)/24 MHz < 7.5 dB (max.)/750 MHz
Image Rejection	40 dB	40 dB
Third Order Intermodulation	-50 dBc (min.)	-50 dBc (min.)
1 dB Compression Point	0 dBm	0 dBm
Polarization Selection	RHCP 10.5 - 14.0 VDC LHCP 15.0 – 21 VDC	RHCP 10.5 - 14.0 VDC LHCP 15.0 – 21 VDC
Output VSWR	2.5 : 1 max	2.5 : 1 max
Output Impedance	75 W, F-female	75 W, F-female
DC Current	120 mA	200 mA
Output Ports	1	2
Operating Temperature	-35°C to +52°C	-35°C to +52°C
Throat Size	31 mm	31 mm



ANEXO 3

TRANSISTOR MEZCLADOR DE FI

Transistors

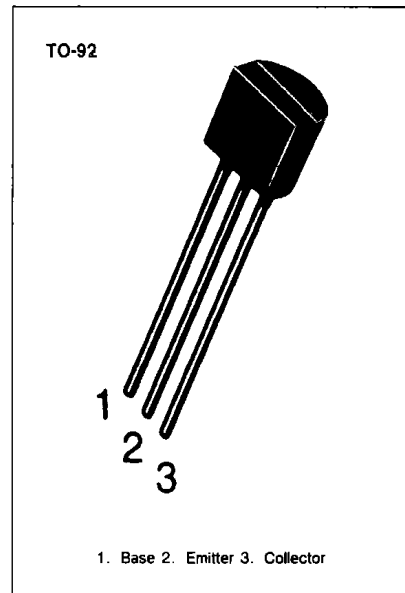
2SC1394

TV VHF TUNER MIXER

- High Current Gain Bandwidth Product $f_T=700\text{MHz}$ (Typ)
- High Power Gain $G_{pe}=20\text{dB}$ (Min) at $f=200\text{MHz}$
- Low Noise Figure $NF=3.5\text{dB}$ (Max) at $f=200\text{MHz}$

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a=25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	30	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	4	V
Collector Current	I_C	20	mA
Collector Dissipation	P_C	250	mW
Junction Temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-55 ~ 150	$^\circ\text{C}$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a=25^\circ\text{C}$)

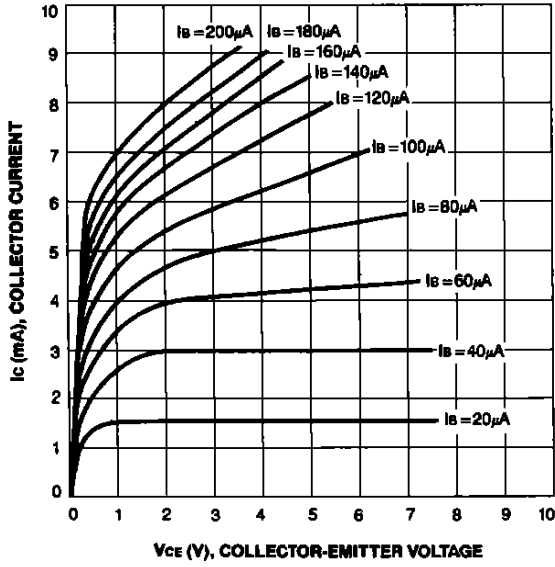
Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage	BV_{CBO}	$I_C=10\mu\text{A}, I_E=0$	30			V
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CEO}	$I_C=5\text{mA}, I_B=0$	30			V
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV_{EBO}	$I_E=10\mu\text{A}, I_C=0$	4			V
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	$V_{CB}=20\text{V}, I_E=0$			0.1	μA
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=2\text{mA}$	40		180	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=10\text{mA}, I_B=1\text{mA}$			0.7	V
Current Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=3\text{mA}$	400	700		MHz
Reverse Transfer Capacitance	C_{re}	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0$ $f=1\text{MHz}$		0.35	0.5	pF
Power Gain	G_{pe}	$V_{CE}=6\text{V}, I_E=-3\text{mA}$ $R_S=50\Omega, f=200\text{MHz}$	20			dB
Noise Figure	NF	$V_{CE}=6\text{V}, I_E=-3\text{mA}$ $R_S=50\Omega, f=200\text{MHz}$			3.5	dB

h_{FE} CLASSIFICATION

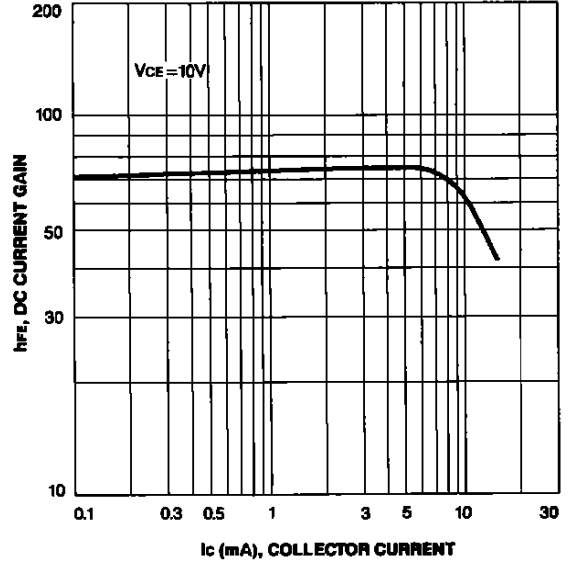
Classification	R	O	Y
h_{FE}	40-80	60-140	90-180



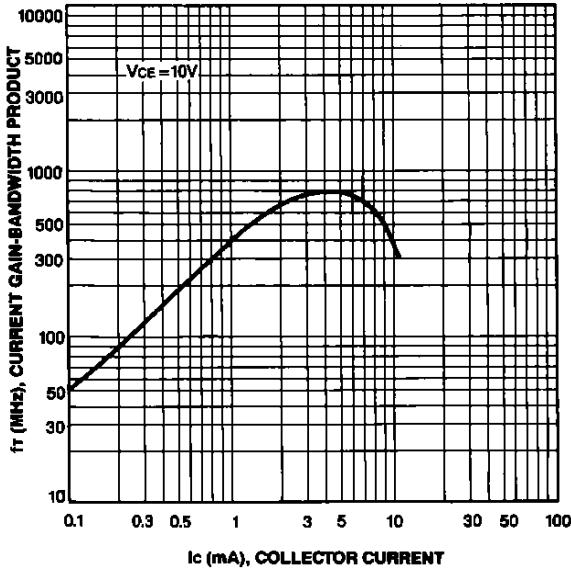
STATIC CHARACTERISTIC



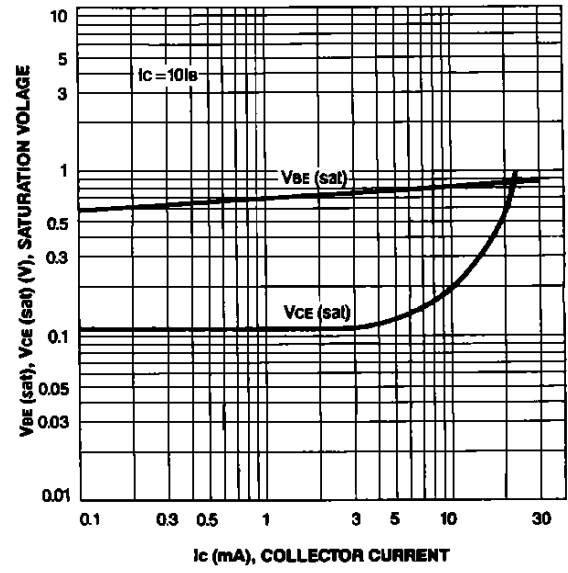
DC CURRENT GAIN



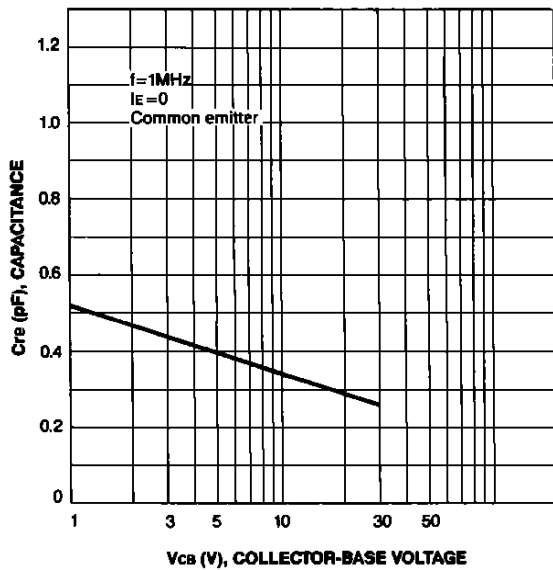
CURRENT GAIN-BANDWIDTH PRODUCT



**BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE**



REVERSE CAPACITANCE



ANEXO 4

DIODO DE GERMANIO 1N34A



Micro Commercial Components
 21201 Itasca Street Chatsworth
 CA 91311
 Phone: (818) 701-4933
 Fax: (818) 701-4939

1N34A

**Germanium Diode
 65 Volt**

Features

- Low Leakage Current
- Flat Junction Capacitance
- High Mechanical Strength

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -65°C to +75°C
- Storage Temperature: -65°C to +75°C

Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Peak Inverse Voltage	PIV	65V	$I_R=1.0mA$
Average Rectified Current	I_o	50mA	
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	500mA	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage	V_F	1.00V	$I_{FM} = 5.0mA$; $T_J = 25^\circ C^*$
Maximum Reverse Current	I_R	30uA 500uA	$T_A = 25^\circ C$ $V_R=10V$ $V_R=50V$
Typical Junction Capacitance	C_J	0.8pF	Measured at 1.0MHz, $V_R=0V$

*Pulse test: Pulse width 300 usec, Duty cycle 2%

DO-7

DIMENSIONS					
DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-----	.300	-----	7.62	
B	-----	.107	-----	2.72	∅
C	.018	.022	0.46	0.56	∅
D	1.000	-----	25.40	-----	



ELECTRONICS, INC.

44 FARRAND STREET
BLOOMFIELD, NJ 07003
(973) 748-5089
http://www.nteinc.com

NTE109 Germanium Diode Fast Switching General Purpose

Description:

The NTE109 is a high conductance device with good switching characteristics for low impedance circuits, high resistance–high conductance for efficient coupling, clamping and matrix service, and forward and inverse pulse recovery for critical pulse applications.

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Continuous Inverse Operating Voltage (Note 1), V_{cont}	80V
Continuous Average Forward Current, I_F	60mA
Peak Recurrent Forward Current (Note 2)	325mA
Forward Surge Current (1 sec), I_{FSM}	500mA

Electrical Characteristics:

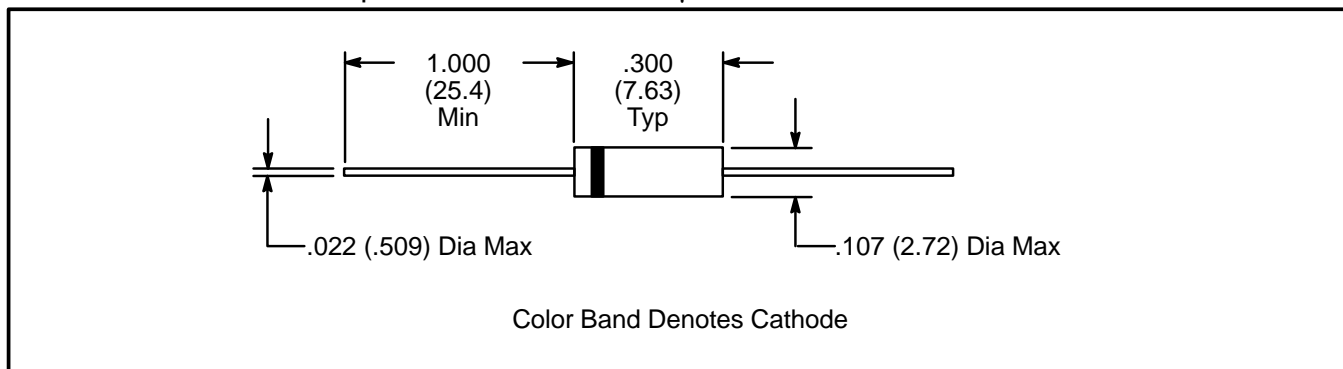
Peak Reverse Voltage, P_{RV}	100V
Forward Voltage Drop ($I_F = 200\text{mA}$), V_F	1.0V
Maximum Reverse Leakage ($V_R = 50\text{V}$), I_R	100 μA

Additional Specifications:

Ambient Temperature Range, T_A	-78° to $+90^\circ\text{C}$
Absolute Maximum Storage Temperature Range, T_{stg}	-78° to $+100^\circ\text{C}$
Average Power Dissipation ($T_A = +25^\circ\text{C}$), P_D	80mW
Derate Above 25°C	10mW/ 10°C
Average Shunt Capacitance	0.5 μfd
Average 100mc Rect. Efficient	55%

Note 1 The continuous inverse operating voltage rating, V_{cont} must be reduced when the diode is operated at elevated junction temperature. The percent derating of V_{cont} for each 10°C temperature increment above 25°C is equal to $V_{\text{cont}}/10$. For critical high temperature–high voltage applications, is recommended that diodes be 100% tested and specified at the elevated temperature.

Note 2 The peak operating current is generally the controlling factor in AC rectifier service and may be exceeded for pulses of less than 200 μs duration.



ANEXO 5

AMPLIFICADOR DE FI MAR 6SM

Surface Mount

Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

Product Features

- Wideband, DC to 2 GHz
- Exact footprint substitute for Avago's MSA-0686
- Noise figure, 3.0 dB typ.
- Low current, 16 mA



MAR-6SM+

CASE STYLE: WW107
PRICE: \$1.21 ea. QTY. (30)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

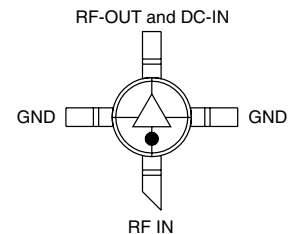
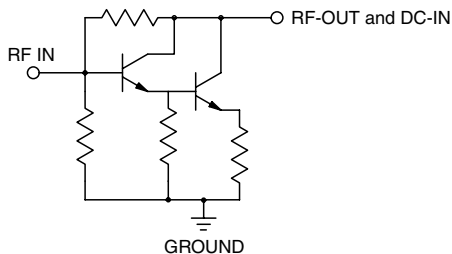
Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation
- VHF/UHF receivers/transmitters

General Description

MAR-6SM+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-6SM+ uses Darlington configuration and is fabricated using silicon technology. Expected MTBF is 2000 years at 85°C case temperature.

simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B
M108520
MAR-6SM+
070111
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 16mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range	DC		2	GHz
Gain	f=0.1 GHz f=1 GHz f=2 GHz	22 20 17		dB
Input Return Loss	f=DC to 2 GHz	21		dB
Output Return Loss	f=DC to 2 GHz	17.5		dB
Output Power @ 1 dB compression	f=0.5 GHz	+3.0		dBm
Output IP3	f=0.5 GHz	+14.5		dBm
Noise Figure	f=0.5 GHz	3.0		dB
Recommended Device Operating Current		16		mA
Device Operating Voltage		3.5		V
Thermal Resistance, junction-to-case ¹		246		°C/W

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	50mA
Power Dissipation	200mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
 These ratings are not intended for continuous normal operation.
¹Case is defined as ground leads.
²Full temperature range.



