



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**CARACTERIZACION Y MODERNIZACION DEL RECEPTOR
DE ALTA FRECUENCIA DEL RADIO INTERFEROMETRO
SOLAR DEL INSTITUTO DE GEOFISICA DE LA UNAM**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A N :

**JARQUIN RAMOS LISANDRA MAGNOLIA
ROBLES ARIZA LAURA JESSICA**

DIRECTOR DE TESIS:
Dr. Alejandro Lara Sánchez



MÉXICO, D. F.

Enero 2006.



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México.

A la Facultad de Ingeniería.

A nuestros profesores por compartir sus experiencias y conocimientos.

Al Instituto de Geofísica por el apoyo que nos brindó durante el tiempo que dedicamos a este trabajo.

Por sus sugerencias e ideas expresadas para la mejora de este trabajo, a nuestros sinodales:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

Dr. José Ismael Martínez López

M. I. Jesús Rodríguez Zamudio

Y además por su orientación y ayuda en el manejo del Analizador de Redes a:

Dr. Oleksandr Martynyuk

Agradecemos muy sinceramente la ayuda prestada por nuestro Director de tesis, Dr. Alejandro Lara Sánchez. Su contribución ha sido fundamental en la realización de este trabajo.

A todas aquellas personas que colaboraron de alguna manera para el desarrollo de esta Tesis.

A todos.

Muchas gracias.

Lisandra y Jessica

Agradezco Sinceramente:

A Dios por estar siempre conmigo e iluminar mi camino.

A mis padres, por su apoyo, comprensión y por la confianza que han depositado en mí, pero sobre todo por haberme dado la oportunidad de realizar una carrera profesional. Son y serán siempre mi más grande inspiración.

A toda mi familia en general, por haber creído en mí y por el apoyo que me han dado a lo largo de toda mi vida. Muy especialmente a mi tío Ricardo, que dónde quiera que esté sé que estará muy orgulloso de mí.

A mis amigos, con los que he pasado tan buenos momentos y que en las buenas y en las malas siempre están ahí.

A Lis, por su paciencia y apoyo en todo momento y sobre todo por su amistad, que es muy valiosa para mí.

A Uriel, por su dedicación, inteligencia, paciencia, comprensión, apoyo y amor. Por estar en mi mente y en mi corazón. Te amo...

Jessica

AGRADECIMIENTOS

Le agradezco a Dios por estar siempre guiando mi camino, y por haber hecho realidad este hermoso sueño.

A mi mamá, por haberme dado la oportunidad de realizar una licenciatura, por todo el amor y comprensión que me ha dado durante toda mi vida. Por que en los momentos difíciles siempre estuvo ahí, tendiéndome la mano para levantarme y seguir adelante.

¡¡¡MUCHAS GRACIAS!!!

A mi hermano Cristian por todo el cariño que me ha dado, por estar conmigo en todos los momentos tristes y alegres.

A Jessica por todo su apoyo en la realización de esta meta, por su paciencia y por ser una gran amiga.

A mis tíos Patricia y Martín, así como a mis primos Juan Ramón, Pilar y Fernando por estar presente en todos los momentos felices de mi vida.

A todos mis amigos y en especial a Ángel por estar conmigo desde el inicio de mi licenciatura, por toda su ayuda, por sus consejos, por que sin él no hubiera sido lo mismo!!!

*“Haz todo lo necesario para
lograr tu más ardiente deseo y
acabarás lográndolo”*

Beethoven

Lisandra

Índice general

Introducción	v
1. Radiotelescopios	1
1.1. Conceptos básicos	1
1.1.1. Ondas de radio	1
1.1.2. Tipos de fuentes de radio-ondas	3
1.1.3. Mecanismos de emisión	7
1.1.4. Efecto Doppler	11
1.2. ¿Que es un radiotelescopio?	11
1.2.1. Inicios del radiotelescopio	12
1.2.2. El radiotelescopio simple	13
1.2.3. El interferómetro	15
1.2.4. Tipos de interferómetros	16
2. Principios básicos para receptores	19
2.1. Relación señal a ruido	19
2.2. Figura de ruido	20
2.3. Potencia de ruido y temperatura de ruido	22
2.4. Figura de ruido compuesta y temperatura de ruido compuesta	27
2.5. Comparación entre figura de ruido y temperatura de ruido	28
2.6. Temperatura efectiva del sistema	28
2.7. Receptores	29
2.7.1. Principios de receptores para radiotelescopios	29
2.7.2. Sensibilidad del receptor	30
2.7.3. Calibración de receptores para radio telescopios	31
2.8. Tipos de receptores	32
2.8.1. Receptor de potencia total	33
2.8.2. Receptor tipo Dicke balanceado	34

2.8.3.	Receptor tipo Dicke no balanceado	36
2.8.4.	Receptores de barrido	39
2.8.5.	Receptor superheterodino	39
2.8.6.	Receptores de correlación	42
3.	Funcionamiento del Radio Interferómetro Solar	45
3.1.	El Radio Interferómetro Solar (RIS)	45
3.1.1.	Espejos primarios parabólicos	45
3.1.2.	Espejos secundarios	47
3.1.3.	Bocina de entrada	48
3.1.4.	Modulador de polarización (placas y bobinas)	48
3.1.5.	Guía de ondas	49
3.1.6.	Modulador de fase	49
3.1.7.	Anillo híbrido	52
3.1.8.	Moduladores de amplitud o intensidad	53
3.1.9.	Amplificadores	54
3.1.10.	Grabadores	54
4.	Caracterización del Radio Interferómetro Solar	57
4.1.	Introducción	57
4.2.	Caracterización de los componentes del receptor	57
4.2.1.	Matriz de dispersión	57
4.2.2.	Amplificadores de bajo ruido	59
4.2.3.	Guías de onda	73
4.2.4.	Conectores	77
4.2.5.	Filtros	81
4.2.6.	Filtro Pasa-Bajas	82
4.2.7.	Filtro Pasa-Altas	83
4.2.8.	Filtro Pasa-Bandas	83
4.2.9.	Filtro Supresor de Bandas	83
5.	Modernización de la etapa de alta frecuencia del RIS	93
5.1.	Parámetros del receptor actual	93
5.1.1.	Figura de Ruido	93
5.1.2.	Temperatura del Sistema	95
5.1.3.	Sensibilidad	97
5.2.	Parámetros del nuevo receptor	100
5.2.1.	Figura de Ruido	103
5.2.2.	Temperatura del Sistema	104

ÍNDICE GENERAL

III

5.2.3. Sensibilidad	104
5.3. Fuentes observables	105
5.3.1. Ajuste	105
5.3.2. Calibración	105
5.3.3. Caracterización de la nueva etapa de amplificación . . .	109
5.4. Comparación de las etapas de amplificación	116
Conclusiones	123

Introducción

En el Instituto de Geofísica de la UNAM, se está desarrollando un proyecto de observación y estudio de la actividad solar, que se basa en la captura y análisis de información de la radiación del Sol, dentro de un intervalo limitado de frecuencias en la parte de las microondas del espectro electromagnético. Con esto se busca registrar y analizar los cambios en el flujo electromagnético debido a diferentes procesos que tienen lugar en la atmósfera solar.

