

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Facultad de Ciencias e Ingeniería



**Construcción de un sistema de receptores superheterodinos
para un radar atmosférico VHF**

Tesis para Optar el Título de:

INGENIERO ELECTRÓNICO

Presentado por:

DARWIN NEIL CÓRDOVA VIVAS

Lima – Perú

2006

A mis amados padres:

Francisco y Luz

AGRADECIMIENTOS

Ante todo, quiero expresar mi eterna gratitud a todas aquellas personas que apoyaron de una u otra forma en la realización de mi tesis:

A mi asesor, Dr. Martín Sarango, por la confianza en mi trabajo, en mi persona y por la dirección y asesoría en el desarrollo de este trabajo.

Al Dr. Ronald Woodman, por mostrarme y enseñarme lo divertido que es trabajar con Radio Frecuencia.

Al personal del Radio Observatorio de Jicamarca, a través del Dr. Jorge Chau, por su apoyo, exigencia y colaboración en los trabajos que fueron necesarios realizar; particularmente, a Fernando Villanueva que siempre me aconsejó y guió desde el día que nos hemos conocido.

A mis padres: Francisco y Luz, así como a mis hermanos: Luz, Nadia y David por su apoyo y confianza.

Especialmente, quiero agradecer a mi esposa Ada y a mis hijos: Renzo y Camila, que siempre me han dado el consejo o la sonrisa cuando lo necesitaba.

Finalmente, quiero agradecer a DIOS, porque sin Él no hubiera podido culminar este trabajo.

RESUMEN

El presente trabajo de tesis muestra el diseño y la construcción de un subsistema de recepción VHF (50MHz), el cual consta de cuatro receptores superheterodinos, del tipo homodino, y un oscilador local. Este subsistema va a ser utilizado en el radar **JULIA** (*Jicamarca Unmanned Long-term studies of the Ionosphere and Atmosphere*) del Radio Observatorio de Jicamarca **ROJ** para la adquisición de información de la atmósfera.

El Radio Observatorio de Jicamarca fue inicialmente creado para adquirir datos de alturas ionosféricas, pero investigaciones de Woodman y Guillen demostraron que también servía para obtener información de alturas MST (Mesosphere, Stratosphere, and Troposphere); a esta nueva técnica de radar se le conoce como MST.

Sin embargo, el uso del radar MST estaba limitado a las campañas de los días geofísicos (1000 horas promedio), debido al alto consumo de potencia eléctrica de sus transmisores grandes; además, para este tipo de experimentos no se requerían de los transmisores de alta potencia, ya que los fenómenos que ocurren a estas alturas generan fuertes retornos de señal.

La consideración de los comentarios anteriores sugirió que un sistema de transmisores de baja potencia en el **ROJ** resultaría ser de gran utilidad. Como complemento a tales transmisores y al arreglo de antenas del observatorio, se podía considerar la adición de un grupo alternativo de receptores y de un sistema de análisis relativamente simple e independiente. De esta manera, no se requeriría de grandes transmisores, computadoras ni otros equipos de uso habitual de la estación. Además, este “mini-sistema”

podría operar con la energía entregada por un generador diesel de medianas dimensiones.

Para garantizar la calidad de los datos adquiridos, se tuvieron que cumplir ciertos requisitos en el subsistema de recepción, entre los cuales podemos mencionar: baja "figura del ruido (3 dB)", alta selectividad, alta ganancia (mayor a 70 dB), y control de ancho de banda y atenuación.

Los criterios de diseño de receptores VHF que se muestran a lo largo de este trabajo no sólo van a permitir el entendimiento del funcionamiento de los subsistemas de recepción en 50 MHz, sino también, en el diseño a mayor frecuencia.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

TITULO : Construcción de un sistema de receptores superheterodinos para un radar atmosférico VHF
ÀREA : Comunicaciones
ASESOR : Dr. Martín F. Sarango
Alumno : Darwin Neil Córdova Vivas
CÓDIGO : 1988.0059.3.12
FECHA: : 28 de Abril de 2006

DESCRIPCIÓN Y OBJETIVOS:

El Radio Observatorio de Jicamarca (**ROJ**), ubicado cerca de la ciudad de Lima, ha estado en operación por más de tres décadas. Durante este periodo, el observatorio ha proporcionado datos invaluable de radar y radio para diversas disciplinas como: física ionosférica ecuatorial, física del plasma y dinámica atmosférica. A mediados de los 90, el **ROJ** promediaba cerca de 1000 hr./año de operación en su modo fundamental de toma de datos. Los experimentos hacían uso de los recursos de alta potencia del **ROJ**; es decir 1-4 Mega Vatios de potencia pico de transmisión con factor de carga de 5%. Sin embargo, muchos de estos experimentos se podían realizar con mucha menor potencia de transmisión. Por ejemplo, los estudios del Electrochorro Ecuatorial donde se reciben ecos extremadamente fuertes y que típicamente requieren que los atenuadores en la etapa previa a los receptores sean ajustados para atenuar las señales en 50-60 dB relativo al ruido del cielo; los estudios del fenómeno conocido como F-dispersa cuyas señales requieren también valores importantes de atenuación; los estudios de los intensos ecos provenientes de la región atmosférica de 150 Km., que también pueden ser observados con mucha menor potencia pico de transmisor; y los estudios de Troposfera y baja Estratosfera (1-25 Km.), donde las señales de los primeros 8 Km. sobre Jicamarca son normalmente inutilizables cuando se transmite con alta potencia, debido a la extrema intensidad de los ecos.

La consideración de los comentarios previos sugiere que un sistema de transmisores de baja potencia en el **ROJ** resultaría ser de gran utilidad. Como complemento a tales transmisores y al arreglo de antenas del observatorio, se podría considerar la adición de un grupo alternativo de receptores y de un sistema de análisis relativamente simple e independiente. De esta manera, no se requeriría de los grandes transmisores, las computadoras y otros equipos de la estación, para la operación del nuevo radar que utilizaría un pequeño generador diesel.

El sistema descrito en el párrafo anterior ha sido denominado **JULIA** (por Jicamarca Unattended Long-term studies of the Ionosphere and Atmosphere); y como su nombre lo indica, ha sido diseñado para trabajar en forma automática y desatendida por largos periodos. Su desarrollo ha permitido proporcionar a los usuarios del observatorio la capacidad de realizar los experimentos mencionados arriba, y/o posiblemente otros, con una potencia pico de 10-13 dB menor, pero utilizando el gran arreglo de antenas del **ROJ** (300mx300m).

El objetivo principal de esta tesis ha sido la construcción y puesta en operación del sistema de recepción de **JULIA**, que comprende un grupo de cuatro receptores de **VHF**(49.92MHz) y su respectivo oscilador. La tesis tiene esencialmente tres partes: primeramente se desarrollaran los aspectos teóricos de la recepción de señales en radares atmosféricos y de los receptores superheterodinos en **VHF**. Posteriormente, se sustentará el diseño del sistema de recepción del radar **JULIA**. Finalmente se efectuará una exposición de varias aplicaciones del sistema desarrollado y un análisis de rendimiento, donde se prestará especial atención a sus características de respuesta frecuencial y temporal, así como a las facilidades de selectividad y flexibilidad en el control del ancho de banda y atenuación necesarias para la observación de fenómenos atmosféricos.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

TITULO : Construcción de un sistema de receptores
superheterodinos para un radar atmosférico VHF

ÌNDICE

INTRODUCCIÓN

1. SISTEMA DE RADAR ATMOSFÉRICO VHF
2. RECEPTOR SUPERHETERODINO EN VHF
3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE RECEPCIÓN
EN EL RADIO OBSERVATORIO DE JICAMARCA
4. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE RENDIMIENTO DEL SISTEMA DE
RECEPCIÓN
5. EJEMPLOS DE APLICACIÓN DEL SISTEMA DE RECEPTORES
SUPERHETERODINOS

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

BIBLIOGRAFÍA

ANEXOS (en CD)

ÍNDICE GENERAL

INTRODUCCIÓN	1
1. SISTEMA DE RECEPCIÓN EN UN RADAR ATMOSFÉRICO VHF	4
1.1 EL RADAR ATMOSFÉRICO	4
1.1.1 Antecedentes de los radares atmosférico	12
1.1.2 Clases de radares atmosféricos MST	15
1.1.3 Aplicaciones	16
1.2 CONFIGURACIÓN TÍPICA DE UN RADAR ATMOSFÉRICO VHF	20
1.3 SUBSISTEMAS DE RADIO FRECUENCIA	23
1.3.1 Antenas	23
1.3.2 Transmisor	26
1.3.3 Receptor	27
2. RECEPTOR SUPERHETERODINO EN VHF	30
2.1 RECEPTOR SUPERHETERODINO. INTRODUCCIÓN	30
2.2 RECEPTOR SUPERHETERODINO EN VHF. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO	33
2.3 PARAMETROS DE FUNCIONAMIENTO DE UN RECEPTOR SUPERHETERODINO. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO	37
2.3.1 Sensibilidad	38
2.3.2 Selectividad	45
2.3.3 Ganancia	47
2.4 REQUISITOS QUE DEBE CUMPLIR UN RECEPTOR SUPERHETERODINO	48

3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE RECEPTORES CONSTRUIDOS EN EL RADIO OBSERVATORIO DE JICAMARCA	50
3.1 INTRODUCCIÓN	50
3.2 ESTRUCTURA DEL RECEPTOR SUPERHETERODINO DEL SISTEMA JULIA	52
3.3 BLOQUES FUNCIONALES. DESCRIPCIÓN	54
3.4 ESTRUCTURA DEL OSCILADOR MAESTRO	59
3.5 CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA CON MÚLTIPLES RECEPTORES	67
3.6 RUTINAS PARA EL CONTROL DIGITAL DEL SISTEMA	69
4. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS Y EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN DESARROLLADO	71
4.1 INTRODUCCIÓN	71
4.2 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA FRECUENCIAL DEL FILTRO BESSEL	73
4.3 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA FRECUENCIAL DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN	75
4.4 FIGURA DEL RUIDO	76
4.5 DETERMINACIÓN DE LA RESPUESTA DINÁMICA EN EL TIEMPO	78
4.6 RANGO DINÁMICO	80
5. EXPERIMENTOS DE APLICACIÓN DEL SISTEMA DE RECEPTORES SUPERHETERODINOS	83
5.1 INSTALACIÓN DE LOS RECEPTORES DE JULIA	83

5.2 EXPERIMENTOS REALIZADOS CON EL RADAR DE JULIA	87
5.3 COSTOS	95
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	99
BIBLIOGRAFÍA	102
ANEXOS (en CD)	

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Diagrama del recorrido de la señal de radar	5
Figura 1.2	Transmisión y recepción de la señal de un radar	8
Figura 1.3	Esquema básico de la operación de un radar atmosférico	21
Figura 1.4	Diagrama de tiempos de los pulsos de control del radar	22
Figura 1.5	Esquema de un típico receptor Superheterodino	28
Figura 2.1	Diagrama de un receptor tipo detector	31
Figura 2.2	Esquema de un receptor TRF	32
Figura 2.3	Diagrama de un receptor superheterodino	33
Figura 2.4	Diagrama de conversión con dos osciladores para eliminar la frecuencia imagen	36
Figura 2.5	Circuito equivalente de un receptor ruidoso	39
Figura 2.6	Circuito equivalente de un receptor sin ruido	40
Figura 2.7	Temperatura equivalente del receptor	40
Figura 2.8	Factor de ruido de los amplificadores en cascada	41
Figura 2.9	Disposición de los equipos para la medición de la NF	42
Figura 2.10	Equivalencia del diodo a una fuente de corriente eficaz	42
Figura 2.11	Divisor de corriente eficaz del generador de ruido	43
Figura 2.12	Curva del ruido de la Galaxia	44
Figura 2.13	Respuesta típica de un filtro pasabanda	46
Figura 2.14	Margen dinámico de señal	48
Figura 3.1	Bloques funcionales de un receptor Homodino	53
Figura 3.2	Diagrama del módulo detector de JULIA	55
Figura 3.3	Diagrama esquemático del módulo detector de JULIA	56
Figura 3.4	Diagrama de bloques del filtro Bessel de JULIA	57

Figura 3.5	Diagrama esquemático del filtro Bessel de JULIA	58
Figura 3.6	Diagrama de los pulsos de control y las señales generadas en el oscilador maestro	60
Figura 3.7	Diagrama del módulo del oscilador maestro de JULIA	61
Figura 3.8	Diagrama esquemático del módulo del oscilador maestro de JULIA	62
Figura 3.9	Diagrama del sistema de recepción de JULIA	63
Figura 3.10	Disposición de componentes en el receptor de JULIA	65
Figura 3.11	Disposición de componentes en el oscilador maestro de JULIA	66
Figura 3.12	Diagrama de una línea de recepción de JULIA	67
Figura 3.13	Diagrama del controlador de radar de JULIA	69
Figura 3.14	Panel de control del programa PulseDesign	70
Figura 4.1	Componentes y las especificaciones de un receptor Homodino	72
Figura 4.2	Diagrama del filtro Bessel de segundo orden	74
Figura 4.3	Diagrama de la salida del filtro Bessel	74
Figura 4.4	Diagramas de la magnitud y fase del filtro Bessel ideal y real	76
Figura 4.5	Medición del Slew Rate	78
Figura 4.6	Configuración de los equipos para la medición del retardo a través del receptor	79
Figura 4.7	Diagrama de tiempos de retardos a través del receptor	79
Figura 4.8	Imagen de la salida real e imaginaria del receptor	80
Figura 4.9	Configuración de amplificadores RF en JULIA	81

Figura 4.10	Resultados en la medición de las salidas del receptor para 0 y 32dB de atenuación	81
Figura 5.1	Módulos de aluminio del receptor y oscilador local	84
Figura 5.2	Jaulas de Faraday del ROJ	85
Figura 5.3	Ubicación de los receptores de JULIA en el laboratorio IT	86
Figura 5.4	Curva de ruido del paso de la Galaxia sobre el ROJ	87
Figura 5.5	Diagrama de tiempos de los experimentos de JULIA	88
Figura 5.6	Diagrama de potencias de Electrochorro	89
Figura 5.7	Diagrama de velocidades verticales de Electrochorro	89
Figura 5.8	Diagrama de potencias de los Ecos de 150 Km	91
Figura 5.9	Diagrama de velocidades verticales de los Ecos de 150 Km	91
Figura 5.10	Diagrama de potencias de <i>Spread F</i>	93
Figura 5.11	Diagrama de velocidades verticales de <i>Spread F</i>	93

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1	Tabla comparativa de los subsistemas RF de un radar	11
Tabla 3.1	Valores generados a partir de los comandos enviados hacia el controlador de radar	64
Tabla 3.2	Valor de las atenuaciones para sus respectivos anchos de banda	67
Tabla 4.1	Valores de anchos de banda medidos en los receptores de JULIA	70
Tabla 4.2	Valores de Figura del ruido medidos en JULIA	72
Tabla 4.3	Valores de Slew Rate medidos en el receptor	75
Tabla 4.3	Rango Dinámico del receptor para 0 y 32 dB de atenuación	76
Tabla 5.1	Tabla parámetros de observación y procesamiento para el experimento de Electrochorro Ecuatorial de las figuras 5.6 y 5.7	83
Tabla 5.2	Tabla parámetros de observación y procesamiento para el experimento de Ecos de 150 Km de las figuras 5.7 y 5.8	85
Tabla 5.3	Tabla de parámetros de y observación y procesamiento para el experimento de la capa F dispersa de las figuras 5.9 y 5.10	87
Tabla 5.4	Gastos hechos en el módulo del oscilador maestro	88
Tabla 5.5	Gastos hechos en el módulo del receptor	89
Tabla 5.6	Gastos hechos en los componentes para la instalación	

INTRODUCCIÓN

El **ROJ** (Radio **O**bservatorio de **J**icamarca) viene proporcionando, a lo largo de más de cuatro décadas, datos invaluable de radar y radio, los cuales vienen siendo utilizadas en diversas disciplinas como: física ionosférica ecuatorial, física del plasma y dinámica atmosférica.

Ubicado al este de Lima (11.95°S 76.87°O 500 m.s. n.m), el **ROJ** forma parte del **IGP** (Instituto **G**eofísico del **P**erú), además, constituye el extremo ecuatorial de la cadena de radares de rebote incoherente (*Incoherent Scatter Radar* ó **ISR**) del hemisferio occidental, la cual se extiende desde Lima hasta Groenlandia.

Debido a que el ángulo de inclinación magnética de la Tierra (en Jicamarca es aproximadamente 1 grado) varía ligeramente, el haz de la antena del **ROJ** apunta en la dirección perpendicular al campo magnético terrestre.

Además de la gran flexibilidad de aplicaciones, el **ROJ** es el radar **MST** (por *Mesosphere-Stratosphere y Troposphere*) más sensible del mundo (Sarango, [20]). Debido en parte a su gran longitud de onda ($\lambda = 6$ m), y alto producto promedio de potencia-apertura (Balsley, [2]). Por ello, resulta evidente su potencial de aplicación en la mayoría de investigaciones de media-atmósfera que se desarrollan en la actualidad. Sin embargo, los altos costos de operación del radar en su configuración original, como consecuencia de su alto consumo de energía, han limitado su utilización a investigaciones que requieran continuidad relativamente larga.

Aunque los experimentos de Jicamarca tradicionalmente se realizaban con los transmisores de alta potencia, muchos de ellos se pueden realizar con mucha menor potencia de transmisión, entre estos fenómenos se pueden mencionar: Electrochorro Ecuatorial, Dispersión de la capa *F* ó *Spread-F*, Ecos de 150 Kilómetros, y Ecos provenientes de la Troposfera y la baja Estratosfera. La consideración de los comentarios anteriores sugirió que un sistema de transmisores de baja potencia sería de gran utilidad. Además, como complemento a tales transmisores y arreglo de antenas, se podía considerar la adición de un grupo alternativo de receptores. De esta manera, ya no se requeriría de los grandes transmisores, las computadoras ni los otros equipos de uso habitual de la estación. Adicionalmente, este “mini-sistema” podría operar con la energía entregada por un generador diesel de medianas dimensiones. Todo lo anterior motivó la instalación y operación de un sistema radar con las características mencionadas arriba, el cual se ha denominado

JULIA, siglas de *Jicamarca Unmanned Long-term studies of the Ionosphere and Atmosphere*.

El objetivo principal de la tesis es la construcción y puesta en operación del subsistema de recepción del radar **JULIA**. Para lograr ello, se han planteado las siguientes metas parciales: Desarrollo e instalación de un sistema de receptores para un radar atmosférico **VHF**, análisis del comportamiento de los receptores con diferentes anchos de banda y atenuación, integración del sistema de recepción al resto de subsistemas del radar **JULIA**, y evaluación del rendimiento del sistema de recepción en condiciones de trabajo reales.

A continuación se describe el contenido de los cinco capítulos:

Capítulo Primero. Describe un radar **VHF** atmosférico, su configuración típica y los subsistemas de radio frecuencia que lo conforman.

Capítulo Segundo. Describe los receptores superheterodinos utilizados y sus aplicaciones en radares **VHF**.

Capítulo Tercero. Describe los bloques funcionales del sistema de recepción construido para el radar **JULIA**.

Capítulo Cuarto. Muestra en detalle el comportamiento y las características propias de los receptores construidos para el radar **JULIA**.

Capítulo Quinto. Muestra la instalación del subsistema de recepción, los resultados obtenidos en las distintas adquisiciones de datos, y, finalmente, el costo que ha tomado implementar este proyecto.

Conclusiones y Recomendaciones. Aquí se presentan las principales conclusiones a las que se ha llegado después de analizar los resultados del funcionamiento de los receptores.

CAPITULO 1. SISTEMA DE RECEPCIÓN EN UN RADAR ATMOSFÉRICO VHF.

1.1 EL RADAR ATMOSFÉRICO

En los últimos años, el interés por el comportamiento de la atmósfera y la influencia que tiene en el desarrollo humano (comunicaciones, agricultura, navegación, etc.) ha motivado la investigación orientada a ampliar nuestro conocimiento y entendimiento de los procesos dinámicos que ocurren en ella.

Para lograr un buen entendimiento de estos procesos se requiere de los instrumentos apropiados, los cuales deben permitir la observación y adquisición de parámetros como: temperatura, presión, humedad, precipitación y todas las propiedades dinámicas de la atmósfera. Por ello, se desarrolló la tecnología de radar (del inglés "**RA**dio **D**etecting **A**nd **R**anging") atmosférico, el cual nos

brinda las facilidades para la observación de los procesos dinámicos que se llevan a cabo en la atmósfera.

Un radar, en su forma básica, es un instrumento que transmite un pulso de energía en una dirección predeterminada, y luego se pone a “escucha” de un eco. La distancia de la fuente responsable del eco se puede calcular conociendo el tiempo transcurrido entre la transmisión de pulso y la recepción del eco¹, como se muestra en la figura 1.1.

Inicialmente, la tecnología de radar estuvo orientada a la detección de objetos sólidos (aviones, satélites, meteoritos, etc.), pero se observó que también podía detectar señales de “hidrometeoros” en suspensión o caída (lluvia, hielo, nieve, etc.). Estas nuevas señales detectadas motivaron el desarrollo de los radares meteorológicos.

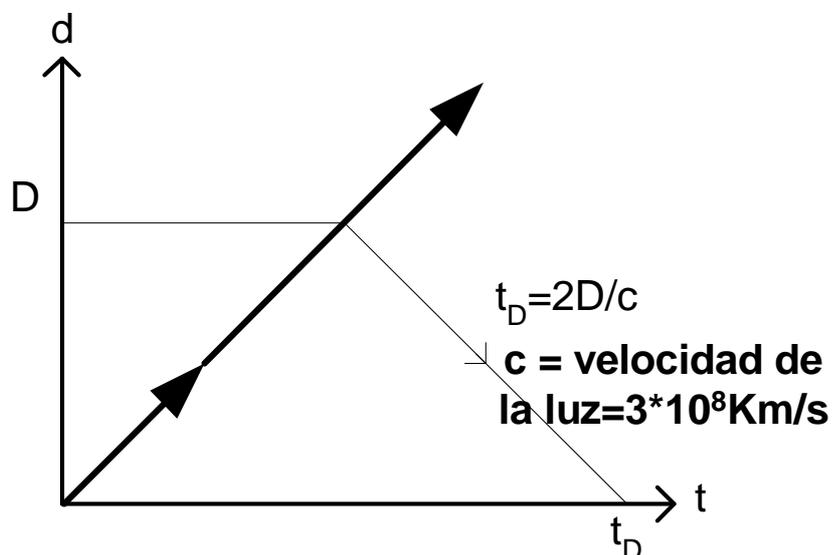


Figura 1.1. Diagrama del recorrido de la señal de radar

El radar meteorológico normalmente consta de un radio-transmisor y receptor, una antena rotatoria, y una pantalla que muestra las señales

¹ $D = c \cdot t_D / 2$, el haz de **RF** recorre 2 veces la distancia D.

recibidas. Por ejemplo, estos radares son utilizados actualmente para ubicar tormentas e indicar las intensidades de éstas.

Hoy en día existen en el mercado radares meteorológicos más modernos que ofrecen la posibilidad de detectar los mínimos cambios de señal. La medición de estos cambios puede determinar la velocidad radial de los hidrometeoros, utilizando el principio físico de Doppler; por ello, a estos sistemas se les conoce como radares Doppler o coherentes.

El funcionamiento del radar atmosférico, en cambio, se basa en la recepción y el análisis de una mínima energía electromagnética que rebota en la dirección de la antena. Es decir, una mínima parte de la señal transmitida es reflejada, mientras que el resto de la señal continúa su paso a través del medio. Principalmente, este reflejo de señal se debe a que existen pequeñas fluctuaciones en el índice de refracción del medio.

El origen de las fluctuaciones en el índice de refracción es una característica particular del fenómeno observado en la atmósfera. Cuando estas variaciones dependen de las alturas que se están observando, como las troposféricas y estratosféricas, la principal causa es la diferencia de temperaturas de diferentes altitudes. En cambio, a mayores alturas, como las mesosféricas, la principal causa es la diferencia en la densidad de electrones libres.

Por lo explicado anteriormente, el principal instrumento para la observación de estas débiles fluctuaciones es el radar, por eso se debe tener un conocimiento completo de su funcionamiento. Una de las primeras

ecuaciones utilizada para caracterizar un radar es la densidad de potencia incidente sobre el blanco (Wehner, [29]).

$$s_t = \frac{P_t G_t}{4\pi * r^2} \text{ Watio}/m^2 \quad (1.1)$$

Donde P_t es la potencia transmitida; G_t , la ganancia de la antena en la etapa de transmisión; y r , la distancia donde se encuentra el blanco observado.

La señal transmitida va a alcanzar al blanco de sección transversal σ y será dispersada en todas las direcciones, incluyendo una pequeña fracción hacia el radar. Luego, la densidad de potencia generada por el blanco es:

$$s_b = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi * r^2} \times \frac{1}{4\pi * r^2} \text{ Watio}/m^2 \quad (1.2)$$

Como la apertura efectiva de recepción es A_r , entonces la potencia del eco recibido es:

$$S_r = \frac{P_t G_t}{4\pi * r^2} * \frac{\sigma}{4\pi * r^2} * A_e \quad (1.3)$$

De la teoría básica de antenas, la ganancia G_r de una antena, sin pérdidas, esta relacionada a su apertura efectiva A_r por la siguiente expresión:

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} * A_r \quad (1.4)$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal transmitida. Entonces, se puede reemplazar A_r en la relación 1.3, y se va a obtener la potencia en función de la ganancia de recepción.

$$S_r = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi * r^2} * \frac{1}{4\pi * r^2} * \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (1.5)$$

Además, en el caso del radar monoestático que comparte la misma antena para transmitir y recibir, las ganancias G_r y G_t son iguales; por lo tanto, se puede reemplazar G_r y G_t por la ganancia G .

$$S_r = \frac{P_t G}{4\pi * r^2} * \frac{\sigma}{4\pi * r^2} * \frac{\lambda^2 G}{4\pi} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} \quad (1.6)$$

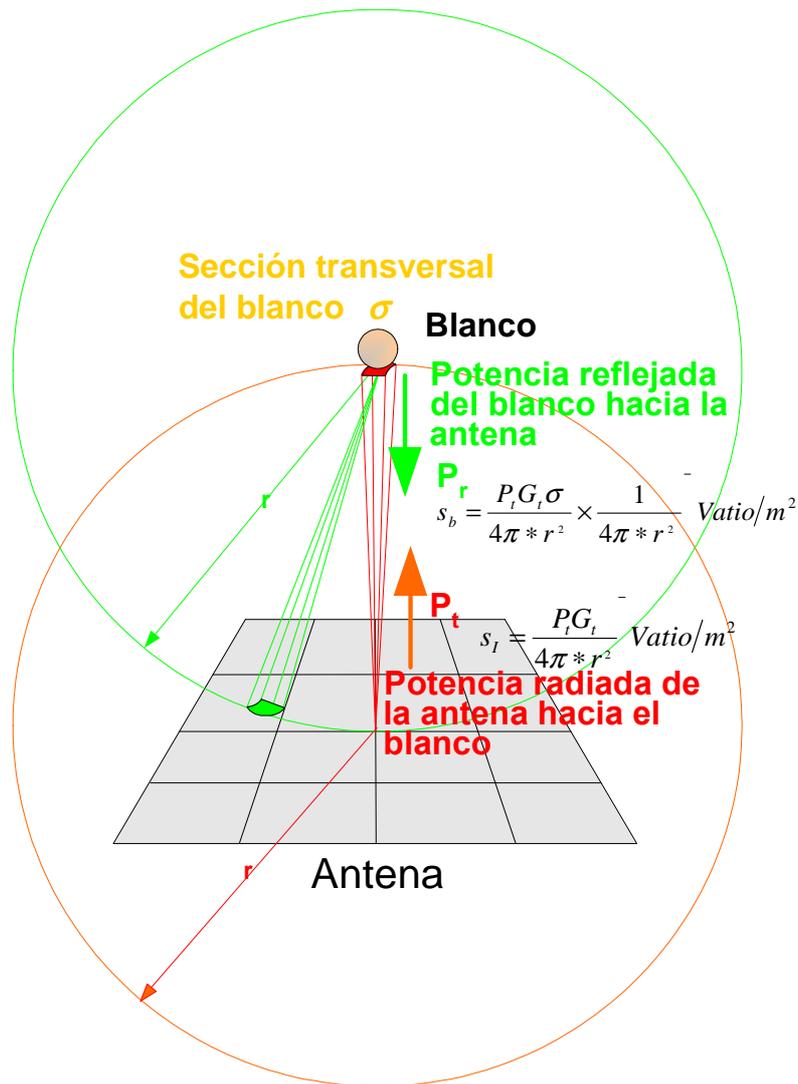


Figura 1.2. Transmisión y recepción de señal en un radar

Suponiendo que la mínima señal aceptable por el receptor es S_{min} , se puede deducir el rango máximo de un radar despejando r^4 de la ecuación 1.6,

por lo tanto, se obtendría teóricamente la máxima distancia de detección del blanco, en función de la mínima señal que puede detectar el receptor.

$$r = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{1/4} \quad (1.7)$$

En la realidad, la ecuación 1.7 no se cumple, ya que intervienen otros factores adicionales en la detección de la señal, sin embargo, esta ecuación es una buena aproximación que nos permitirá entender los parámetros de funcionamiento del radar.

A continuación, se demostrará que el factor que limita la relación señal a ruido es el mismo ruido del receptor. Principalmente, el ruido del receptor tiene origen térmico (Berkowitz, [3]), y se define por la ecuación de Boltzman como:

$$N_i = KTB \quad (1.8)$$

Donde **K** es la constante de Boltzman ($1,38 \times 10^{-23}$ julios por kelvin), **T** la temperatura del receptor (grados Kelvin), y **B** el ancho de banda del receptor (Hertz).

El concepto utilizado para entender el efecto del ruido en un receptor es la figura del ruido **NF**, la cual depende únicamente del ruido de los componentes utilizados y del diseño del receptor (Orr, [15]). La figura del ruido se ha definido como el cociente de la relación señal a ruido de la entrada y la salida del receptor.

$$NF = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (1.9)$$

Donde S_i es la potencia de señal en la entrada; S_o , la potencia de señal en la salida; N_i , la potencia de ruido en la entrada; y N_o , la potencia de ruido en la salida.