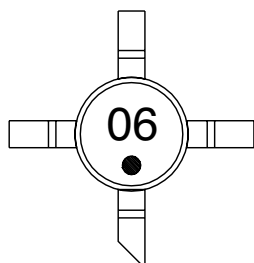
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: WW107

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

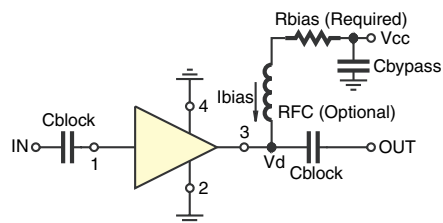
Tape & Reel: F4

Suggested Layout for PCB Design: PL-253

Evaluation Board: TB-411-6+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
6	154
7	215
8	280
9	340
10	402
11	464
12	536
13	590
14	665

ESD Rating

Human Body Model (HBM): Class 1C (1000v to < 2000v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

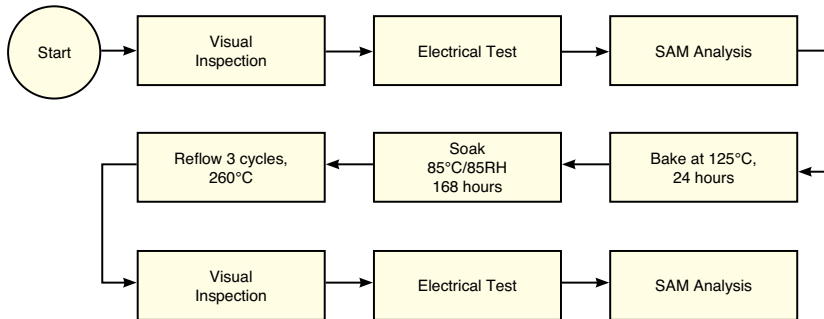
Machine Model (MM): Class M1 (<100v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

MSL Rating

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

MSL Test Flow Chart



ANEXO 6

AMPLIFICADOR OPERACIONAL LM741

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709G, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

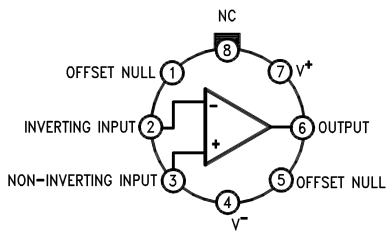
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741A/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

Connection Diagrams

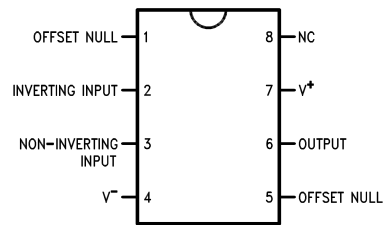
Metal Can Package



Note 1: LM741A is available on JEDEC W-18 (D).

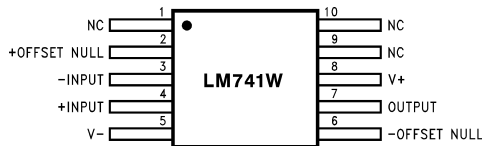
Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741A/883 or LM741CN
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

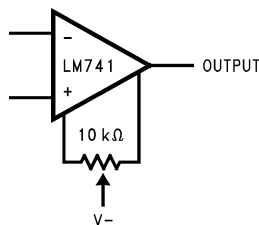
Ceramic Flatpak



Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit



Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance and T_J max. (defined under "Absolute Maximum Ratings"). $T_J = T_{amb} + (P_d \theta_{JA})$.

Thermal Resistance	CerDip (J)	DIP (M)	HOE (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100 °C/W	100 °C/W	170 °C/W	195 °C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25 °C/W	N/A

Note 4: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

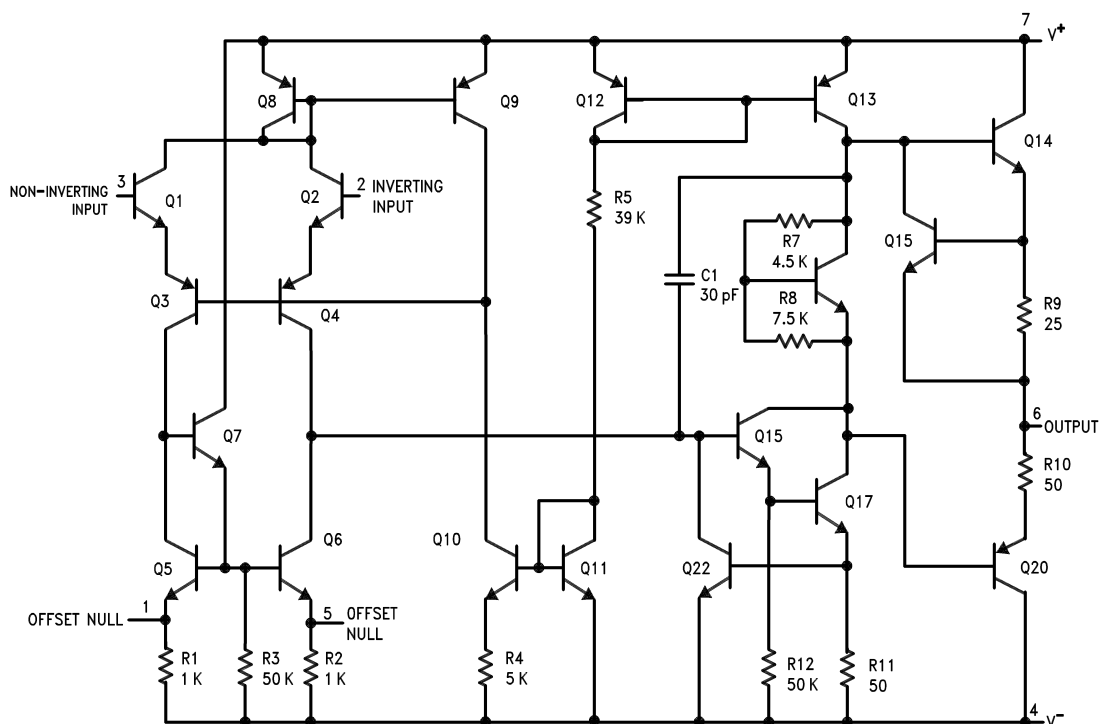
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_{CC} = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741D/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_J \leq +70^\circ C$.

Note 6: Calculated value from $BW (MHz) = 0.35/f_{slew}$ (Typical).

Note 7: For military specifications see RET5741X for LM741 and RET5741AX for LM741A.

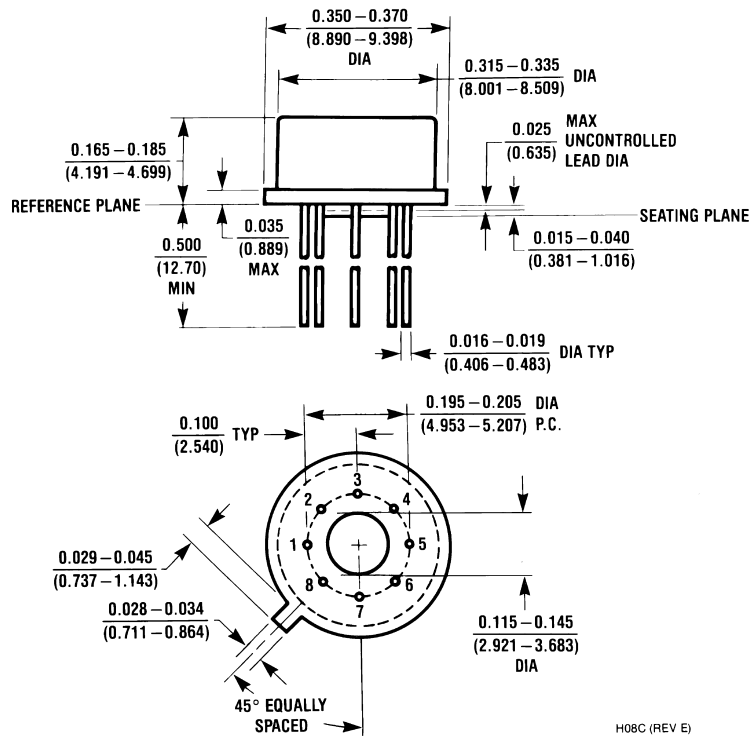
Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram



Physical Dimensions

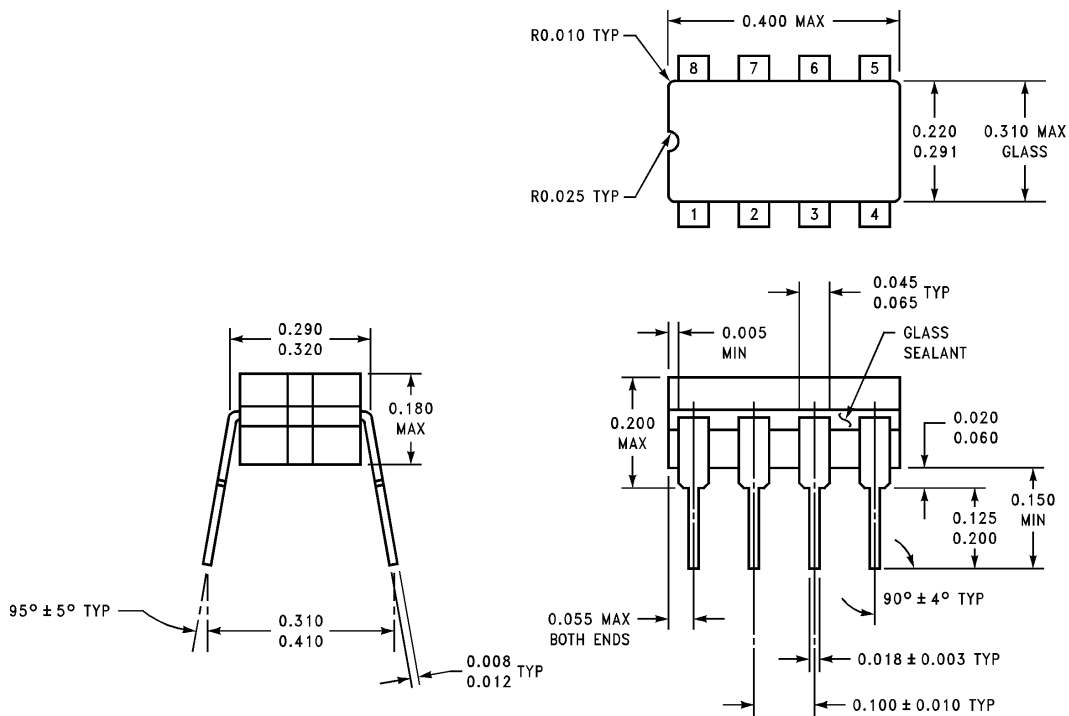
(inches (millimeters))
unless otherwise noted



Chip Carrier Package (4)

Order Number LM741H, LM741H883, LM741AH883, LM741AH88L or LM741CH
NS Package Number H08C

Physical Dimensions (inches (millimeter) unless otherwise noted) (Continued)

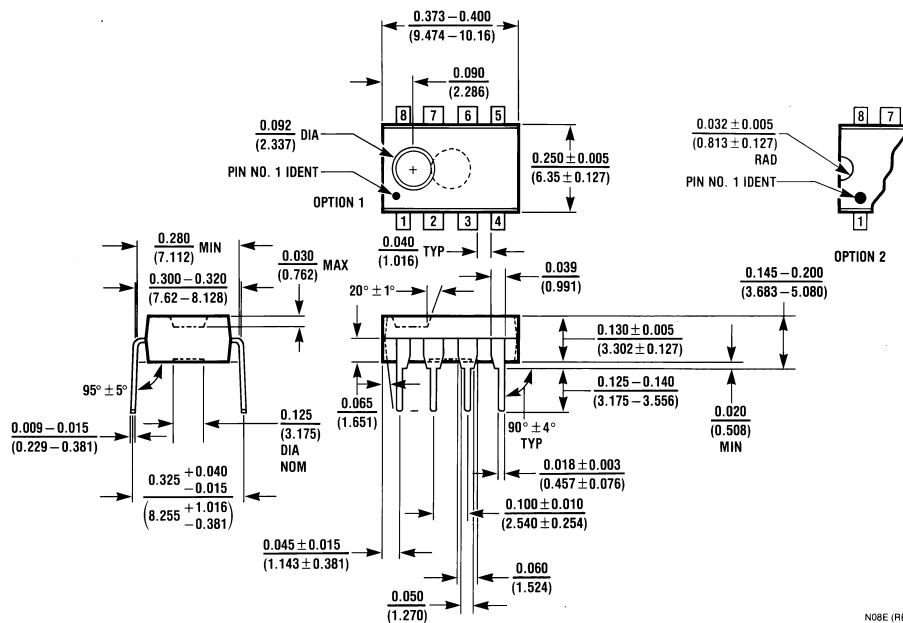


JO8A (REV K)

Dynamic Dual-In-Line Package (D)

Order Number LM741D(ND)

NS Package Number 825A



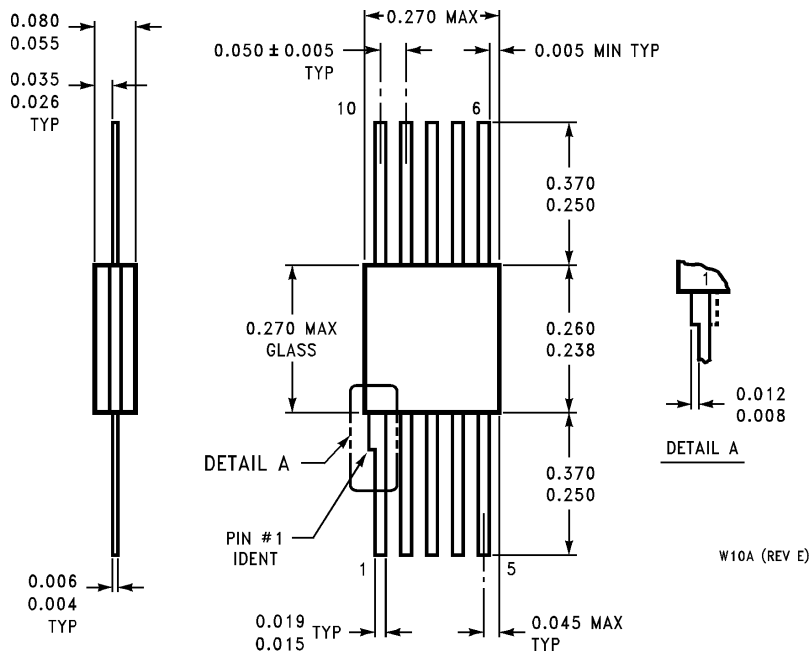
NO8E (REV F)

Dual-In-Line Package (N)

Order Number LM741CN

NS Package Number NU0E

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



10-Lead Ceramic Flatpak (W)
 Order Number LM741W/883, LM741WG-MPR or LM741WG/883
 NS Package Number W10A

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

For the most current product information visit us at www.national.com.