En general, el flujo que se registra es constante y es debido al estado de baja actividad solar llamado “ Sol quieto “. Sin embargo, de vez en cuando se registran cambios rápidos en el flujo debidos al llamado “ Sol activo “; estos cambios son los que se estudian para obtener información de los procesos físicos que les dan origen.

Este proyecto de observación y estudio del Sol vía la radiación en microondas, se lleva a cabo por medio de un radio interferómetro de fabricación soviética donado a este Instituto. Desafortunadamente, no se tienen manuales científicos y/o técnicos originales del instrumento, de sus etapas, estructura, de los elementos que contienen y de la forma como modifican la radiación en cada una de estas etapas. Desde hace alrededor de 30 años el instrumento se ha mantenido funcionando, excepto en algunos intervalos cortos de tiempo. Debido a los años de funcionamiento, el desgaste de algunas de sus piezas, lo obsoleto de otras y la falta de refacciones originales, se ha hecho necesario cambiar algunas de ellas, darles mantenimiento correctivo y en otros casos sustituirlas.

Como veremos en este trabajo, el instrumento que se usa para la investigación de los cuerpos celestes, por medio del análisis de la radiación electromagnética que éstos emiten, es conocido como radiotelescopio o radiómetro, este es el caso del radio interferómetro del Instituto de Geofísica. Cualquiera que sea su complejidad, todo radiotelescopio consiste básicamente en una antena para captar la energía emitida por las fuentes celestes, un receptor

para convertir dicha radiación en señales eléctricas y un sistema registrador que, accionado por las señales del receptor, proporcione en forma gráfica y numérica, los datos necesarios para su evaluación.

En este proyecto de tesis abordaremos solamente la etapa de alta frecuencia del receptor del radio interferómetro; como es el caso de los amplificadores, filtros, adaptadores y guías de onda. Determinaremos si están en las condiciones necesarias para llevar a cabo las observaciones de la actividad solar, esto por medio de la caracterización de cada uno de estos elementos, y como se mencionó anteriormente, determinar qué elementos podemos sustituir para mejorar la calidad del instrumento.

Tomando en cuenta esta caracterización, propondremos el cambio de dos elementos importantes del receptor para nuevamente caracterizar y analizar los resultados obtenidos antes y después del cambio de estos elementos, posteriormente realizaremos una comparación entre los resultados para determinar si el trabajo realizado fué lo más adecuado para mejorar el funcionamiento del radio interferómetro. También cabe mencionar que en los capítulos en los que colocamos los resultados de la caracterización se mencionarán conceptos teóricos relacionados con los parámetros que mediremos.

Capítulo 1

Radiotelescopios

1.1. Conceptos básicos

1.1.1. Ondas de radio

Las ondas de radio, al igual que la luz y otras formas de radiación electromagnética, consisten de vibraciones del campo eléctrico y magnético que son perpendiculares entre sí, y que son transversales a la dirección de propagación. Las ondas viajan a una velocidad de 3×10^8 metros por segundo en el vacío.

Las ondas de radio son radiación electromagnética de longitud de onda larga; desde unos milímetros hasta miles de metros, aunque la región utilizada para radioastronomía suele llegar sólo hasta decenas de milímetros. La longitud de onda de radio tiene ciertas ventajas sobre otro tipo de radiación. Para empezar, comparte con el óptico el privilegio de poder ser observada desde la Tierra. Esto es, la atmósfera no las detiene o absorbe como en el caso de la radiación ultravioleta, por ejemplo. Otra ventaja muy importante de las ondas de radio, es que debido a su baja energía, y por tanto, longitud de onda larga, prácticamente no interfieren con el material que se encuentra a su paso (a no ser con determinados materiales, como aquellos de los que están construídas las antenas, que actúan como reflectores de ondas de radio).

Las ondas de radio son especialmente útiles en Astronomía para estudiar objetos que se encuentran en el interior de nubes de gas y polvo; al tener una longitud de onda mayor, no son afectadas por el gas y el polvo, permitiéndo el estudio de objetos en regiones densas y obscurecidas, como pueden ser las

regiones de formación estelar que no puedan ser estudiadas en el óptico.

Los parámetros que definen a una onda son:

La longitud de onda (λ): que es la distancia entre dos máximos consecutivos de la onda. Se mide en metros o cualquiera de sus submúltiplos o múltiplos.

La frecuencia (ν): se define como el número de máximos que pasan por un punto en un tiempo determinado. Sus unidades son los Hertz, que equivalen a un ciclo por segundo.

La amplitud (A): es la distancia que hay entre el punto de inflexión mínimo de la onda y el máximo.

Debido a que la velocidad de la luz en el vacío, que es constante e igual a c , existe una relación directa entre la frecuencia y la longitud de onda, que está dada por:

$$\nu = \frac{c}{\lambda} \quad (1.1)$$

Otra característica importante de las ondas electromagnéticas es que transportan energía. La energía de una onda electromagnética está directamente relacionada con su frecuencia, de forma que $E = h\nu$, y utilizando la ecuación 1.1 tenemos que $E = hc/\lambda$, donde h es la constante de Planck cuyo valor es $h = 6.63 \times 10^{-34} J * seg$. De esta forma tendremos que las ondas con una frecuencia alta serán muy energéticas, mientras las de baja frecuencia transportarán menos energía.

Polarización

Como mencionamos antes, las ondas electromagnéticas tienen dos componentes, la componente eléctrica y la componente magnética. Éstas son ondas acopladas que se propagan por el espacio en línea recta cuando no encuentran obstáculos a su paso.

La polarización de las ondas electromagnéticas está definida por el vector de campo eléctrico. Si este vector forma un ángulo constante con el horizonte, se dice que las ondas están linealmente polarizadas. En radioastronomía, cuando una onda está linealmente polarizada y su vector de campo eléctrico es paralelo a la superficie de la Tierra se dice que se trata de una polarización

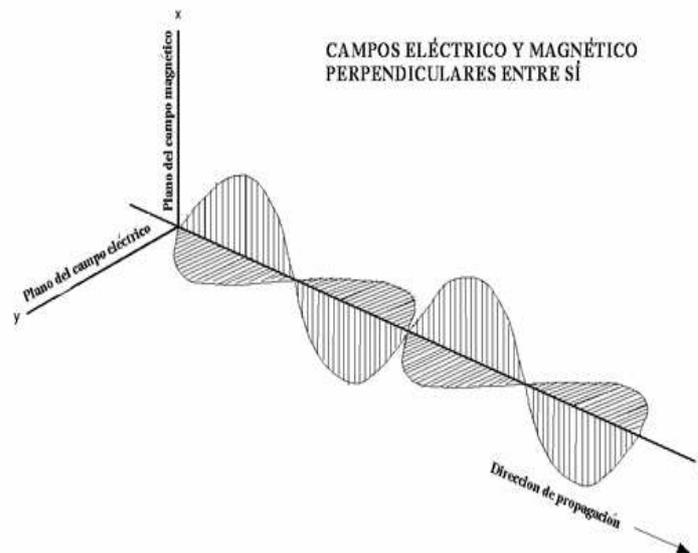


Figura 1.1: Campos eléctrico y magnético de una onda electromagnética que se propaga en la dirección z

horizontal. Cuando, por el contrario, la polarización se produce en un plano perpendicular al horizonte decimos que se trata de la polarización vertical.