A partir de la ecuación 1.8, se observa que la mínima señal S_{min} debe ser superior al ruido de entrada N_i para poder ser detectada; pero a su vez, N_i debe ser mayor al ruido interno del receptor. Como la figura de ruido NF nos da el valor del ruido del receptor, entonces la mínima señal detectada S_{min} depende del ruido interno del receptor. Es decir, el receptor debe tener bajo NF para que sea capaz de detectar las débiles señales provenientes de la atmósfera.

Volviendo a revisar la ecuación 1.7, se observa que el máximo alcance de observación depende de los tres subsistemas RF que conforman el radar (transmisión, antenas y recepción), ya que:

- a) P_t depende del amplificador de potencia utilizado en el transmisor.
- b) G depende de la antena utilizada.
- c) A_e depende del tipo de antena utilizada.
- d) λ depende de la frecuencia del oscilador maestro utilizado.
- e) S_{min} depende exclusivamente de la NF del sistema de recepción.

Además de los criterios de diseño electrónico, el ingeniero debe evaluar otros factores que afectan la implementación de un radar: costo, complejidad de construcción, instalación y logística. En el caso del radar VHF , los subsistemas de transmisión y antenas son muy exigentes con estos factores; en cambio, el subsistema de recepción es mucho menos riguroso, por lo tanto,

se puede reducir la complejidad y costos del radar a partir de un diseño adecuado del receptor.

La tabla 1.1 muestra los requisitos exigidos mayormente en la construcción de un radar y los problemas que se pueden generar si no se seleccionan los parámetros adecuadamente.

Tabla 1.1. Tabla comparativa de los subsistemas RF de un radar

Requisitos del radar	Descripción	Posibles dificultades	Subsistema RF que depende
Potencia transmitida	Define el máximo alcance de observación	Esta limitado por las características de funcionamiento del transmisor	Transmisor
Ancho de pulso transmitido	Determina la resolución y el máximo alcance de observación	El ancho de pulso está limitado por las características del transmisor	Transmisor
Forma del pulso transmitido	Define el mínimo alcance de observación y la resolución en distancia	Esta limitado por las características de funcionamiento del transmisor	Transmisor
Frecuencia de repetición de pulsos	Define el máximo alcance de observación	Esta limitado por las características de funcionamiento del transmisor	Transmisor
Frecuencia de operación del radar	Define el tamaño mínimo del objeto que se va a poder observar	A mayor frecuencia se vuelve más susceptible a las condiciones atmosféricas A menor frecuencia aumenta el tamaño de la antena El tamaño de la antena depende de la frecuencia utilizada	Receptor
Ancho del haz de la antena	Define la resolución en dirección	El área de la antena aumenta para un haz mas angosto	Antena
Sensibilidad del receptor	Determina la mínima señal que puede detectar el radar	Un sistema con una sensibilidad menor a la señal de interés requiere incrementar la potencia de transmisión y el área de la antena.	Receptor

1.1.1 ANTECEDENTES DE LA TÉCNICA MST

La historia del radar comienza con la demostración de los principios del radar por Heinrich Hertz en 1888 (Skolnik, [24]). Posteriormente, en Alemania a principios del siglo XX, Christian Hulsmeyer desarrolló y patentó el primer sistema de prevención de colisiones para navíos. Pero la tecnología de la época no permitía el desarrollo de los equipos necesarios para el funcionamiento del radar. Por ello, se tuvo que esperar a que se desarrolle y madure la tecnología de tubos de vacío. A mediados de 1930, se vuelve a retomar las investigaciones del radar, el acercamiento de la segunda guerra mundial fue el principal causante de este nuevo interés. Debido a que los países en posible conflicto necesitaban mejorar sus sistemas de vigilancia y defensa contra los recientemente desarrollados aviones “bombarderos”.

Durante los años 30 y 40, países como Estados Unidos, Francia, Inglaterra, Unión Soviética, y Alemania ingresaron en una carrera para desarrollar la tecnología de radar. Por ello, investigaron las posibles frecuencias de trabajo, y las técnicas para mejorar la resolución y alcance máximo de detección.

En los años cuarenta, durante la segunda guerra mundial, los científicos comenzaron a desarrollar radares que trabajaban en la banda de microondas, con el fin de reducir el tamaño de los equipos e incrementar la resolución de los datos.

A continuación, en los años 50, con el surgimiento de los misiles de largo alcance, se retornó a los radares en **VHF**, debido a que en estas frecuencias se

consiguen detectar ecos a larga distancia, para ello se debía construir sistemas de alta potencia de transmisión e instalar grandes antenas (del orden de los cientos de pies). Otra aplicación para estos inmensos sistemas fue la observación de objetos celestes como: la Luna, Venus, auroras y meteoros. También, durante esta década, se desarrolló las bases teóricas de las técnicas de radar. Como las primeras aplicaciones del radar estaban basadas en la habilidad y experiencia de los ingenieros, se desarrolló, optimizó y reforzó la teoría de la técnica del radar. Dentro de estos nuevos progresos tenemos: la Función de Ambigüedad, Teoría del filtro adaptado "Matched Filter", y la Teoría de Detección Estadística.

Durante las siguientes décadas, el avance en el campo de los radares se dio en el área de procesamiento de la señal, como consecuencia del desarrollo de la tecnología digital. Además, se crearon nuevos componentes semiconductores, lo cual motivo también el desarrollo de nuevos equipos de recepción y transmisión.

Luego de décadas de uso bélico del radar, éste fue finalmente utilizado para la investigación de nuestro entorno. Por ello, al radar utilizado para conocer y entender a nuestro ambiente se le conoce como meteorológico.

Inicialmente, el objetivo principal del radar fue detectar reflexiones o ecos de objetos en el aire y no del aire mismo. Sin embargo, las continuas observaciones revelaron la existencia de retornos de señal que no correspondían a ningún objeto visible, ello motivó que se investigara el origen de estas señales. Por un lado, se observó que algunos retornos de señal se

debían a comunidades de insectos ó aves; por otro lado, otros provenían del mismo aire.

La información contenida en los ecos del aire es muy valiosa, por ello, se motivo el desarrollo de un nuevo campo de investigación con radares. En efecto, estos ecos originados por el “aire claro” representan el fundamento de lo que hoy conocemos como la técnica de radar **MST (Mesósfera, Estratósfera y Tropósfera)**.

El aporte del Perú en la investigación con radares comenzó con la puesta en funcionamiento del Radio Observatorio de Jicamarca (**ROJ**). Inicialmente, este laboratorio fue construido con el fin de realizar observaciones en la ionósfera, para ello utilizó y desarrolló técnicas para la medición de las velocidades radiales de los iones y electrones libres.

Posteriormente, se desarrollaron nuevas técnicas para el estudio de la atmósfera por debajo de las alturas ionosféricas (Tropósfera, Estratósfera y Mesósfera). A este nuevo aporte se le conoce como técnica de radar **MST**, y fue desarrollada a iniciativa de los científicos peruanos Woodman y Guillen (1974). Como consecuencia del éxito obtenido en el **ROJ**, se repitieron estos experimentos en el resto de observatorios dedicados a estudiar la ionósfera. Por ejemplo, podemos mencionar el radar de Arecibo en Puerto Rico (Farley, et al., 1979). Como consecuencia del éxito de esta nueva técnica, se construyeron nuevos radares Doppler basados en la técnica **MST** en los Estados Unidos (Alaska) y la República Federal de Alemania.

Los primeros radares diseñados para realizar observaciones continuas sin control humano directo son el radar de Plateville y el sistema **MST** de Poker

Flat, Alaska (Basley, et al., 1979). Luego, estos sistemas fueron repetidos en observatorios en Australia, Japón, India, etc.

En la actualidad, los radares **MST** o “radares de aire claro” se han convertido en la técnica más potente para el sondeo de la atmósfera, en el rango de alturas **MST**. Esta técnica ha contribuido significativamente no sólo a las mediciones de los parámetros de los vientos, sino también a las investigaciones de la dinámica atmosférica, especialmente de los fenómenos, variables en el tiempo, de pequeña y mediana escala, como las ondas gravitatorias, turbulencias y sistemas convectivos. En efecto, desde hace algunos años, la técnica viene proporcionando datos de entrada a los experimentos de predicción numérica del tiempo (Fukao, [8]).

1.1.2 CLASES DE RADARES ATMOSFÉRICOS MST

Los radares atmosféricos **MST** se subdividen de acuerdo al rango de alturas que pueden observar (MST, ST, T, etc.); el alcance de observación depende de la frecuencia de operación y de su producto potencia-apertura² promedio. Algunos sistemas, diseñados especialmente para producir perfiles verticales de viento, son conocidos comercialmente como perfiladores de viento (Peterson, [18]). Otra característica de los radares **MST** es la frecuencia de operación, la cual se escoge de forma que la longitud de onda sea comparable a la escala de la turbulencia observada; lo cual limita la frecuencia de operación por debajo de los 100 MHz, y generalmente por debajo de los 50 MHz. Los

radares que operan a frecuencias mayores o con productos potencia-apertura menores no son capaces de detectar ecos de alturas cercanas a la Estratopausa, por ello han sido denominados radares **ST** (del inglés *Stratosphere Troposphere*). Cabe observar que un radar que trabaje a 50 MHz puede obtener retornos útiles en todo el rango de alturas, especialmente en la región de 45 Km \pm 15 Km, donde las señales que retornan son más débiles. Por otro lado, tenemos los sistemas con productos potencia-apertura menores, los cuales son perfectamente capaces de obtener datos de la mesósfera de alta calidad, aproximadamente por encima de los 60 Kilómetros. Sin embargo, la única región típicamente inaccesible para un radar **ST** que trabaje en **VHF** es la Estratopausa. Mientras que en los sistemas **UHF** con producto potencia-apertura mucho menores, se utilizan para observar la baja Tropósfera y se les conocen como radares de capa límite **BLR**, del inglés *Boundary Layer Radar* (Balsley, [2]).

1.1.3 APLICACIONES

Los radares atmosféricos tienen múltiples aplicaciones, las cuales abarcan campos tan diversos como la meteorología, biología, aviación, educación, etc. A continuación, se mostrará una lista de las principales aplicaciones de estos radares:

- 1) Meteorológicas. La técnica de radar tiene gran aplicación en el sensamiento y pronóstico del clima. En general, la meteorología requiere de

² potencia-apertura = Potencia transmitida * Área efectiva de la antena

datos con buena resolución en el tiempo y en el espacio, ya que, ello va a mejorar la capacidad de pronóstico y seguimiento del fenómeno (auroras boreales, tormentas, huracanes, etc.). En cambio, otros medios de adquisición de datos, como las globosondas y los cohetes, tienen sondeos limitados en el tiempo y espacio. Por ello, el radar se convierte en el instrumento más potente, por ejemplo, se utilizan actualmente **BLR's** para el seguimiento de los vientos.

También, se sabe que los pronósticos y reportes meteorológicos generados por las agencias gubernamentales son de carácter general, debido a la diversidad de usuarios que utilizan esta información. Pero, cuando se requiere información más específica es necesario contratar a empresas privadas. Por ello, dependiendo de la inversión que se planea realizar, estos equipos pueden ser comprados por la propia empresa o pueden contratar los servicios de monitoreo y pronóstico del tiempo en otras empresas especializadas.

2) Seguimiento de la contaminación. En la actualidad, el seguimiento de la trayectoria y dispersión de la contaminación, generada por la industria, se ha vuelto indispensable. Por ello, los radares **MST** se vuelven extremadamente útiles en este tipo de mediciones, dispersión y transportación de contaminantes. Por ejemplo, se puede hacer seguimiento del desplazamiento de la lluvia ácida. Además, estos radares podrían ser usados como herramienta para proteger y alertar en situaciones de emergencia, tal como la liberación accidental de partículas radioactivas de una planta nuclear.

3) Industria agrícola. Una industria que requiere pronósticos detalladas del clima es la agrícola, ya que, el conocimiento de la precipitación,

el comportamiento de los vientos y la temperatura del ambiente son determinantes en la industria agrícola.

4) Prevención de incendios. El seguimiento del desplazamiento de incendios forestales es importante para alertar y prevenir a las poblaciones cercanas. Por ello, el radar perfilador de vientos se ha convertido en la principal herramienta que nos brinda el conocimiento y pronóstico del comportamiento de los incendios forestales.

5) Investigación de las aves e insectos. El radar puede ayudar en la investigación de los ornitólogos y entomólogos. Por ejemplo, los investigadores pueden utilizar al radar para el seguimiento del patrón de migración, altitud de vuelo y comportamiento de aves e insectos.

6) Control del tráfico aéreo. El radar es la principal herramienta que puede brindar seguridad y eficiencia en la navegación aérea, debido a que permite el seguimiento del clima y el trayecto de navegación de los aviones en la cercanía de los aeropuertos. Por ejemplo, la información del patrón climático facilita la asistencia, durante el aterrizaje, al avión en condiciones de poca visibilidad.

7) Navegación aérea. El radar facilita la comodidad y seguridad en la navegación aérea, ya que puede informar al navegante de espacios que presenten condiciones climáticas adversas, las cuales son peligrosas e inseguras. Como la técnica **MST** no sólo mide las velocidades de los vientos, sino también el grado de turbulencia atmosférica, se pueden evitar posibles contratiempos en la navegación utilizando la información del radar. También, se facilitarían las operaciones de aterrizaje y despegue en portaviones y otros

buques, ya que tales operaciones están muy influenciadas por los vientos, por lo tanto, esto motivaría el uso de los perfiladores de viento. Por último, estos radares también serían útiles en las tareas de inteligencia táctica y pronóstico del clima en época de guerra.

8) Industria espacial. En la actualidad existen grandes radares en tierra que pueden detectar y hacer el seguimiento de las naves espaciales. Por un lado, es importante tener un conocimiento detallado de la estructura dinámica vertical de la atmósfera, debido a que las cargas mecánicas en los miembros estructurales de un cohete se ven afectadas por el viento. Por ello, sería extremadamente útil tener un radar en la zona de lanzamiento de misiles y cohetes. En el caso de los transbordadores espaciales, un pequeño radar que pueda brindar información de las condiciones climáticas del lugar de aterrizaje, se convertiría en un factor de seguridad adicional al momento del descenso.

9) Aplicaciones académicas. La técnica **MST** encuentra múltiples aplicaciones en la comunidad académica, tanto en las universidades, los centros de investigación y los laboratorios gubernamentales. Dichas aplicaciones se pueden repartir en las categorías de investigación y educación:

a) Investigación. Los fenómenos atmosféricos de mesoescala son muy poco conocidos, por ello, se requiere mediciones de muchos tipos, incluyendo a los vientos. Entre las áreas de estudio tenemos los tiempos de vida de los sistemas convectivos de mesoescala, los cuales son del orden de unos cuantos kilómetros a varios cientos de kilómetros, y tienen tiempos de vida desde varios minutos a unos cuantos días. Por ejemplo, las tormentas, tornados y ciclones tropicales.

- b) Educación y entrenamiento. Disponer de información del clima y especialmente interpretarla de manera correcta es muy importante para el investigador, por ello, se genera la necesidad de preparar al personal en la interpretación de los datos obtenidos. Esto no sólo incluye las implicancias meteorológicas de los fenómenos observados, sino también el análisis detallado de los espectros Doppler.

Disponer de una red de radares atmosféricos sólo es el principio para poder entender y pronosticar los sistemas climáticos de mesoescala. Por ello, el siguiente paso sería el entrenamiento de personal que sea capaz de evaluar e interpretar la información recibida por el radar atmosférico.

1.2 CONFIGURACIÓN TÍPICA DE UN RADAR ATMOSFÉRICO VHF

Un radar atmosférico consta principalmente de cuatro subsistemas (Sarango, [20]): Transmisor, antena, receptor, y control-procesamiento digital, como muestra la figura 1.3.

Por lo general, la operación básica de un radar atmosférico monoestático requiere de un subsistema de control, el cual se encarga de generar los pulsos necesarios para los sistemas de transmisión, recepción, antenas y procesamiento digital. A continuación, se va a describir este proceso en una serie de pasos.

Inicialmente, se establece la conexión de la antena con el sistema de transmisión, para ello el pulso de control **TR** pasa al estado lógico igual a “uno”

y esta señal es enviada al equipo conocido como **T/R** ó Duplexer, el cual se encarga de la conmutación de la antena con el receptor y el transmisor.

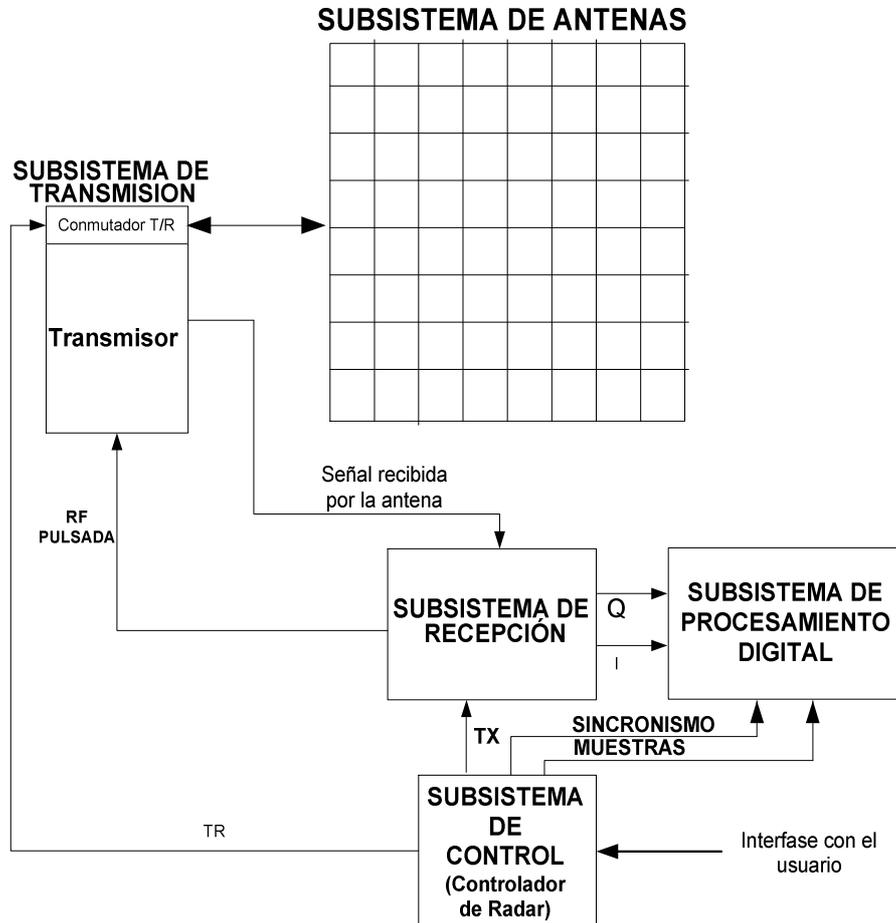


Figura 1.3. Esquema básico de la operación de un radar atmosférico

Luego de unos ciclos de reloj en el **Controlador de Radar CR**, la señal de control **TX** pasa al estado lógico igual a “uno”. El pulso **TX** controla el módulo del oscilador local del subsistema de recepción, por lo tanto se habilita la salida de la señal pulsada de radiofrecuencia **RF PULSADA**. Asimismo, la **RF PULSADA** ingresa al sistema de transmisión donde será amplificada en potencia y posteriormente enviada al espacio a través de la antena.

Luego, la señal **TX** pasa al estado lógico igual a “cero”, por lo tanto se deshabilita la salida de la señal pulsada de radiofrecuencia **RF PULSADA**.

Después de varios ciclos de reloj en el **CR**, el pulso **TR** se pone en estado lógico igual a “cero”, así que el sistema ingresa al estado de recepción. Es decir, el conmutador **T/R** conecta la antena al receptor, y comienza a recibirse la señal débil proveniente de la atmósfera.

La señal débil captada por el sistema de recepción es amplificada, y se inicia el proceso de detección de las componentes en fase **I** y en cuadratura **Q**. Estas fases son medidas respecto a la fase del oscilador maestro del sistema de recepción. Luego, las salidas **I** y **Q** son filtradas en banda base y enviadas al sistema de adquisición.

A continuación, las señales en banda base son digitalizadas, para ello, primero, el sistema de adquisición recibe el pulso **SINCRONISMO**, el cual le va a indicar al sistema que se prepare para adquirir datos. Luego recibe el pulso **MUESTRAS**, el cual le va a indicar el inicio y fin de la adquisición de datos. Finalmente, las muestras digitales son procesadas en la **Computadora Personal CP**, y se obtienen los valores de la componente radial del viento y otros parámetros de interés. El diagrama de tiempos de las señales generadas por el sistema de control se muestra en la figura 1.4 (Urbina, [25]).

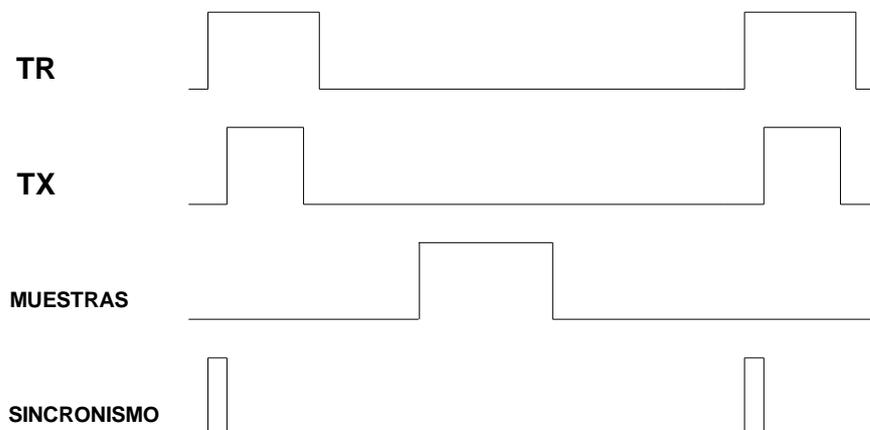


Figura 1.4. Diagrama de tiempos de los pulsos de control del radar

1.3 SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA

Como se explicó anteriormente, el radar está compuesto por cuatro subsistemas, de los cuales tres trabajan con señal de radiofrecuencia **RF** (antenas, transmisión y recepción).

Por un lado, los subsistemas de antenas y transmisión se diseñan y construyen de acuerdo a los siguientes parámetros: Frecuencia de funcionamiento, impedancia, potencia de trabajo, facilidad de construcción e instalación, y flexibilidad de configuración.

Por otro lado, el subsistema de recepción se diseña y construye exigiendo los siguientes requisitos: amplificación, selectividad, sensibilidad y flexibilidad de configuración; es decir, el equipo de recepción debe ser capaz de detectar la mínima señal con información, rechazar las interferencias cercanas a la información, y cambiar su ancho de banda-ganancia en forma automática.

1.3.1 ANTENA

Una antena se define como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional, (Cardama, [5]).

Cada aplicación y cada banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas topologías de antenas muy diversas. En una forma resumida, los tipos más comunes se pueden agrupar en tres bloques:

1. Antenas alámbricas. Se caracterizan por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formados por hilos rectos (dipolo, V, rómbicas), espiras (circular, cuadradas o de cualquier forma arbitraria) y hélices.
2. Antenas de apertura y reflectores. En ella la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Entre la cuales podemos mencionar: las bocinas (piramidales y cónicas), las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de guía.
3. Agrupación de antenas. En ciertas aplicaciones se requieren características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento; sin embargo, con la combinación de varios de ellos se consigue una gran flexibilidad que permite obtenerlas. Estas agrupaciones o arreglos pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena.

Es importante diseñar correctamente la antena, ya que si el diseño es eficiente, la mayor parte de la potencia va a ser radiada en forma de ondas electromagnéticas y solamente una pequeña fracción será disipada en forma de calor por la resistencia óhmica de la antena. Para lograr ello, se deben

conocer ciertas características de la antena como: Impedancia, longitud de onda, ganancia, directividad, área efectiva, etc.

El patrón de radiación de cualquier antena siempre es más fuerte en ciertas direcciones que en otras. Si definimos $s(\theta, \phi, r)$ como la densidad de potencia en una cierta dirección y a una distancia r de la antena. El integral de s sobre una esfera cerrada nos va a dar la potencia radiada P_{RAD} , (Hagen, [11]).

$$P_{RAD} = \int s(\theta, \phi, r) r^2 d\Omega \quad (1.10)$$

Además, se define directividad D como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia radiada a esa misma distancia.

$$D(\theta, \phi, r) = \frac{S(\theta, \phi, r)}{P_{RAD} / 4\pi r^2} \quad (1.11)$$

Otra característica que se debe conocer de la antena es la ganancia G , la cual esta relacionada con la eficiencia de la antena para radiar señales. G tiene la misma relación que la directividad, pero en lugar de P_{RAD} , se utiliza la potencia incidente P_{INC} , la cual se define como la potencia de la señal proveniente del transmisor en los terminales de entrada de la antena.

$$G(\theta, \phi, r) = \frac{S(\theta, \phi, r)}{P_{INC} / 4\pi r^2} \quad (1.12)$$

En el caso de que la señal P_{INC} sea igual a P_{RAD} , tendremos que la directividad y la ganancia son iguales, es decir, toda la potencia del transmisor se ha convertido en potencia radiada.

Otro valor importante es el área efectiva de la antena A_{ef} , la cual nos define la relación de proporcionalidad entre el área de la antena y su ganancia. A partir de la teoría básica de antenas, se puede obtener la relación entre A_{ef} y G (Wehner, [29]).

$$A_{ef} = G\lambda^2 / 4\pi$$

Por ejemplo en el espectro de microondas, para antenas del tipo plato, el valor del área efectiva esta entre 0.5 y 0.8 del área real (la antena plato de Arecibo es alrededor de 0.7). En el caso de **VHF**, el área efectiva y área real son aproximadamente iguales.

1.3.2 TRANSMISOR

Este subsistema de radiofrecuencia se encarga de amplificar en potencia la señal de radio frecuencia **RF**. En el caso de un radar pulsante (monoestático), las principales especificaciones de funcionamiento del transmisor normalmente exigidas son: Impedancia de entrada y salida, potencia pico de transmisión, ciclo de carga de trabajo, ancho de pulso de transmisión, y frecuencia de trabajo.

Al igual que la historia del radar, los transmisores han pasado por distintas etapas a lo largo de su evolución tecnológica, entre las cuales tenemos: El tubo al vacío, el Magnetron (Inglaterra, 1939), el Klystron de alta potencia (años 50), y el amplificador de estado sólido actual.

Por lo general, los transmisores de radar son equipos grandes, pesados, costosos y consumidores de la mayor cantidad de potencia del radar, ya que si

se desea maximizar el alcance del radar, la potencia transmitida debe aumentar, lo cual a su vez implica que se implementen, alrededor del transmisor, otros sistemas de refrigeración, protección, etc.

En el caso del radar pulsante, la ecuación 1.5 puede incluir el ancho de pulso de transmisión T , entonces, se puede observar que el alcance máximo va a ser proporcional a P_t , A_e y T .

$$r^4 \propto P_t * A_e * T \quad (1.13)$$

1.3.3 RECEPTOR

Normalmente, en la recepción de señal se tiene un conjunto de espectros, dentro de los cuales se encuentra la señal débil con información. Por ello, para garantizar la calidad de la señal detectada, el receptor debe cumplir ciertos requisitos: amplificación, filtrado y desmodulación de la señal.

Un problema que siempre afrontan los sistemas de recepción es el ingreso de señales no deseadas en el ancho de banda del equipo, a estas señales no deseadas se les conoce con el nombre de interferencia; y pueden tener origen natural o humano. Dentro de las interferencias provenientes de la naturaleza tenemos: la lluvia, la nieve, las perturbaciones atmosféricas, tormentas eléctricas, etc. Por otro lado, dentro de las interferencias producidas por el hombre tenemos: equipos eléctricos, computadoras, explosiones nucleares, etc. (Degauque, [6]).

La mayoría de los radares trabajan con receptores superheterodinos, figura 1.5, debido a que este tipo de receptores cumple con los requerimientos mencionados anteriormente; además, son de fácil diseño e implementación, lo cual hace más atractivo su uso.

El receptor superheterodino basa principalmente su funcionamiento en el convertidor de frecuencia o mezclador. Este componente disminuye en frecuencia y fase la señal **RF** proveniente de la antena, para ello, mezcla la señal **RF** con la de su oscilador interno. De esta forma, se obtiene una señal de baja frecuencia que es más fácil de amplificar y detectar, por lo tanto se reduce el diseño y la implementación del receptor.

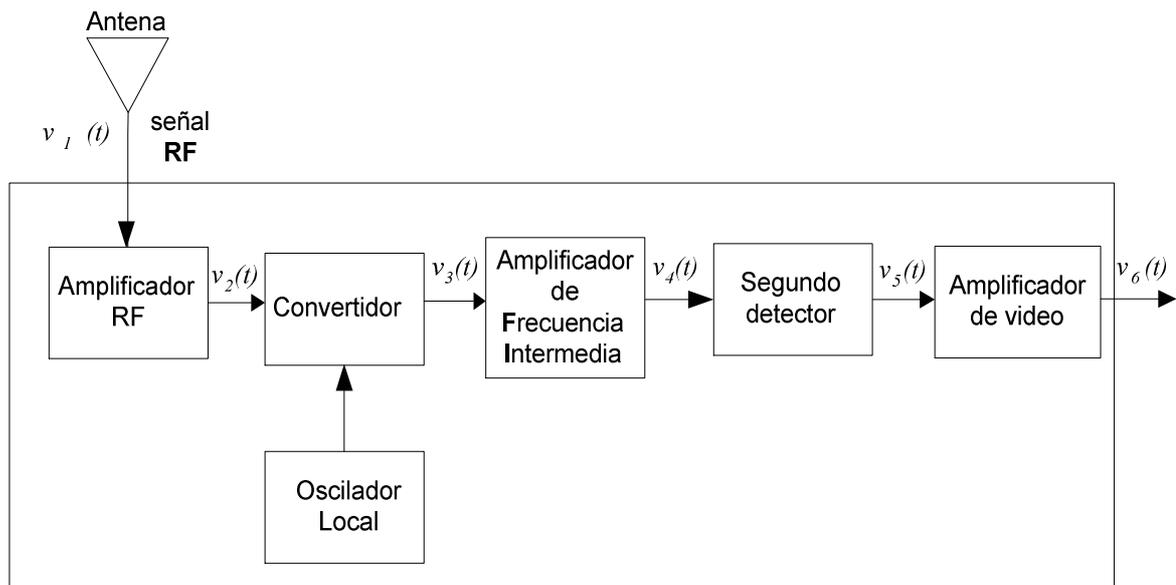


Figura 1.5. Esquema de un típico receptor Superheterodino

Un importante desarrollo que mejoró la calidad de la señal en los sistemas de recepción es el filtro adaptado ("*Matched filter*") (D.O. North, 1943), anexo E. Este desarrollo demostró que se puede encontrar un filtro que maximice la relación señal a ruido en la salida, por lo tanto, se puede mejorar la

calidad de la señal recibida. Por ello, casi sin excepción, todo receptor de radar está diseñado como un “*Matched filter*” o una aproximación cercana.