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 AND GENERAL COUNSEL 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.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-11102) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-11152) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-11152.



National Semiconductor
 Americas Customer
 Support Center
 Email: na_feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
 Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 189-230 25 25
 Email: europa.support@nsc.com
 Dailien: Tel: +49 (0) 99 3508 6200
 English: Tel: +44 (0) 202 24 3 2171
 Francais: Tel: +33 (0) 1 41 01 8730

National Semiconductor
 Asia Pacific Customer
 Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
 Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5629-7507
 Email: jp_feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5629-7500

ANEXO 7

**FILTRO PASABANDA
BPF-A69**

Band Pass Filter

BPF-A69+

50Ω 55 to 83 MHz

Maximum Ratings

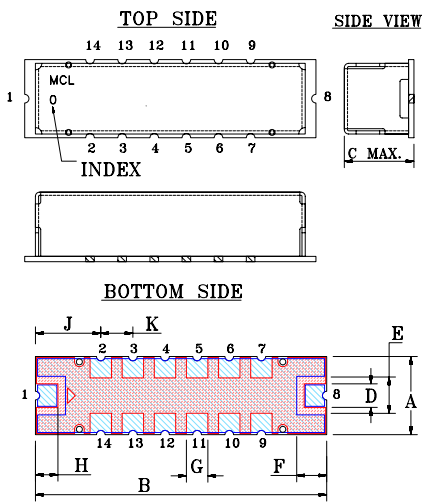
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input	0.5*W at 25°C

*Passband rating, derate linearly to 0.25W at 100°C ambient.

Pin Connections

RF IN	1
RF OUT	8
GROUND	2,3,4,5,6,7,9,10,11,12,13,14

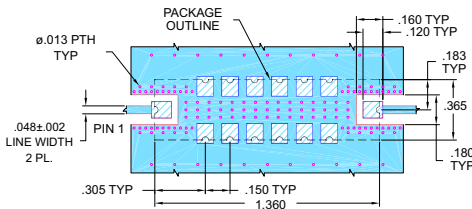
Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

	A	B	C	D	E	F	G
	.365	1.360	.35	.100	.180	.140	.100
	9.27	34.54	8.89	2.54	4.57	3.58	2.54
	H	J	K	wt.			
	.100	.305	.150	grams			
	2.54	7.75	3.81	4.0			

Demo Board MCL P/N: TB-363
Suggested PCB Layout(PL-227)



- NOTES:
- TRACE WIDTH IS SHOWN FOR FR4 WITH DIELECTRIC THICKNESS: .025" ± .002". COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
 - BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
 - DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)
 - DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Features

- Good VSWR, 1.3:1 Typ @ Pass Band
- High Stop Band Rejection

Application

- Harmonic Rejection
- Transmitters/Receivers



CASE STYLE: HQ1157
PRICE: \$29.95 ea. QTY (1-9)

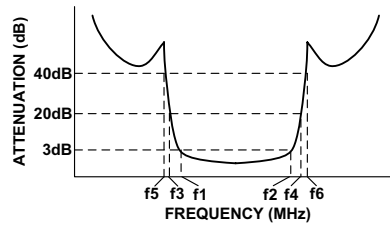
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. There has been no change to the model's material, form, fit, or function. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

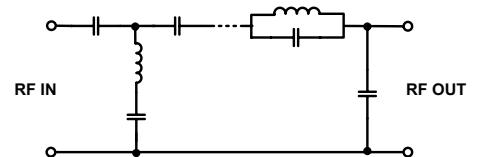
Band Pass Filter Electrical Specifications (T_{AMB} = 25°C)

MODEL NO.	CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz) (Loss < 3dB) f1-f2	STOPBANDS (MHz)		VSWR (:1)	
			Loss>20dB f3-f4	Loss>40dB f5-f6	Passband Max.	Stopband Typ.
BPF-A69+	69	55-83	40 & 97	32 & 103-500	1.6	20

Typical Frequency Response

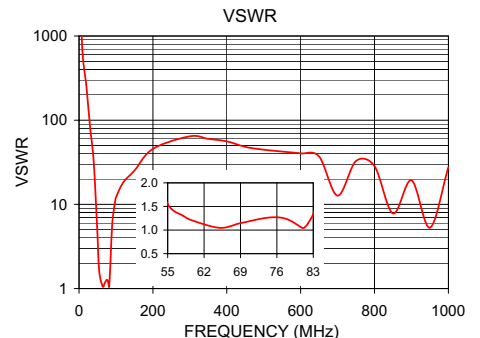
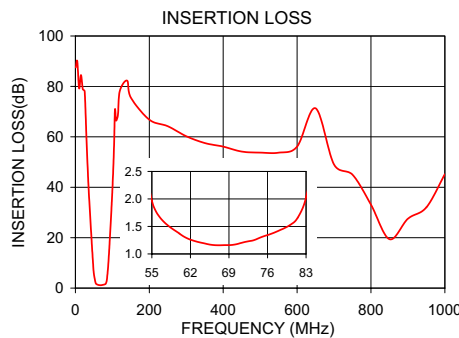


Functional Schematic



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
1	87.50	1737.18
25	78.02	157.93
32	50.82	69.49
40	28.30	31.03
43	21.02	21.46
48	9.52	7.80
50	5.80	4.30
52	3.40	2.47
55	1.97	1.55
69	1.16	1.15
83	2.03	1.34
85	3.20	2.06
87	5.74	3.37
89	9.56	5.07
94	21.75	8.43
97	29.95	10.31
103	49.46	13.70
120	78.14	18.30
500	53.55	44.55



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. OR
M102075
EDR-7823U
BPF-A69+
URJ/RAV
061221
page 1 of 1

ANEXO 8

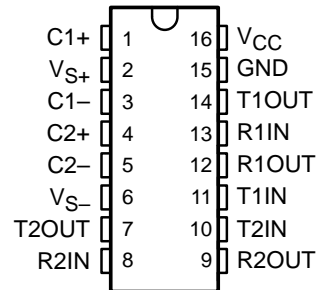
MAX 232

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS0471 – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

- Meet or Exceed TIA/EIA-232-F and ITU Recommendation V.28
- Operate With Single 5-V Power Supply
- Operate Up to 120 kbit/s
- Two Drivers and Two Receivers
- ± 30 -V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typical
- Designed to be Interchangeable With Maxim MAX232
- ESD Protection Exceeds JESD 22 – 2000-V Human-Body Model (A114-A)
- Applications
 - TIA/EIA-232-F
 - Battery-Powered Systems
 - Terminals
 - Modems
 - Computers

MAX232 . . . D, DW, N, OR NS PACKAGE
MAX232I . . . D, DW, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply EIA-232 voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts EIA-232 inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V and a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept ± 30 -V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into EIA-232 levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

ORDERING INFORMATION

TA	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	PDIP (N)	Tube	MAX232N	MAX232N
	SOIC (D)	Tube	MAX232D	MAX232
		Tape and reel	MAX232DR	
	SOIC (DW)	Tube	MAX232DW	MAX232
		Tape and reel	MAX232DWR	
	SOP (NS)	Tape and reel	MAX232NSR	MAX232
-40°C to 85°C	PDIP (N)	Tube	MAX232IN	MAX232IN
	SOIC (D)	Tube	MAX232ID	MAX232I
		Tape and reel	MAX232IDR	
	SOIC (DW)	Tube	MAX232IDW	MAX232I
		Tape and reel	MAX232IDWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinASIC is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047I – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

Function Tables

EACH DRIVER

INPUT TIN	OUTPUT TOUT
L	H
H	L

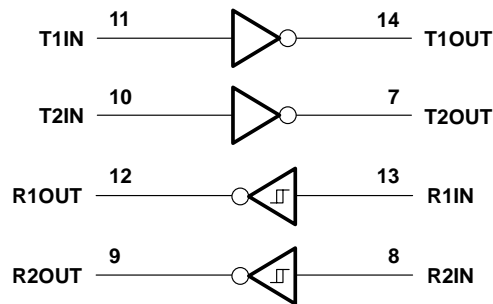
H = high level, L = low level

EACH RECEIVER

INPUT RIN	OUTPUT ROUT
L	H
H	L

H = high level, L = low level

logic diagram (positive logic)



MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047I – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Input supply voltage range, V_{CC} (see Note 1)	–0.3 V to 6 V
Positive output supply voltage range, V_{S+}	$V_{CC} - 0.3$ V to 15 V
Negative output supply voltage range, V_{S-}	–0.3 V to –15 V
Input voltage range, V_I : Driver	–0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Receiver	±30 V
Output voltage range, V_O : T1OUT, T2OUT	$V_{S-} - 0.3$ V to $V_{S+} + 0.3$ V
R1OUT, R2OUT	–0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Short-circuit duration: T1OUT, T2OUT	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2): D package	73°C/W
DW package	57°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	High-level input voltage (T1IN, T2IN)	2			V
V_{IL}	Low-level input voltage (T1IN, T2IN)			0.8	V
R1IN, R2IN	Receiver input voltage			±30	V
T_A	Operating free-air temperature	MAX232	0	70	°C
		MAX232I	–40	85	

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted) (see Note 3 and Figure 4)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = 5.5$ V, All outputs open, $T_A = 25^\circ\text{C}$		8	10	mA

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5$ V and $T_A = 25^\circ\text{C}$.

NOTE 3: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at $V_{CC} = 5$ V \pm 0.5 V.



MAX232, MAX232I

DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047I – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

DRIVER SECTION

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (see Note 3)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
V _{OH}	High-level output voltage	T1OUT, T2OUT R _L = 3 kΩ to GND	5	7		V
V _{OL}	Low-level output voltage‡	T1OUT, T2OUT R _L = 3 kΩ to GND		-7	-5	V
r _o	Output resistance	T1OUT, T2OUT V _{S+} = V _{S-} = 0, V _O = ±2 V	300			Ω
I _{OS} §	Short-circuit output current	T1OUT, T2OUT V _{CC} = 5.5 V, V _O = 0		±10		mA
I _{IS}	Short-circuit input current	T1IN, T2IN V _I = 0			200	μA

† All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

‡ The algebraic convention, in which the least positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

NOTE 3: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see Note 3)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Driver slew rate	R _L = 3 kΩ to 7 kΩ, See Figure 2			30	V/μs
SR(t)	Driver transition region slew rate	See Figure 3		3		V/μs
	Data rate	One TOUT switching		120		kbit/s

NOTE 3: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

RECEIVER SECTION

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (see Note 3)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
V _{OH}	High-level output voltage	R1OUT, R2OUT I _{OH} = -1 mA	3.5			V
V _{OL}	Low-level output voltage‡	R1OUT, R2OUT I _{OL} = 3.2 mA			0.4	V
V _{IT+}	Receiver positive-going input threshold voltage	R1IN, R2IN V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C		1.7	2.4	V
V _{IT-}	Receiver negative-going input threshold voltage	R1IN, R2IN V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	0.8	1.2		V
V _{hys}	Input hysteresis voltage	R1IN, R2IN V _{CC} = 5 V	0.2	0.5	1	V
r _i	Receiver input resistance	R1IN, R2IN V _{CC} = 5, T _A = 25°C	3	5	7	kΩ

† All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

‡ The algebraic convention, in which the least positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

NOTE 3: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see Note 3 and Figure 1)

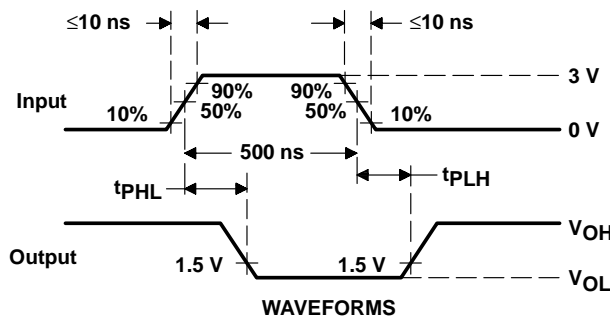
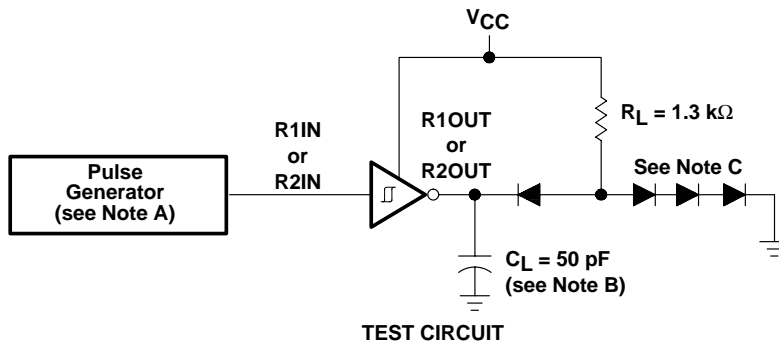
PARAMETER		TYP	UNIT
t _{PLH(R)}	Receiver propagation delay time, low- to high-level output	500	ns
t _{PHL(R)}	Receiver propagation delay time, high- to low-level output	500	ns