Las ondas también pueden estar circularmente polarizadas si el vector eléctrico rota alrededor de la dirección de propagación de la onda. La rotación puede ser dextrógira cuando, para un observador que mira la onda en el sentido de la propagación, ésta rota en sentido de las manecillas del reloj, o levógira cuando, el mismo observador ve la onda girando en sentido contrario a las manecillas del reloj.

Las ondas de radio procedentes del espacio exterior pueden estar polarizadas lineal o circularmente o incluso pueden ser una mezcla de ambas. Las propiedades de polarización de las ondas electromagnéticas proporcionan información sobre los procesos físicos que tienen lugar en la fuente de radiación.

1.1.2. Tipos de fuentes de radio-ondas

Para entender el funcionamiento de un radiotelescopio, es necesario saber de dónde provienen las señales recibidas. En el universo existen distintas fuentes de emisión, como las que se mencionan a continuación:

a) El medio interestelar.

Este medio interestelar es un gas muy tenue, con mayor o menor densidad y que llena todo el cosmos conocido. En nuestra galaxia constituye el 1% de la masa total. Está compuesto mayoritariamente por hidrógeno, que puede encontrarse en tres estados: atómico, molecular e ionizado. Según el estado en que se encuentra el hidrógeno, el medio interestelar se organiza en diferentes fases.

1. Regiones de gas atómico.

Son regiones compuestas principalmente por hidrógeno neutro atómico (HI), aunque pueden existir también algunos iones de baja excitación como carbón. Podemos encontrarlo en dos formas: Como nubes frías atómicas, con temperaturas entre (50 y 100°K), y densidades del orden de 50 partículas por cm^3 .

Y como gas internubes, que es menos denso (0.5 partículas por cm^3) y más caliente (5000 K) que las anteriores.

2. Regiones de gas molecular.

En nuestra galaxia existen nubes oscuras que nos impiden ver las estrellas que hay detrás de ellas, estas nubes están compuestas por gas molecular y polvo.

Las nubes moleculares son frías (10 – 30°K) y densas ($10^3 - 10^5$ partículas por cm^3). Estas nubes son muy importantes porque en su seno se forman las estrellas, y es precisamente con observaciones radioastronómicas como mejor podemos estudiar la formación estelar.

3. Regiones de gas ionizado.

Podemos encontrar hidrógeno ionizado en dos tipos de regiones del medio interestelar:

El gas coronal está compuesto por gas ionizado de baja densidad (menor de 0.01 partículas por cm^3) y muy alta temperatura ($10^5 - 10^6$ °K). Se le da el nombre de coronal por analogía con la corona del Sol.

Las regiones HII se encuentran dentro de las nubes moleculares. Para que el hidrógeno molecular de estas nubes se ionice, tiene

que haber cerca de ellas una fuente intensa de radiación ultravioleta, con una energía ($h\nu$) superior al potencial de ionización del hidrógeno (13.6 eV o 2.2×10^{-8} J), es decir, fotones ultravioleta con frecuencias superiores a 3 282 GHz (o longitudes de onda inferiores a 912 Å (angstroms)).

b) Supernovas.

En los núcleos estelares tiene lugar la fusión de elementos ligeros y sólo las estrellas con masa mayor a 9 masas solares son capaces de alcanzar la temperatura necesaria para comenzar la combustión de elementos más pesados: primero del carbono, después del neón y posteriormente del oxígeno. Cada uno de estos elementos que comienzan a ser utilizados en reacciones nucleares, van dejando residuos como silicio, fósforo y magnesio, que experimentarán también reacciones nucleares si la temperatura sigue manteniéndose en valores suficientemente elevados. Por esta razón, la estrella contendrá un núcleo compacto e inerte de hierro rodeado por sucesivas capas de combustión de elementos cada vez más ligeros a medida que nos alejamos del núcleo. Cuando el núcleo estelar está compuesto por hierro, la única fuente de energía de la estrella es su contracción gravitacional que genera un rápido calentamiento, de forma que la temperatura del núcleo puede alcanzar valores de más de 10^{10} K.

A éstas temperaturas se producen fotones de alta energía (gama) que rompen los núcleos de hierro y producen partículas alfa (es decir, núcleos de helio). Los electrones, protones y neutrones liberados en este proceso aumentan enormemente la presión y temperatura del núcleo, llevando a la estrella a un estado crítico en el que se produce una onda de materia que se expande hacia sus límites exteriores, dando lugar a una supernova. Esta onda de materia provoca la expulsión de casi la totalidad de la masa estelar, quedando como residuo únicamente una estrella de neutrones.

c) Pulsares.

Son estrellas de neutrones con un campo magnético muy intenso. Una estrella de neutrones tiene aproximadamente la misma masa que el sol, pero su radio puede ser solamente de 10 km. Esto supone unas densidades elevadísimas, lo que conlleva a campos magnéticos muy altos.

Estos campos magnéticos provocan una intensa emisión de radiación concentrada en un cono, que unida a la rotación de la estrella hace que veamos esa radiación pulsante semejante a un faro. Los periodos que se observan en los pulsares pueden ir desde varios microsegundos hasta varios segundos.

d) Hoyos Negros.

Para que se forme un hoyo negro, la estrella debe poseer un tipo de condiciones iniciales características. Si la masa de una supernova, después de haber expulsado su envoltura, es superior a un determinado límite (alrededor de 1.5 masas solares), la fuerza de gravedad será superior a cualquiera de las otras fuerzas de la naturaleza (electromagnética o nucleares). Por lo tanto nada podrá detener el colapso gravitatorio y toda la masa de la estrella quedará parcialmente reducida a un punto.

Los hoyos negros por sí solos no emiten radiación que pueda ser detectada. Sin embargo, cuando forman parte de un sistema binario, se puede determinar su presencia porque el material que se encuentra en su vecindad y que va cayendo en él pierde energía potencial gravitatoria con gran rapidez, por lo que se produce una potente emisión electromagnética en todas las longitudes de onda.

e) El Sol.

La emisión de radio del Sol está constituida por tres componentes principales:

1. La emisión del Sol sin perturbar: es la emisión global del Sol, excluyendo fuentes discretas, localizadas y tiene la forma de radiación térmica emitida por partículas moviéndose al azar en un gas caliente. Además de la emisión de radioondas de la superficie, hay que tener en cuenta la de las capas de la atmósfera (cromósfera y corona) que se encuentran a temperaturas aún mayores que la de la fotosfera.
2. La componente de variación lenta (denominada S): es también radiación térmica, pero es emitida desde regiones localizadas en la atmósfera solar. La cantidad total de radiación lenta emitida por todo el Sol rara vez es mayor que la del "Sol sin perturbar", pero es localmente intensa y depende del nivel de actividad solar (es

decir, de la presencia o no de manchas solares en la superficie). Esta componente es importante en el rango de longitudes de onda decimétricas entre unos 10 y 50 cm (frecuencias de unos 600 MHz a 3GHz).

3. Destellos o fulguraciones, que pueden tener lugar sobre todo el espectro de radio con escalas de tiempo desde menos de 1 segundo hasta varias horas. La potencia emitida puede superar a la del Sol sin perturbar en factores de entre 1000 y 10 000 y la radiación es básicamente de naturaleza no térmica; es decir, es emitida por electrones que, en lugar de moverse al azar como en un gas caliente, poseen movimientos dirigidos bajo la influencia de un campo magnético, por ejemplo la radiación sincrotrón. En estos casos la radiación está altamente polarizada.

f) La luna y los planetas.