Por lo expuesto anteriormente, la señal que recibe un radar atmosférico es sólo una mínima parte de la señal transmitida, además, se tienen otros efectos que van a degradar la señal como: la atenuación por la distancia, la característica de la antena, la atenuación a través de los componentes del radar, la velocidad y el tamaño del objeto, etc. Por lo tanto, el retorno va a ser aún más débil, alrededor de -100dBm. Además, cabe recordar que la señal débil va a ingresar al receptor junto con las interferencias presentes en el medio. Por lo tanto, para garantizar la calidad de la adquisición de datos, el receptor debe ser capaz de eliminar estas interferencias y permitir únicamente la detección y amplificación de la señal extremadamente débil con información.

CAPÍTULO 2. RECEPTOR SUPERHETERODINO EN VHF

2.1 RECEPTOR SUPERHETERODINO. INTRODUCCIÓN

En el inicio de la historia de las telecomunicaciones, los sistemas de comunicación utilizaban la modulación por amplitud o AM (de las siglas en inglés “*Amplitude Modulation*”) (Hagen, [9]), es decir, la información está contenida en la amplitud de la señal. Por ello, estos sistemas estaban preparados para detectar la envolvente de la señal. En un comienzo, se utilizaron diodos de cristal como detectores de envolvente, y la señal detectada activaba unos audífono de monitoreo. Por lo explicado anteriormente, se puede observar que este tipo de receptores se alimentaban únicamente con la misma señal recibida, como muestra la figura 2.1.

Además del diodo de cristal, este tipo de receptores incluía un circuito LC, el cual cumplía la función de filtro pasa banda y de adaptación de la impedancia de entrada del circuito de recepción, como muestra la figura 2.1.

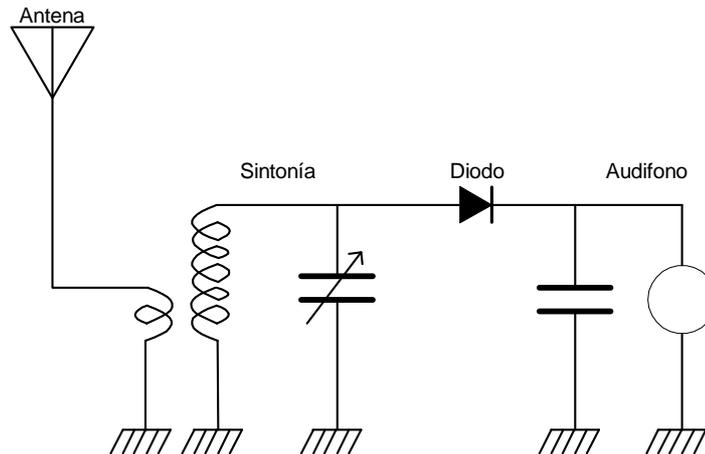


Figura 2.1. Diagrama de un receptor tipo detector

Sin embargo, este tipo de receptor resultaba ineficiente por varias razones; primero, se necesitaba una antena de considerable dimensión; segundo, en el caso de reemplazar el audífono por un parlante, se necesitaba de una etapa adicional de amplificación; y tercero, la potencia de la señal recibida debía ser alta, del orden de los milivatios, ya que el diodo detector tiene comportamiento cuadrático con pequeña señal.

Posteriormente, se soluciona la falta de ganancia con la invención de los tubos al vacío, inclusive, si era necesaria más ganancia, se podían configurar los amplificadores en serie o cascada hasta obtener la amplificación deseada.

Luego, se desarrollo un receptor que contaba con la ganancia necesaria, además de lo anterior, estos amplificadores estaban sintonizados, por ello se les llamo receptores **TRF** (del inglés "*Tuned Radio Frequency*").

Sin embargo, la mayor desventaja del receptor **TRF** era la complicada sintonía de los amplificadores, debido a ello, el manejo de éstos resultaba tedioso y difícil. Por esta razón, el operador tenía que usar una carta o gráfico de sintonía para poder manejar los amplificadores.

En la figura 2.2 se muestra un receptor **TRF**, el cual incluye dos amplificadores en cascada y dos filtros pasa banda. Otra característica de estos receptores era que los inductores y capacitores eran variables, de tal forma que el operador pudiera controlar la sintonía de los amplificadores y el ancho de banda (cercano a 10 KHz).

Por lo expuesto anteriormente, los receptores **TRF** no facilitaban las comunicaciones; pero, en 1917, estos problemas se resolvieron con la invención del circuito superheterodino.

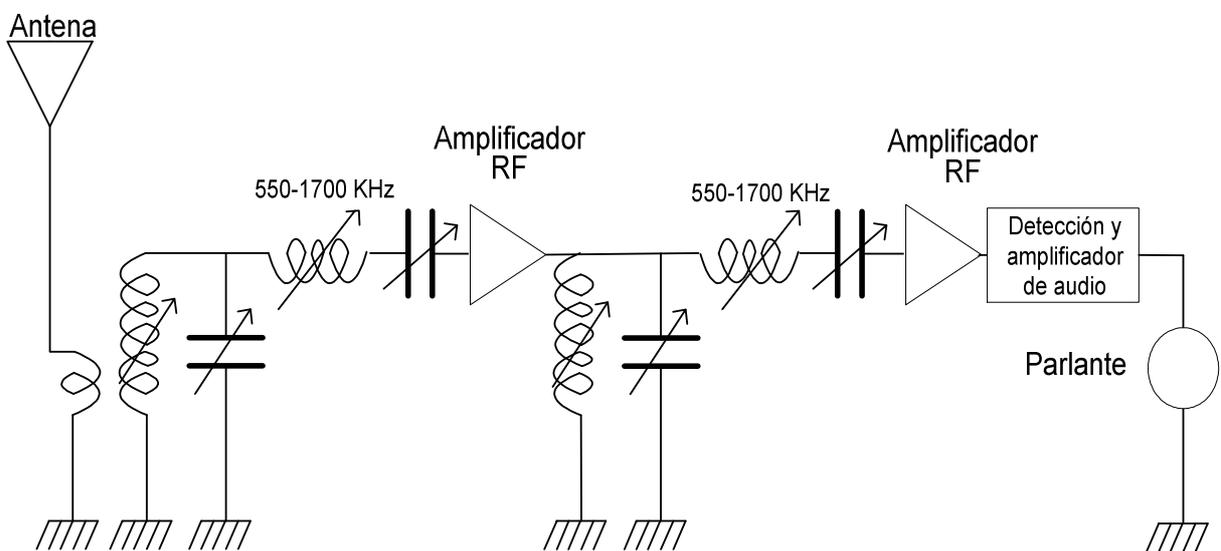


Figura 2.2. Esquema de un receptor **TRF**

2.2 RECEPTOR SUPERHETERODINO EN VHF. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Por definición, el receptor superheterodino es aquel en que las oscilaciones de la onda transmitida se combinan con las de un oscilador local para obtener una oscilación de frecuencia intermedia fija, utilizada para amplificar la señal (RAE, [19]).

El primer circuito superheterodino fue inventado por Edwin H. Armstrong en 1918, quien combinó los principales elementos de los receptores TRF y los conversores de frecuencia (mezcladores). El elemento principal de este receptor es el mezclador, el cual traslada la señal de la antena a una frecuencia intermedia **FI**, en consecuencia, se simplifica el diseño electrónico de las etapas posteriores a la detección, como muestra la figura 2.3.

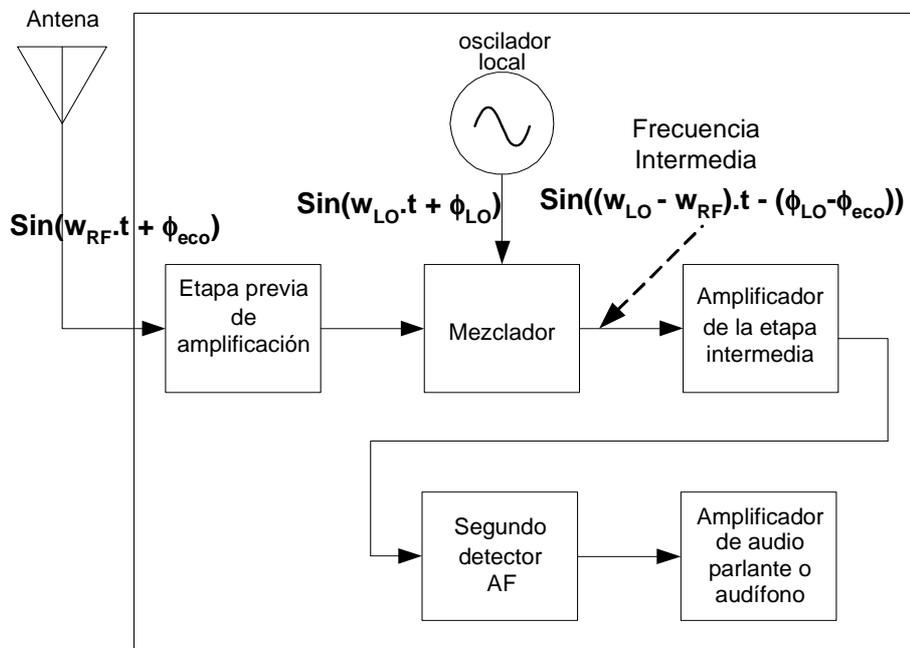


Figura 2.3. Diagrama de un receptor superheterodino

En el caso de un radar atmosférico, el receptor superheterodino sólo va a detectar las componentes en fase y cuadratura de la señal captada por la antena. Para entender este mecanismo, se puede representar el proceso de detección de la señal de banda angosta con la siguiente expresión matemática.

$$f(t) = a(t) * \cos(\omega t) + b(t) * \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

Como se observa en la ecuación 2.1, la información esta contenida en las señales $a(t)$ y $b(t)$, entonces si conocemos ω , se podrán determinar estas incógnitas.

Además, sabemos que un mezclador con entradas $f_1(t)$ y $f_2(t)$ genera una serie de armónicos, dentro de las cuales tenemos el producto $f_1(t) \cdot f_2(t)$. Entonces, si $f_1(t)$ esta dado por la ecuación 2.1 y $f_2(t)$ es multiplicado por $\cos(\omega t)$ obtendremos:

$$f_D(t) = f(t) * \cos(\omega t) = a(t) \cos^2(\omega t) + b(t) \cos(\omega t) \sin(\omega t)$$

Utilizando relaciones trigonométricas conocidas obtendremos:

$$f_D(t) = \frac{a(t)}{2} [1 + \cos(2\omega t)] + \frac{b(t)}{2} * \sin(2\omega t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{1}{2} * (a(t) * \cos(2\omega t) + b(t) * \sin(2\omega t))$$

$$f_D(t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{1}{2} * (a(t) * \cos(2\omega t) + b(t) * \sin(2\omega t)) \quad (2.2)$$

De esta forma, se obtiene la señal detectada $f_D(t)$.

Luego, si la señal $f_D(t)$ pasa por un filtro de ancho de banda mucho menor que ω , entonces obtendremos la parte real de la señal.

$$\overline{f_D(t)}_x = \frac{a(t)}{2} \quad (2.3)$$

De la misma forma, si utilizamos $\sin(\omega t)$ en el proceso anterior obtendremos la parte imaginaria de la señal.

$$\overline{f_D(t)}_y = \frac{b(t)}{2} \quad (2.4)$$

En resumen, el proceso de detección en el radar genera los componentes reales e imaginarias de la señal proveniente de la atmósfera.

Los receptores superheterodinos pueden clasificarse de acuerdo al número de osciladores que utiliza. Cuando utilizan más de un oscilador se les sigue llamando superheterodinos y cuando tienen un único oscilador se les llama superheterodinos de conversión directa u homodinos.

Una ventaja de los receptores superheterodinos es la cancelación de la frecuencia imagen (Orr, [16]), la cual aparece debido a que el mezclador no sólo genera la diferencia de las frecuencias, sino también un conjunto de señales armónicas que son múltiplos de la frecuencia de la señal y del oscilador (anexo D).

Por ejemplo, en los receptores antiguos del **ROJ**, se tienen dos osciladores de 80 y 30 MHz (figura 2.4). En la primera etapa de detección, la señal de 50 y 80MHz generan las señales de 130 y 30 MHz. Luego, en la segunda etapa de detección, estas señales se mezclan con el oscilador de 30MHz. Entonces, se generan las frecuencias imágenes de 160, 100, 60 MHz, además de la señal detectada en banda base. Se puede observar que las frecuencias imágenes (160, 100 y 60 MHz) están alejadas de la señal en banda base, en consecuencia, se puede garantizar que la señal no será distorsionada por las mismas frecuencias imágenes generadas.

En el caso de utilizar un receptor homodino, se generan requerimientos adicionales, debido a que toda combinación de señales deseada y no deseadas con el oscilador del mezclador y sus armónicos puede producir señales en la misma frecuencia intermedia del receptor.

Para evitar ello, se tiene que cumplir ciertos requisitos como: mejorar el aislamiento electromagnético o apantallamiento, seleccionar la adecuada selectividad delante de la etapa del mezclador, y disponer de componentes con un alto nivel de intermodulación *IP3*.

A pesar de las desventajas explicadas anteriormente, el receptor homodino tiene las ventajas de simplicidad de diseño, menor cantidad de componentes y menor costo.

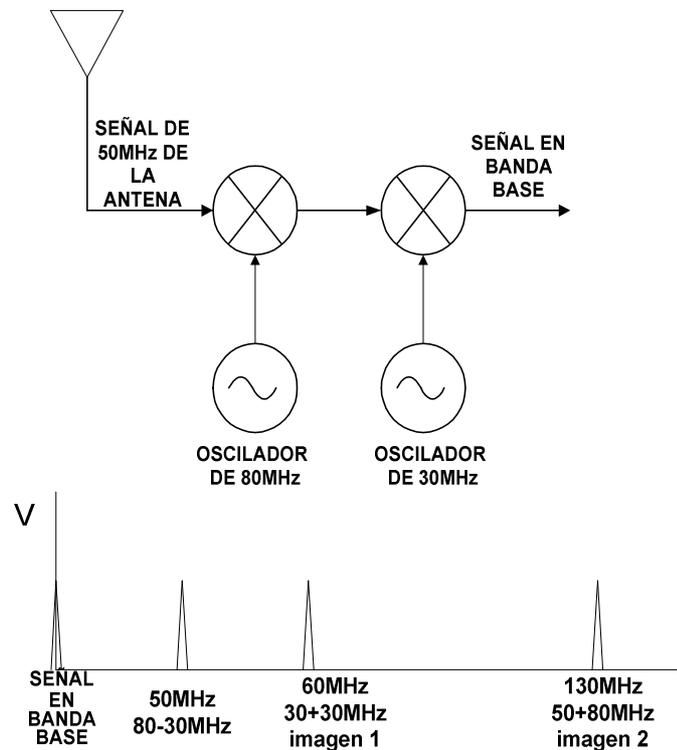


Figura 2.4. Diagrama de conversión con dos osciladores para eliminar la frecuencia imagen

2.3 PARAMETROS DE FUNCIONAMIENTO DE UN RECEPTOR SUPERHETERODINO

El funcionamiento de un receptor se puede describir principalmente, según Hagen [9], a partir de tres especificaciones básicas: sensibilidad, selectividad y amplificación. La selección adecuada de éstos nos garantizará que el receptor va a reproducir adecuadamente la señal recibida (fenómenos atmosféricos, audio, video o datos).

La primera especificación es la sensibilidad, la cual nos indica la capacidad de receptor para procesar señales débiles. Esta especificación es muy importante, ya que el radar atmosférico va a captar señales extremadamente débiles, por ejemplo, el ruido del cielo.

La siguiente especificación es la selectividad, la cual nos indica la capacidad del receptor para extraer la señal que nos interesa de un medio que presenta interferencias. Es decir, el receptor debe eliminar los espectros no deseados, de esta forma, se va a evitar la distorsión de la señal que contiene la información. Estas interferencias pueden tener origen natural (tormentas eléctricas) o humano (emisoras de radio/televisión, motores eléctricos, celulares, etc.).

La última especificación es la ganancia, la cual esta relacionada al máximo y mínimo nivel de señal que va a requerir el sistema de adquisición. La selección adecuada de la ganancia va a evitar la saturación y activar los bit's menos significativos del ADC. De esta forma, se garantizará la linealidad del receptor en cierto rango de voltajes, también conocido como rango dinámico.

2.3.1 Sensibilidad

La sensibilidad nos da la medida del ruido interno del receptor, es decir, este parámetro nos va a indicar la capacidad de respuesta del receptor a muy pequeñas excitaciones de señal. Debido a que los equipos electrónicos también son fuentes de ruido, la señal que va a ingresar al receptor debe ser mayor a su ruido interno, de lo contrario, la señal no va a poder ser detectada. En otras palabras, la sensibilidad nos va a permitir conocer cuan ruidoso es el receptor y cuan pequeña puede ser la señal que va a captar.

El ruido puede provenir de fuentes externas (Degauque, [6]) (atmósfera, galaxia, actividad solar, etc.) o puede tener origen interno en el mismo radar (antena, receptor, transmisor). En el caso de los radares atmosféricos, el ruido de origen externo entrega información valiosa para el investigador; mientras que, el interno limita la capacidad de recepción del radar.

Desde el inicio de las investigaciones con radar, se ha observado una clase de señal aleatoria, la cual no tiene origen humano. Por ello, esta señal fue conocida como fluctuación espontánea (Van der Ziel, [26]). Sin embargo, luego, se cambio este nombre por el de ruido, debido a los efectos acústicos que acompañaban a estas fluctuaciones en los receptores.

A la medida de la sensibilidad se le conoce como “Figura del Ruido” **NF**, del termino ingles “**Noise Figure**”, y se define como el grado de aproximación de un receptor real a uno “perfecto” (libre de ruido interno). La **NF** se define como (Orr, [15]):

$$NF = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{S/kTB}{S_o/N_t} \quad (2.5)$$

Donde S es la potencia de señal de la fuente disponible; S_o , la potencia de señal disponible del receptor; N_o , la potencia del ruido del receptor; kTB , la potencia de ruido térmico; K , la constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ joule/°K); T , la temperatura (°K) del equipo; y B , el ancho de banda del componente.

Si desarrollamos la ecuación 2.5 obtendremos:

$$NF = \frac{S/kTB}{S_o/N_t} = \frac{S/N_i}{G * S/(N_n + G * N_i)} = \frac{N_n + G * N_i}{G * N_i}$$

Donde G es la ganancia del receptor, N_n es el ruido interno del receptor y N_i es el ruido térmico de la entrada. Luego, si definimos N_g como el ruido térmico amplificado (figura 2.5), se obtiene la relación 2.6 (Berkowitz, [4]).

$$NF = \frac{N_t}{N_g} = \frac{N_n + N_g}{N_g} \quad (2.6)$$

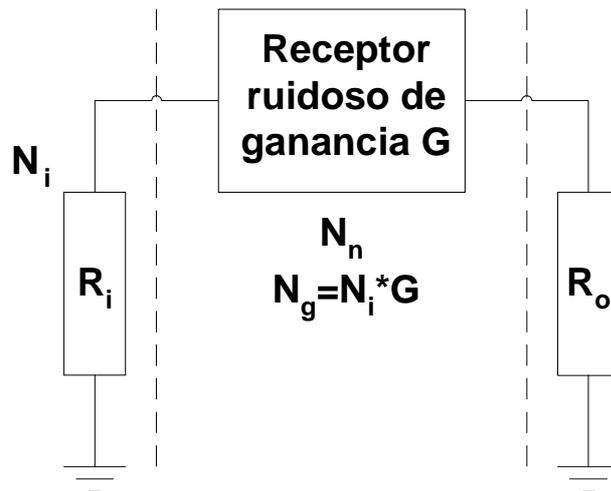


Figura 2.5. Circuito equivalente de un receptor ruidoso

Se puede observar en la ecuación 2.6 que la figura de ruido NF es independiente del ruido de la carga R_o . Pero, NF es dependiente del ruido amplificado N_g y el ruido interno del receptor N_n , por lo tanto, como N_i contiene la información y G es la ganancia constante, se trata de disminuir N_n escogiendo componentes de bajo ruido.

Para reducir el análisis del receptor, éste puede ser modelado como un receptor perfecto y una fuente de ruido externo, como muestra la figura 2.6.

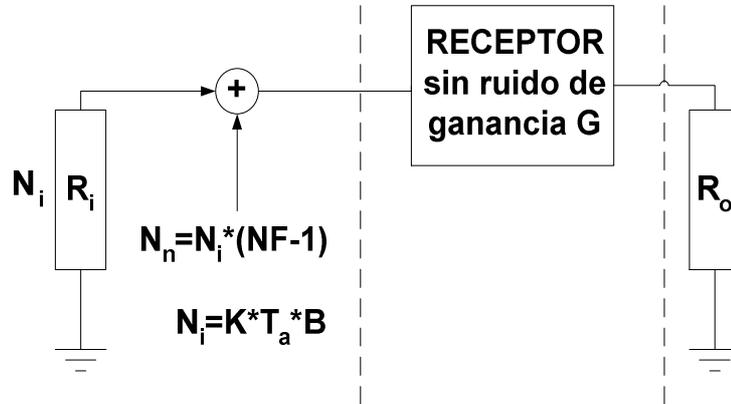


Figura 2.6. Circuito equivalente de un receptor sin ruido

Asimismo, la nueva fuente de ruido externo puede hacerse equivalente al ruido térmico producido por una resistencia a una temperatura T_e , la cual va a ser igual a $T_a \cdot (NF - 1)$, como muestra la figura 2.7.

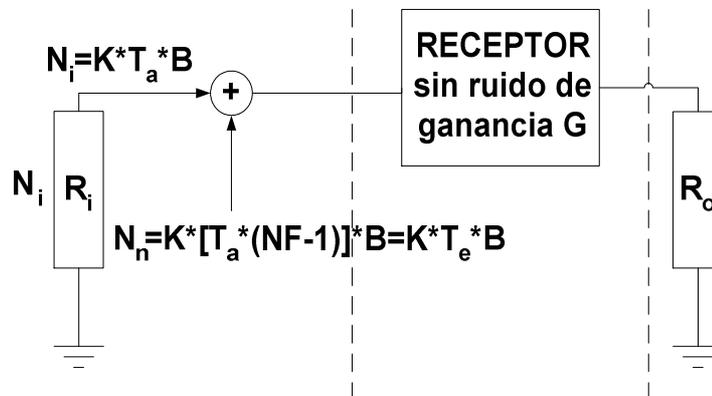


Figura 2.7. Temperatura equivalente del receptor

En el caso de tener un receptor perfecto, el factor de ruido es igual a uno y T_e es igual a 0°K . Pero en la vida real, cada componente del receptor (amplificador, mezcladores, etc.) es un generador de ruido, por lo tanto, la **NF** siempre será mayor a uno.

El receptor del radar atmosférico requiere niveles altos de amplificación, por ello, se utilizan los amplificadores en cascada. Entonces, la **NF** del subsistema de recepción debe ser calculada para el arreglo completo de amplificadores.

En el receptor, la figura del ruido equivalente **NF_{eq}** depende de los factores de ruido de cada amplificador (figura 2.8). Sin embargo, se observa en la ecuación 2.8 que el **NF_{eq}** depende principalmente del **NF** del primer amplificador; puesto que los **NFs** de los otros amplificadores son divididos por sus ganancias.

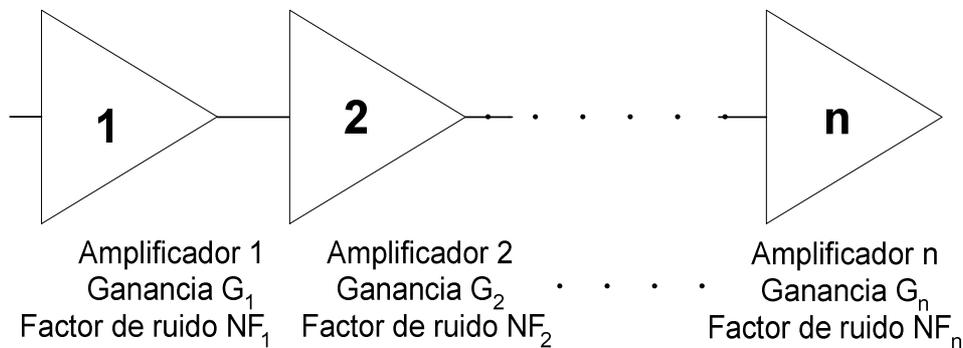


Figura 2.8. Factor de ruido de los amplificadores en cascada

$$NF_{eq} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.8)$$

En conclusión, para garantizar la sensibilidad del subsistema de recepción, el primer amplificador del receptor debe ser de muy bajo ruido o **LNA** (*Low Noise Amplifier*).

Una etapa importante en el subsistema de recepción es la medición de la **NF**, para lo cual se utiliza un generador de ruido y un medidor de bajas potencias.

El generador de ruido esta constituido por un diodo (estado sólido o tubo al vacío), el cual esta polarizado en forma directa, y para cambiar la temperatura del diodo, se hace circular corriente continua proveniente de una fuente de corriente controlable (figura 2.9) (Van der Ziel, [27]).

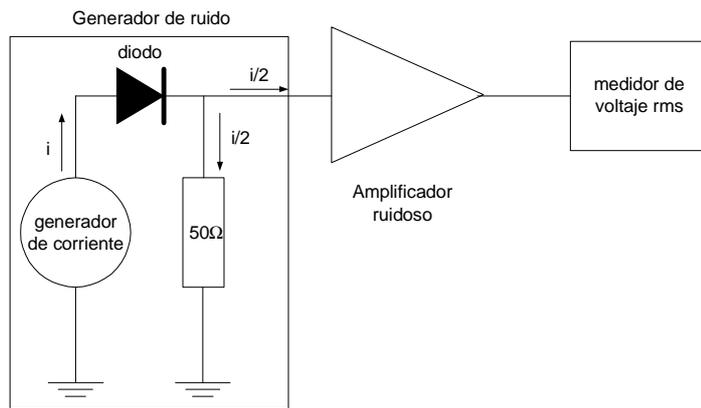


Figura 2.9. Disposición de los equipos para la medición de la NF

En efecto, el diodo se puede modelar como una fuente de corriente eficaz (figura 2.10), la cual se puede variar en función de la corriente continua que circula por él.

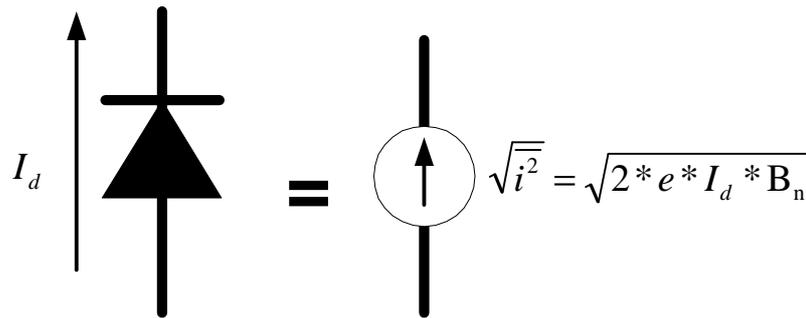


Figura 2.10. Equivalencia del diodo a una fuente de corriente eficaz

Esta fuente de corriente eficaz cumple la relación 2.9 (Van der Ziel, [28]).

$$\sqrt{i^2} = \sqrt{2 * e * I_d * B} \quad (2.9)$$

Donde e es la carga del electrón ($1.60 \cdot 10^{-19}$ Coulomb); I_d , la corriente continua que circula por el diodo en polarización directa; y B , el intervalo de frecuencia o ancho de banda de ruido del componente.

Además, para lograr la máxima transferencia de potencia, el generador de ruido cuenta con una resistencia interna en paralelo de 50 ohmios. Entonces, junto

con la impedancia de entrada del equipo, el circuito se comporta como un divisor de corriente (figura 2.11).