NOTE 3: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



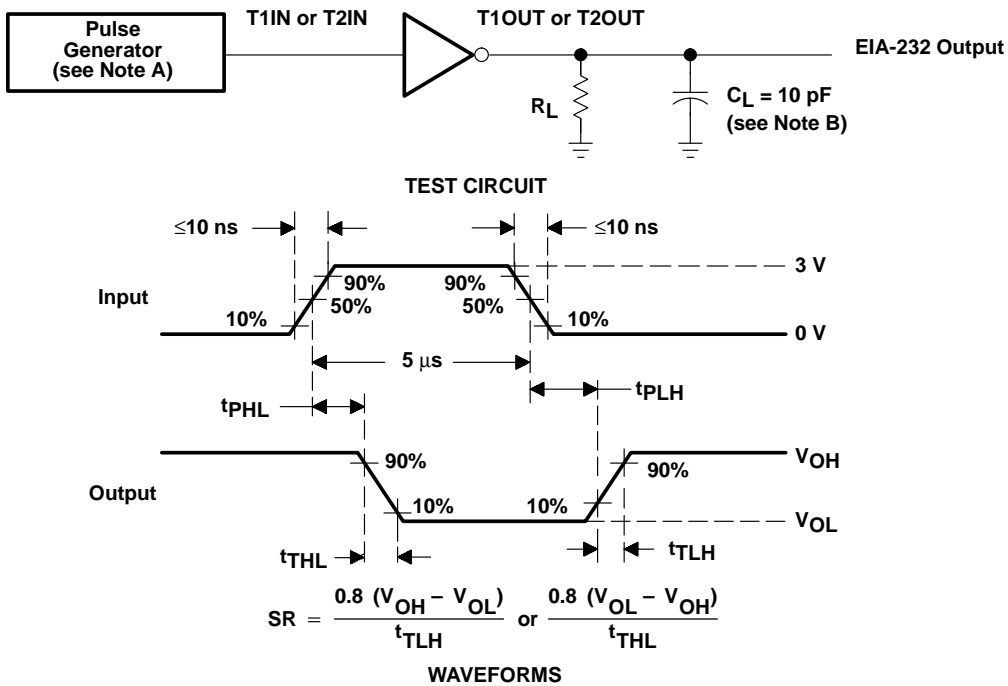
- NOTES: A. The pulse generator has the following characteristics: $Z_O = 50 \Omega$, duty cycle $\leq 50\%$.
 B. C_L includes probe and jig capacitance.
 C. All diodes are 1N3064 or equivalent.

Figure 1. Receiver Test Circuit and Waveforms for t_{PHL} and t_{PLH} Measurements

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

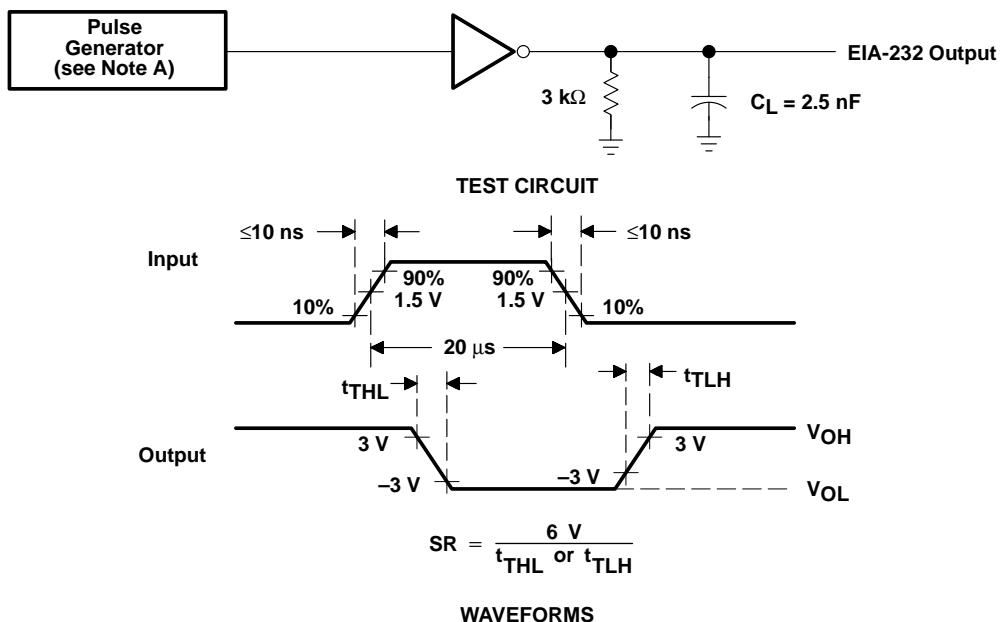
SLLS047I – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



NOTES: A. The pulse generator has the following characteristics: $Z_O = 50 \Omega$, duty cycle $\leq 50\%$.
B. C_L includes probe and jig capacitance.

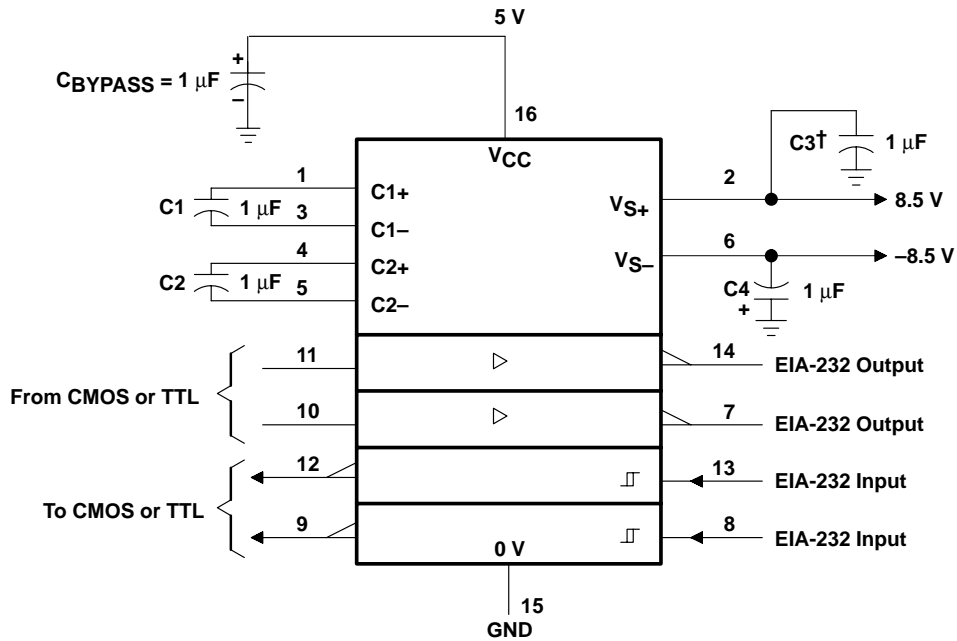
Figure 2. Driver Test Circuit and Waveforms for t_{PHL} and t_{PLH} Measurements (5- μs Input)



NOTE A: The pulse generator has the following characteristics: $Z_O = 50 \Omega$, duty cycle $\leq 50\%$.

Figure 3. Test Circuit and Waveforms for t_{THL} and t_{TLH} Measurements (20- μs Input)

APPLICATION INFORMATION



[†] C3 can be connected to V_{CC} or GND.

Figure 4. Typical Operating Circuit

ANEXO 9

PIC16F877A



PIC16F87XA

Data Sheet

28/40/44-Pin Enhanced Flash
Microcontrollers



PIC16F87XA

28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 single-word instructions to learn
- All single-cycle instructions except for program branches, which are two-cycle
- Operating speed: DC – 20 MHz clock input
DC – 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of Flash Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM),
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to other 28-pin or 40/44-pin
PIC16CXXX and PIC16FXXX microcontrollers

Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during Sleep via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™
(Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) – 8 bits wide with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

Analog Features:

- 10-bit, up to 8-channel Analog-to-Digital
Converter (A/D)
- Brown-out Reset (BOR)
- Analog Comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference
(VREF) module
 - Programmable input multiplexing from device
inputs and internal voltage reference
 - Comparator outputs are externally accessible

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash
program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM
memory typical
- Data EEPROM Retention > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
via two pins
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving Sleep mode
- Selectable oscillator options
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

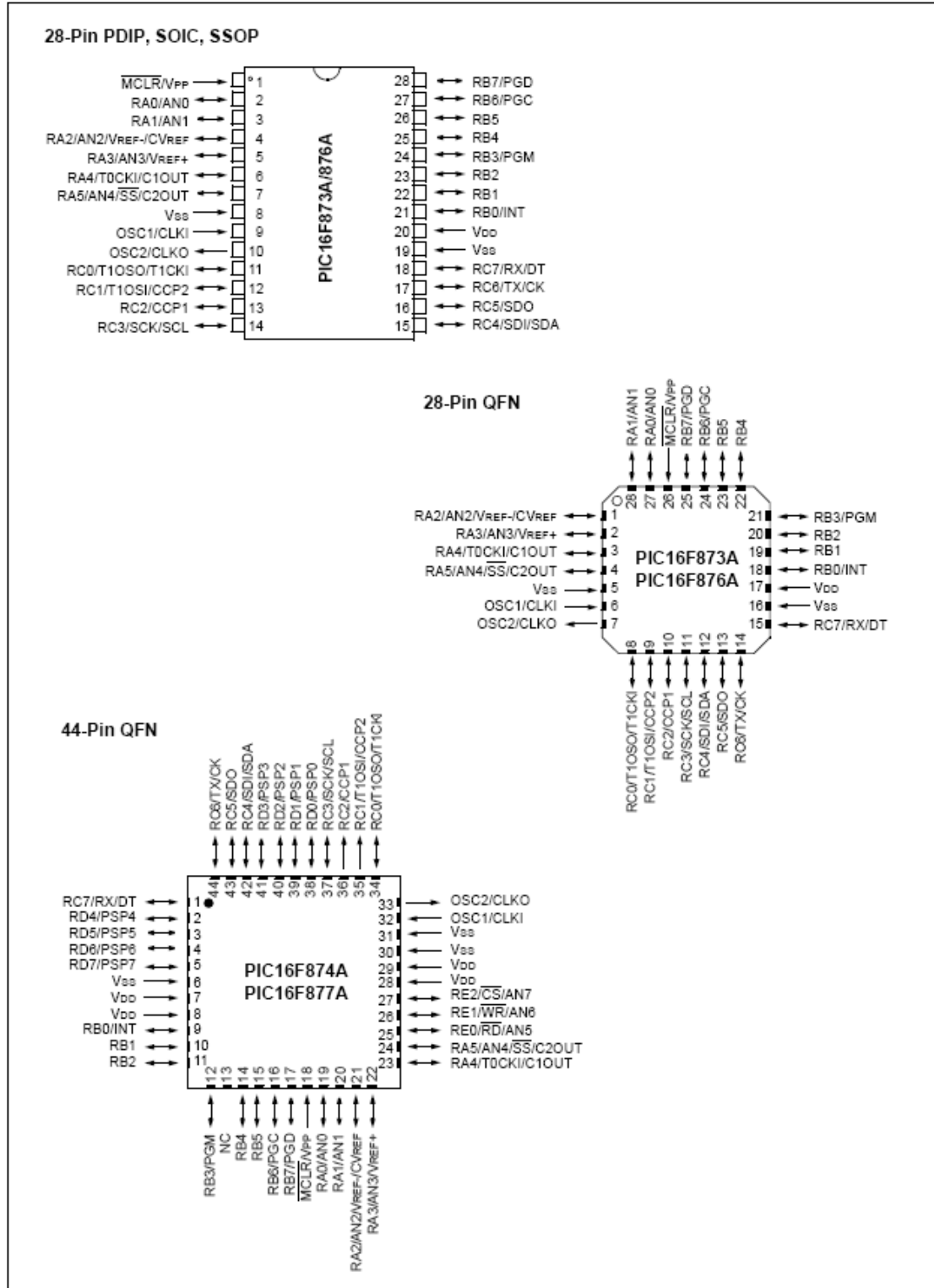
CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash/EEPROM
technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption

Device	Program Memory		Data SRAM (Bytes)	EEPROM (Bytes)	I/O	10-bit A/D (ch)	CCP (PWM)	MSSP		USART	Timers 8/16-bit	Comparators
	Bytes	# Single Word Instructions						SPI	Master I ² C			
PIC16F873A	7.2K	4096	192	128	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F874A	7.2K	4096	192	128	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F876A	14.3K	8192	368	256	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F877A	14.3K	8192	368	256	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2