La luna y los planetas emiten como cuerpos negros. Esto supone que su emisión depende únicamente de su temperatura, Venus, por ejemplo, tiene una emisión en radio como si se tratase de un cuerpo negro de unos 700°K, y la luna emite como un cuerpo negro de unos 200°K. Júpiter tiene un comportamiento algo distinto, ya que dependiendo de la longitud de onda, se manifiesta de tres maneras diferentes: Emisión decamétrica, radiación sincrotrón y radiación térmica.

1.1.3. Mecanismos de emisión

Emisión de radiación térmica ó radiación de cuerpo negro

Un cuerpo negro ideal absorbe toda la energía electromagnética que recibe, y por estar en equilibrio térmico, reemite toda la energía absorbida. Esta emisión depende exclusivamente de la temperatura del cuerpo, presentando unos patrones característicos que se muestran en la Figura 1.2

El comportamiento de un cuerpo negro está descrito por la Ley de radiación de Plank:

$$E(\nu) = \frac{h\nu}{e^{h\nu/KT} - 1} \quad (1.2)$$

que expresa matemáticamente las gráficas mostradas en la Figura 1.2.

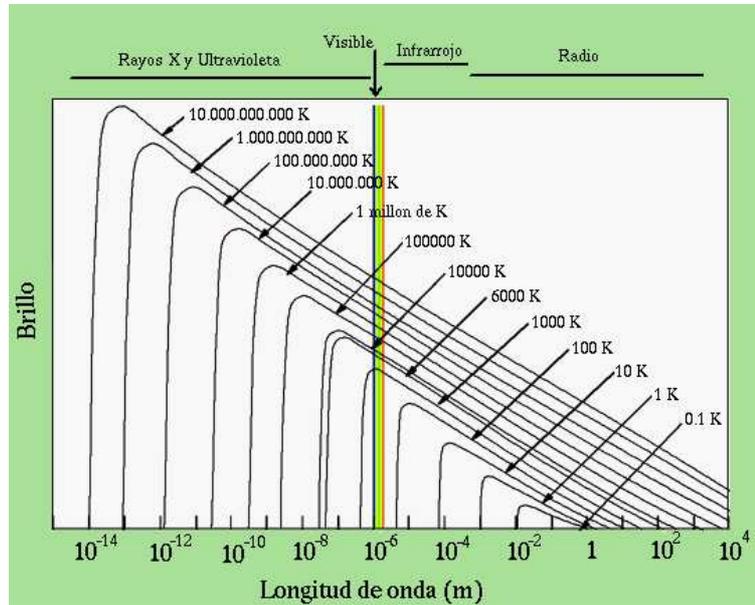


Figura 1.2: Patrón de emisión (brillo en función de la longitud de onda) de radiación de un cuerpo negro para diferentes temperaturas

Existen otras dos leyes relacionadas con ésta. La ley de Wien que constata el comportamiento de la radiación de cuerpo negro, cuyo máximo de emisión se desplaza hacia longitudes de onda menores (frecuencias mayores) cuando la temperatura del cuerpo negro aumenta (Ver Figura 1.2) y está dada por:

$$\lambda_m T = C \quad (1.3)$$

donde C es un valor constante aproximadamente igual a 0.5. Y la ley de Steffan-Boltzmann que relaciona el flujo total de energía de cuerpo negro con su temperatura, de modo que el flujo total emitido es proporcional a la temperatura elevada a la cuarta potencia, por lo que a mayor temperatura será más la cantidad de energía emitida por un objeto, y por tanto, su brillo también será mayor.

La densidad de flujo de la radiación (P), o también llamada brillo o intensidad, se define como la energía recibida por unidad de área, por intervalo de frecuencia y por unidad de tiempo. Esto es,

$$P = \frac{kT}{\lambda^2} \quad (1.4)$$

donde k es la constante de Boltzmann y es igual a 1.38×10^{-23} J/K. Por lo tanto, el brillo detectado de una fuente en cualquier frecuencia está relacionado con la temperatura del objeto emisor.

Si el máximo de la radiación depende únicamente de la temperatura del cuerpo, tendremos que los objetos, dependiendo de su temperatura, emitirán fundamentalmente en ciertas regiones del espectro electromagnético. Sólo pueden ser detectadas fuentes térmicas en radio cuando se trata de estrellas con una envoltura de gas caliente alrededor; o cuando su emisión se debe también a mecanismos no térmicos. La emisión del Sol en radio es relativamente pequeña en comparación con la emisión en otras frecuencias, pero su cercanía permite detectar su radiación térmica en radio.

Emisión en gases ionizados

Los gases ionizados o plasmas también emiten radiación térmica continua sin que, en muchos casos, llegue a ser emisión de cuerpo negro. Se dice que un gas está ionizado cuando gran parte de sus átomos han perdido uno o varios electrones, quedando, por tanto, cargados positivamente y dejando libres esos electrones que han perdido. Estos electrones interactúan de formas diferentes con los átomos ionizados: pueden recombinarse con ellos, de manera que se unen al átomo devolviéndolo a su estado neutro. Este proceso provoca la emisión de radiación en un intervalo continuo de longitudes de onda, ya que la cantidad de radiación emitida no es fija, sino que depende de la energía inicial del electrón que se recombina.

Otra forma de interacción es la que produce la denominada “radiación de frenado”. Cuando un electrón se acerca a un átomo ionizado, se produce una interacción eléctrica entre ambos, que provoca un cambio en la trayectoria o velocidad del electrón. Esta variación tiene como consecuencia la emisión de la radiación de frenado también llamada *emisión libre-libre*, ya que el electrón es libre antes y después de la interacción con el ion. La radiación emitida será en un intervalo continuo de longitudes de onda, ya que las variaciones de trayectoria o velocidad no tienen valores determinados, por lo que los fotones emitidos barrerán un amplio rango del espectro. La intensidad y frecuencia de esta radiación depende de la agitación térmica a la que estén sometidos los átomos y los electrones del gas, por lo que se trata también de una radiación térmica.

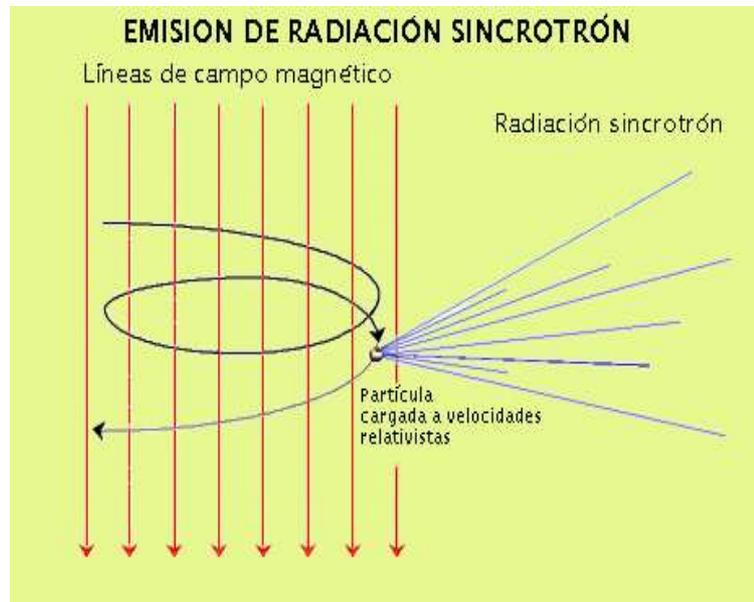


Figura 1.3: Radiación Sincrotrón

Emisión de radiación no térmica (radiación sincrotrón)