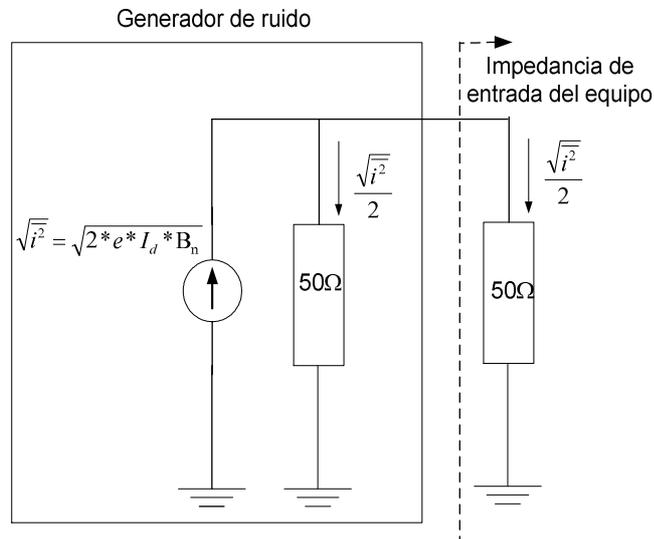


Figura 2.11. Divisor de corriente eficaz del generador de ruido

Entonces, la potencia de ruido que se entrega al receptor es:

$$P = \frac{\overline{i^2} * R}{4} \quad (2.10)$$

Luego, si se eleva al cuadrado la corriente eficaz en la ecuación 2.10.

$$\overline{i^2} = 2 * e * I_d * B \quad (2.11)$$

Entonces, se reemplaza 2.11 en 2.10.

$$P = \frac{\overline{i^2} * R}{4} = \frac{e * I_d * B * R}{2} \quad (2.12)$$

Se observa que podemos igualar la ecuación 2.12 con la potencia térmica.

$$\frac{e * I_d * B * R}{2} = KTB$$

Por lo tanto, se obtiene la relación entre T y la corriente directa I_d .

$$T = I_d * \left(\frac{e * R}{2 * K} \right) \quad (2.13)$$

Por ejemplo, para una carga de 50 ohmios, se reemplazan los valores de las constantes y se obtiene la relación 2.14.

$$T = I_d * 289855.1 \approx I_d (mA) * 290 \quad (2.14)$$

Usualmente, en las especificaciones de los componentes electrónicos, la **NF** se entrega en dB, por ello, se utiliza la relación 2.15, la cual nos entrega la relación entre **NF** e I_d (Van der Ziel, [27]).

$$NF = \frac{e}{2 * K * T} I_d * R \approx 20 * I_d * R \quad (2.15)$$

Para **R** igual a 50 ohmios, se obtiene la **NF** en función de la corriente de I_d .

$$NF = 10 * \log[20 * I_d * 50] = 10 * \log[I_d (mA)] \quad (2.16)$$

Por ejemplo, el ruido mínimo de la galaxia es cercano a 2000°K, lo cual equivale a una corriente de 7mA o 8.45dB. Por lo tanto, el primer amplificador se debe escoger con una **NF** menor a 8.45dB.

En la figura 2.15 se muestra la curva de ruido de la Galaxia de 6 de enero del 2001, donde se puede observar la equivalencia entre corriente y temperatura en los ejes verticales.

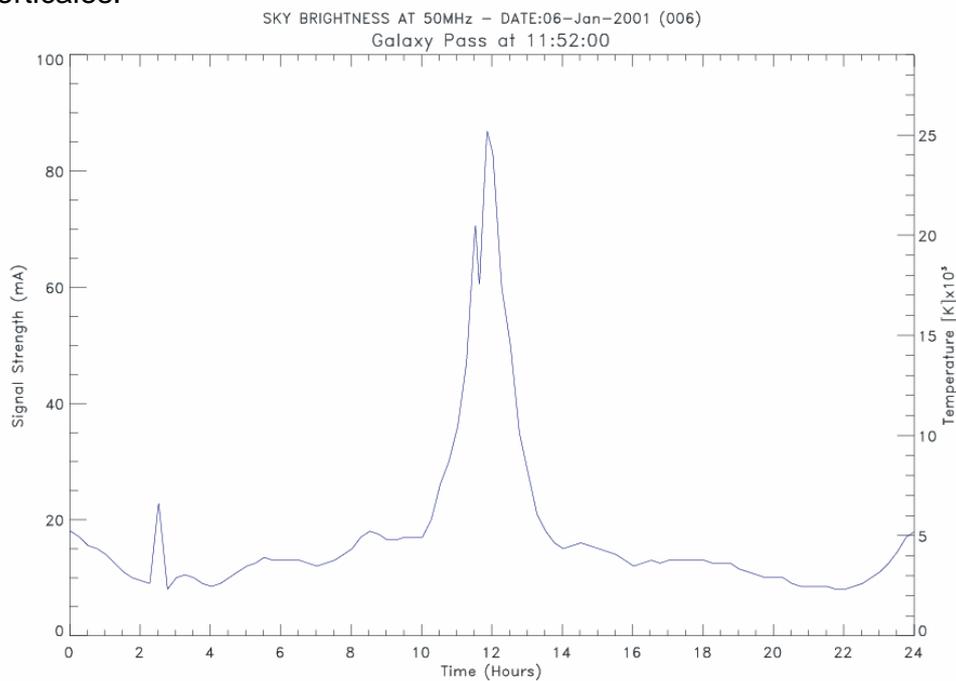


Figura 2.12. Curva del ruido de la Galaxia

2.3.2 Selectividad

Otro parámetro utilizado en la recepción es la selectividad, la cual nos indica la aptitud del receptor para distinguir entre la señal deseada y las señales de frecuencias adyacentes muy próximas (Orr, [17]), especialmente aquellas cercanas a la señal con información.

Tres son los conceptos necesarios para definir la selectividad: ancho de banda, selectividad de falda e *Insertion Loss*, como muestra la figura 2.13. El conocimiento de estas especificaciones nos permitirá describir completamente el filtro, por lo tanto, nos llevara a la selección del filtro adecuado.

En forma teórica, el ancho de banda **B** (Skolnik, [23]), se define de la siguiente forma:

$$B = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}{|H(f_0)|^2} \quad (2.17)$$

Donde **H(f)** es la respuesta característica en frecuencia del amplificador, y **f₀** es la frecuencia que genera la máxima respuesta, la cual usualmente se encuentra en la mitad del ancho de banda, como muestra la figura 2.13.

En forma practica, el ancho de banda **B** del receptor se puede aproximar al ancho espectral que se encuentra a 3dB por debajo de la máxima respuesta del filtro, este criterio es una buena aproximación a la formula 2.17.

El ancho de banda se debe seleccionar cuidadosamente por dos razones. Primero, debe ser lo suficientemente amplio para dejar pasar la señal y sus bandas laterales, puesto que se desea una reproducción fidedigna de la señal. Segundo, debe ser lo suficientemente angosto para evitar el ingreso de señales no

deseadas (interferencia, íntermodulación, frecuencia imagen, etc.), puesto que se desea una reproducción sin distorsiones de la señal.

La selectividad de falda, o grado de atenuación para una señal recibida en una frecuencia separa de la frecuencia central de recepción, nos da la información de la velocidad de incremento de la atenuación del filtro. Usualmente, se selecciona la selectividad de falda para 50 o 60 dB de caída por debajo de la máxima respuesta del filtro.

El Insertion Loss es la pérdida de señal en el ancho de banda del filtro, usualmente, y tiene valores de 2 a 6dB. Esta especificación es muy importante, ya que, afecta al mínimo de señal que va ingresar al receptor, por lo tanto, afecta también a la sensibilidad.

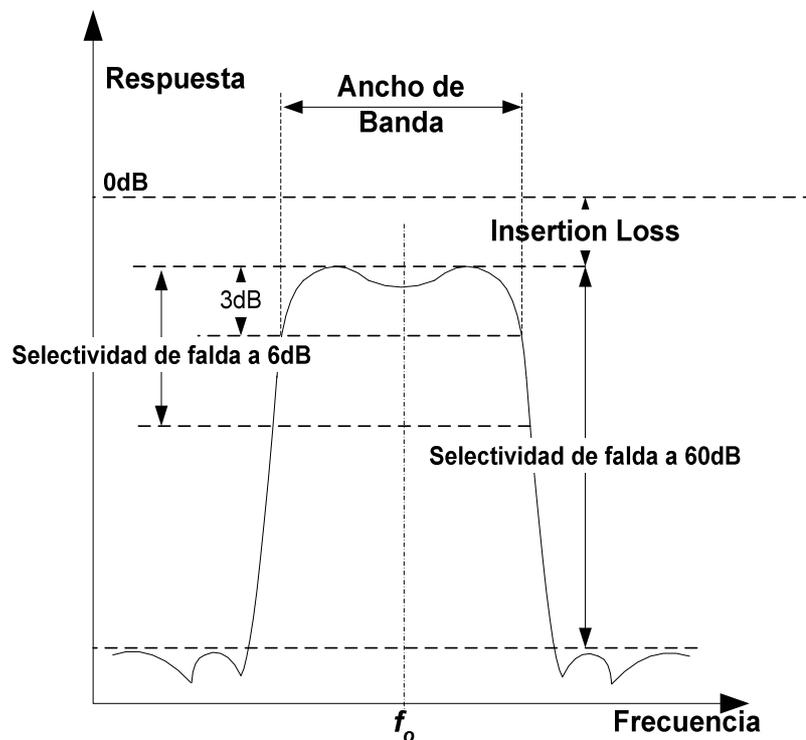


Figura 2.13. Respuesta típica de un filtro pasabanda

2.2.3 Ganancia

El último parámetro utilizado en los receptores es la ganancia, el cual nos indica el nivel de amplificación que necesita el receptor para obtener niveles adecuados de señal para las siguientes etapas de adquisición. En los receptores superheterodinos, la amplificación se define para las dos etapas del receptor: **RF** y **FI**.

En el caso de señal **RF**, la mayor amplificación se realiza aquí, por ello, usualmente, se selecciona el arreglo de amplificadores en cascada. En esta etapa las ganancias son constantes, por ello se utiliza un atenuador entre los amplificadores, de esta forma se controla la ganancia del arreglo y se evita la saturación de los amplificadores.

En el caso de señal **FI**, la amplificación se especifica en el filtro activo pasabajos, esta etapa se utiliza principalmente para acondicionar la señal detectada para el conversor análogo digital.

Por lo expresado anteriormente, la amplificación y la sensibilidad nos permitirán definir el rango dinámico del equipo, el cual va a ser importante para conocer la linealidad del receptor.

El margen o rango dinámico de un receptor nos indica los valores superiores e inferiores de voltaje en la salida del receptor. Dentro de este rango, la señal es una replica amplificada y sin distorsión de la señal de entrada.

Como se explico anteriormente, los extremos del rango dinámico están definidos por la ganancia y la figura del ruido. Por un lado, el extremo inferior del rango dinámico depende del ruido interno del receptor. Y por otro lado, el extremo

superior del rango dinámico depende de la distorsión por íntermodulación, modulación cruzada y la compresión de la ganancia, como muestra la figura 2.14.

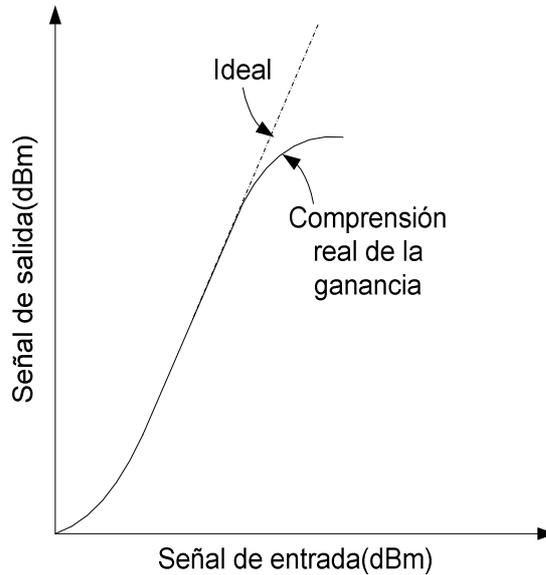


Figura 2.14. Margen dinámico de señal

2.4 REQUISITOS QUE DEBE CUMPLIR UN RECEPTOR SUPERHETERODINO

Los principales requisitos que debe cumplir el receptor son los siguientes: figura de ruido, ancho de banda y margen dinámico de ganancia.

En el caso de la figura de ruido, por debajo de 30 MHz aproximadamente, el factor limitante en la recepción de señal es el ruido externo. Mientras que en el caso del radar atmosférico **VHF**, el factor limitante en la recepción de señal es el ruido interno del receptor.

Por ejemplo, el factor de ruido de un buen receptor en **HF** está comprendido entre 5 y 15 dB. Sin embargo, tener un mejor factor de ruido es de poca utilidad, ya que el nivel de ruido atmosférico es elevado. En el caso de **VHF**, los factores de ruido muy bajos son extremadamente útiles, ya que, el nivel externo de ruido

atmosférico es muy bajo. Normalmente, el **NF** se especifica en valores de dB, siendo 0dB el valor del receptor perfecto. Por ello en **VHF**, se escogen valores de **NF** bajos, menores a 5dB, en los componentes que se van a utilizar.

En el caso del **ROJ**, las señales que captan el radar son extremadamente débiles (-100dBm), por lo tanto, el receptor debe tener una figura de ruido menor a 7mA o 8.45dB.

En el caso del ancho de banda, el filtro se escoge de acuerdo a la etapa del receptor en que se encuentre. En el caso de señal **RF**, para evitar la pérdida de señal, se escoge un ancho de banda equivalente al de la antena y la línea de recepción. Por ejemplo en el **ROJ**, se utilizan filtros de cristal de 4 MHz para eliminar señales cercanas, como canal 2 (55.5MHz). En el caso de señal **IF**, se utilizan filtros pasabajos, los cuales deben ser programados de acuerdo al experimento, por ello, éstos son diseñados como filtros adaptados; es decir, el ancho de banda es proporcional al ancho de pulso de transmisión.

En el caso del margen dinámico de ganancia, por la experiencia en observaciones de fenómenos estudiados en el **ROJ**, el receptor superheterodino debe tener un rango dinámico mayor a 80dB para que las señales que captan se encuentren en la zona lineal de amplificación, ya que fenómenos, como *Spread F* o Electrochorro ecuatorial, generan retornos de señal alrededor a 80dB encima del ruido.

CAPITULO 3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE RECEPTORES CONSTRUIDOS EN EL RADIO OBSERVATORIO DE JICAMARCA.

3.1 INTRODUCCIÓN

El radar atmosférico se ha convertido en un poderoso instrumento para los investigadores de la época actual. En efecto, su utilización para la investigación de la atmósfera ha aumentado de forma continua. Como consecuencia, se ha facilitado el trabajo del investigador para la modelación y predicción del comportamiento de los fenómenos que ocurren en el ambiente.

En los últimos tiempos, la necesidad de adquirir información de manera continua exige nuevos requerimientos al radar atmosférico. En el caso del radar de **JULIA**, los requerimientos exigidos son:

1. Disponer de un sistema digital de procesamiento-control.

2. Poseer un conjunto de transmisores de baja potencia.
3. Poseer un sistema de recepción confiable y configurable.
4. Ser de fácil mantenimiento y configuración.

Respecto a los requisitos exigidos al sistema de recepción (mantenimiento y configuración), éstos se deben añadir a los requisitos de funcionamiento (amplificación, sensibilidad y selectividad).

Cada fenómeno observado por el radar presenta características únicas en su comportamiento (altitud del evento, espectro de la señal, potencia emitida, etc.); por ello, como se explicó en capítulo uno, para mejorar la señal recibida, se necesita optimizar los parámetros de funcionamiento del radar (sensibilidad, ganancia y selectividad). De esta forma, se van a evitar problemas como: *aliasing*, baja relación señal a ruido, saturación de los amplificadores del receptor, etc. De los tres parámetros de funcionamiento del receptor, dos de ellos deben ser configurados de acuerdo al experimento que se realice: ganancia y selectividad. Por ello, el subsistema de recepción debe estar diseñado para poder controlar la ganancia y el ancho de banda. Ya que, ello va a evitar la saturación del receptor y mejorar la relación señal a ruido.

Por ejemplo, cuando se tiene señal fuerte en potencia, como en el caso de la *Spread-F*, el cual tiene una potencia de 80 dB encima del ruido, es necesario aumentar la atenuación y el ancho de banda del receptor (20µs). Y cuando se tiene señal débil en potencia, como en el caso de los Ecos de 150 Kilómetros, el cual tiene una potencia de señal de 5 a 10 dB encima del ruido, es necesario disminuir la atenuación y el ancho de banda del receptor (20µs).

3.2 ESTRUCTURA DEL RECEPTOR SUPERHETERODINO DEL SISTEMA JULIA

El radar de **JULIA** utiliza cuatro receptores superheterodinos, también conocidos como homodinos o de conversión directa, (Orr, [15]), ya que esta configuración sólo maneja un oscilador maestro, y por lo tanto, la señal es convertida directamente a banda base.

El receptor de **JULIA** (figura 3.1) esta formado principalmente por dos bloques funcionales: Detector y Filtro en banda base. Ambos bloques disponen de líneas de control digital; una para la atenuación en el Detector y otra para el ancho de banda del filtro pasabajo.

En la primera etapa, la señal **RF** proveniente de la antena ingresa al módulo Detector, el cual realiza principalmente las siguientes funciones: amplificación, filtrado y mezcla. Inicialmente, la señal **RF** es amplificada y filtrada, luego, ésta es mezclada con el oscilador local; el resultado de este proceso es la diferencia de fases entre los operadores, por ello a este proceso se le conoce como Detección de Fase. Como es necesario obtener las componentes en cuadratura de la señal, la señal del oscilador local es desfasada en 0° y 90° , es decir, en el proceso de detección se van a obtener las componentes real e imaginaria del eco.

En la segunda etapa, la señal proveniente del módulo Detector ingresa al Filtro en banda base, el cual realiza principalmente las funciones de filtrado y amplificación. Inicialmente, la señal proveniente del modulo detector ya viene filtrada, pero ella tiene un ancho de banda fijo, normalmente en el **ROJ** es 4 MHz. Sin embargo, esta señal no esta adaptada al ancho del pulso de

transmisión, por ello, se requiere de una nueva etapa de filtro. De esta forma, se consigue mejorar la relación señal a ruido (Anexo E: filtro adaptado). En el caso de **JULIA**, se ha utilizado un filtro Bessel pasa bajo de segundo orden; una ventaja de este diseño es la selección de cuatro valores de ancho de banda; los cuales se pueden programar de acuerdo al experimento; para realizar ello, se utiliza un circuito con conmutadores análogos.

Como se explicó anteriormente, el receptor homodino tiene varias ventajas: diseño simple, construcción fácil, configuración sencilla, costos relativamente bajos, e instalación fácil. Sin embargo, también exige mayores requerimientos de aislamiento electromagnético **EM**, para evitar retroalimentación de señal en las etapas de amplificación y garantizar la inmunidad ante la presencia de interferencias.

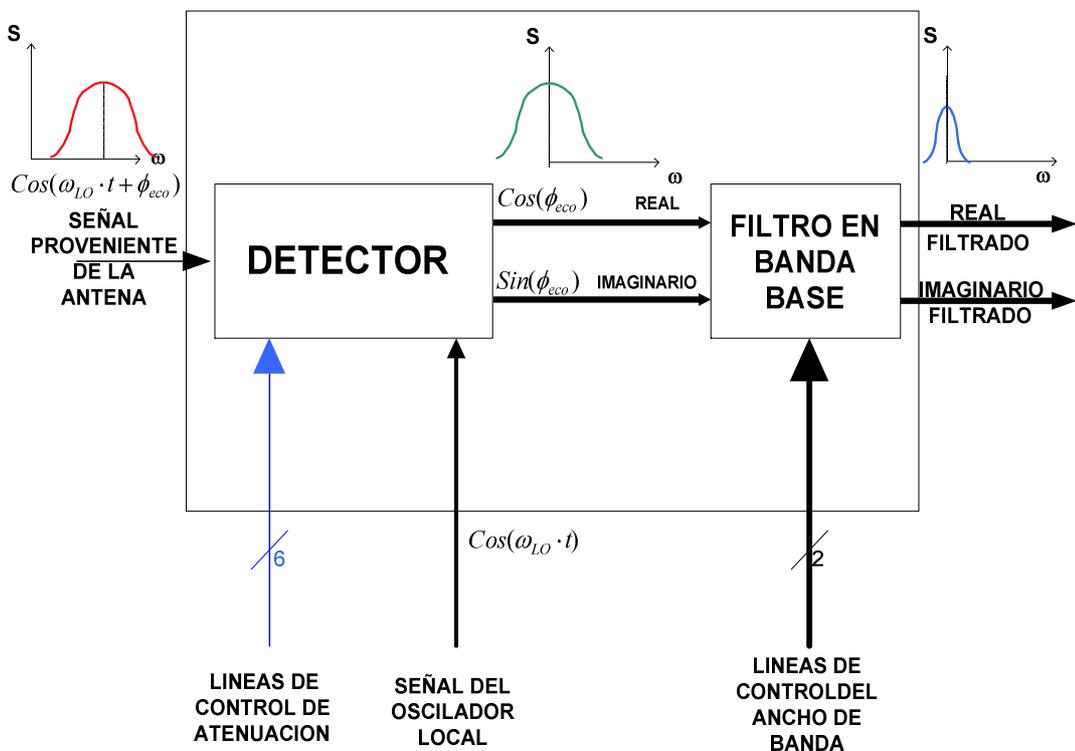


Figura 3.1. Bloques funcionales de un receptor Homodino

3.3 BLOQUES FUNCIONALES. DESCRIPCIÓN

Como se describió anteriormente, los receptores de **JULIA** constan principalmente de dos bloques funcionales: Detector y Filtro en banda Base. Ambos bloques cumplen las funciones de amplificación, filtración en **RF**, detección, y filtración en **IF**. El funcionamiento adecuado de estos bloques garantizará los requerimientos exigidos al subsistema de recepción.

El módulo Detector es la primera etapa en el procesamiento de la señal recibida (figuras 3.2 y 3.3); donde la señal RF es amplificada, filtrada y detectada. Para ello, la señal tiene que pasar por los siguientes procesos:

1. La señal proveniente de la antena ingresa a un filtro LC pasabanda F_1 , este filtro se utiliza debido a su amplio ancho de banda y bajo *Insertion Loss*, por tanto, no afecta la señal débil.
2. La señal filtrada ingresa a un amplificador de banda ancha **A** (Motorola MHW592), el cual tiene una ganancia de 30dB.
3. La señal amplificada es filtrada en un filtro pasa-banda (Lark Engineering XMC-50-4-4M), el cual tiene 50 MHz de frecuencia central, 3dB de *Insertion Loss*, y 4 MHz de ancho de banda.
4. Luego, la señal nuevamente es amplificada 30 dB en un MHW592.
5. Posteriormente, la señal es reducida en un atenuador digital de Minicircuits (ZSAT-31R5), el cual atenúa de 0 a 31.5 dB. De esta forma, se mantienen la linealidad de la ganancia en las siguientes etapas de recepción.
6. La señal es filtrada nuevamente en un XMC-50-4-4M.
7. A continuación, la señal es amplificada 25dB en un MHW592.

8. Entonces, la señal amplificada y filtrada ingresa a un divisor de potencia (Minicircuits PSC-2-1), donde se divide en dos señales que tienen la misma fase y nivel de potencia.
9. Mientras tanto, la señal del oscilador local ingresa a un divisor de potencia (Minicircuits PSCQ-2-70), donde es dividida en dos señales que están en cuadratura, desfasadas 90° una respecto a la otra.
10. Las señales provenientes del PSC-2-1 ingresan a la etapa de detección, donde van a generarse las componentes real e imaginaria de la señal.
11. La componente real se obtiene mezclando, en el detector de fase **DF** (Minicircuits RPD1), la señal proveniente del PSC-2-1 y la del oscilador local.
12. La componente imaginaria se obtiene mezclando en el **DF** la señal proveniente del PSC-2-1 y la señal en cuadratura del oscilador local.

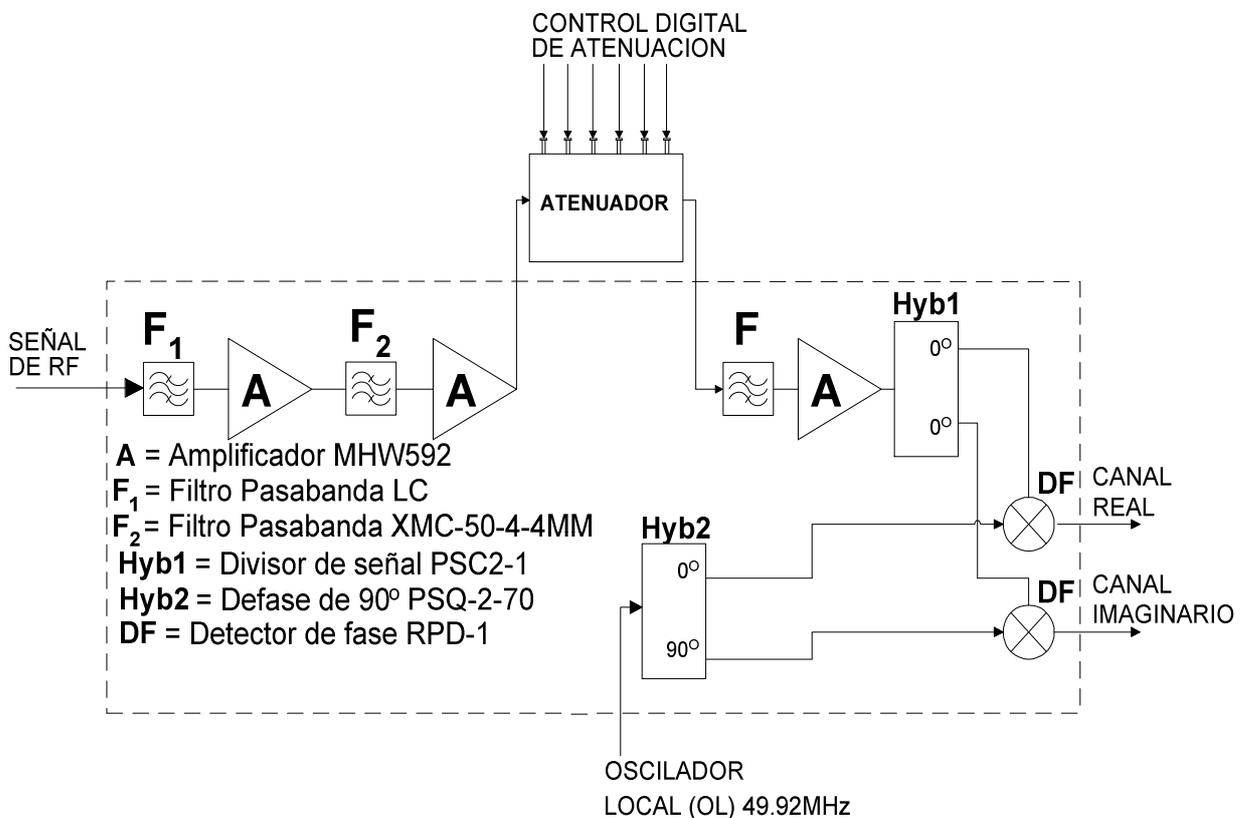


Figura 3.2. Diagrama del módulo detector de **JULIA**

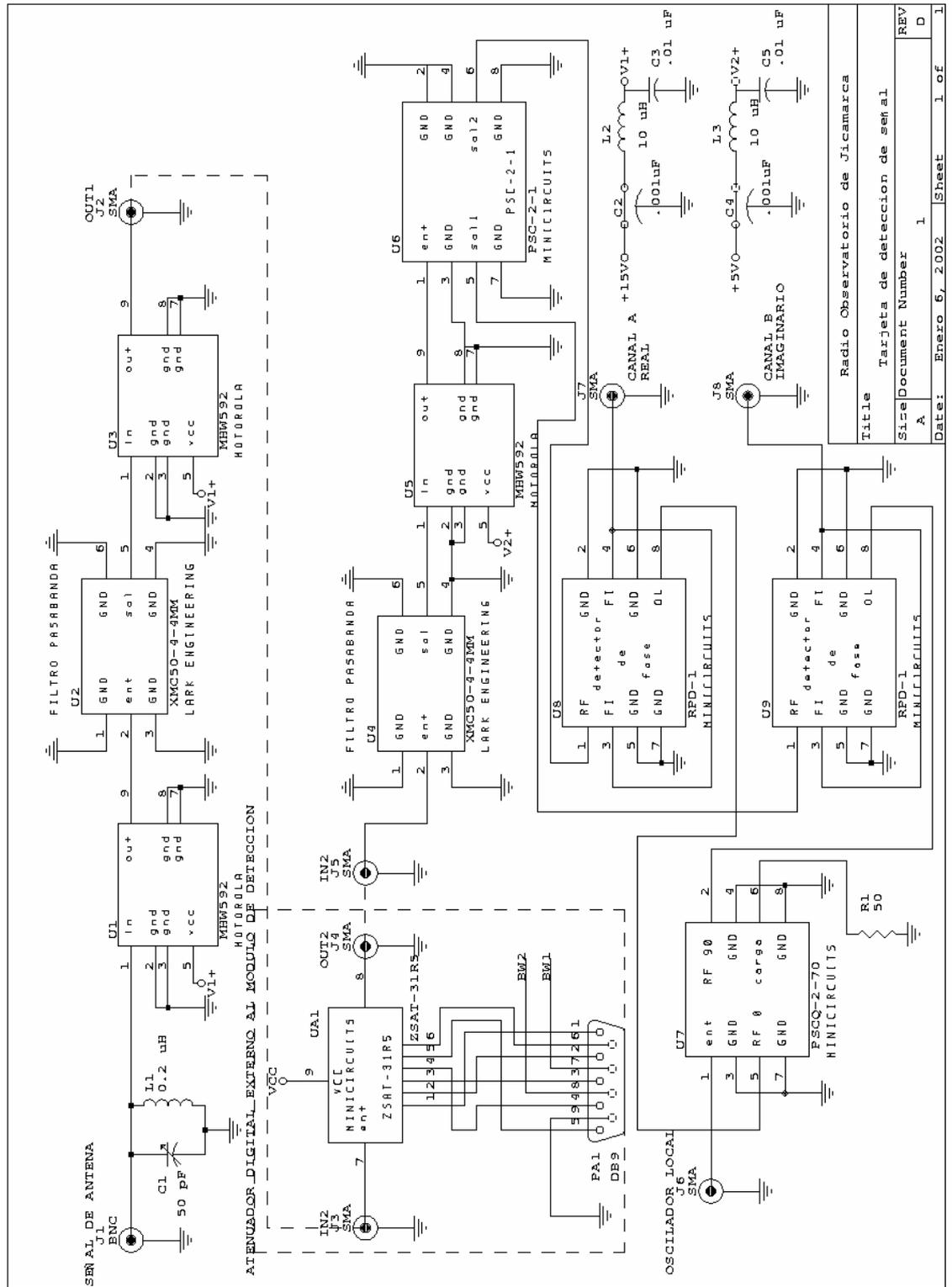


Figura 3.3. Diagrama esquemático del módulo detector de JULIA

El módulo de Filtro en banda base es la segunda y última etapa en el proceso de recepción (figuras 3.4 y 3.5), en ella, la señal **IF** es amplificada y filtrada. Para realizar ello, la señal va a seguir los siguientes pasos:

1. Se utiliza el filtro activo Bessel pasabajos de segundo orden, el cual cuenta con líneas de control de ancho de banda, control de nivel DC y control de ganancia.
2. Se selecciona el ancho de banda deseado, para ello, se tiene dos líneas de control que ingresan al decodificador 74LS139.
3. Las salidas del decodificador activan los interruptores CMOS AD7511 y seleccionan la frecuencia de corte f_c , Anexo B.