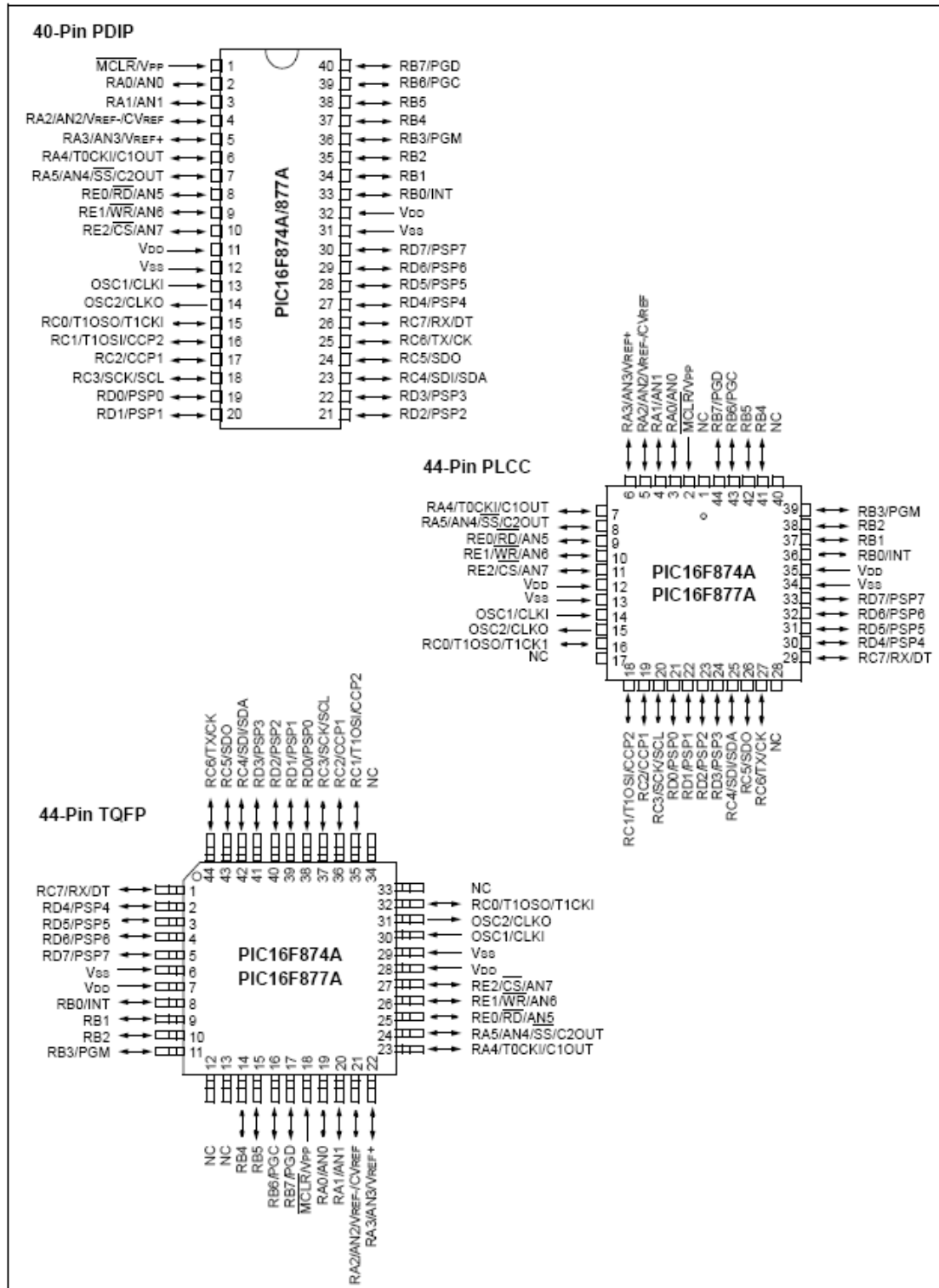
PIC16F87XA

Pin Diagrams



PIC16F87XA

Pin Diagrams (Continued)



PIC16F87XA

1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information about the following devices:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

PIC16F873A/876A devices are available only in 28-pin packages, while PIC16F874A/877A devices are available in 40-pin and 44-pin packages. All devices in the PIC16F87XA family share common architecture with the following differences:

- The PIC16F873A and PIC16F874A have one-half of the total on-chip memory of the PIC16F876A and PIC16F877A
- The 28-pin devices have three I/O ports, while the 40/44-pin devices have five
- The 28-pin devices have fourteen interrupts, while the 40/44-pin devices have fifteen
- The 28-pin devices have five A/D input channels, while the 40/44-pin devices have eight
- The Parallel Slave Port is implemented only on the 40/44-pin devices

The available features are summarized in Table 1-1. Block diagrams of the PIC16F873A/876A and PIC16F874A/877A devices are provided in Figure 1-1 and Figure 1-2, respectively. The pinouts for these device families are listed in Table 1-2 and Table 1-3.

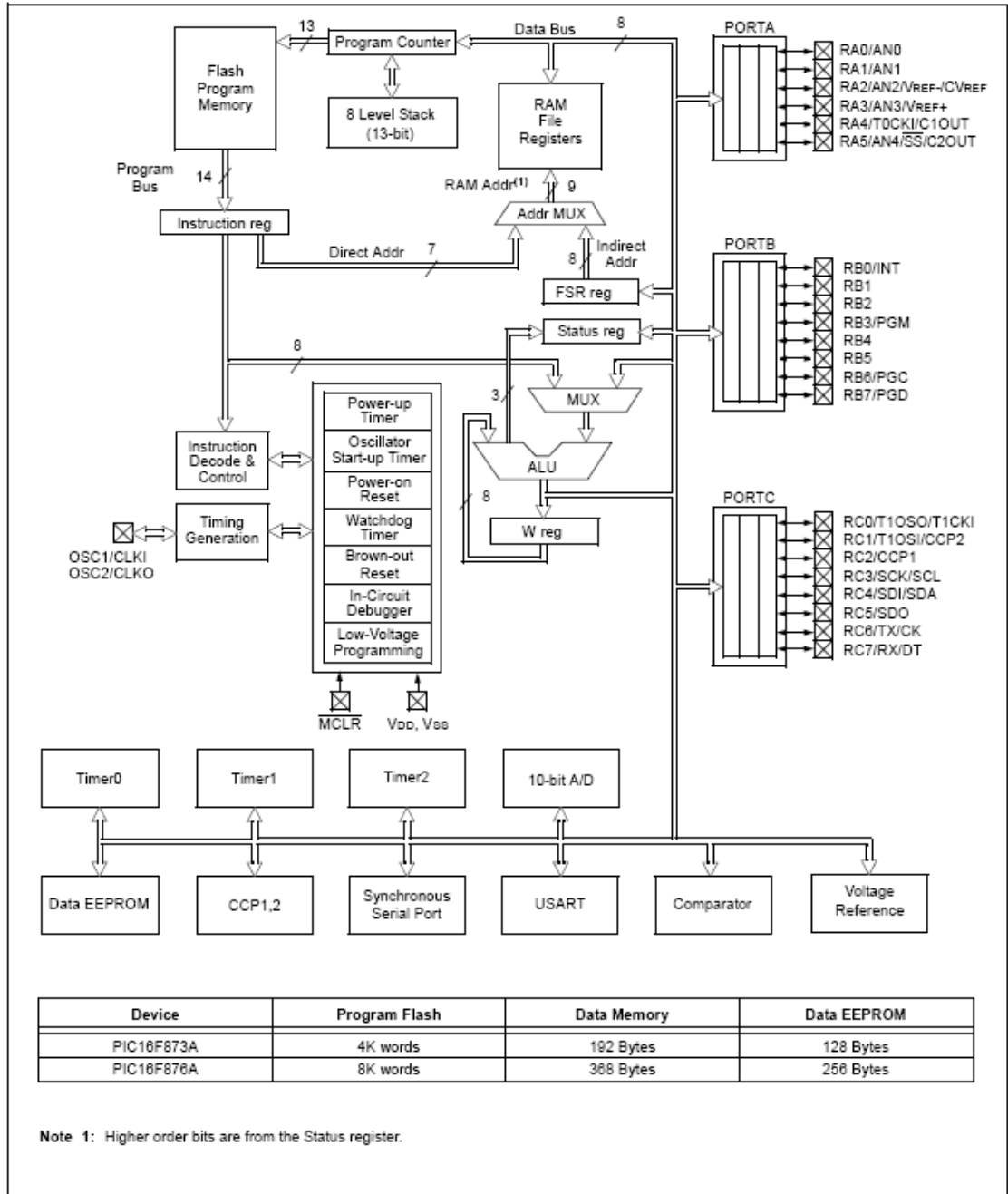
Additional information may be found in the PICmicro® Mid-Range Reference Manual (DS33023), which may be obtained from your local Microchip Sales Representative or downloaded from the Microchip web site. The Reference Manual should be considered a complementary document to this data sheet and is highly recommended reading for a better understanding of the device architecture and operation of the peripheral modules.

TABLE 1-1: PIC16F87XA DEVICE FEATURES

Key Features	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Operating Frequency	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz
Resets (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
Flash Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory (bytes)	128	128	256	256
Interrupts	14	15	14	15
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Analog Comparators	2	2	2	2
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions
Packages	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN

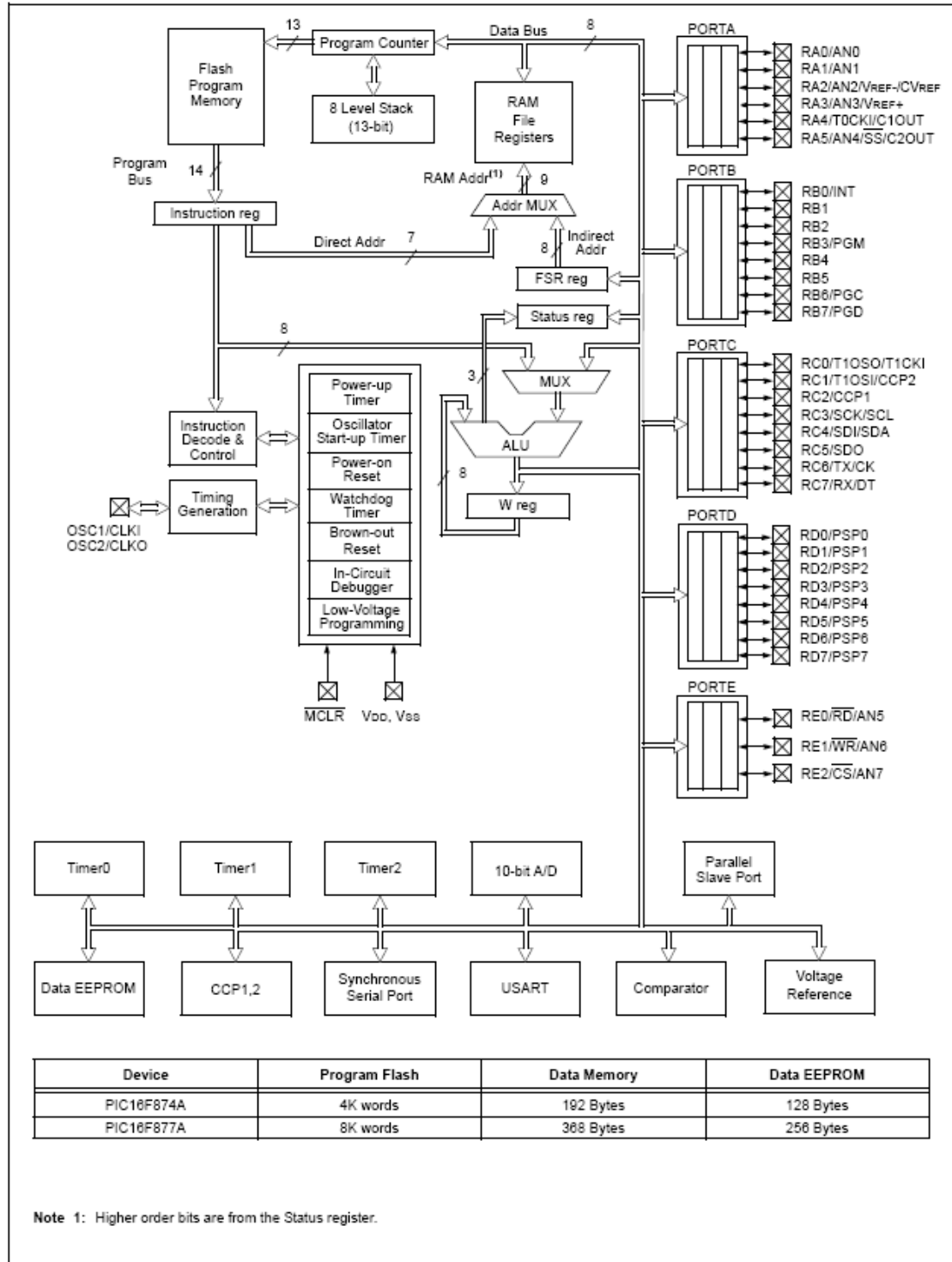
PIC16F87XA

FIGURE 1-1: PIC16F873A/876A BLOCK DIAGRAM



PIC16F87XA

FIGURE 1-2: PIC16F874A/877A BLOCK DIAGRAM



PIC16F87XA

TABLE 1-3: PIC16F874A/877A PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	PDIP Pin#	PLCC Pin#	TQFP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKI OSC1 CLKI	13	14	30	32	I I	ST/CMOS ⁽⁴⁾	Oscillator crystal or external clock input. Oscillator crystal input or external clock source input. ST buffer when configured in RC mode; otherwise CMOS. External clock source input. Always associated with pin function OSC1 (see OSC1/CLKI, OSC2/CLKO pins).
OSC2/CLKO OSC2 CLKO	14	15	31	33	O O	—	Oscillator crystal or clock output. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKO, which has 1/4 the frequency of OSC1 and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/V _{PP} MCLR V _{PP}	1	2	18	18	I P	ST	Master Clear (input) or programming voltage (output). Master Clear (Reset) input. This pin is an active low Reset to the device. Programming voltage input.
RA0/AN0 RA0 AN0	2	3	19	19	I/O I	TTL	PORTA is a bidirectional I/O port. Digital I/O. Analog input 0.
RA1/AN1 RA1 AN1	3	4	20	20	I/O I	TTL	
RA2/AN2/V _{REF} -/C _{VREF} RA2 AN2 V _{REF} - C _{VREF}	4	5	21	21	I/O I I O	TTL	Digital I/O. Analog input 2. A/D reference voltage (Low) input. Comparator V _{REF} output.
RA3/AN3/V _{REF} + RA3 AN3 V _{REF} +	5	6	22	22	I/O I I	TTL	Digital I/O. Analog input 3. A/D reference voltage (High) input.
RA4/T0CKI/C1OUT RA4 T0CKI C1OUT	6	7	23	23	I/O I O	ST	Digital I/O – Open-drain when configured as output. Timer0 external clock input. Comparator 1 output.
RA5/AN4/SS/C2OUT RA5 AN4 SS C2OUT	7	8	24	24	I/O I I O	TTL	Digital I/O. Analog input 4. SPI slave select input. Comparator 2 output.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
— = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

PIC16F87XA

TABLE 1-3: PIC16F874A/877A PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)

Pin Name	PDIP Pin#	PLCC Pin#	TQFP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RC0/T1OSO/T1CKI RC0 T1OSO T1CKI	15	16	32	34	I/O O I	ST	PORTC is a bidirectional I/O port. Digital I/O. Timer1 oscillator output. Timer1 external clock input.
RC1/T1OSI/CCP2 RC1 T1OSI CCP2	16	18	35	35	I/O I I/O	ST	Digital I/O. Timer1 oscillator input. Capture2 input, Compare2 output, PWM2 output.
RC2/CCP1 RC2 CCP1	17	19	36	36	I/O I/O	ST	Digital I/O. Capture1 input, Compare1 output, PWM1 output.
RC3/SCK/SCL RC3 SCK SCL	18	20	37	37	I/O I/O I/O	ST	Digital I/O. Synchronous serial clock input/output for SPI mode. Synchronous serial clock input/output for I ² C mode.
RC4/SDI/SDA RC4 SDI SDA	23	25	42	42	I/O I I/O	ST	Digital I/O. SPI data in. I ² C data I/O.
RC5/SDO RC5 SDO	24	26	43	43	I/O O	ST	Digital I/O. SPI data out.
RC6/TX/CK RC6 TX CK	25	27	44	44	I/O O I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous transmit. USART1 synchronous clock.
RC7/RX/DT RC7 RX DT	26	29	1	1	I/O I I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous receive. USART synchronous data.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
— = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

17.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

Ambient temperature under bias.....	-55 to +125°C
Storage temperature	-65°C to +150°C
Voltage on any pin with respect to V _{SS} (except V _{DD} , $\overline{\text{MCLR}}$, and RA4)	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)
Voltage on V _{DD} with respect to V _{SS}	-0.3 to +7.5V
Voltage on $\overline{\text{MCLR}}$ with respect to V _{SS} (Note 2)	0 to +14V
Voltage on RA4 with respect to V _{SS}	0 to +8.5V
Total power dissipation (Note 1)	1.0W
Maximum current out of V _{SS} pin	300 mA
Maximum current into V _{DD} pin	250 mA
Input clamp current, I _{IK} (V _I < 0 or V _I > V _{DD}).....	± 20 mA
Output clamp current, I _{OK} (V _O < 0 or V _O > V _{DD}).....	± 20 mA
Maximum output current sunk by any I/O pin.....	25 mA
Maximum output current sourced by any I/O pin	25 mA
Maximum current sunk by PORTA, PORTB and PORTE (combined) (Note 3).....	200 mA
Maximum current sourced by PORTA, PORTB and PORTE (combined) (Note 3).....	200 mA
Maximum current sunk by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA
Maximum current sourced by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA

Note 1: Power dissipation is calculated as follows: $P_{dis} = V_{DD} \times (I_{DD} - \sum I_{OH}) + \sum \{(V_{DD} - V_{OH}) \times I_{OH}\} + \sum (V_{OL} \times I_{OL})$

2: Voltage spikes below V_{SS} at the $\overline{\text{MCLR}}$ pin, inducing currents greater than 80 mA, may cause latch-up. Thus, a series resistor of 50-100Ω should be used when applying a “low” level to the $\overline{\text{MCLR}}$ pin rather than pulling this pin directly to V_{SS}.