Los mecanismos de excitación de la radiación sincrotrón a diferencia de los anteriores, no son térmicos, sino que dependen de la interacción de las partículas cargadas con los campos magnéticos, en el caso de radiación sincrotrón, y de otros factores en otros mecanismos de emisión no-térmicos. Esto se debe a que una partícula cargada al entrar en un campo magnético experimenta una fuerza perpendicular a su velocidad que la obliga a trazar círculos o espirales alrededor de las líneas de campo. Por lo tanto, la partícula sufre una aceleración angular que induce la emisión de radio. (Ver Figura 1.3)

En condiciones no relativistas (cuando las velocidades implicadas están muy por debajo de la velocidad de la luz) esta radiación, denominada *ciclotrón*, no es suficientemente intensa como para ser relevante en los diferentes escenarios astrofísicos, excepto en el Sol en donde juega un papel muy importante. A estas velocidades (bajas) la radiación se puede considerar térmica. Sin embargo, cuando la velocidad de las partículas cargadas se aproxima a la velocidad de la luz, éstas emiten un tipo particular de emisión ciclotrón mucho más intensa denominada sincrotrón. (Ver Figura 1.3)

La radiación sincrotrón es también un continuo de frecuencias, ya que la

cantidad de energía emitida y su frecuencia dependerán del campo magnético y de la velocidad de la partícula, pudiendo tomar un rango continuo de valores.

1.1.4. Efecto Doppler

En Astronomía el Efecto Doppler fue estudiado originalmente en la parte visible del espectro electromagnético. El corrimiento Doppler, como también se le conoce, se estudia en todo el espectro de ondas. Debido a la relación inversa que existe entre frecuencia y longitud de onda, podemos describir el corrimiento Doppler en términos de longitudes de onda. La radiación se recorre hacia el rojo cuando la longitud de onda aumenta y se corre hacia el azul cuando la longitud de onda disminuye.

Los astrónomos se basan en el desplazamiento Doppler para calcular con precisión la velocidad de las estrellas y otros cuerpos celestes con respecto a la Tierra y para determinar si se acercan o se alejan. Estudiando el Efecto Doppler, se puede obtener información acerca de estrellas específicas. Las galaxias son grupos de estrellas que en general rotan alrededor de su centro de masa. La radiación electromagnética emitida por cada estrella de una galaxia distante aparecerá desplazada hacia el rojo si la estrella al rotar se aleja de la Tierra. En el caso contrario aparecerá desplazada hacia el azul.

Los desplazamientos de frecuencia pueden ser el resultado de otros fenómenos, no del movimiento relativo del observador y la fuente. Por ejemplo, la existencia de campos gravitacionales muy fuertes, que dan origen al desplazamiento gravitacional hacia el rojo; y el llamado desplazamiento cosmológico hacia el rojo, debido a la expansión del espacio producto de la Gran Explosión.

1.2. ¿Que es un radiotelescopio?

Un radiotelescopio es un instrumento que nos ayuda a detectar y estudiar las emisiones en longitudes de onda de radio de objetos lejanos y básicamente está constituido por:

- a) Una antena, que puede ser de tipo: Dipolo con reflector, yagui, elicoide o cavidad resonante.

- b) Los acopladores, son elementos que equilibran las impedancias entre las diferentes partes que transmiten la señal.
- c) Los parabolóides, espejos o reflectores que son superficies reflectoras que concentran las ondas recibidas en un punto llamado foco, en el que se ubica la antena.
- d) El receptor, los sistemas de guiado y posicionamiento, y finalmente el registro de datos.

Las señales recibidas en la antena, ingresan al receptor por el acoplador, son preamplificadas y en general, "mezcladas" en la etapa mezcladora con las de un oscilador local; de lo que resulta una nueva frecuencia denominada intermedia. Normalmente todo este proceso se realiza dentro de un recinto ubicado en el "foco" de la parábola, convenientemente estabilizado en temperatura; desde donde, a través de cables coaxiales, se lleva al sitio de operación y comando, donde se completa el proceso con nuevas conversiones y amplificaciones.

También allí se encuentran los comandos de movimientos y orientación del telescopio, así como los elementos para la detección y registro de la señal. Este registro se toma a través de convertidores analógicos a digital, en una computadora.

1.2.1. Inicios del radiotelescopio

El radiotelescopio adquirió gran importancia a partir de 1930, más precisamente desde que a un ingeniero de la Bell Company de los Estados Unidos de Norte América, llamado Karl Jansky, le encomendaron el estudio sobre los motivos por los cuales se producían perturbaciones en las transmisiones de radio. Fué en dicha ocasión, que se observaron las interferencias que se producían cuando las antenas de gran ganancia, se apuntaban a determinadas posiciones. Durante la segunda Guerra Mundial llegó a pensarse que se trataba de perturbaciones producidas por los alemanes, para desorientar los radares que vigilaban el cielo de Inglaterra.

Terminada la Segunda Guerra Mundial, un radioaficionado llamado Grote Reber, retomó los ensayos sobre el tema y construyó una antena con un disco parabólico de 10 m de diámetro y logró levantar un radiomapa del cielo, donde pudo observarse que las perturbaciones en las recepciones radiales provenían de un área que coincidía exactamente con la ubicación del centro

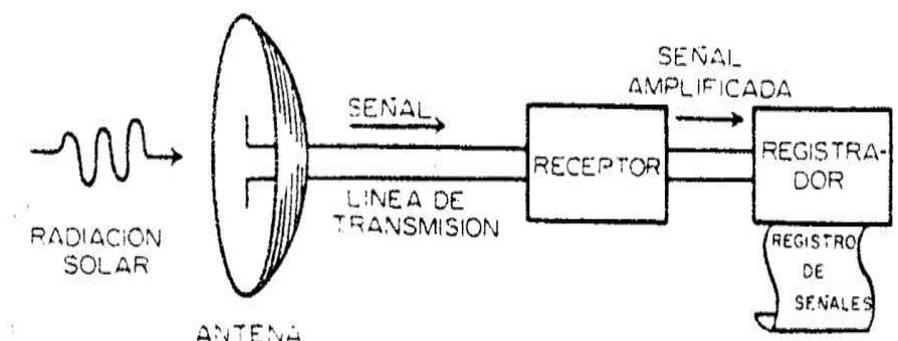


Figura 1.4: Elementos básicos de un radiotelescopio simple

de nuestra galaxia, este descubrimiento fué muy interesante puesto que la luz proveniente de esta región es bloqueada por el polvo cósmico que se encuentra en los 30 000 años luz de distancia que nos separa. Las ondas de radio que tienen longitud de onda mayor que las de la luz, no tienen el inconveniente de ser absorbidas por el polvo.