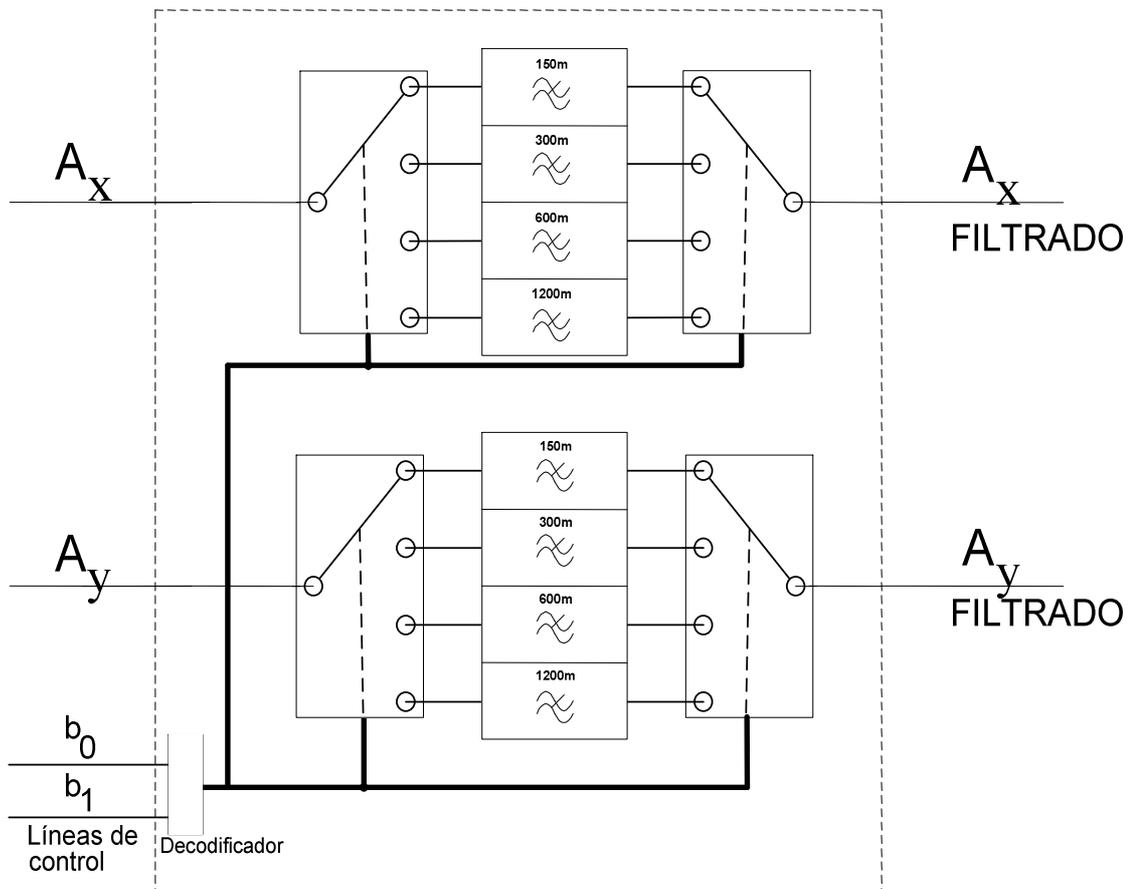
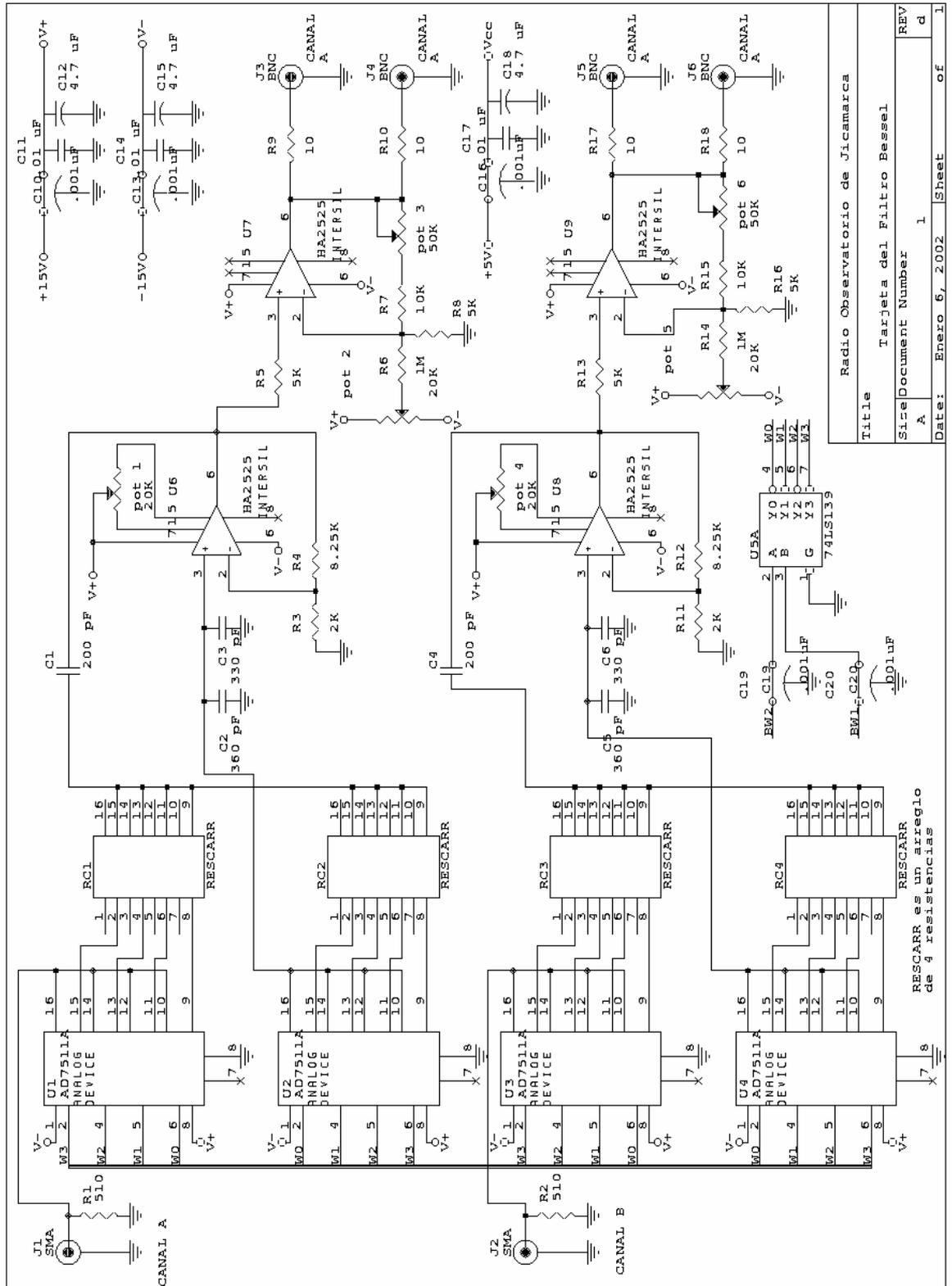


Figura 3.4. Diagrama de bloques del filtro Bessel de **JULIA**



Radio Observatorio de Jicamarca	
Title	Tarjeta del Filtro Bessel
Size	Document Number
A	1
Date:	Enero 6, 2002
Sheet	of
	1

Figura 3.5. Diagrama esquemático del filtro Bessel de JULIA

3.4 ESTRUCTURA DEL OSCILADOR MAESTRO

El oscilador maestro es el equipo donde se generan las señales de **RF** para los procesos de transmisión y recepción. Para activar éstos, el oscilador maestro debe generar dos clases de señales de **RF**: continua y pulsada.

Por un lado, la señal continua de **RF** va a ser necesaria para el proceso de detección en los receptores, ya que va a servir como la fase de referencia. Por otro lado, la señal pulsada de **RF** va a ser usada en el proceso de amplificación de potencia en el transmisor.

Por ello es importante tener control sobre estas señales, ya que de ellos depende el funcionamiento del radar. Por un lado, se va a controlar la duración de la **RF** transmitida, de tal forma que no se exceda los límites de funcionamiento del tubo de salida del transmisor, de lo contrario se puede dañar. Por ejemplo, en los transmisores de alta potencia del **ROJ**, el máximo ancho de pulso es 2 ms y el máximo ciclo de trabajo es 5%. Por otro lado, se va a controlar el desfase de la señal **RF** (0° o 180°), tal como se muestra en el diagrama 3.6, de tal forma que se genere correctamente el código deseado, de lo contrario no se va a poder descifrar la información de la señal recibida.

Para poder realizar estas funciones, el oscilador maestro debe contener dos módulos: Control y Oscilador. El primer módulo está preparado para transformar las señales de control **TX** y **COD**, las cuales son señales TTL generadas por el controlador de radar **CR**, a niveles de voltaje que puedan ser aceptados por los componentes del módulo Oscilador. Mientras que el segundo módulo contiene el oscilador de 49.92MHz y los componentes que van a generar las señales RF continuas y pulsadas.

En el módulo de Control, las señales **TX** y **COD** van a generar **TX1** y **COD1** respectivamente, los cuales tienen niveles de +/- 12VDC. Luego, la señal **TX1** va a controlar la conmutación de los interruptores de **RF** (VARI-L SS50); mientras que la señal **COD1**, el desfase a través del mezclador (Minicircuits SRA-1). El módulo de control se implementó utilizando amplificadores operacionales (Intersil HA3-2525), los cuales cumplen con los requerimientos de ancho de banda y la respuesta al cambio de voltaje en el tiempo (*Slew Rate*).

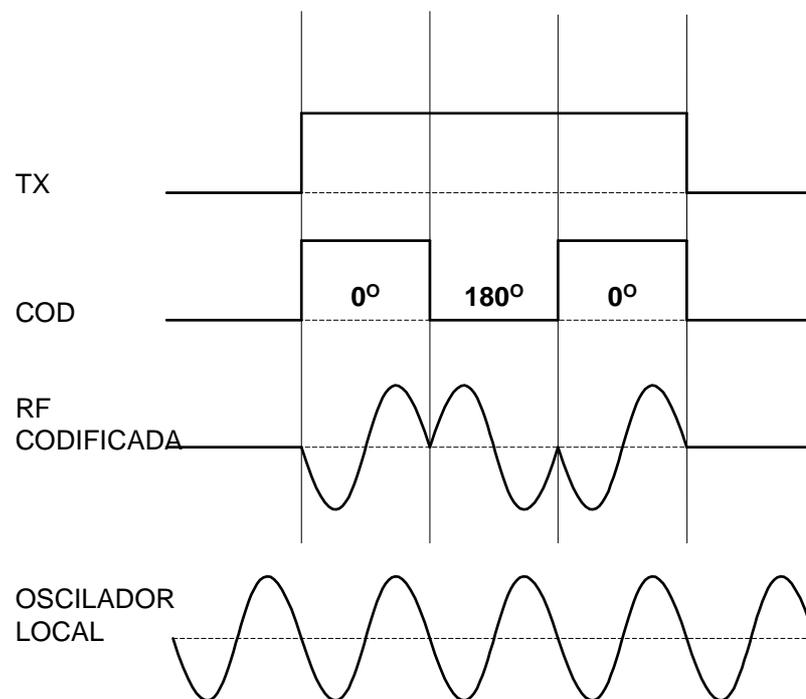


Figura 3.6. Diagrama de los pulsos de control y las señales generadas en el oscilador maestro

Además, en el módulo del Oscilador, se genera la señal de referencia de Oscilador Local **OL** y la **RF** pulsada, como muestra la figura 3.7. El principal componente de este módulo es el oscilador de 49.92MHz (Vectron CO233T-R).

La señal del **OL** es dividida en el acoplador direccional (Minicircuits PDC-10-1) en dos líneas: principal y acoplada (10dB).

Por un lado, la señal principal se reparte a los receptores en los divisores de potencia (Watkins & Johnson H5A). Por otro lado, la señal acoplada se utiliza para generar la **RF** pulsada, asimismo, ésta es controlada por las líneas **COD1** y **TX1**. Donde, **COD1** maneja el mezclador SRA-1; mientras **TX1**, los interruptores SS-50. Luego, la señal **RF** pulsada es amplificada en el MHW592. De esta forma, la señal es repartida a los receptores y los transmisores, como muestran las figuras 3.7 y 3.8.

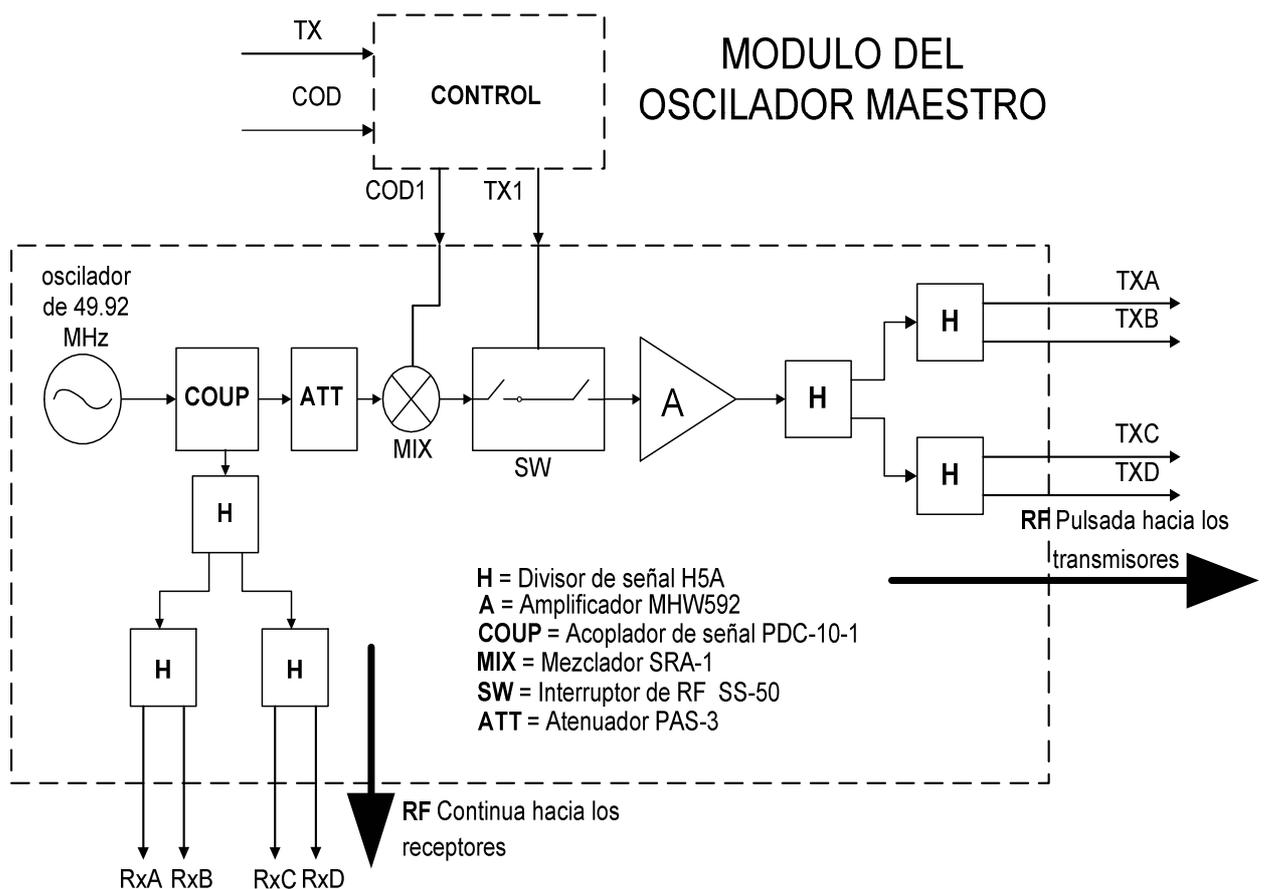


Figura 3.7. Diagrama del módulo del oscilador maestro de **JULIA**

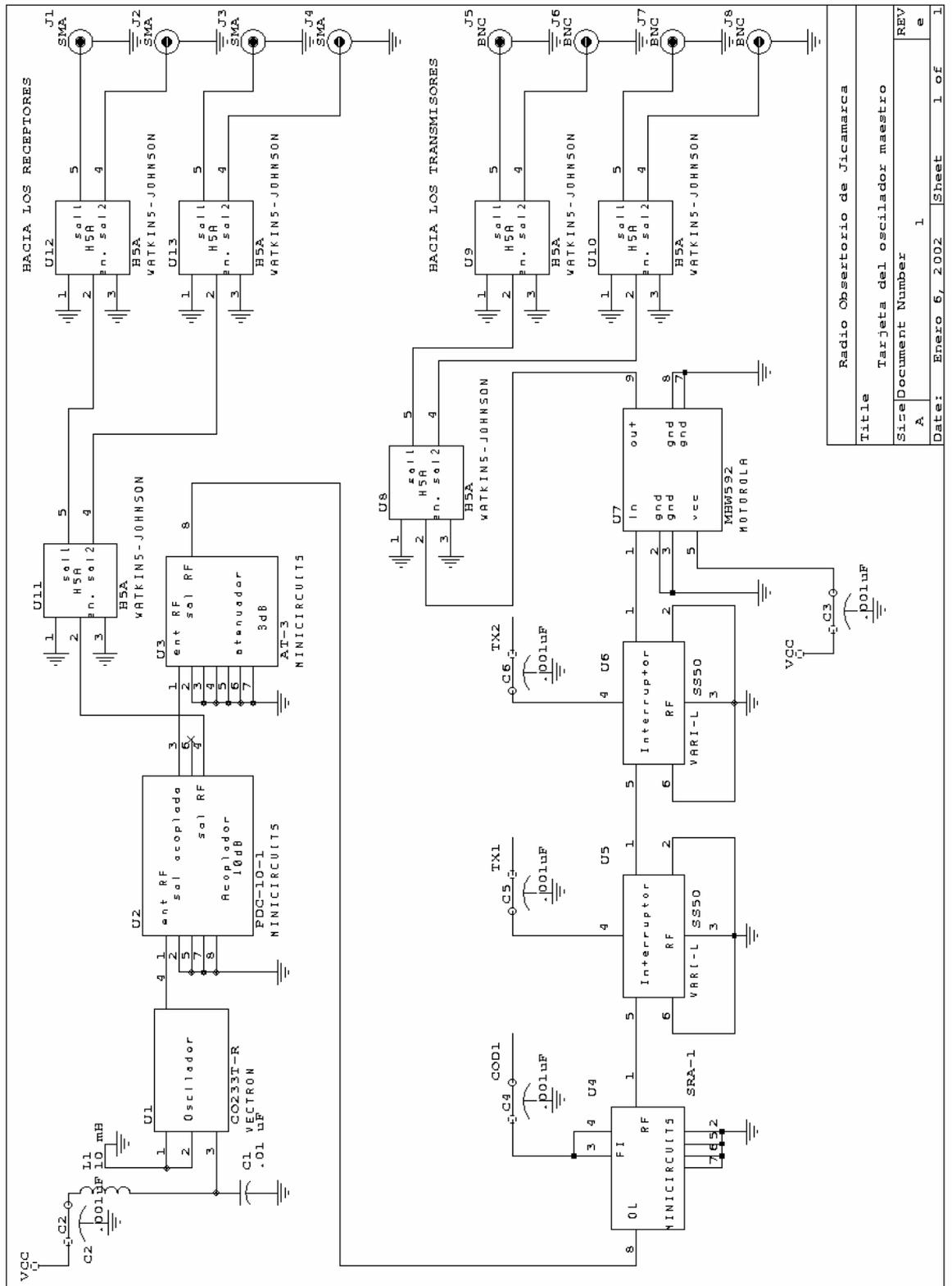


Figura 3.8. Diagrama esquemático del módulo del oscilador maestro de **JULIA**

3.5 CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA CON MÚLTIPLES RECEPTORES

Un requisito importante para el funcionamiento de un radar atmosférico es disponer de varias líneas de recepción, dado que se puede obtener información más completa del fenómeno (velocidad, dirección, potencia, etc.). Por ello, en el caso del sistema **JULIA**, se ha diseñado el subsistema de recepción con cuatro receptores, como muestra la figura 3.9.

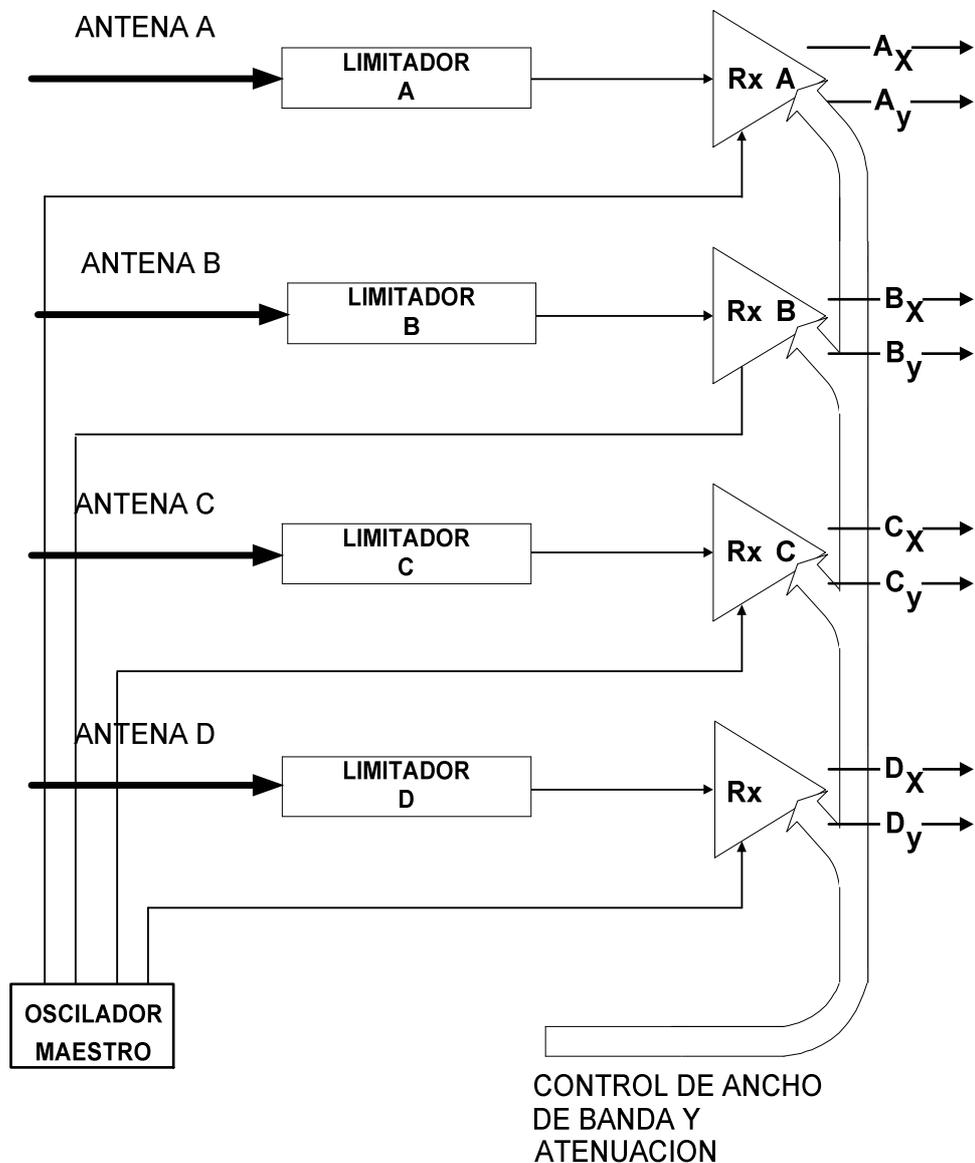


Figura 3.9. Diagrama del sistema de recepción de **JULIA**

Para obtener un sistema de recepción que sea de fácil construcción, control y mantenimiento (figuras 3.10 y 3.11), se ha utilizado en todos los receptores el mismo criterio de diseño mecánico y electrónico. En la parte del diseño mecánico, se ha utilizado módulos de aluminio crudo, los cuales le brindan el suficiente aislamiento **EM** y robustez para la instalación. En la parte del diseño electrónico, se han utilizado los mismos componentes, en consecuencia, el comportamiento de los cuatro receptores va a ser muy parecido. Además, se va a disponer de un control de ganancia que va a ajustar la ganancia de 65 a 87 dB, asimismo, se va a disponer de un control de ancho de banda, el cual va a ajustar el ancho de banda en 2.5, 5, 10 o 20 μ s.

Cada uno de los receptores está conectado a una línea de conmutación **TR**, la cual es una línea de transmisión de 3 metros de largo ($\lambda/2$), impedancia característica de 200 ohmios, y control de conmutación con *Spark Gap*. A continuación, se tiene un arreglo de diodos Shottky, el cual sirve para proteger la línea de recepción de la señal remanente proveniente del transmisor. Luego, la señal ingresa a la etapa de preamplificación, donde, se compensa la pérdida de señal a través el cable, como muestra la figura 3.12.

El subsistema de recepción de **JULIA** dispone de 26 líneas digitales que manejan el ancho de banda y la atenuación. Normalmente, el pulso de transmisión es el mismo para todas las antenas, por ello, el ancho banda para los cuatro receptores es el mismo y sólo es necesario tener dos líneas de control. Por otro lado, las potencias de señal captadas en las antenas son diferentes, por ello, se requiere de un control individual de atenuación en cada receptor, lo cual significa tener cuatro líneas de control de seis bits cada uno.