3: PORTD and PORTE are not implemented on PIC16F873A/876A devices.

† NOTICE: Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operation listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ANEXO 10

**OPTOACOPLADOR
4N35**



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N35, 4N36 and 4N37 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Current Transfer Ratio — 100% Minimum @ Specified Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- Meets or Exceeds all JEDEC Registered Specifications
- **To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.**

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- Regulation Feedback Circuits
- Monitor & Detection Circuits
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter–Base Voltage	V _{EBO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150	mW
		1.76	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Source Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T _A	–55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T _{stg}	–55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
 2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred** devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

4N35*

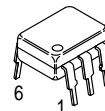
4N36

4N37

[CTR = 100% Min]

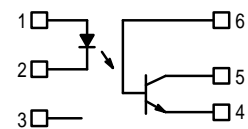
*Motorola Preferred Device

STYLE 1 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC



- PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

4N35 4N36 4N37

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	T _A = 25°C T _A = -55°C T _A = 100°C	V _F	0.8 0.9 0.7	1.15 1.3 1.05	1.5 1.7 1.4	V
Reverse Leakage Current (V _R = 6 V)		I _R	—	—	10	μA
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)		C _J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR						
Collector–Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C) (V _{CE} = 30 V, T _A = 100°C)		I _{CEO}	— —	1 —	50 500	nA μA
Collector–Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)	T _A = 25°C T _A = 100°C	I _{CBO}	—	0.2 100	20 —	nA
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)		V _{(BR)CEO}	30	45	—	V
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)		V _{(BR)CBO}	70	100	—	V
Emitter–Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)		V _{(BR)EBO}	7	7.8	—	V
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)		h _{FE}	—	400	—	—
Collector–Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)		C _{CE}	—	7	—	pF
Collector–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)		C _{CB}	—	19	—	pF
Emitter–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)		C _{EB}	—	9	—	pF
COUPLED						
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	T _A = 25°C T _A = -55°C T _A = 100°C	I _C (CTR) ⁽²⁾	10 (100) 4 (40) 4 (40)	30 (300) — —	— — —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage (I _C = 0.5 mA, I _F = 10 mA)		V _{CE(sat)}	—	0.14	0.3	V
Turn–On Time	(I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	t _{on}	—	7.5	10	μs
Turn–Off Time		t _{off}	—	5.7	10	
Rise Time		t _r	—	3.2	—	
Fall Time		t _f	—	4.7	—	
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)		V _{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Current ⁽⁴⁾ (V _{I–O} = 3550 Vpk) (V _{I–O} = 2500 Vpk) (V _{I–O} = 1500 Vpk)	4N35 4N36 4N37	I _{ISO}	— — —	— — 8	100 100 100	μA
Isolation Resistance (V = 500 V) ⁽⁴⁾		R _{ISO}	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) ⁽⁴⁾		C _{ISO}	—	0.2	2	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).

2. Current Transfer Ratio (CTR) = I_C/I_F × 100%.

3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.

4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

TYPICAL CHARACTERISTICS

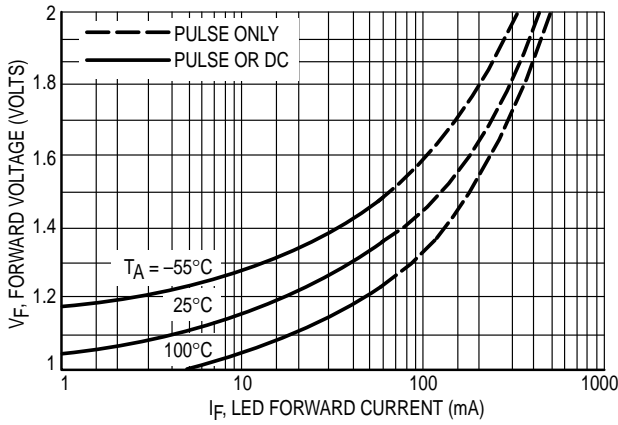


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

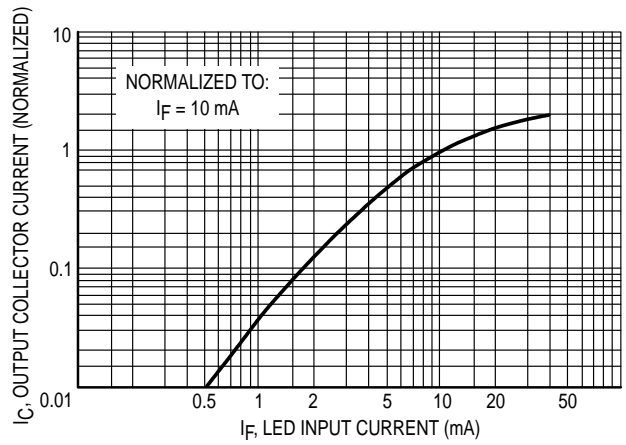


Figure 2. Output Current versus Input Current

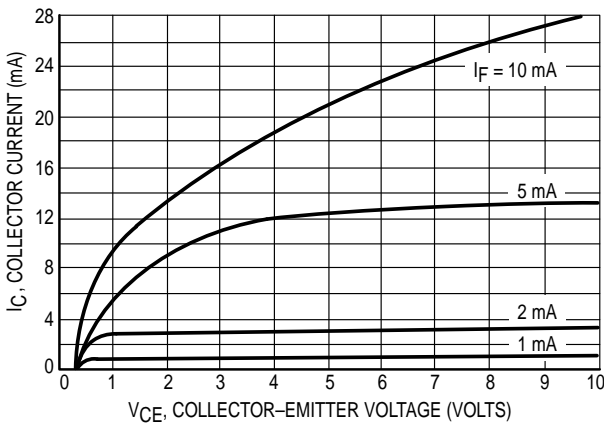


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

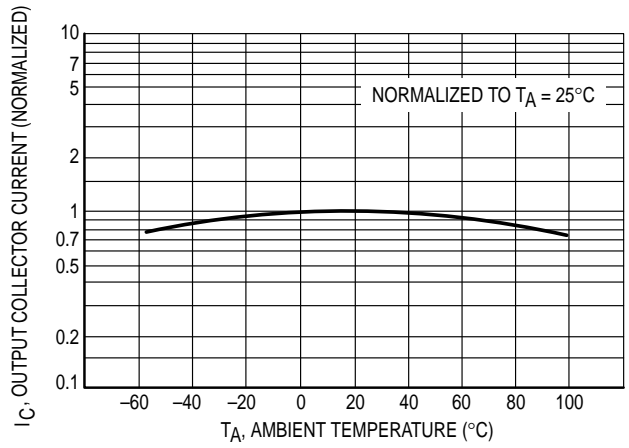


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

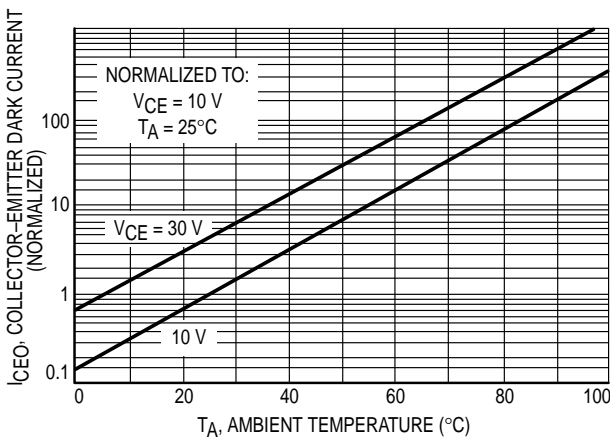


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

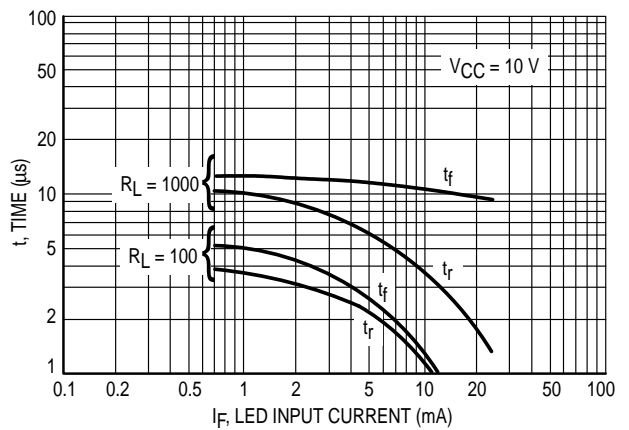


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)