1.2.2. El radiotelescopio simple

El radio telescopio simple consiste en una sola antena conectada mediante una línea de transmisión a un receptor como se muestra en la Figura 1.4. La señal de salida amplificada del receptor es conectada a un registrador en el que se lleva un registro permanente, con una pluma que marca en una tira móvil de papel o se registra de forma digital en una computadora. Por medio de interrupciones periódicas se introduce una señal de calibración en el receptor, en lugar de la señal de la antena. La naturaleza de la antena varía mucho, dependiendo en gran parte de la frecuencia que ha de recibirse. En la zona de microondas del espectro de radio la antena es, habitualmente, un reflector parabólico o platillo que concentra la energía sobre un pequeño elemento receptor colocado en su punto focal. Para longitudes de onda más largas la antena puede ser de tipo yagy consistente en varias varillas paralelas montadas en una barra común. En algunas ocasiones los radioastrónomos utilizan un sistema de dipolos, o antenas elementales, sostenidos en mastiles fijos.

Las antenas empleadas en radioastronomía solar tienen generalmente gran direccionalidad, es decir, solamente son eficaces para recibir señales cuando

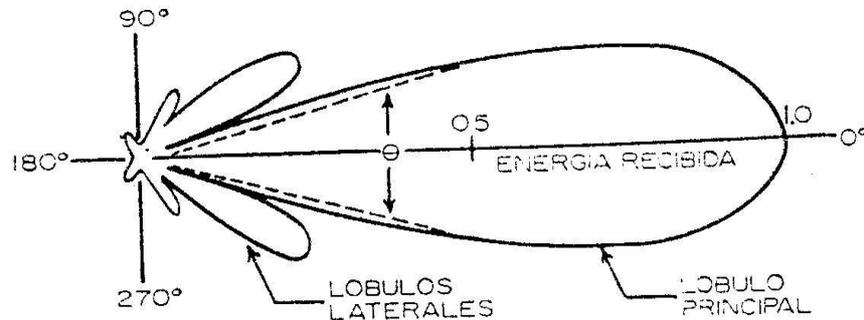


Figura 1.5: Gráfica polar de la energía recibida por una antena direccional cuando gira 360 grados

están enfocadas o apuntando muy proximamente a la fuente. Cuando la antena se gira separándola de la fuente, la intensidad de la señal recibida cae rápidamente en la forma que se muestra en la Figura 1.5, en donde se grafica en coordenadas polares la intensidad de la señal recibida en función de la dirección a la que apunta la antena. La direccionalidad se mide habitualmente por el ángulo θ , y se mide entre los puntos en los que la intensidad recibida sobrepasa la mitad de su valor máximo. Este ángulo es conocido como ancho del haz de la antena y su expresión es:

$$\theta = \frac{\lambda}{L} [rad] \quad (1.5)$$

En la que L es el ancho efectivo de la antena en el plano en el que se mide el ángulo θ , λ es la longitud de onda en la que opera el radiotelescopio expresada en las mismas unidades que L . En el caso de un plato parabólico, L es aproximadamente igual al diámetro del plato.

Desafortunadamente las antenas existentes en la práctica tienden a desplegar salientes secundarios en sus diagramas direccionales, produciendo los llamados lóbulos laterales; estos lóbulos son análogos a las franjas de difracción que rodean a las imágenes ópticas, pero en el caso de radio se presentan en escala mucho mayor debido a que la longitud de onda de la radiación es mayor en relación con la abertura del instrumento.

Un radiotelescopio no proporciona una imagen directa, visual, de una fuente; el radiotelescopio es como un telescopio óptico que se usa solamente

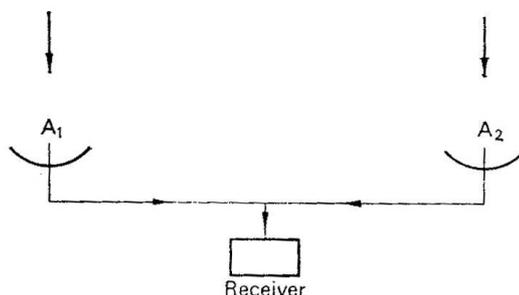


Figura 1.6: Interferómetro

para enfocar la luz sobre una fotocélula. Únicamente puede construirse una imagen de la fuente “barriéndola”, es decir, explorando con el instrumento atrás y adelante y haciendo una gráfica bidimensional de la intensidad medida al apuntar el telescopio a diferentes regiones de la fuente; esa imagen es análoga a un mapa topográfico de un territorio geográfico, en que las zonas más intensas de la fuente se destacan como montañas.

1.2.3. El interferómetro

Un radio interferómetro consiste en dos o más antenas separadas a una distancia específica conectadas por una línea que es llamada *línea de base*; la señal combinada alimenta al receptor como se muestra en la Figura 1.6.

Para entender la operación del interferómetro, imaginemos que estamos observando una fuente a cierta distancia; la señal en el receptor depende de la dirección en la que se encuentre la fuente. Si la dirección de la fuente se encuentra en ángulos rectos hacia la línea de base del interferómetro, la señal de las dos antenas se encuentran en fase y se suman. Después de un pequeño tiempo la dirección relativa de la fuente ha cambiado, por ejemplo, debido a la rotación de la Tierra. Las ondas de las antenas no llegan en fase; cuando esta trayectoria difiere la mitad de la longitud de onda, las señales de las dos antenas se cancelan una a la otra. Como la fuente se continúa moviendo, las ondas llegan alternativamente en fase y fuera de fase, dando una serie de máximos y mínimos.

El ancho de lóbulo principal de una antena simple, está dado por la ecuación 1.5. Únicamente sustituimos L por D , donde D es el diámetro de la apertura. El efecto de conectar dos antenas como un interferómetro es divi-

dir la emisión de la antena simple dentro de múltiples lóbulos. Una buena resolución de potencia resulta de la estrecha banda de lóbulos; esta banda depende de la distancia entre las antenas.

La señal de salida del interferómetro es una serie de máximos y mínimos conocidos como patrón de interferencia. La dirección de la fuente puede ser encontrada con exactitud por los patrones de los bordes. También se puede utilizar el interferómetro para medir el tamaño angular de la fuente.

1.2.4. Tipos de interferómetros

Interferómetros unidimensionales

Para aprovechar completamente del alto poder de resolución de un telescopio óptico no es absolutamente necesario utilizar toda el área entera de la lente del objetivo. Supongamos que tapamos la lente con un disco opaco que tiene dos pequeños orificios taladrados cerca de los extremos de un diámetro, como se muestra en la Figura 1.7 (a).

Si estamos mirando a un objeto circular, el poder de resolución en un plano permanece siendo el mismo que si estuviésemos empleando una lente sin tapar cuyo diámetro sea igual a d , la distancia entre los agujeros. Para ser exactos, existe una enorme pérdida de luz, y la interpretación de la imagen se complica por efectos grandemente aumentados de interferencia y difracción. De hecho, la imagen ya no es un simple disco, sino una serie de franjas de interferencia brillantes y oscuras. En 1920, el físico norteamericano Albert Michelson inventó un *interferómetro estelar* en el que los orificios de la Figura 1.7 (a) quedaban separados a mayor distancia mediante el sistema de cuatro pequeños espejos como se ilustra en la Figura 1.7 (b), dando así al instrumento el poder de resolución de un telescopio de abertura D .