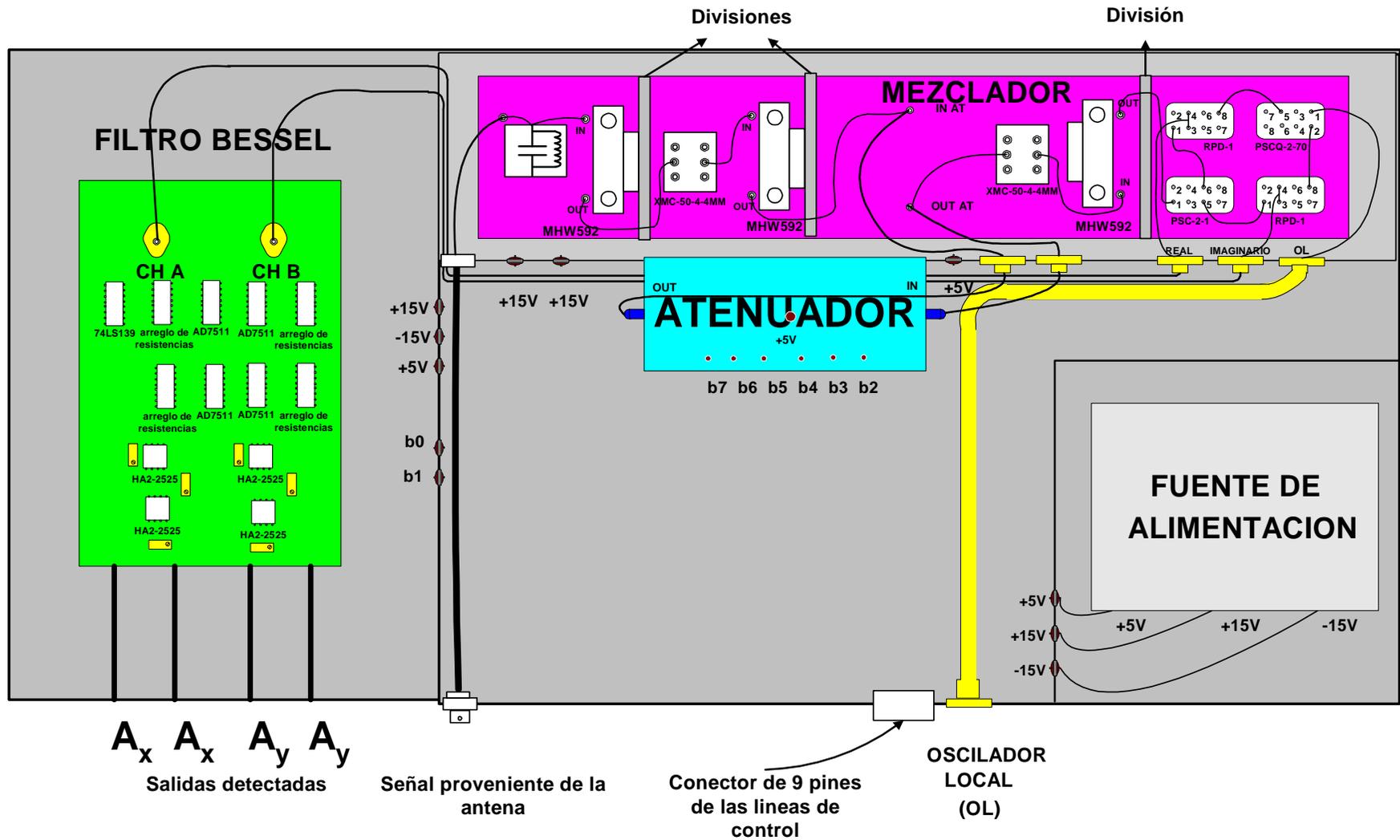


Figura 3.10. Disposición de componentes en el receptor de JULIA

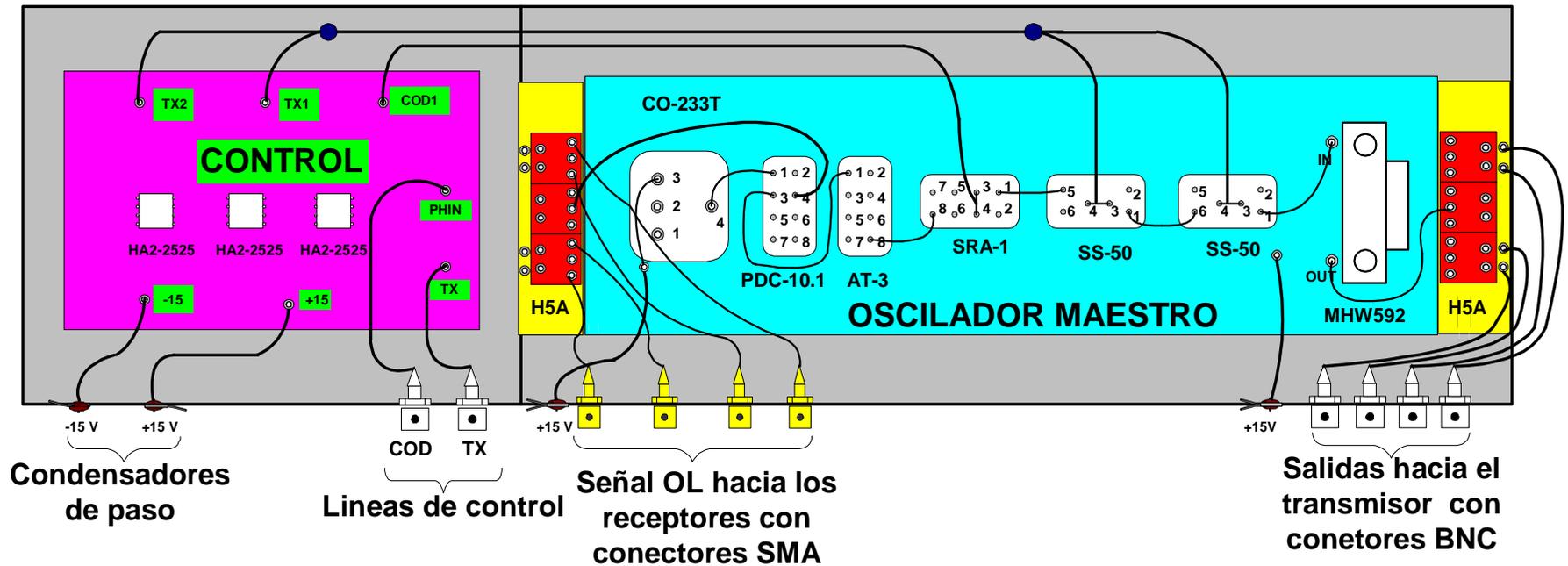


Figura 3.11. Disposición de componentes en el oscilador maestro de **JULIA**

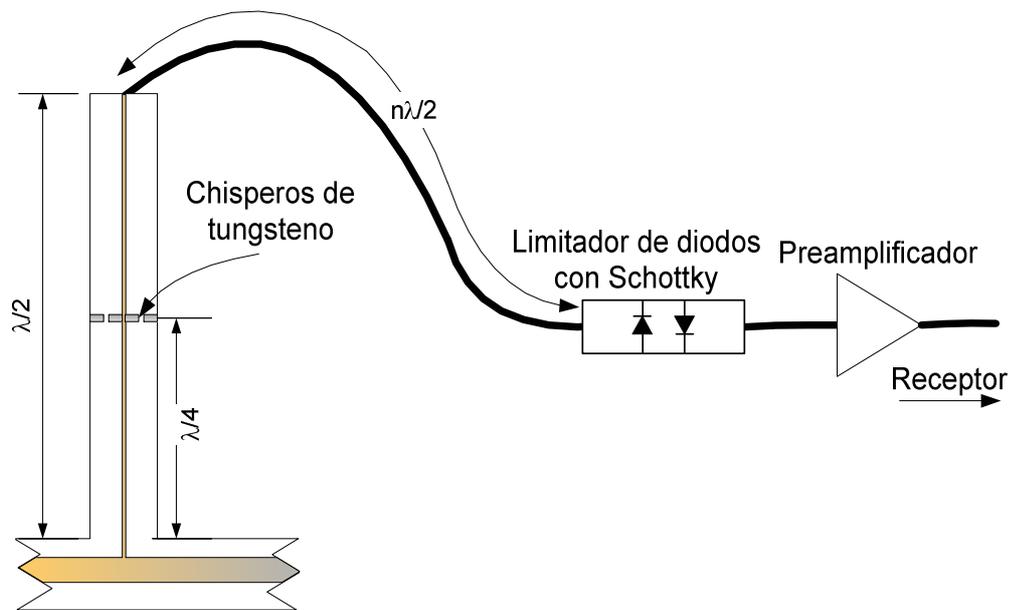


Figura 3.12. Diagrama de una línea de recepción de **JULIA**

3.6 RUTINAS PARA EL CONTROL DIGITAL DEL SISTEMA DE RECEPTORES SUPERHETERODINOS

Es importante controlar los parámetros de funcionamiento de los receptores, ya que, ello nos garantizara la calidad de la señal recibida. Dentro de los parámetros de funcionamiento tenemos: ancho de banda, atenuación, y periodo de funcionamiento. Para implementar este control, se utiliza el controlador de radar **CR** de **JULIA**, el cual se puede programar desde la Computadora Personal **CP**.

En el **ROJ**, debido a la experiencia en la observación de la atmósfera, las características de los fenómenos observados por el radar son bien conocidas. Por ello, los valores de atenuación pueden definirse en función del ancho de banda, es decir, sólo va a ser necesario tener el control del ancho de

banda. Por ejemplo, en el caso de seleccionar un ancho de banda igual a $2.5\mu\text{s}$, se selecciona una atenuación de 16dB.

Como se explicó anteriormente, el instrumento que nos permite controlar el radar es el **CR**, el cual contiene las siguientes tarjetas:

1. Tarjeta serial/paralelo. Convierte los datos seriales, provenientes de la **CP**, a paralelos.
2. Tarjeta de comando/dato. Detecta si el dato paralelo es un comando o dato.
3. Tarjeta de control. Interpreta los comandos y los ejecuta.
4. Tarjeta de memoria. Almacena y genera el patron de pulsos del experimento.
5. Tarjeta de generación de pulsos. Los datos leídos de las memorias ingresan a esta tarjeta y generan la salida final de pulsos.
6. Tarjeta de reloj. Se generan los relojes para las tarjetas de memorias, de control, y de generación de pulsos.

En la tarjeta de control se tiene un decodificador de 4x16, el cual se utiliza para interpretar los comandos. Como cuatro de las selecciones del decodificador no son utilizadas, ellas se han utilizado para controlar dos flip-flop 74LS74. De esta forma, las salidas del decodificador van hacia las líneas CLEAR y PRESET, a partir de ahí se generan las líneas **TRC** y **BW**, como muestra la figura 3.13. Inclusive, si fuera necesario tener mas líneas de control, se pueden utilizar las otras cuatro líneas de comandos que no son utilizadas. Por lo tanto, se pueden generar 16 líneas adicionales de control.

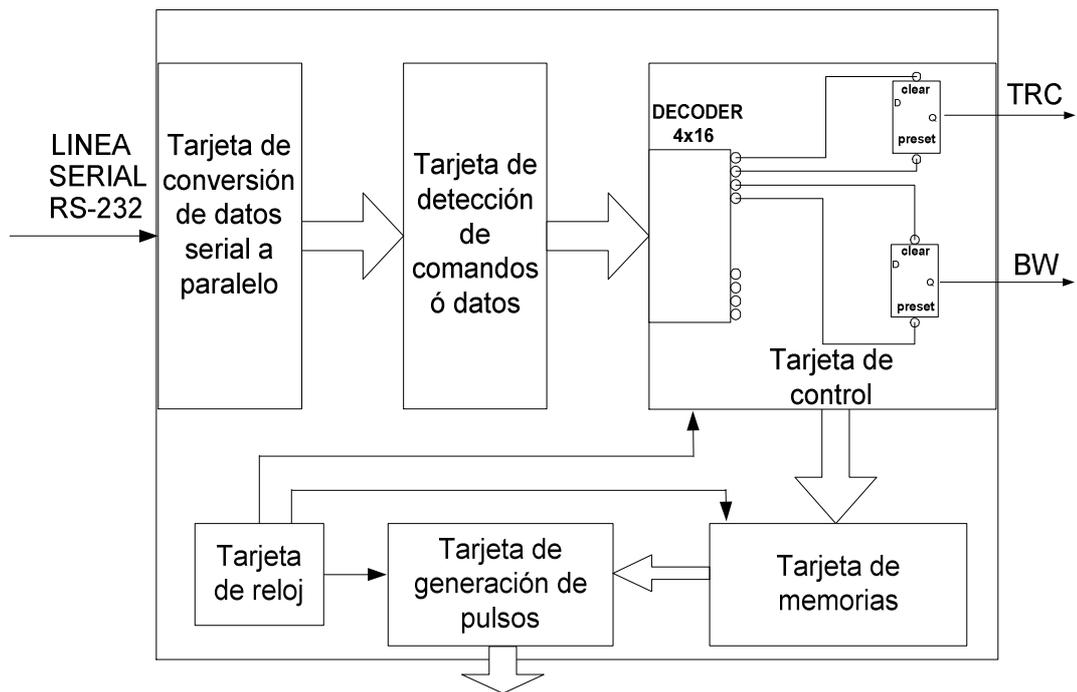


Figura 3.13. Diagrama del controlador de radar de **JULIA**

El programa PulseDesign, el cual esta hecho en visual C, del controlador de radar genera el archivo de texto Entrada.dat, el cual contiene la información de la secuencia de comandos y datos que va a interpretar el **CR**. Este archivo se genera de acuerdo a los datos ingresados en la ventana de programación, como muestra la figura 3.14. En esta ventana se puede escoger el nivel de salida de **TRC** y **BW**, por tanto, se van a generar los comandos que van a ser incluidos en Entrada.dat. Los comandos que controlan las líneas **BW** y **TRC** se muestran en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Valores de TRC y BW generados a partir de los comandos enviados hacia el controlador de radar

Comando	88	104	40	72
TRC	0	1	-	-
BW	-	-	0	1

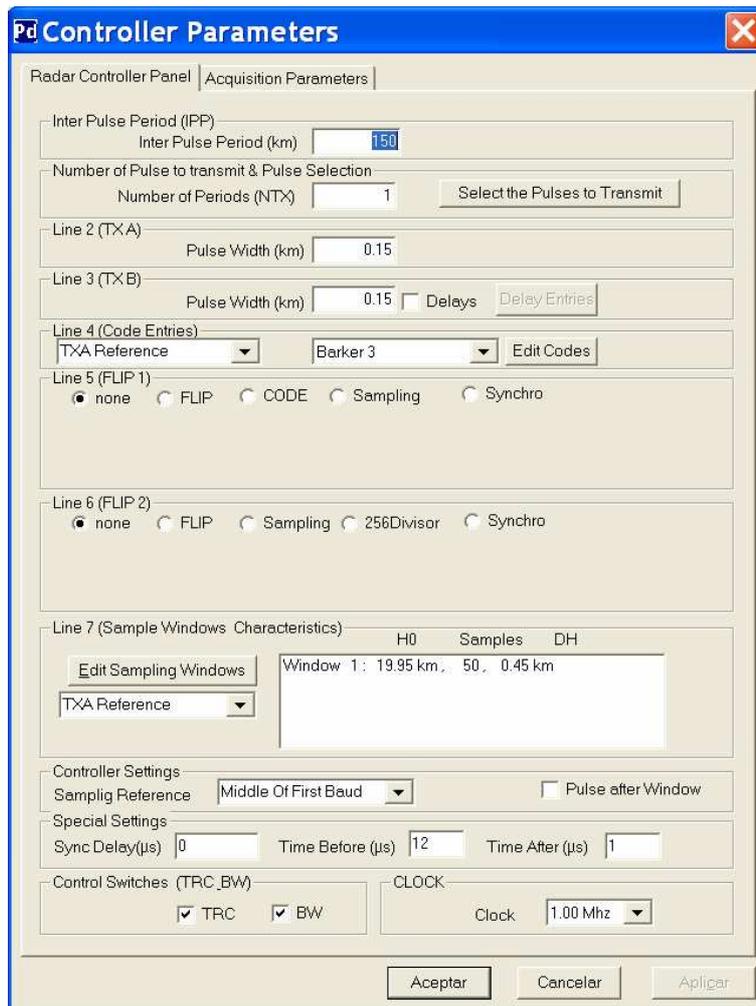


Figura 3.14. Panel de control del programa PulseDesign

Por ejemplo, si en la ventana se selecciona los campos **TRC** y **BW**, el programa genera los comandos 104 y 72. Luego, cuando se envía los datos al **CR**, el módulo de control va a interpretarlos y generar dos líneas de 5VDC. Finalmente, en la tabla 3.2, se muestra los valores de atenuación para sus respectivos anchos de banda.

Tabla 3.2. Valor de las atenuaciones para sus respectivos anchos de banda

TRC	BW	Atenuación(dB)
0	0	16
0	1	8
1	0	4
1	1	2

CAPITULO 4. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS Y EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN DESARROLLADO.

4.1 INTRODUCCIÓN

Como se describió en el capítulo tres, el sistema de recepción de **JULIA** debe funcionar de forma autónoma y confiable, por ello, el equipo debe cumplir los requerimientos pre-establecidos de amplificación, sensibilidad, selectividad y control. De esta forma, se garantizara que la señal a la salida del receptor es fidedigna de la entrada, no estará contaminada por interferencias presentes en el medio, y los parámetros de ancho de banda y atenuación son los adecuados.

En el caso de la amplificación, ella debe seleccionarse de acuerdo a ciertos criterios, uno de los cuales es la excitación de los extremos del rango dinámico. Es decir, la ganancia debe ser lo suficiente alta para que amplifique

el voltaje de ruido de entrada, de esta forma, se exciten los bit's menos significativos del **Convertor Análogo Digital CAD**; asimismo, la señal mas alta de entrada excite los bit's mas significativos del **CAD**.

En el caso de la sensibilidad, ella depende principalmente del ruido térmico de los elementos del receptor y se especifica en el valor de la figura del ruido **NF**.

En el caso de la selectividad, ella se escoge para eliminar las interferencias presentes en el ambiente. Como en el proceso superheterodino se trabaja con señales de **RF** e **IF**, por ello el tipo de filtro se escoge de acuerdo al tipo de señal que se va a tratar. En la etapa de **RF**, previa a la detección, se utilizan filtros pasivos pasabanda; donde usualmente se especifica la frecuencia central de trabajo, ancho de banda, perdida de señal o *Insertion Loss*, y atenuación a frecuencias determinadas. En la etapa de **IF**, se utilizan filtros activos pasabajos, aquí se especifica el ancho de banda, la ganancia y la fase. En la figura 4.1, se muestra las especificaciones y los componentes relacionados a éstas.

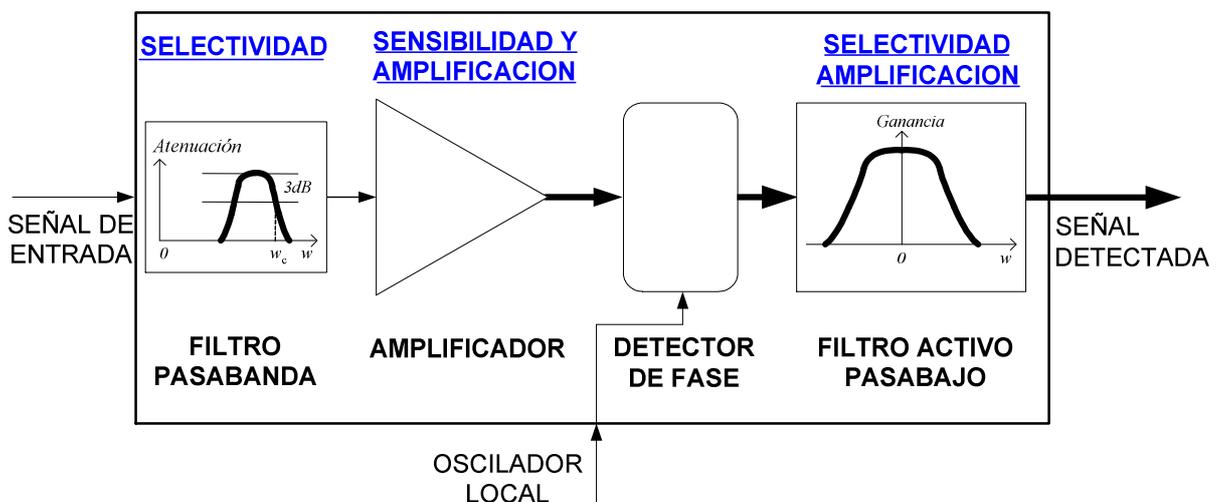


Figura 4.1. Componentes y las especificaciones de un receptor Homodino

4.2 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA FRECUENCIAL DEL FILTRO BESSEL

Como se menciona anteriormente, el receptor debe estar diseñado para reproducir en forma fidedigna la señal, por ello, esta reproducción no sólo debe ser de la amplitud sino también de la fase.

Para conseguir una buena respuesta en frecuencia del receptor, se utiliza el filtro Bessel pasabajos, ya que se le puede modificar el ancho de banda. Además, dependiendo del orden del filtro, se puede mejorar su respuesta en frecuencia y fase, sin embargo, el diseño se vuelve más complicado de implementar. Por ello, se escogió al filtro Bessel de segundo orden, ya que, este circuito cumple los requerimientos de frecuencia y fase, además de ser de fácil implementación y control.

La función de transferencia del filtro pasabanda Bessel de segundo orden se describe en la ecuación 4.1.

$$A_v = \frac{H_o w_o}{w_o s^2 + s \alpha w_o + w_o^2} \quad (4.1)$$

El diseño de la figura 4.2 cumple la función de transferencia de la ecuación 4.1, luego, resolviendo la ecuación para una caída de 3dB, se puede conseguir la frecuencia de corte f_c

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR(1.271969)} \quad (4.2)$$

Se observa en la ecuación 4.2 que la frecuencia de corte del filtro Bessel es una función de la resistencia R y la capacidad $C = \sqrt{C_1 * C_2}$, entonces, si mantenemos C_1 y C_2 constantes, se puede controlar el ancho de banda variando únicamente R.

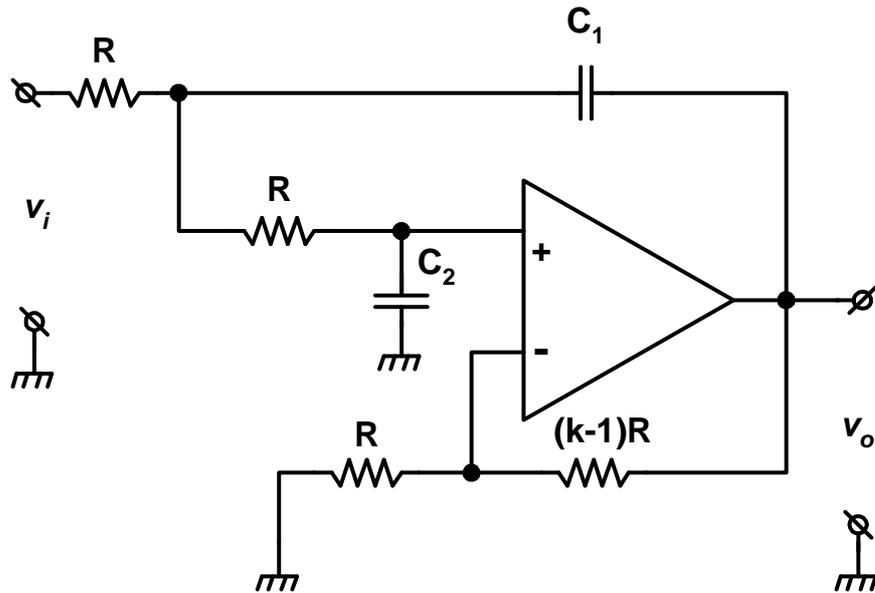


Figura 4.2. Diagrama del filtro Bessel de segundo orden

Se puede observar en el diagrama 4.2 que el filtro Bessel no requiere de muchos componentes, por lo tanto, su implementación es sencilla, anexo B. Incluso, el cambio de ancho de banda se implementó utilizando los interruptores analógicos (Analog Devices AD7511).

Este circuito también incluye una etapa de monitoreo y amplificación, figura 4.3, el cual está configurado como seguidor y cumple la relación 4.3.

$$v_o = v_i \left[1 + \frac{10K\Omega + y}{5K\Omega} \right] - \frac{15(2x - 20K\Omega)(10K\Omega + y)}{20K\Omega * 1M\Omega} \quad (4.3)$$

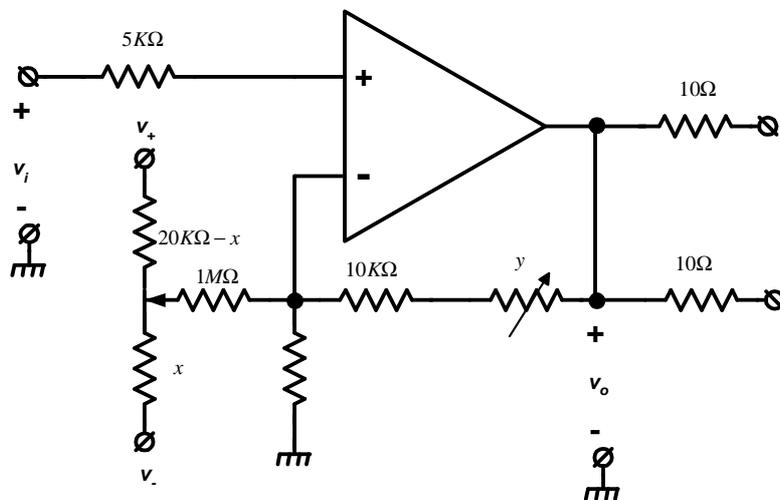


Figura 4.3. Diagrama de la salida del filtro Bessel

4.3 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA FRECUENCIAL DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN

Debido a la variedad de experimentos que se toman con **JULIA**, el subsistema de recepción se diseñó para 4 valores de ancho de banda, los cuales dependen del valor de la resistencia R (figura 4.2). Reemplazando C de la ecuación 4.1 por los valores de capacidad utilizados en el sistema **JULIA** obtenemos:

$$f_c = 404 * 10^6 / R \quad (4.4)$$

Se puede observar en la ecuación 4.4 que el valor del ancho de banda es proporcional a $1/R$. En el laboratorio, las mediciones demostraron que las respuestas ideal y real son prácticamente iguales, como se aprecia en la tabla 4.1. Además, en el caso de 380KHz, se escoge un valor de resistencia un poco menor para que se acerque al valor de 400KHz.

Tabla 4.1. Valores de anchos de banda medidos en los receptores de

JULIA

Selección de ancho de banda	Resistencia seleccionada(K Ω)	Ancho de banda teórico(KHz)	Ancho de banda medido(KHz)
00	1	400	380 (~2.5 μ s)
01	2	200	200 (5 μ s)
10	4	100	100 (10 μ s)
11	8	50	50 (20 μ s)

A continuación, en la figura 4.3 se grafican las curvas reales y teóricas del filtro Bessel para una resistencia de 1K Ω . Se puede observar que las respuestas real y teórica se aproximan bastante. Además, la respuesta en fase

del filtro es plana en la mayor parte del ancho de banda. Por lo tanto, se puede garantizar que comportamiento del filtro es cercano al ideal.

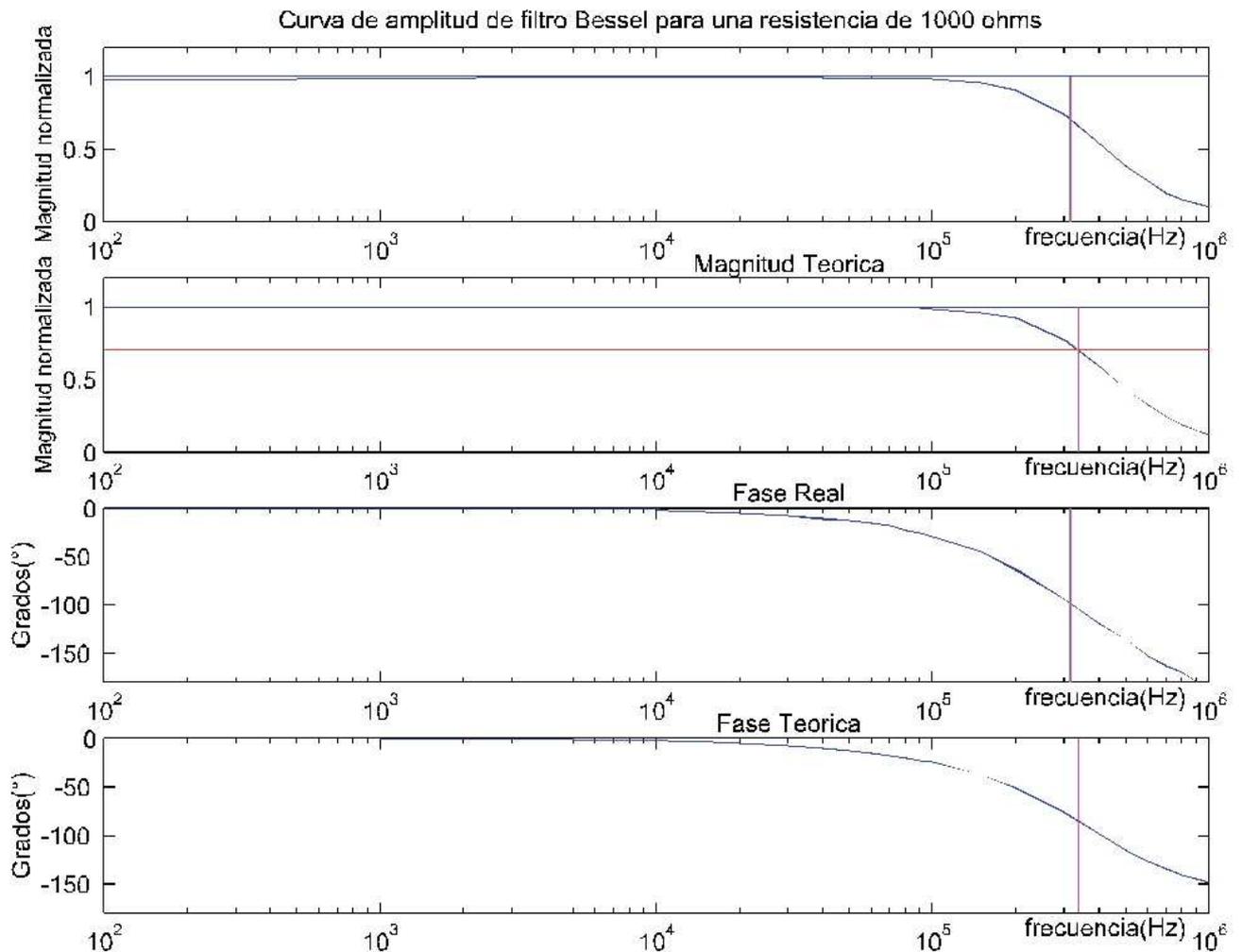


Figura 4.4. Diagramas de la magnitud y fase del filtro Bessel ideal y real

4.4 FIGURA DEL RUIDO

Por lo expuesto en el capítulo 3, la especificación que nos indica la sensibilidad del subsistema de recepción de **JULIA** es la figura del ruido **NF**, el cual nos indica cuan ruidoso es el receptor, y por lo tanto, cuan pequeña es la mínima señal que puede ser detectada.

Aún cuando el radar operará en un ambiente libre de ruido, de tal forma que ninguna fuente externa acompañe a la señal deseada, y el receptor estuviera libre de ruido, existe ruido no deseado proveniente de las etapas previas de de recepción; este ruido es conocido como térmico ó de Johnson, y es directamente proporcional a la temperatura de las partes resistivas del circuito y el ancho de banda de los componentes.

Por ello, una medición importante de los receptores de **JULIA** es la sensibilidad, y para medir ésta se siguieron los pasos mostrados en el capítulo 2, además. Los receptores estaban configurados con un ancho de banda de 8µs, y una atenuación igual a cero.

Existen varias formas para medir la figura del ruido, en el caso de los receptores en el **ROJ**, se utilizó un generador de ruido y un medidor de voltaje rms. El método de medición de **NF** consiste en medir el incremento de corriente para un incremento de 3 dB en el voltaje rms inicial, por lo tanto, el incremento en ruido del generador se hace equivalente al ruido interno del receptor, tal como muestra la ecuación siguiente.

$$NF = \frac{N_n + N_g}{N_g} = 2 \Rightarrow N_n = N_g$$

Los valores de las mediciones de **NF** se muestran en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Valores de Figura del ruido medidos en **JULIA**

Receptor	Figura del ruido(mA)	Figura del ruido(dB)	Ancho de banda(µs)
A	2	3	8
B	2	3	8
C	2	3	8
D	2	3	8

En consecuencia, los valores de **NF** medidos garantizan que el sistema de **JULIA** cumple la sensibilidad que se requiere.

4.5 DETERMINACIÓN DE LA RESPUESTA DINAMICA EN EL TIEMPO

Dentro de los parámetros de interés en el dominio del tiempo tenemos a la pendiente del voltaje respecto al tiempo ó “Slew Rate”, el cual se define como el tiempo que demora el equipo en alcanzar la estabilidad, por tanto, el intervalo que no se va obtener información útil. En la tabla 4.3 se muestra los valores de “Slew Rate” medidos en diferentes anchos de banda.

Tabla 4.3. Valores de Slew Rate medidos en el receptor

Selección de ancho de banda	Slew Rate (V/ms)
00(400KHz)	80
01(200KHz)	160
10(100KHz)	200
11(50KHz)	400

Por ejemplo, en el caso de de 400 KHz, se realizaron mediciones del tiempo de subida de señal de ruido, el pulso de subida de **TX** nos da la referencia del inicio. En los datos obtenidos se observa (figura 4.5) que obtenemos una señal de 10 Vpp. Además, el retardo medido es igual a 125 μ s ó 18.75Km. En los otros casos, se observa que el Slew Rate medido aumenta hasta llegar al valor de 3,75Km (50 KHz).