4N35 4N36 4N37

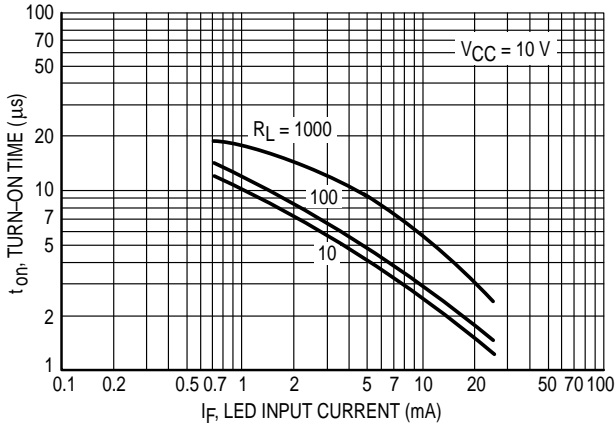


Figure 7. Turn-On Switching Times

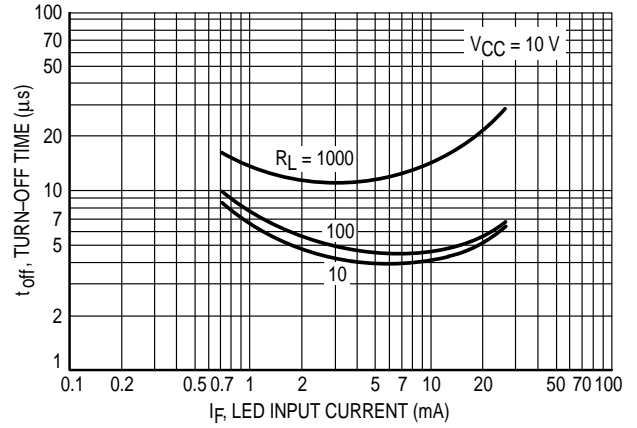


Figure 8. Turn-Off Switching Times

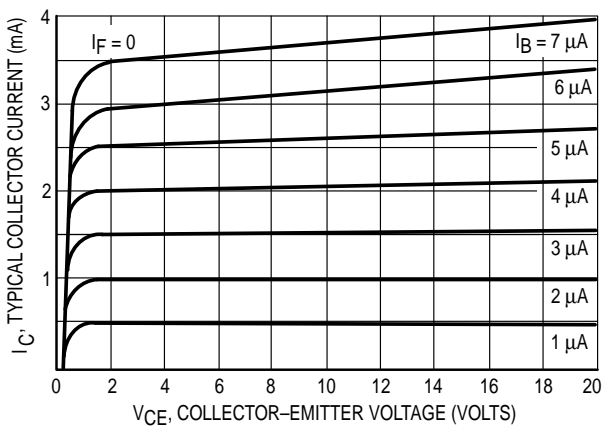


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

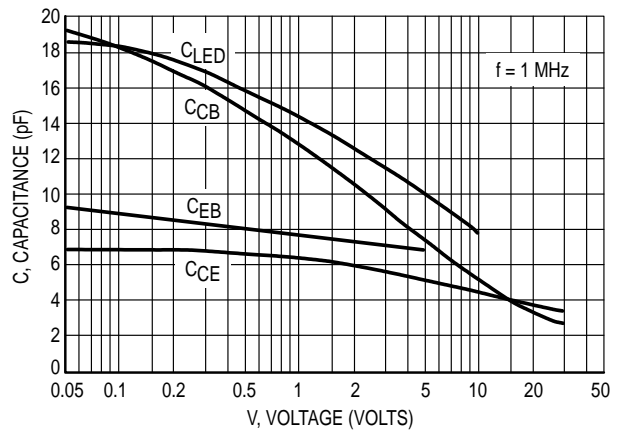


Figure 10. Capacitances versus Voltage

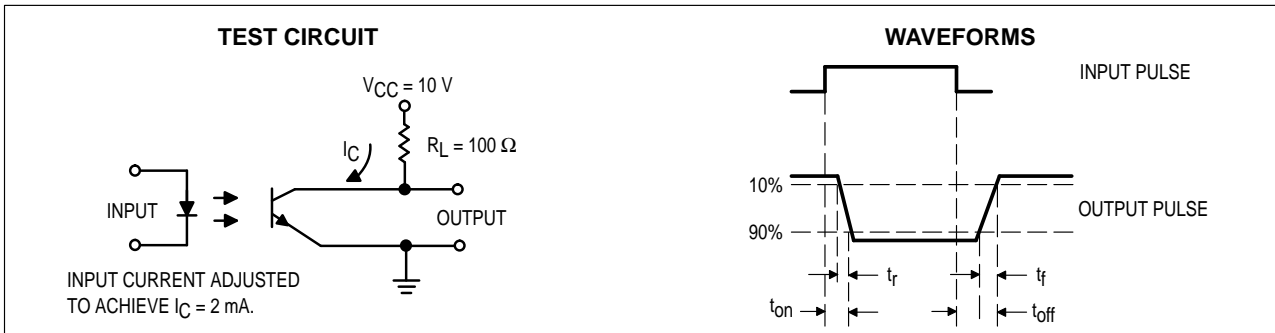
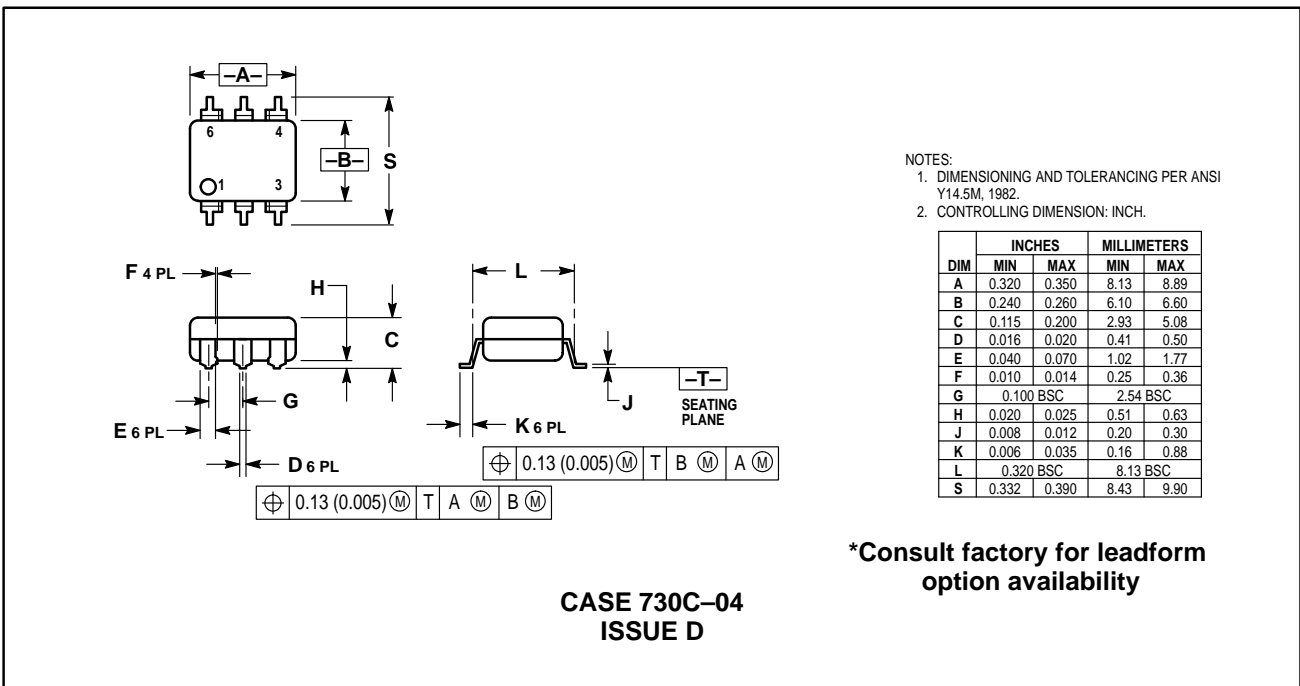
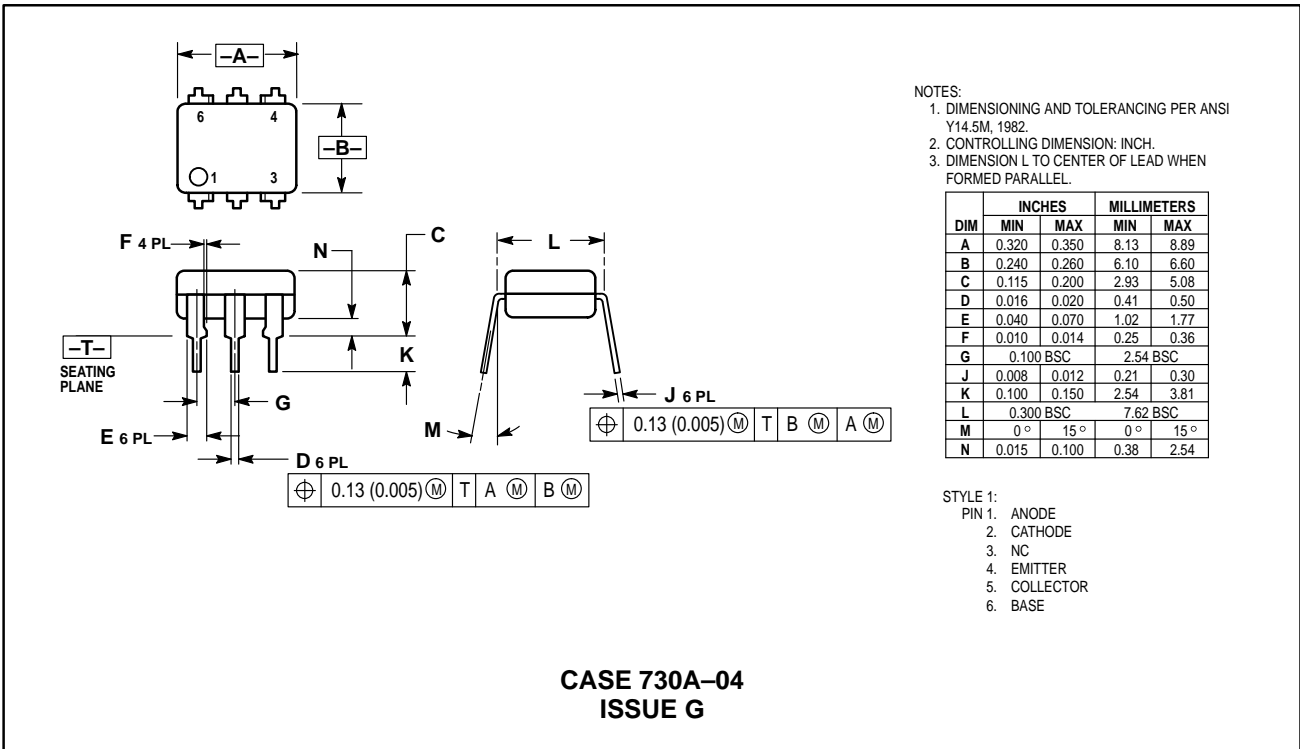
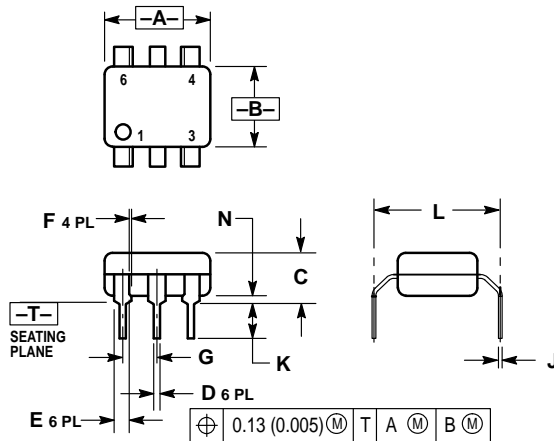


Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

PACKAGE DIMENSIONS



4N35 4N36 4N37



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.320	0.350	8.13	8.89
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.115	0.200	2.93	5.08
D	0.016	0.020	0.41	0.50
E	0.040	0.070	1.02	1.77
F	0.010	0.014	0.25	0.36
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.012	0.21	0.30
K	0.100	0.150	2.54	3.81
L	0.400	0.425	10.16	10.80
N	0.015	0.040	0.38	1.02

***Consult factory for leadform option availability**

**CASE 730D-05
ISSUE D**

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



4N35/D



ANEXO 11

**TRANSISTOR
TIP 121**



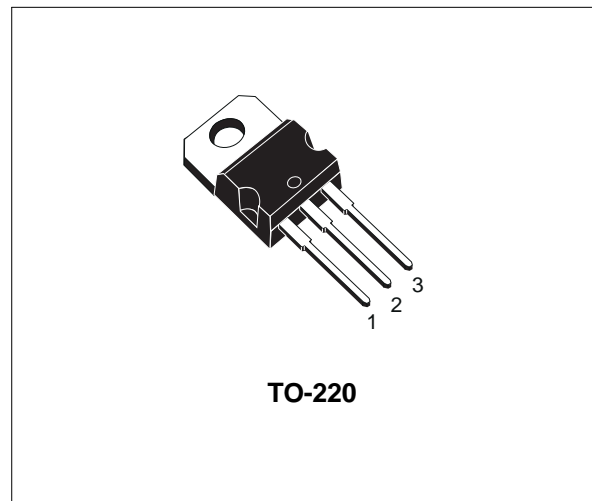
TIP120/121/122 TIP125/126/127

COMPLEMENTARY SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTORS

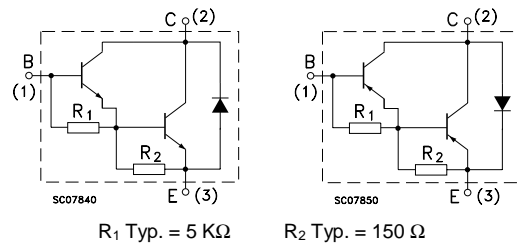
- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES

DESCRIPTION

The TIP120, TIP121 and TIP122 are silicon Epitaxial-Base NPN power transistors in monolithic Darlington configuration mounted in Jedec TO-220 plastic package. They are intended for use in power linear and switching applications. The complementary PNP types are TIP125, TIP126 and TIP127, respectively.



INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value			Unit	
		NPN	TIP120	TIP121		TIP122
		PNP	TIP125	TIP126	TIP127	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)		60	80	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)		60	80	100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)		5			V
I_C	Collector Current		5			A
I_{CM}	Collector Peak Current		8			A
I_B	Base Current		0.1			A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{case} \leq 25^\circ C$ $T_{amb} \leq 25^\circ C$		65			W
			2			W
T_{stg}	Storage Temperature		-65 to 150			$^\circ C$
T_j	Max. Operating Junction Temperature		150			$^\circ C$

* For PNP types voltage and current values are negative.

TIP120/TIP121/TIP122/TIP125/TIP126/TIP127

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.92	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	°C/W

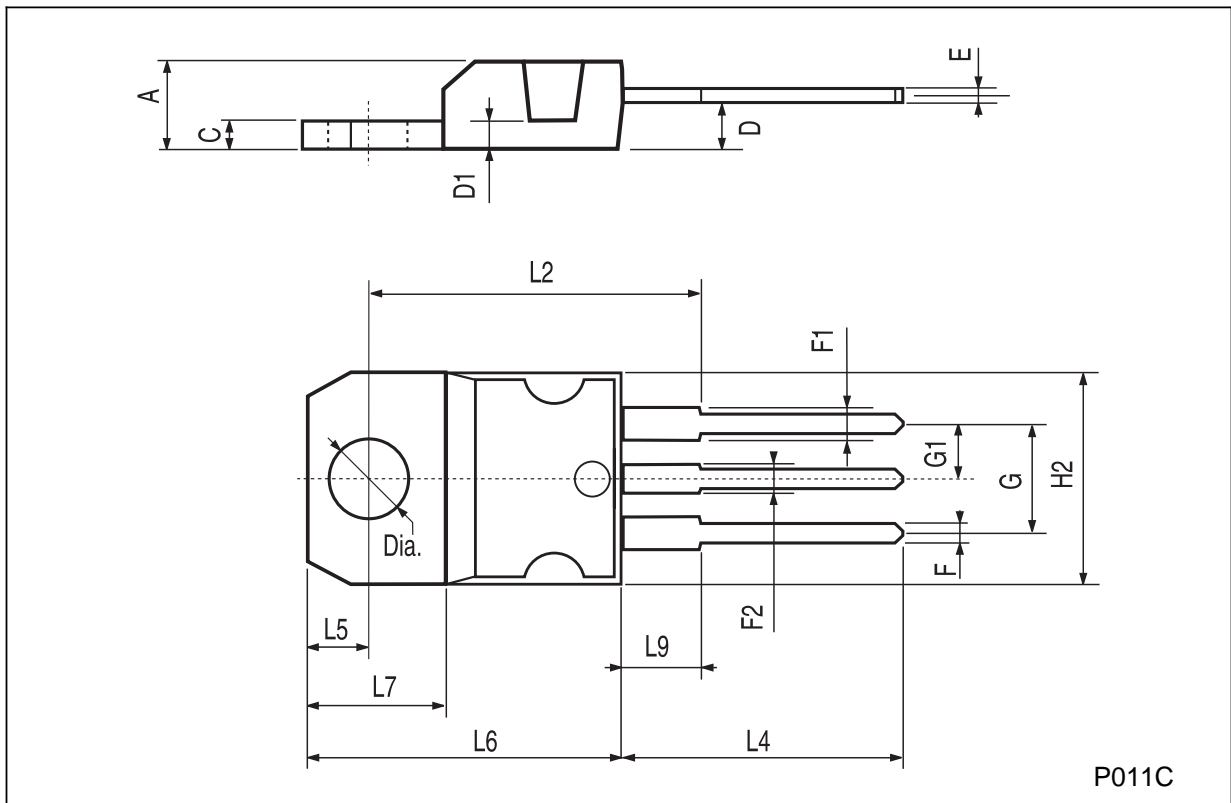
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CEO}	Collector Cut-off Current (I _B = 0)	for TIP120/125 V _{CE} = 30 V for TIP121/126 V _{CE} = 40 V for TIP122/127 V _{CE} = 50 V			0.5 0.5 0.5	mA mA mA
I _{CBO}	Collector Cut-off Current (I _B = 0)	for TIP120/125 V _{CB} = 60 V for TIP121/126 V _{CB} = 80 V for TIP122/127 V _{CB} = 100 V			0.2 0.2 0.2	mA mA mA
I _{EBO}	Emitter Cut-off Current (I _C = 0)	V _{EB} = 5 V			2	mA
V _{CEO(sus)} *	Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _B = 0)	I _C = 30 mA for TIP120/125 for TIP121/126 for TIP122/127	60 80 100			V V V
V _{CE(sat)} *	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _C = 3 A I _B = 12 mA I _C = 5 A I _B = 20 mA			2 4	V V
V _{BE(on)} *	Base-Emitter Voltage	I _C = 3 A V _{CE} = 3 V			2.5	V
h _{FE} *	DC Current Gain	I _C = 0.5 A V _{CE} = 3 V I _C = 3 A V _{CE} = 3 V	1000 1000			

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle < 2 %
For PNP types voltage and current values are negative.

TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



P011C

ANEXO 12

REGULADORES DE VOLTAJE

KA78XX/KA78XXA

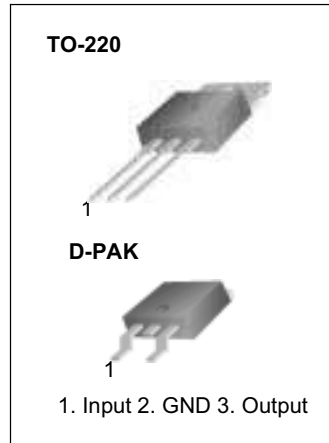
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

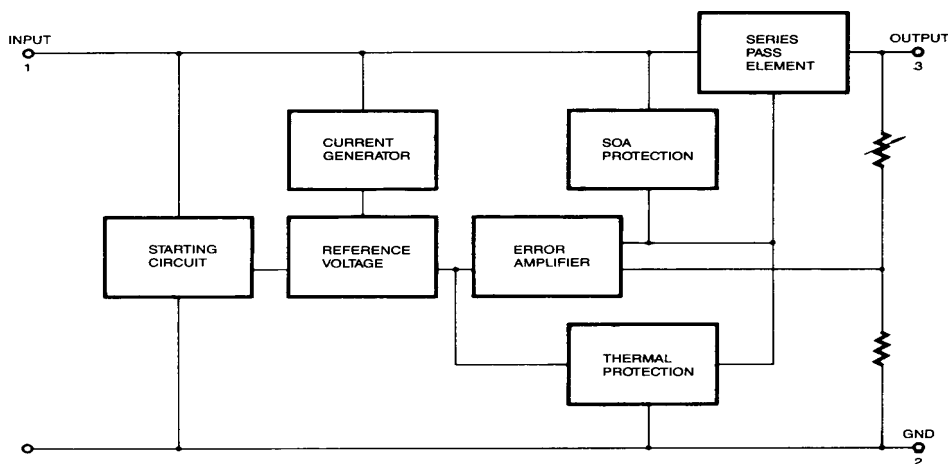
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The KA78XX/KA78XXA series of three-terminal positive regulator are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$) (for $V_O = 24V$)	V_I	35	V
	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range (KA78XX/A/R)	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit , $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	m Ω	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Electrical Characteristics (KA7812/KA7812R)

(Refer to test circuit , $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 19\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7812/KA7812R			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	11.5	12	12.5	V	
		$5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 14.5\text{V to } 27\text{V}$	11.4	12	12.6		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	-	10	240	mV
			$V_I = 16\text{V to } 22\text{V}$	-	3.0	120	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	11	240	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	5.0	120	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.1	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$	-	0.1	0.5	mA	
		$V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	-	0.5	1.0		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-1	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	76	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ $V_I = 15\text{V to } 25\text{V}$	55	71	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1\text{kHz}$	-	18	-	$\text{m}\Omega$	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Typical Performance Characteristics

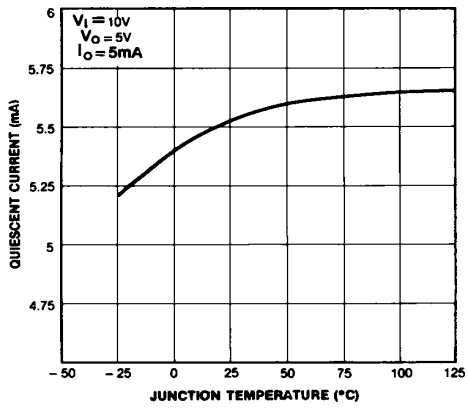


Figure 1. Quiescent Current

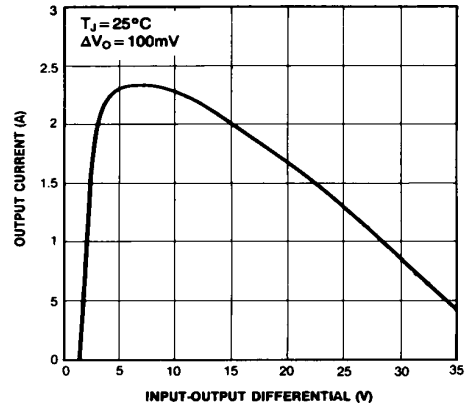


Figure 2. Peak Output Current

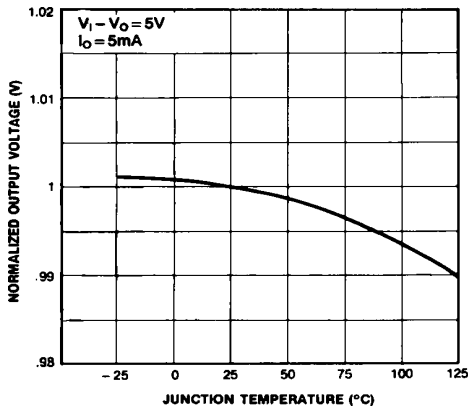


Figure 3. Output Voltage

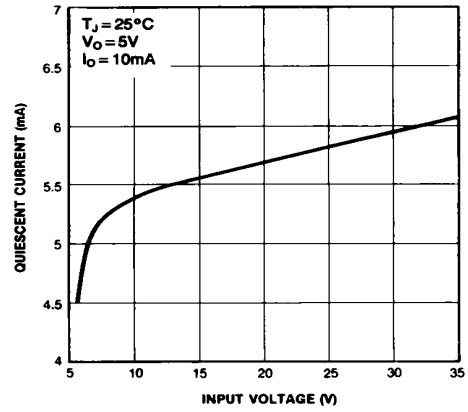


Figure 4. Quiescent Current

Typical Applications

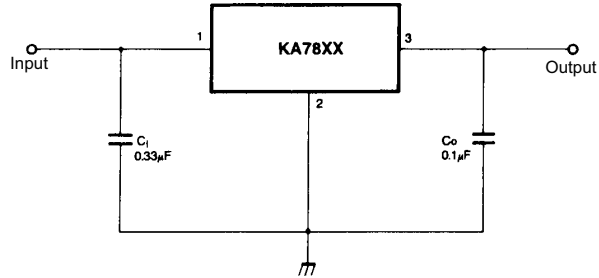


Figure 5. DC Parameters

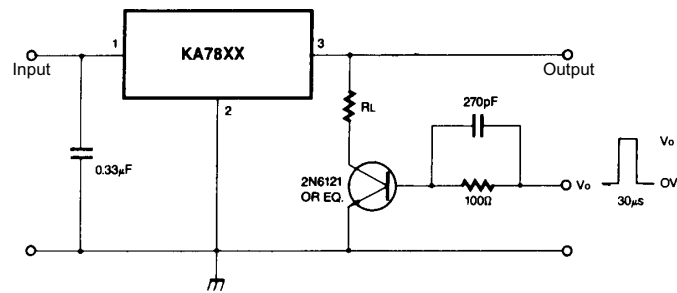


Figure 6. Load Regulation

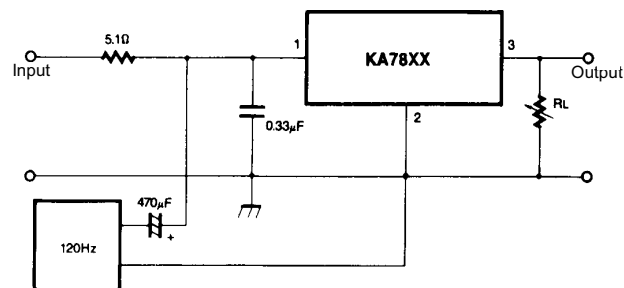


Figure 7. Ripple Rejection

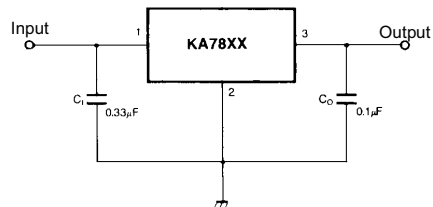


Figure 8. Fixed Output Regulator

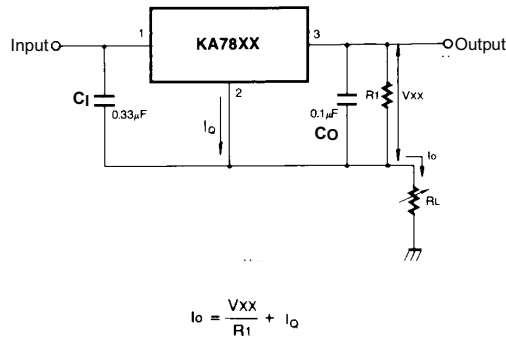


Figure 9. Constant Current Regulator

Notes:

- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C₁ is required if regulator is located an appreciable distance from power Supply filter.
- (3) C₀ improves stability and transient response.

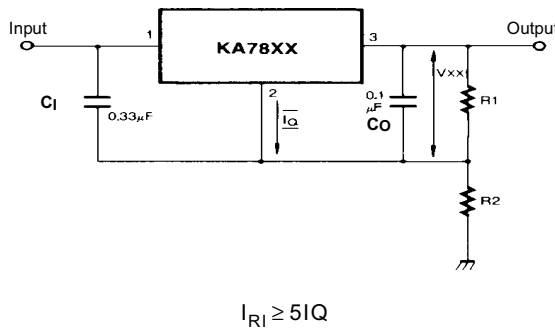


Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage

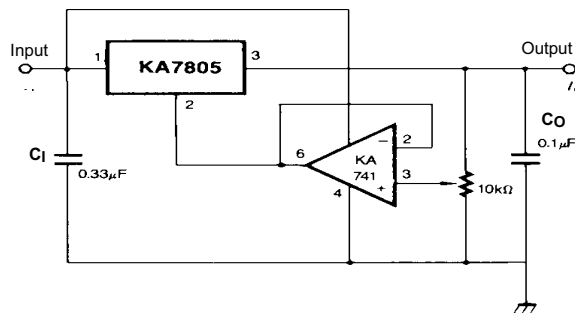


Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

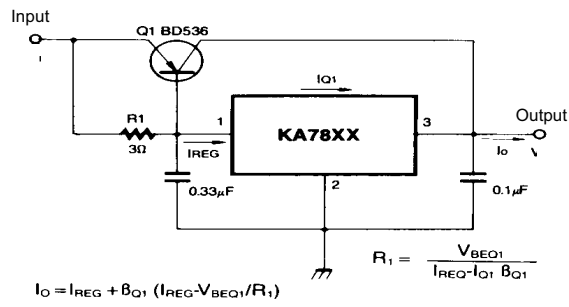


Figure 12. High Current Voltage Regulator

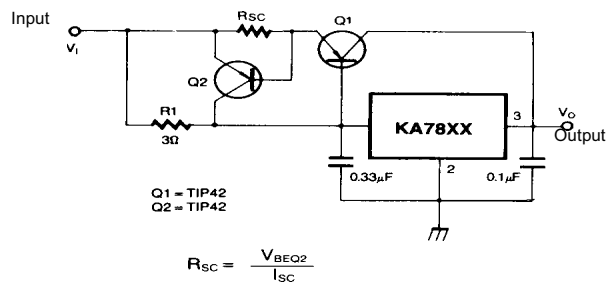


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

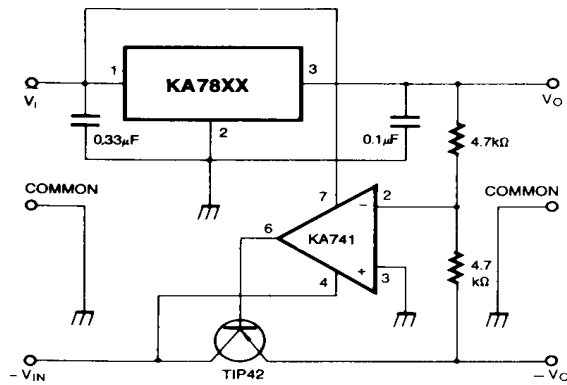


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

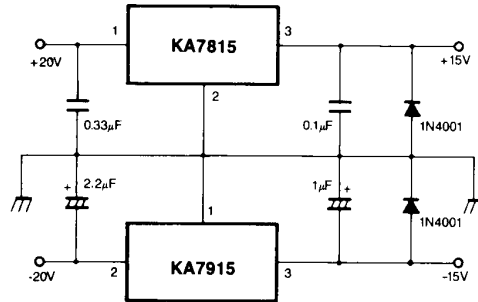


Figure 15. Split Power Supply (±15V-1A)

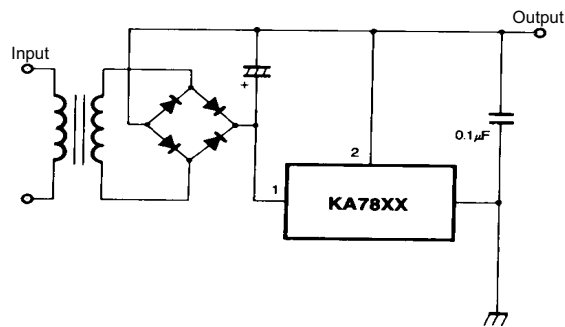


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

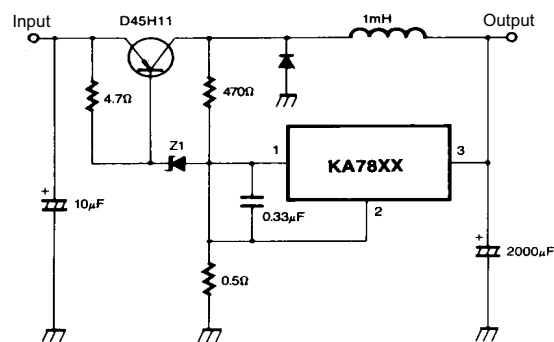


Figure 17. Switching Regulator

Mechanical Dimensions

Package

TO-220