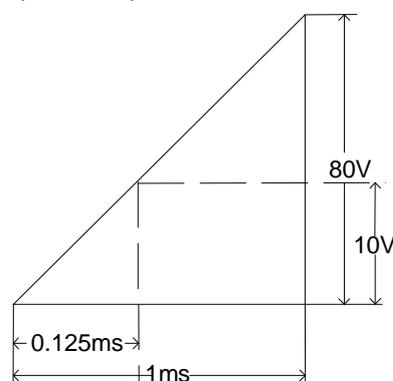


Figura 4.5. Medición del Slew Rate a 400 KHz

Otra medición hecha fue el retardo a través de todo el subsistema de recepción, el cual se puede medir utilizando la configuración mostrada en la figura 4.6. Aquí se utiliza el propio oscilador local, el cual genera la señal pulsada de **RF**, ésta ingresa atenuada al receptor, luego se observa la respuesta en el tiempo a la salida del receptor.

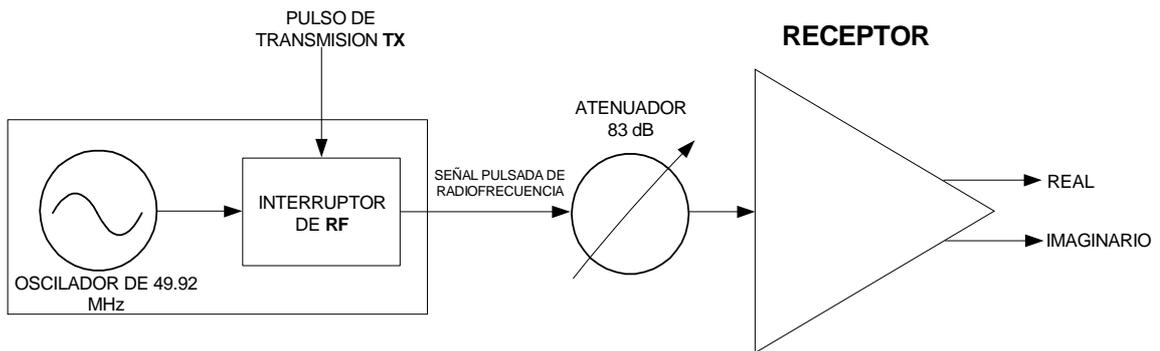


Figura 4.6. Configuración de los equipos para la medición del retardo a través del receptor

Las mediciones de retardo se hicieron con un **RF** pulsada con un ciclo de carga de 5% y un ancho de pulso de $40 \mu\text{s}$. El resultado de la medición fue un tiempo de retardo de $1.76 \mu\text{s}$ y $1.4 \mu\text{s}$ en la subida y bajada respectivamente, como muestra la figura 4.7.

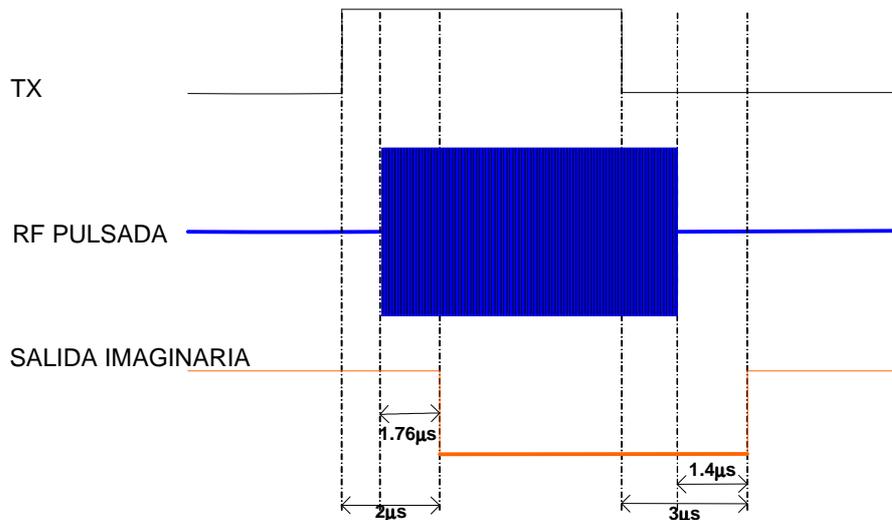


Figura 4.7. Diagrama de tiempos de retardos a través del receptor

Estas últimas mediciones se hicieron con un osciloscopio digital (Tektronix TDS224), y se puede apreciar los retardos de las señales de salida real e imaginaria del receptor en la figura 4.8.



Figura 4.8. Imagen de la salida real e imaginaria del receptor

4.6 RANGO DINÁMICO

Una medición importante que relaciona la sensibilidad y la ganancia es el rango dinámico, este nos va a entregar el rango de valores dentro de los cuales la salida amplificada del receptor es una replica exacta de la entrada. En la figura 4.9 se observa la configuración de la amplificación en **RF**. Se observa una etapa de atenuación, la cual ayudará a controlar la ganancia y el rango dinámico. Con esta configuración se midieron los valores de entrada y salida para 0 y 32dB de atenuación, y se generó el gráfico de la figura 4.10.

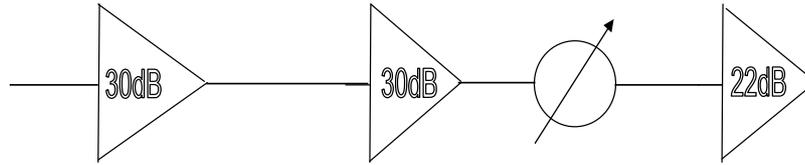


Figura 4.9. Configuración de amplificadores RF en JULIA

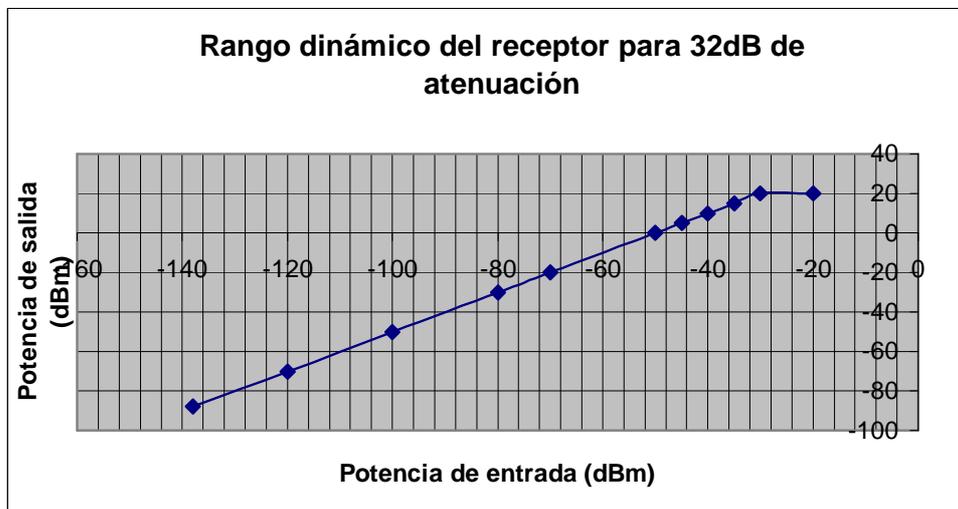
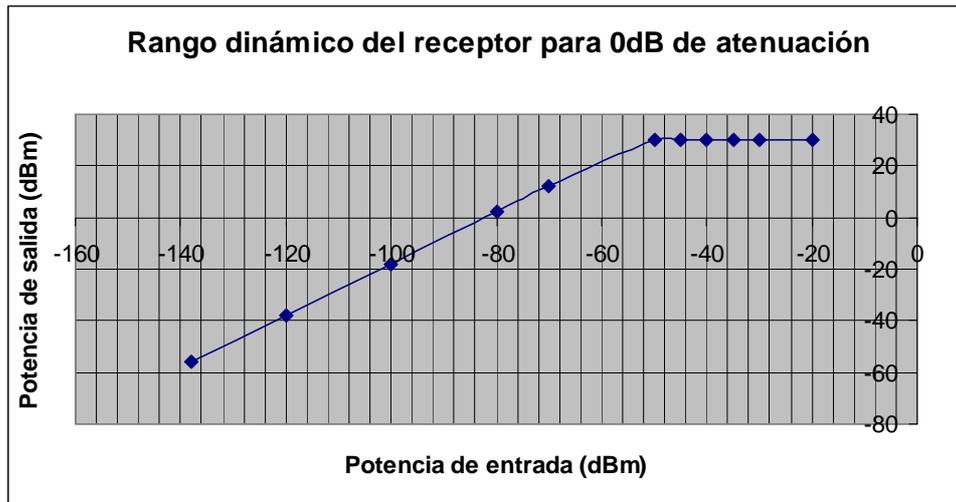


Figura 4.10. Resultados en la medición de las salidas del receptor para 0 y 32dB de atenuación

Tabla 4.4. Rango Dinámico del receptor para 0 y 32 dB de atenuación

Atenuación (dB)	Rango Dinámico (dB)
0	88
32	108

El resultado de la tabla 4.3 nos indica que el rango dinámico es adecuado para todos los experimentos, ya que se puede obtener rangos de 88 a 100dB, los cuales son superiores a 80dB que es aproximadamente la relación señal a ruido de *Spread-F*, la cual es la señal de retornos de potencia mas fuertes que capta el receptor.

CAPITULO 5. EJEMPLOS DE APLICACIÓN DEL SISTEMA DE RECEPTORES SUPERHETERODINOS.

5.1 INSTALACIÓN DE LOS RECEPTORES DE JULIA

Como se demostró en el capítulo 4, el sistema de recepción de **JULIA** cumple los requisitos de funcionamiento: Amplificación, sensibilidad, selectividad y control. Entonces, las siguientes metas del proyecto involucran la instalación y puesta en funcionamiento.

Antes de realizar el trabajo de instalación, se deben cumplir ciertos requisitos: ubicación adecuada, aislamiento electromagnético, y alojamiento mecánico apropiado. El cumplimiento de estos requisitos garantizará la fidelidad de la señal reproducida, el funcionamiento continuo del receptor, el fácil mantenimiento y la cómoda reparación de los receptores.

Por ello, los receptores deben estar ubicados cerca de los subsistemas de adquisición y procesamiento, de esta forma, se van a disminuir las pérdidas de señal en los cables, la captación de interferencia en las líneas coaxiales, y va a facilitar la instalación de los receptores.

Además, se debe brindar aislamiento electromagnético a los receptores, ello garantizará que las interferencias no van a ingresar al subsistema de recepción; estas interferencias pueden tener diferentes fuentes de origen: computadoras, equipos de soldadura eléctrica, motores eléctricos, etc. Se sabe que estas interferencias pueden ingresar de tres maneras en el receptor: líneas de corriente alterna, líneas coaxiales de señal y control, y el aire; por ello, se deben anular estos posibles accesos de interferencia. El ingreso de la interferencia se puede reducir de tres formas. Primero, el uso de cable con buena malla de tierra y conectores de panel para el ingreso y salida de señal. Segundo, el uso de filtros pasabajos en las líneas corriente alterna. Tercero, el uso de módulos de aluminio (figura 5.1) y de una jaula de Faraday (figura 5.2).

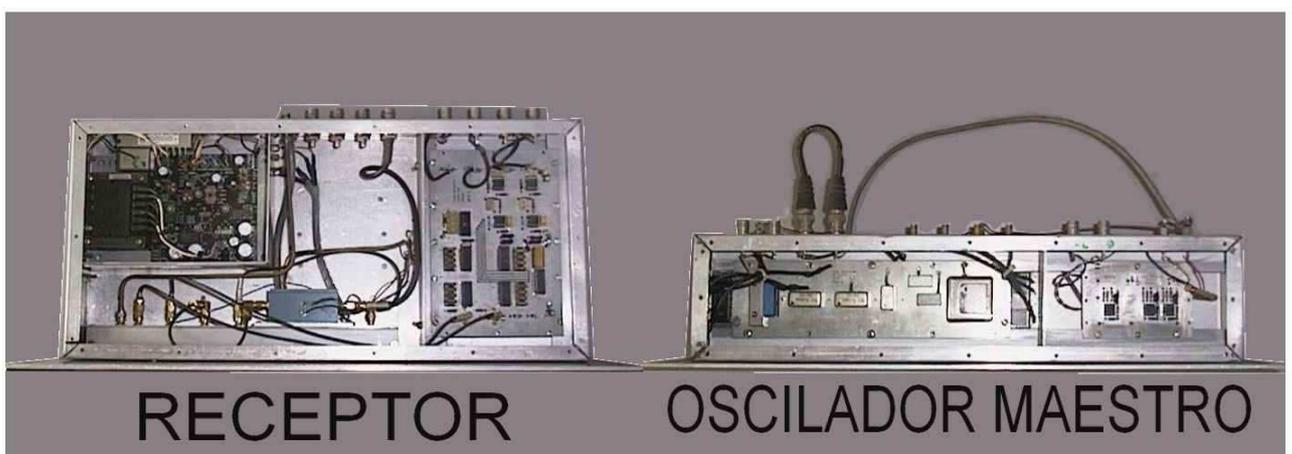


Figura 5.1. Módulos de aluminio del receptor y oscilador local

La jaula de Faraday es el recinto de protección del subsistema de recepción contra las interferencias, por ello, este ambiente debe cumplir los requisitos mencionados anteriormente. El **ROJ** cuenta con tres jaulas de Faraday, la primera contiene al subsistema de transmisión, la segunda contiene al laboratorio de electrónica e instrumentación **EI**, y la tercera contiene al laboratorio de tecnología de la información **IT**, dentro de la cual se encuentra una jaula más pequeña, conocida como jaula de recepción, como muestra la figura 5.2.



SALA DE TRANSMISION



JAULA DE FARADAY DE LA SALA IT



LABORATORIO DE TECNOLOGIA DE LA
INFOMACION IT



LABORATORIO DE ELECTRONICA E
INSTRUMENTACION EI

Figura 5.2. Jaulas de Faraday del **ROJ**

Por lo expuesto anteriormente, la instalación se hizo en la jaula de recepción del laboratorio IT, en ella se acondicionó las líneas de recepción y de control de **JULIA**, de tal forma que el sistema de adquisición-control y recepción estuvieran cercanos, tal como muestra la figura 5.3.

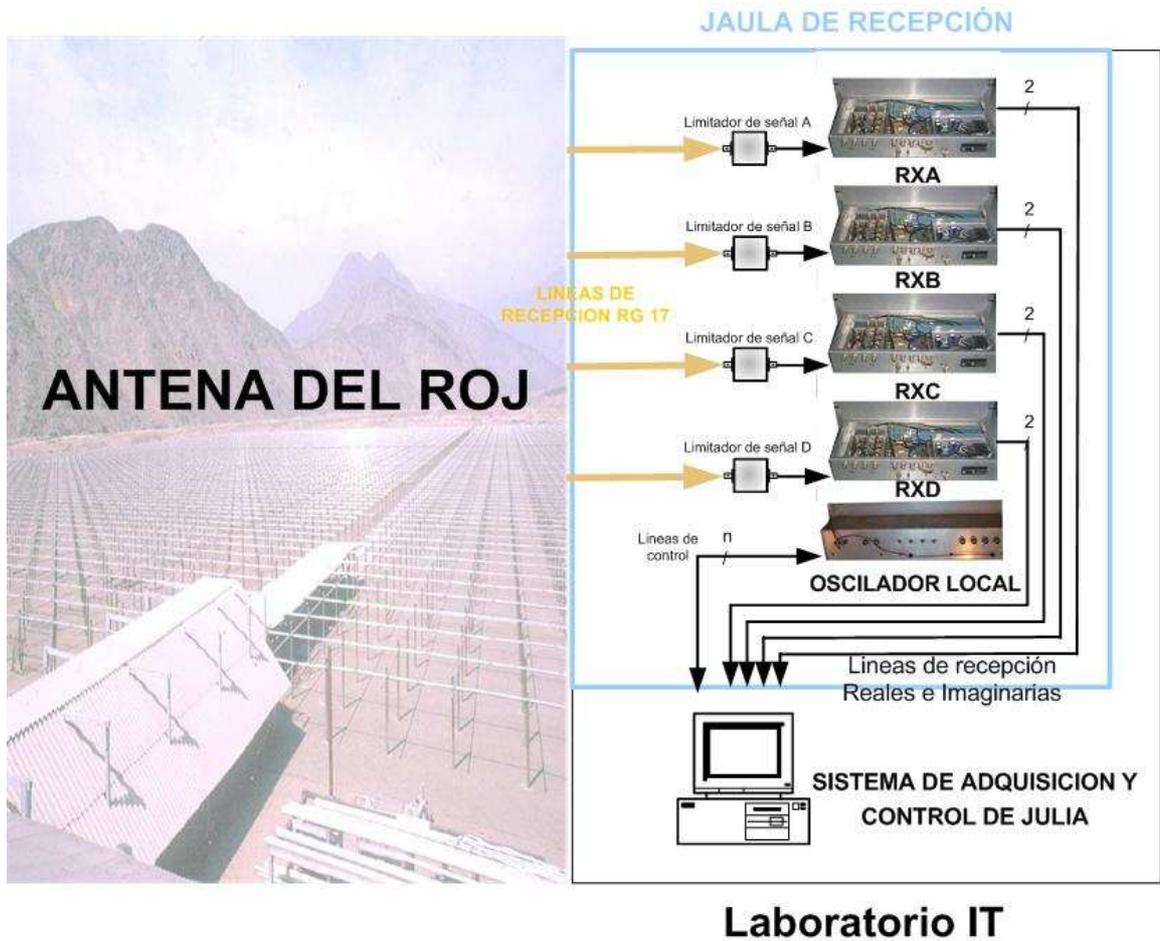


Figura 5.3. Ubicación de los receptores de JULIA en el laboratorio IT

Adicionalmente al subsistema de recepción, se ha implementado un subsistema de protección, el cual utiliza diodos Schottky (BAT42W), y le permiten soportar niveles altos de potencia, además de mejorar el ancho de banda de la línea de recepción.

5.2 EXPERIMENTOS REALIZADOS CON EL RADAR DE JULIA

El primer ejemplo del funcionamiento de los receptores de **JULIA** es la medición del “ruido de la galaxia”, la cual es generada por el ruido observado por la antena durante todo el día, la cual varía de -100 a -88 dBm. En la figura 5.4 se puede observar el valor de potencia pico (-88dBm), el cual nos indica que la antena está apuntando al centro de la galaxia.

Por ejemplo, se observa que el ruido de la galaxia siempre es superior al del receptor (2 mA), entonces, como la señal de ruido mínimo de la galaxia es 7mA, se va a tener sensibilidad necesaria en los experimentos que se realizan con **JULIA**. Además, se puede observar la señal generada por el paso de la galaxia **Hydra-A**, ubicado aproximadamente a 125 de años luz de la tierra, la cual es utilizada como una fuente de calibración de ruido.

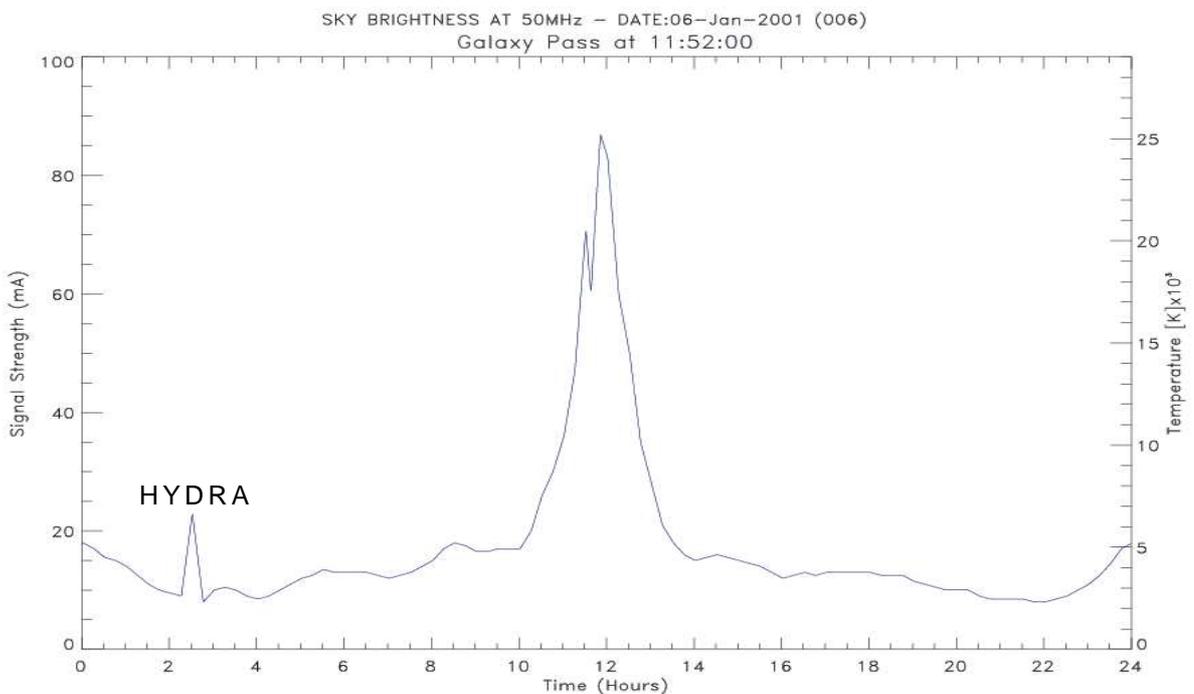


Figura 5.4. Curva de ruido del paso de la Galaxia sobre el ROJ

La configuración de los experimentos de **JULIA** se hace de acuerdo a las horas del día, por ello, el subsistema de control selecciona en forma automática los paneles de los experimentos, como muestra el diagrama de tiempos de la figura 5.5.

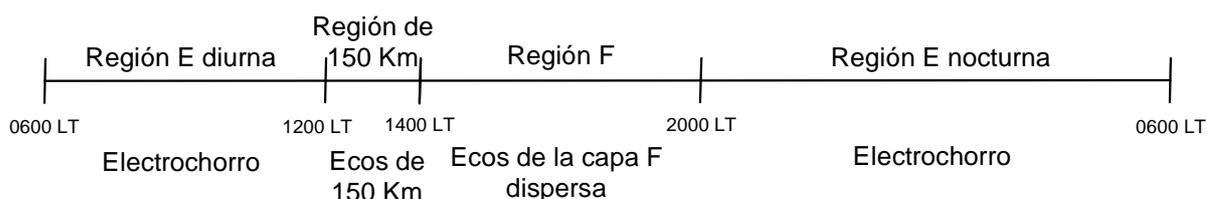


Figura 5.5. Diagrama de tiempos de los experimentos de **JULIA**

Dentro de los experimentos usualmente tomados con **JULIA** en el **ROJ** tenemos a: Electrochorro Ecuatorial, Ecos de 150 Km, y Dispersión de la capa F o “*Spread F*”.

Uno de los fenómenos que presenta una intensa corriente de iones es el **Electrochorro Ecuatorial EE**, como sabemos, la selección de la ubicación del **ROJ** fue determinada debido a su posición privilegiada en el Ecuador Magnético. En esta zona se genera este fenómeno único, el cual muestra interesantes variaciones en el tiempo; por ejemplo, su posición puede cambiar significativamente entre el día y la noche.

En la figura 5.5 se muestran los datos tomados el 6 de Abril de 2001. El gráfico entrega las potencias de 6 a 12 AM, y la figura 5.6 muestra las velocidades de desplazamiento en la línea vertical. También, se puede observar que la señal más fuerte ocurre en las alturas cercanas a los 100 Km. Los parámetros utilizados en este experimento se pueden observar en la tabla 5.1.

JULIA RTI Plot on April 08, 2001

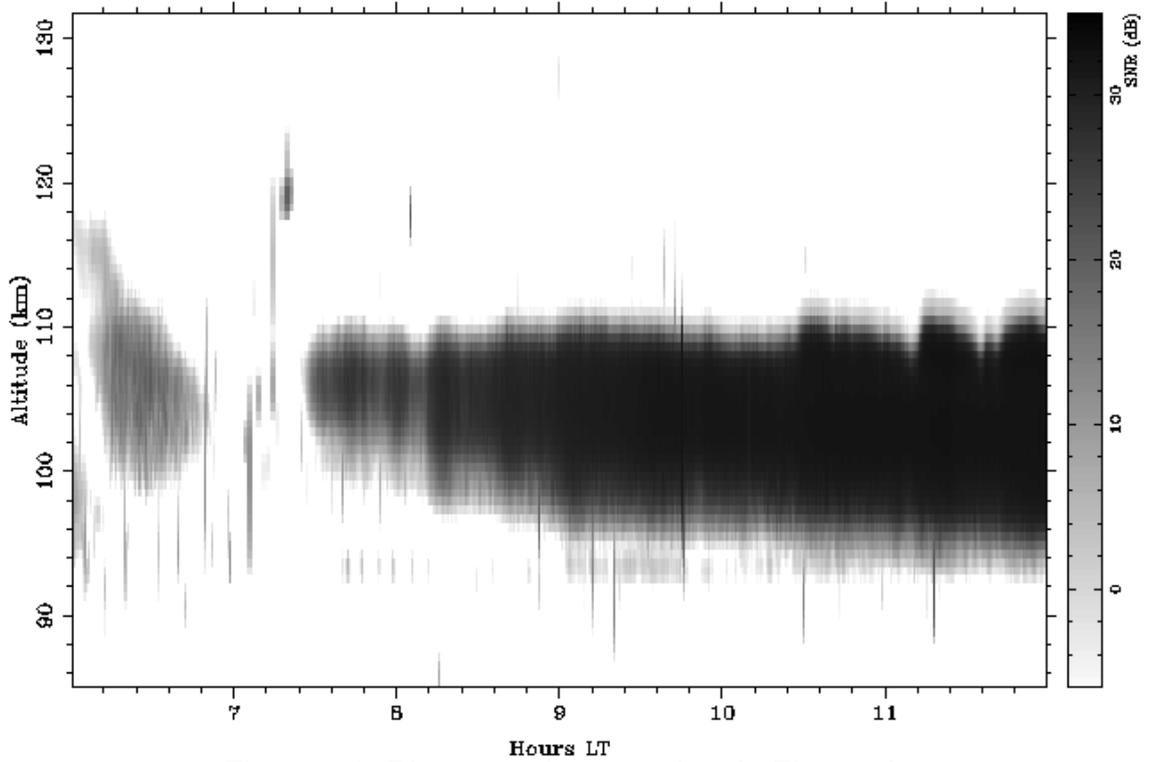


Figura 5.6. Diagrama de potencias de Electrochorro

JULIA Vertical Drift Velocity on April 08, 2001

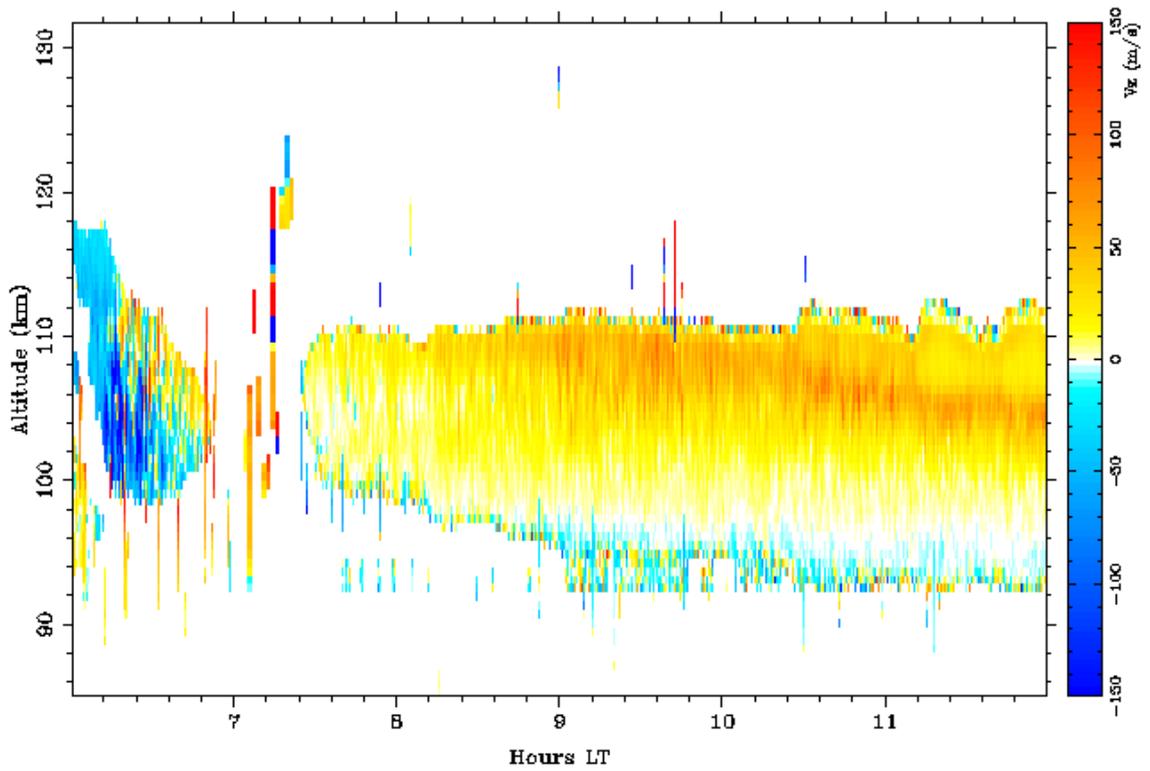


Figura 5.7. Diagrama de velocidades verticales de Electrochorro

Tabla 5.1. Tabla parámetros de observación y procesamiento para el experimento de Electrochorro Ecuatorial de las figuras 5.6 y 5.7

Periodo entre pulsos	375 Km(2.5 ms)
Ancho de pulso	2 Km (13.3 μ s)
Número de "Beams"	2 (Sección Este-Oeste de la antena)
Altura inicial de muestreo	85 Km (566.67 μ s)
Número de muestras	34
Espaciamiento entre muestras	2 Km (13.3 μ s)
Resolución del ADC	8 bits
Ancho de banda	10 μ s
Atenuación	4 dB
Fecha de realización	6 de Abril del 2001

Otro fenómeno que ocurre en el Ecuador Magnético son los Ecos de 150 Km, el cual se observa normalmente alrededor del mediodía. A partir de las investigaciones hechas, se ha observado que los retornos de señal son mucho más débiles y menos continuos comparados con el Electrochorro Ecuatorial. Además, los estudios realizados por Kudeki y Fawcett en 1993 muestran que estos ecos están relacionados con el Electrochorro Ecuatorial, y las velocidades medidas son indicadoras del campo eléctrico en la ionósfera.

En las figuras 5.8 y 5.9 se muestran los datos tomados el 30 de Enero de 2001, donde se observan los diagramas de potencia y velocidades verticales entre las 12 y 14 PM, además se muestran los parámetros del experimento en la tabla 5.2.

JULIA RTI Plot on January 30, 2001

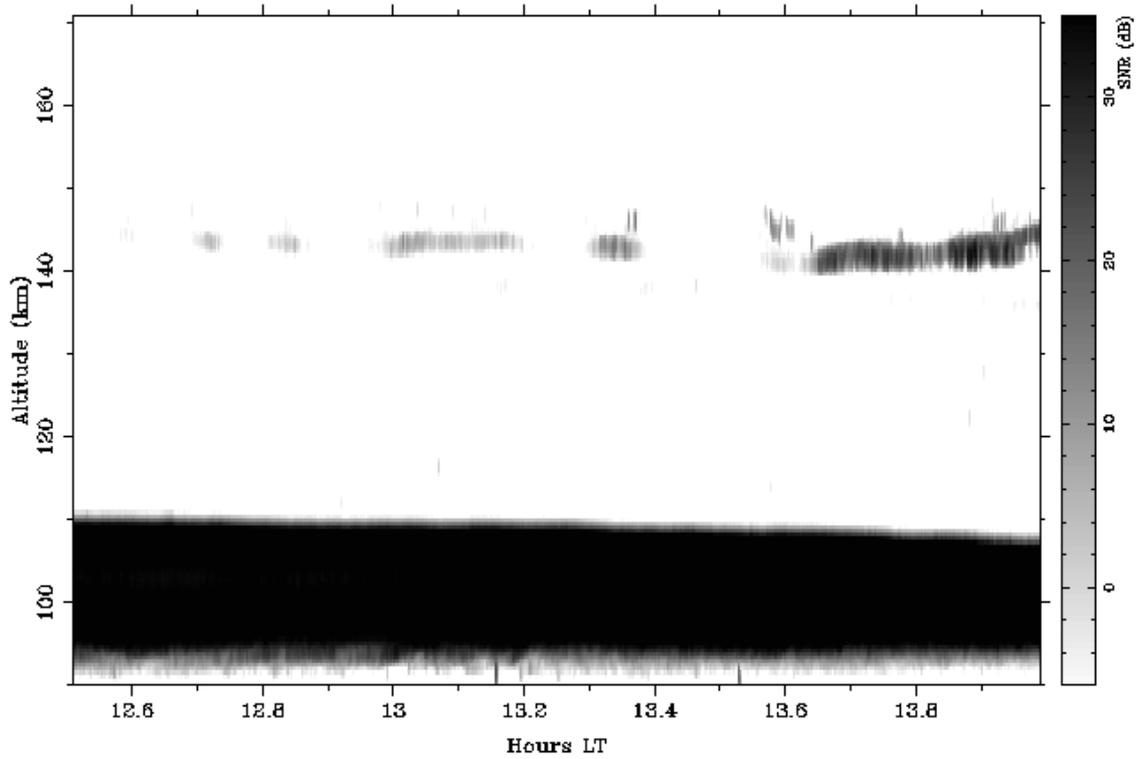


Figura 5.8. Diagrama de potencias de los Ecos de 150 Km

JULIA Vertical Drift Velocity on January 30, 2001

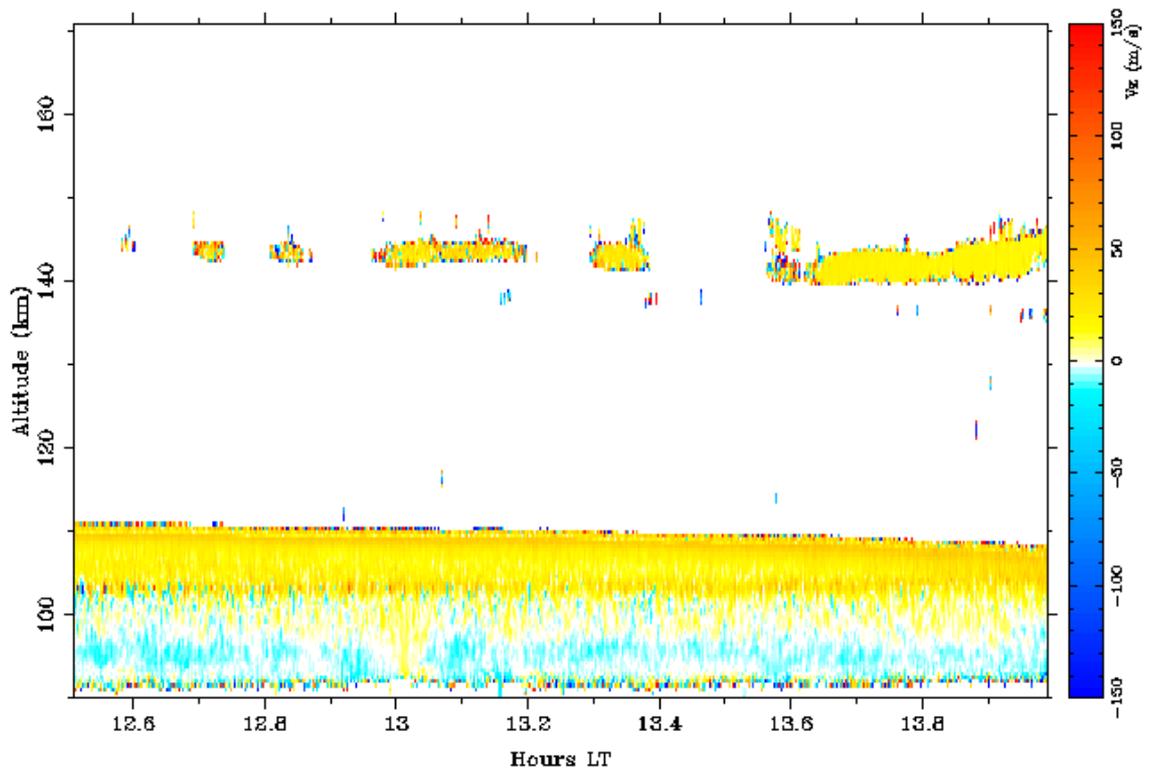


Figura 5.9. Diagrama de velocidades verticales de los Ecos de 150 Km

Tabla 5.2. Tabla parámetros de observación y procesamiento para el experimento de Ecos de 150 Km de las figuras 5.7 y 5.8

Periodo entre pulsos	375 Km (2 ms)
Ancho de pulso	2 Km (13.3 μ s)
Número de “Beams”	2 (Sección Este-Oeste de la antena)
Altura inicial de muestreo	95 Km (633.3 μ s)
Número de muestras	31
Espaciamiento entre muestras	2.55(17 μ s)
Resolución del ADC	8 bits
Ancho de banda	10 μ s
Atenuación	4 dB
Fecha de realización	30 de Enero del 2001

Otro fenómeno que capta la atención de la comunidad científica es la Dispersión de la capa F o “*Spread F*”, ésta es una de las primeras observaciones hechas desde los inicios de la creación del **ROJ**. Posteriormente, en el año 1,976, investigaciones realizadas por los científicos peruanos Woodman y La Hoz dieron una interpretación para este fenómeno, la cual es aceptada actualmente por la comunidad científica mundial.

En las figuras 5.10 y 5.11 se muestran los datos tomados el 30 de Enero de 2001, donde se observan los diagramas de potencia y velocidades verticales entre las 14 y 20 PM, y los parámetros del experimento se muestran en la tabla 5.3.

JULIA RTI Plot on January 30, 2001

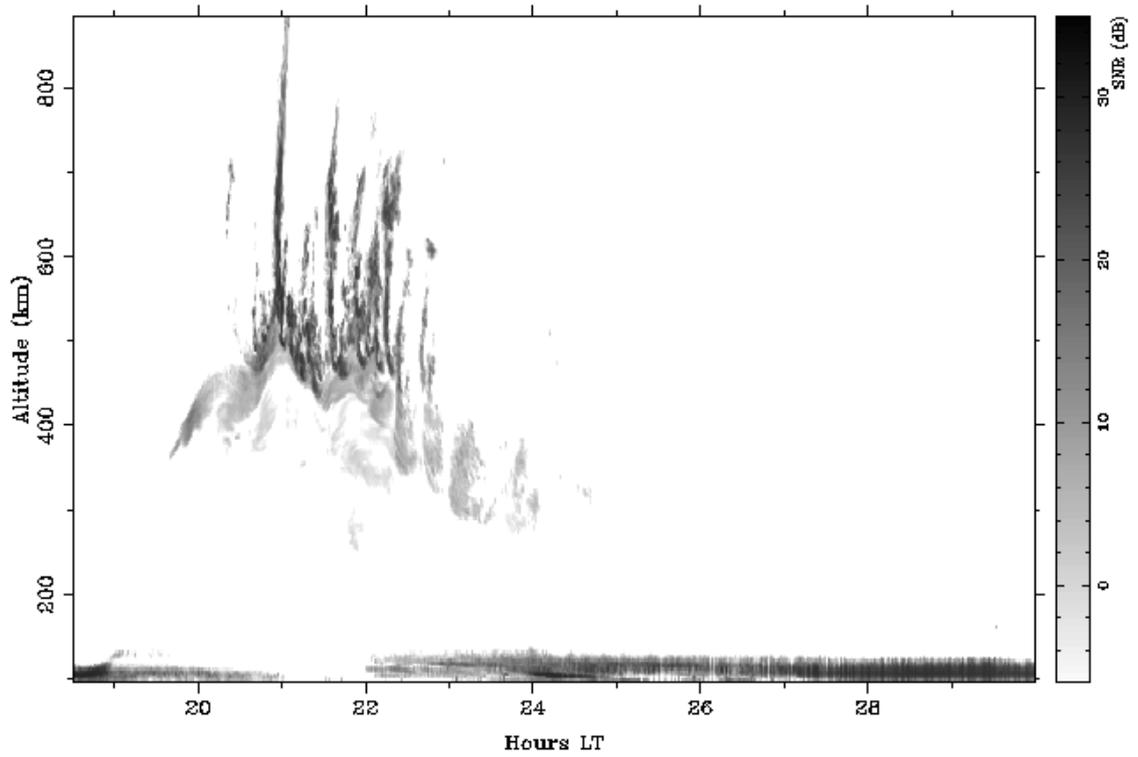


Figura 5.10. Diagrama de potencias de "Spread F"

JULIA Vertical Drift Velocity on January 30, 2001

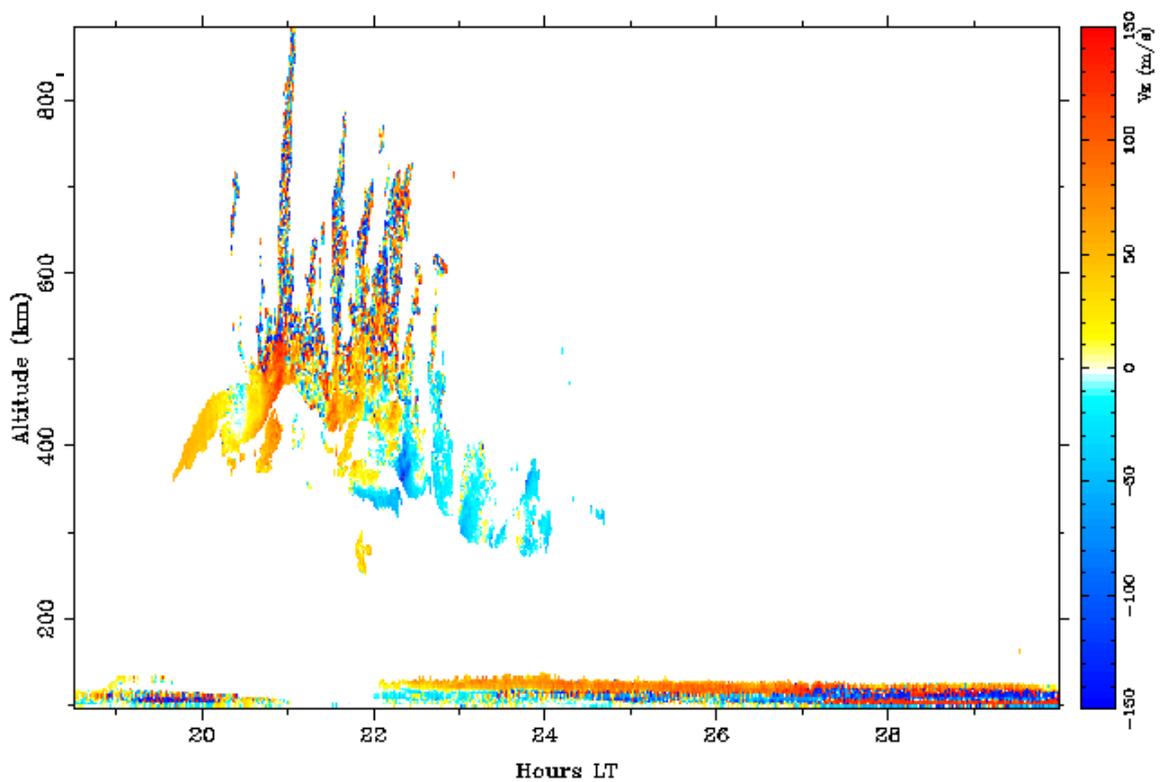


Figura 5.11. Diagrama de velocidades verticales de "Spread F"

Tabla 5.3. Tabla de parámetros de y observación y procesamiento para el experimento de la capa F dispersa de las figuras 5.9 y 5.10

Periodo entre pulsos	1500 Km (10 ms)
Ancho de pulso	5 Km (33.3 μ s)
Número de "Beams"	2 (Sección Este-Oeste de la antena)
Altura inicial de muestreo	95 Km (633.3 μ s)
Número de muestras	310
Espaciamiento entre muestras	2.55 (17 μ s)
Resolución del ADC	8 bits
Ancho de banda	20 μ s
Atenuación	2 dB
Fecha de realización	30 de Enero del 2001

Como se ha podido observar en los datos adquiridos con el sistema **JULIA**, los diferentes fenómenos observados han exigido el cumplimiento de los requisitos impuestos inicialmente al subsistema de recepción (amplificación, sensibilidad, selectividad y control). Además, hay que indicar que el subsistema de recepción tiene la posibilidad de configurar nuevos experimentos, y solo va a depender de la creatividad del investigador.

5.3 COSTOS

Como parte del desarrollo de este proyecto, se han hecho gastos en la compra de material necesario para implementar el subsistema de recepción, los cuales se están presentando en las tablas 5.5, 5.6 y 5.7.

Tabla 5.4. Gastos hechos en el módulo del oscilador maestro

Modelo	Descripción	Fabricante	Distribuidor	Código del distribuidor	Cant.	Costo unitario (\$)	Costo total (\$)
HA2-2525	Amplificador operacional	Intersil	Newark	06F5198	3	8.10	24.3
CO233T-R	Oscilador de 49.92Mhz	Vectron	Vectron	CO233T-R	1	737.0	737.0
SS-50	Interruptor de RF	VARI-L			2	50	100
MHW-592	Amplificador de banda ancha	Motorola	Motorola	MHW-592	1	41.6	41.6
142-0701-621	Conector SMA de panel	Johnson	Newark	50F2713	4	6.87	27.48
39F1022	Conector BNC de panel	Amphenol	Newark	31-206	4	10.77	43.08
PDC-10-1	Acoplador de 10 dB	Minicircuits	Minicircuits	PDC-10-1	1	13.45	13.45
AT-3	Atenuador de 3 dB	Minicircuits	Minicircuits	AT-3	1	3.65	3.65
SRA-1	Mezclador	Minicircuits	Minicircuits	SRA-1	1	13.45	13.45
H5A	Divisor de señal	WJ			6	50	300
1C10Z5U10 3M050B	Condensador de .01uF	Vishay Sprague	Newark	81F2060	3	0.17	0.51
9250-103	Inductancia de 10 µH	J.W.Miller	Newark	81F3057	3	4.21	12.63
1201-066	Condensador de paso de 5500pF	Spectrum Control	Newark	10F8145	3	5.73	17.19
HA2-2525	Amplificador operacional	Intersil	Newark	06F5198	3	8.10	24.3
CK05BX270K	Condensador 27 pF	Mallory	Newark	65F608	3	0.70	2.1
1C10ZU103 M050B	Condensador cerámico 0.01uF	Sprague	Newark	81F2060	3	0.23	0.69
CB-153-5	Resistencia de carbón de 15K 1/4W	A-B	Newark	10F305/RC07	3	0.39	1.17
CB-103-5	Resistencia de carbón de 10K 1/4W	A-B	Newark	MIL-R-11.RC07	3	0.39	1.17
CB-102-5	Resistencia de carbón de 1K 1/4W	A-B	Newark	10F305/RC07	12	0.39	4.68
39F1022	Conector BNC de panel	Amphenol	Newark	31-206	2	10.77	21.54
1201-066	Condensador de paso de 5500pF	Spectrum Control	Newark	10F8145	2	5.73	11.46
						Subtotal	1401,45

Tabla 5.5. Gastos hechos en el módulo del receptor

Modelo	Descripción	Fabricante	Distribuidor	Código del distribuidor	Cant.	Costo unitario (\$)	Costo total (\$)
44F4224	Inductancia de 0.2 μ H	Vishay Dale	Newark	IM-2-.22	4	2.21	8.84
9250-103	Inductancia de 10 μ H	J.W.Miller	Newark	81F3057	8	4.21	33.68
RC1/2G510JT	Resistencia de 50	Multicomp	Newark	10N532	4	0.46	1.84
MHW-592	Amplificador de banda ancha	Motorola	Motorola	MHW-592	12	41.6	499.2
XMC50-4-4MM	Filtro pasabanda de 50 MHz	Lark Engineering			8	100	800
PSC-2-1	Divisor de señal	Minicircuits	Minicircuits	PSC-2-1	4	10.95	43.8
PSCQ-2-70	Desfasa señal en 90°	Minicircuits	Minicircuits	PSCQ-2-70	4	23.95	95.8
RPD-1	Detector de fase	Minicircuits	Minicircuits	RPD-1	8	18.45	147.6
9410-5	Capacitancia variable 8 a 50 pF	Johanson	Newark	50F3926	4	2.90	11.6
1C10Z5U103M050B	Condensador de .01 μ F	Vishay Sprague	Newark	81F2060	8	0.17	1.36
50-645-4524-310	Conector SMA de panel	ITT SEAELECTRO	Newark	90F2520	24	9.03	216.72
1201-066	Condensador de paso de 5500pF	Spectrum Control	Newark	10F8145	12	5.73	68.76
CD10F201J03	Condensador de 200 pF	Cornell Dubilier	Newark	15F1367	8	1.31	10.48
CD15FD361J03	Condensador de 360 pF	Cornell Dubilier	Newark	15F1240	8	1.38	11.04
FD331J03	Condensador de 330 pF	CDE.	Newark	15F1239	8	1.21	9.68
1C10Z5U103M050B	Condensador de .01 μ F	Vishay Sprague	Newark	81F2060	12	0.17	2.04
T110A475K010AS	Condensador de Tantalum 4.7 μ H		Newark	87F4921	12	1.12	13.44
RC1/2G511JT	Resistencia de 510	Multicomp	Newark	10N381	8	0.46	3.68
RC1/2G202JT	Resistencia de 2K	Multicomp	Newark	10N395	8	0.46	3.68
MR-RN73C2A8K25 B	Resistencia de 8.25K	Meggitt Electronic Components	Newark	95B6584	8	1.01	8.08
RC1/2G512JT	Resistencia de 5K	Multicomp	Newark	10N405	16	0.46	7.36
RC1/2G105JT	Resistencia de 1M	Multicomp	Newark	10N459	8	0.46	3.68
RC1/2G103JT	Resistencia de 10K	Multicomp	Newark	10N412	8	0.46	3.68
RC1/2G100JT	Resistencia de 10	Multicomp	Newark	10N340	16	0.46	7.36
AD7511DIJN	Interruptor análogo CMOS	Analog Devices	Newark	05F7369	16	11.47	183.52
74LS139	Decodificador	Fairchild	DigiKey	DM74LS139-N-ND	4	0.62	2.48

HA2-2525	Amplificador operacional	Intersil	Newark	06F5198	16	8.10	129.6
64W	Potenciómetro de 20K	SPECTROL	Newark	67F5833	16	2.59	41.44
64W	Potenciómetro de 50K	SPECTROL	Newark	67F5833	8	2.59	20.72
1201-066	Condensador de paso de 5500pF	Spectrum Control	Newark	10F8145	20	5.73	114.6
						Subtotal	2505,76

Tabla 5.6. Gastos hechos en los componentes para la instalación

Modelo	Descripción	Fabricante	Distribuidor	Código del distribuidor	Cant.	Costo unitario (\$)	Costo total (\$)
ZSAT-31R5	Atenuador Digital	Minicircuits	Minicircuits	ZSAT-31R5	4	119.0	476.0
HTAA-16W-A	Fuente regulable	Condor	Newark	740-5044	4	53.95	215.8
DE-9PMP	Conector de panel tipo D de 9 pines macho	SPC Technology	Newark	87N484	4	0.99	3.96
39F1022	Conector BNC de panel	Amphenol	Newark	31-206	32	10.77	344.64
142-0701-621	Conector SMA de panel	Johnson	Newark	50F2713	4	6.87	27.48
901-9511-3	Conector SMA macho para RG 174	Amphenol	Newark	39F3326	24	6.79	162.96
1201-066	Condensador de paso de 5500pF	Spectrum Control	Newark	10F8145	32	5.73	183.36
10VW1	Filtro de AC	CORCOM	Newark	46F4399	4	22.60	90.4
RG402	Cable RG402 100 pies	Pasternack Enterprises	Pasternack Enterprises	RG402/U	100	2.28	228.0
03F2136	Cable RG58 100 pies	Belden	Newark	36F118WM	1	67.42	67.42
03F2133	Cable RG174	Belden	Newark	9239	100	0.4878	48.78
901-9808	Conector macho para RG-402	Amphenol	Newark	93F7534	4	5.17	20.68
2007-7941-02	Conector macho tipo codo para RG-402	Macom	Allied	513-1020	4	14.96	59.84
P-2392	Cable de entrada AC	Switchcraft	Newark	26F720	4	11.96	47.84
901-9209 ^a	Conector hembra-hembra SMA	Amphenol	Newark	51F3842	4	13.01	52.04
MP-16-3G	Sockets 16 pines	SPC Technology	Newark	81N9125	36	1.09	39.24
MP-14-3G	Sockets 14 pines	SPC Technology	Newark	81N9124	4	0.89	3.56
MP-08-3G	Sockets 8 pines	SPC Technology	Newark	81N9123	23	0.71	16.33
	Módulos de aluminio para la instalación				50	5	250
						Subtotal	2338,33

El gasto total realizado en material ha sido \$ 6245,54, cabe mencionar que este material fue importado, y el trámite y los gastos de envío lo realizó la Universidad de Cornell. Además, no se han incluido los gastos en la mano de obra y alquiler de equipos, los cuales también se toman en cuenta cuando se ordena la construcción de algún equipo en una empresa particular.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El desarrollo del presente trabajo ha permitido cubrir una necesidad del ROJ, produciendo además las siguientes conclusiones y recomendaciones:

1. La sensibilidad del receptor construido para **JULIA** es 2mA, en consecuencia, se está garantizando que tiene la suficiente sensibilidad, ya que la mínima señal que va a captar la antena del **ROJ** es 7mA, la cual corresponde al ruido de la Galaxia "fría".
2. La potencia de los fenómenos observados en el Ecuador Magnético son 40 dB superiores al nivel de ruido, lo cual exige un rango dinámico igual o mayor; además, como el rango dinámico de los receptores de **JULIA** va desde 44 hasta 69 dB, dependiente de la atenuación seleccionada, entonces, se garantiza que se tiene el rango dinámico adecuado.

3. El control automático de ancho de banda de **JULIA** está funcionando correctamente, por lo tanto, se garantiza que la relación señal a ruido va a ser la más alta, de acuerdo a la teoría de filtros adaptados.
4. Las mediciones hechas al filtro Bessel del receptor de **JULIA** ha demostrado que su comportamientos se aproxima bastante al teórico, sin embargo, para frecuencias de corte superior a 380KHz se tiene que aumentar en 10% aproximadamente el valor de las resistencias, lo cual también ha dado buenos resultados.
5. Un elemento que ha mejorado el funcionamiento de los receptores es el blindaje electromagnético entre las etapas de amplificación, en efecto, el perfeccionamiento de este blindaje ha contribuido en la mejora de la sensibilidad del receptor, lo cual también concuerda con las recomendaciones hechas en los libros de compatibilidad electromagnética.
6. La selección adecuada de los materiales para la construcción del recinto y los módulos de los receptores ha reducido la posibilidad del ingreso de las interferencias presentes en el ambiente.
7. El receptor desarrollado en el **ROJ** no tiene referencias de trabajos anteriores en el Perú, por ello, este trabajo resulta en una buena referencia para diseños posteriores de receptores VHF.
8. A pesar de que el diseño del receptor es para 50 MHz, el esquema se puede repetir para otras frecuencias. Por ejemplo, como parte de las labores del **ROJ**, se revisó y reparó el receptor de un radar BLR (915

MHz), esta tarea se facilitó grandemente debido al conocimiento previamente adquirió en el diseño de los receptores de **JULIA**.

9. La flexibilidad para cambiar el ancho de banda y la atenuación que muestra el sistema de recepción de **JULIA**, permite realizar los experimentos habitualmente programados, pero además, se pueden implementar otros nuevos, lo cual dependerá del requerimiento de cada investigador.
10. Como el receptor está conectado a la línea de recepción del **ROJ**, el equipo puede ser dañado por la señal remanente del transmisor, alrededor de los 1000Vpp. Por ello, la línea de diodos protectores que han complementado a los receptores ha garantizado su funcionamiento seguro.
11. La velocidad de conmutación de los atenuadores digitales es $10\mu\text{s}$, lo cual equivale a 1500 m para el radar. Como se tienen experimentos que llegan a 800Km de altura, se podría utilizar los atenuadores digitales para disminuir la señal fuerte de ciertas alturas y dejar pasar la señal débil de otras (Control automático de Ganancia AGC). Para realizar esto, se implementaría un control adicional al que se tiene actualmente, por lo tanto, se mejoraría la calidad de los datos adquiridos con el receptor.

BIBLIOGRAFÍA

1. Barton, Davis. Modern radar system Analisis. Artech House. 1,988
2. Balsley, Ben. The MST radar Technique: Potential for Middle Atmospheric Studies. Vol. 118, 1980
3. Berkowitz, Raymond. Modern Radar. John Wiley & Sons. Página 7. 1,965
4. Berkowitz, Raymond. Modern Radar. John Wiley & Sons. Página 399. 1,965
5. Cardama, Angel. Antenas. Edicions UPC, Universitat Politècnica de Catalunya. Capitulo 1. 2,000
6. Degauque, Pierre. Electromagnetic Compatibility. Oxford University Press. Capítulo 3.1,993
7. Degauque, Pierre. Electromagnetic Compatibility. Oxford University Press. Capítulo 2 y 3. 1,993
8. Fukao, Sohoichiro. Handbook for map. SCOSTEP Secretariat, University of Illinois. Volumen 30. Página iii. 1,989
9. Hagen, Jon. Radio-Frequency Electronics Circuits and applications. Cambridge University Press. Capítulo 6. 1,996
10. Hagen, Jon. Radio-Frequency Electronics Circuits and applications. Cambridge University Press. Capítulo 6. página 54. 1,996
11. Hagen, Jon. Radio-Frequency Electronics Circuits and applications. Cambridge University Press. Capítulo 29. página 303. 1,996
12. Horowitz, Paul. The Art of electronics. Cambridge University Press. 1,989. páginas 274, 275 y 276.
13. Mini-Circuits. RF/IF Designer's Handbook.

14. Ochs, Gerard. The large 50 MC/s dipole array at Jicamarca Radar Observatory. National Bureau of Standards report. NBS Project 54050-11-5400156. NBS report 8772. 5 de Marzo de 1,965.
15. Orr, Wiliam. Radio Handbook. Marcombo. Página 244. 1,986.
16. Orr, Wiliam. Radio Handbook. Marcombo. Página 245. 1,986.
17. Orr, Wiliam. Radio Handbook. Marcombo. Página 248. 1,986.
18. Peterson, Vern L. Wind profiling: The history, principles and applications of clear-air doppler radar. Tycho Technology. 1,988.
19. Real Academia Española RAE, www.rae.com.
20. Sarango, Martin. First Results form the Jicamarca unattended Long-term studies of the Ionosphere and Atmosphere (JULIA) system. Proceedings of the Eight Workshop on Technical and Scientific Aspects of MST Radar. SCOSTE. Páginas 310-313. Bangalore, India. Diciembre 15-20 de 1,997.
21. Sarango, Martin. Sistema controlador/procesador multi-DSP para el radar MST perfilador de vientos de la Estación Científica Antártica Machu-Picchu. Tesis doctoral. Departamento de la Teoría de la señal y Comunicaciones Universidad Politécnica de Cataluña. Julio de 1,996.
22. Shadowitz, Albert. The electromagnetic Field. McGraw-Hill. 1,975
23. Skolnik, Merril. Introduction to RADAR systems. McGraw-Hill. Página 231. 1,962
24. Skolnik, Merril. Radar Applications. IEE PRESS. 1,987

25. Urbina, Julio. Diseño e implementación de un controlador de radar MST para la Base Antártica Peruana Machu-Picchu. Tesis de grado de ingeniero. Universidad Nacional de Ingeniería 1993.
26. Van der Ziel, Aldert, Noise. Prentice-Hall. Página 1. 1,960
27. Van der Ziel, Aldert, Noise. Prentice-Hall. Página 8 y 31, 1,960
28. Van der Ziel, Aldert, Noise. Prentice-Hall. Página 33, 1,960
29. Wehner, Ronald. High Resolution Radar. Artech House. Capítulo 12. 1,987