Poco después de la Segunda Guerra Mundial se comprobó que podía aplicarse el principio del interferómetro estelar al problema de la resolución espacial en radioastronomía que es uno de los más graves. Si se unen a un receptor común dos antenas ampliamente separadas como se muestra en la Figura 1.7 (c), la descomposición del sistema iguala a la de una sola antena muy grande cuyo tamaño total es el mismo que la distancia D entre las dos antenas. Desde luego la capacidad colectora de energía del interferómetro es simplemente la de las dos antenas pequeñas. En el interferómetro óptico la imagen única de disco se transformó en sistemas de franjas. Similarmente en

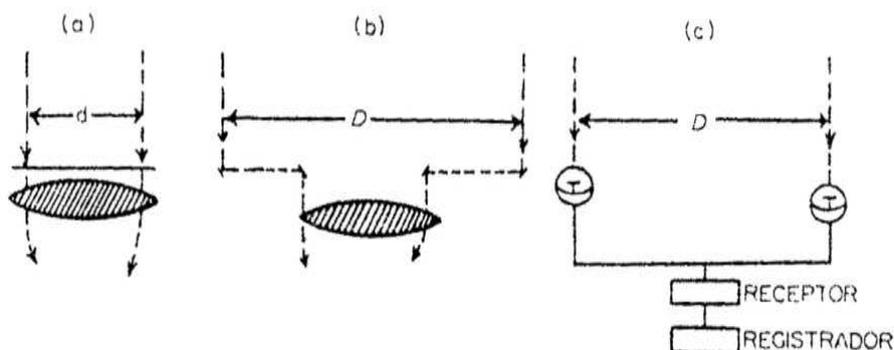


Figura 1.7: Analogía entre el radiointerferómetro y el interferómetro estelar de Michelson

el radiointerferómetro la imagen o señal de una fuente se convierte en una serie de franjas en lugar de un solo máximo bien definido.

Interferómetros bidimensionales

El interferómetro lineal aumenta la resolución solamente en una dirección, normalmente de Este a Oeste. Esta limitación puede superarse combinando adecuadamente las señales de dos sistemas lineales, uno de los cuales se extiende de este a oeste y el otro de norte a sur. Generalmente las líneas de antenas están dispuestas en forma de cruz. El modelo de antena resultante puede imaginarse como la superposición de dos conjuntos de haces en forma de abanico, con uno de los conjuntos hecho girar 90 grados sobre un eje vertical. Las zonas de superposición de los dos conjuntos de abanicos limitan los lóbulos de interferencias de la combinación, dando origen a una serie de hacecillos divergentes. Un sistema de este tipo es denominado *Chriscross*, en recuerdo de su inventor W. N. Christiansen.

Si el número de antenas individuales en los brazos de la cruz es demasiado grande, de suerte que cada brazo genera un solo haz en abanico, entonces solo se produce un haz donde se superponen los dos abanicos. Este dispositivo fue perfeccionado por el australiano B. Y. Mills, y es conocido como una Mills Cross.

Un interferómetro en cruz de diseño óptimo es un instrumento muy poderoso, su resolución se aproxima a la de un plato cuyo diámetro sea igual a la longitud de uno de los brazos de la cruz. El área concentradora de energía

de la cruz es bastante menor que la del disco equivalente, y su haz solamente puede guiarse, con dificultad, mediante un proceso de cambios de fase de las señales de las antenas individuales.

Capítulo 2

Principios básicos para receptores

En este capítulo analizaremos el funcionamiento de los receptores que generalmente se utilizan en los radiotelescopios. Para esto, necesitamos primero definir algunos conceptos básicos:

2.1. Relación señal a ruido

La relación señal a ruido (SNR), por sus siglas en inglés, se define como:

$$SNR = \frac{\text{potencia de señal}}{\text{potencia de ruido}} \quad (2.1)$$

La SNR es una medida de la potencia de la señal respecto de la señal de ruido de fondo. Por lo tanto, cuando el valor de la SNR es alto significa que la señal de interés es mucho más grande que el ruido y por tanto la calidad del receptor es buena. Puede darse en dB o en valor adimensional. La SNR puede degradarse de dos maneras:

- 1) Por la atenuación de la potencia de la señal.
- 2) Por el aumento de la potencia de ruido o del aumento de alguna señal que interfiere con la señal de transmisión.

A estos dos mecanismos se les conoce como pérdida y ruido (o interferencia). La pérdida ocurre cuando una fracción de la señal es absorbida, dispersada o reflectada a lo largo de su trayectoria. Por lo tanto, una parte de la energía transmitida no llega al receptor. En cuanto al ruido, hay

básicamente cuatro fuentes que lo generan: ruido térmico, que es generado dentro del enlace, ruido galáctico y ruido atmosférico que puede introducirse dentro del enlace, no linealidades y señales interferentes que pueden provenir de otros usuarios de la misma frecuencia o de frecuencias adyacentes.

2.2. Figura de ruido

La Figura de ruido, F , vincula la SNR a la entrada de una red con la SNR a la salida de la red. Una red es un grupo de elementos de un circuito interconectados, el término red es frecuentemente usado como sinónimo de circuito. Este factor de mérito mide la degradación causada por la red como consecuencia del ruido internamente generado en la misma red. La Figura de ruido es un parámetro que expresa que tan ruidosa es una red de dos puertos como por ejemplo un amplificador. Se define de la siguiente manera:(Ver Pozar)

$$F = \frac{(SNR)_{ent}}{(SNR)_{sal}} = \frac{S_e/N_e}{GS_e/G(N_e + N_{re})} \quad (2.2)$$

donde

S_e : Potencia de la señal a la entrada del amplificador

N_e : Potencia de ruido a la entrada del amplificador

N_{re} : Ruido del amplificador referido a la entrada

G : Ganancia del amplificador

En la Figura 2.1 se ve un ejemplo que ilustra la ecuación 2.2. El esquema 2.1 (a) muestra un amplificador no ideal, con una ganancia $G = 100$ y una potencia de ruido interna $N_a = 10 \mu W$. La fuente externa de ruido es $N_i = 1 \mu W$. En el esquema 2.1 (b) se muestra un amplificador ideal, es decir que no genera ruido interno, al que se le ha puesto en la entrada la fuente de ruido que en realidad generaría (es decir la fuente de ruido interno de la Figura 2.1 (a)). El valor de N_{ai} se obtiene dividiendo N_a por la ganancia del amplificador. Es decir, en la parte (b) de la Figura 2.1 se referencia todo el ruido a la entrada del amplificador. Observando ambos esquemas se ve que las potencias de ruido a la salida son iguales. La ecuación 2.2 se reduce a la siguiente expresión:

$$F = \frac{N_e + N_{re}}{N_e} = 1 + \frac{N_{re}}{N_e} \quad (2.3)$$

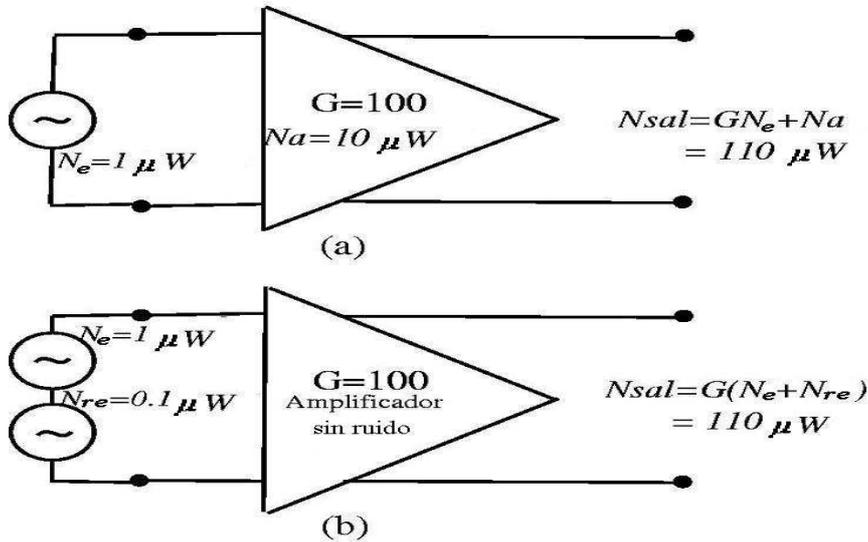


Figura 2.1: Amplificador

Nótese que de la ecuación 2.3 se ve que la figura de ruido expresa la "ruidosidad" de una red relativa a una fuente de ruido a la entrada. Por lo tanto, la figura de ruido no es una medida absoluta del ruido. Es decir, un amplificador con una potencia de ruido N_{ai} constante tendrá diferentes figuras de ruido según el valor de potencia de ruido de entrada N_i . Un amplificador ideal, que no genera ruido, tiene una figura de ruido de 1 (0 dB). Normalmente F se llama *Figura de ruido* cuando se expresa en dB y se llama factor de ruido cuando se expresa en valor absoluto (sin unidades).

Para que el concepto de figura de ruido sea de utilidad es necesario hacer comparaciones equivalentes entre dispositivos, a partir de la Ecuación 2.3. Por lo tanto, debemos elegir un valor de potencia de ruido de entrada, N_i , como referencia. Entonces, la figura de ruido de un dispositivo será una medida de cuanto más ruidoso es ese dispositivo con relación a la entrada. Desde hace tiempo se ha adoptado, y ya forma parte de las normas de la IEEE (Institute of Electrical and Electronics Enginners), una figura de ruido definida para una fuente de ruido a una temperatura de referencia $T_0^\circ = 290^\circ K$. De la siguiente ecuación

$$N_0 = \frac{N}{B} = kT_0^\circ \quad (2.4)$$

donde

N = Máxima potencia de ruido térmico

B = Ancho de banda en hertz

k = Constante de Boltzman

T° = Temperatura en grados kelvin

Vemos que la máxima densidad de potencia generada por una resistencia queda establecida especificando su temperatura. 290°K es un valor bastante razonable ya que representa una temperatura ambiente promedio. Con 290°K , la ecuación anterior da como resultado:

$$\begin{aligned} N_0 &= KT_0^\circ & (2.5) \\ &= 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \\ &= 4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz} \end{aligned}$$

que expresado en decibeles da $N_0 = -204 \text{ dBW/Hz}$.

2.3. Potencia de ruido y temperatura de ruido

Considerando una resistencia con una temperatura T en $^\circ\text{K}$, como se observa en la Figura 2.2

Los electrones están en movimiento aleatorio, con una energía cinética que es proporcional a la temperatura. Estos movimientos aleatorios producen variaciones en el voltaje de la resistencia como se ve en la Figura 2.2; se observa que la media del voltaje es cero, pero el valor en rms es dado por la radiación de cuerpo negro de Planck.

$$V_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{\frac{hf}{kT^\circ}} - 1}} \quad (2.6)$$

donde:

h = Constante de Planck

k = Constante de Boltzman

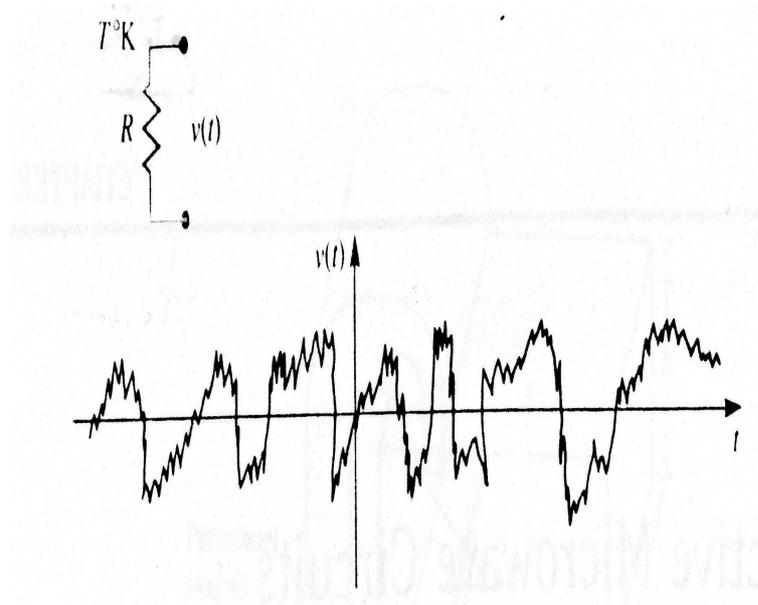


Figura 2.2: Variaciones de voltaje generado por el ruido de una resistencia.

T° = Temperatura en grados kelvin

B = Ancho de banda del sistema

f = Frecuencia central del ancho de banda

R = Resistencia

Para frecuencias de microondas, este voltaje puede ser simplificado, considerando que hf es mucho menor que kT , donde T está dado en $^\circ T$. Utilizando los dos primeros términos de la serie de Taylor se obtiene:

$$e^{\frac{hf}{kT}} - 1 = \frac{hf}{kT} \quad (2.7)$$

Entonces tenemos que la expresión 2.6 se reduce a:

$$V_n = \sqrt{4kTBR} \quad (2.8)$$

Esta es la aproximación de Rayleigh-Jeans. Se observa que la potencia de ruido es independiente de la frecuencia, por lo que la fuente de ruido tiene una densidad de potencia espectral que es constante con respecto a la frecuencia, también referida como una fuente de ruido blanco. Entonces las

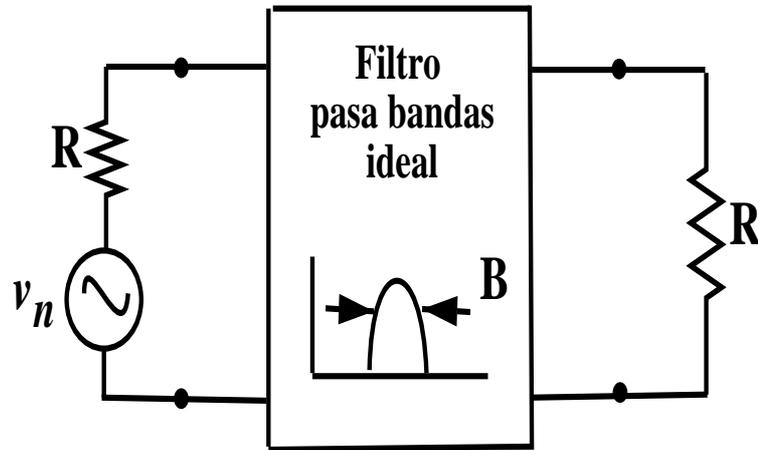


Figura 2.3: Circuito equivalente de una resistencia ruidosa, transmitiendo máxima potencia hacia la carga a través de un filtro paso-banda.

fuentes de ruido blanco pueden ser tratadas como valores aleatorios de una distribución gaussiana. La potencia de ruido es directamente proporcional al ancho de banda; el cual está limitado por un filtro paso-bandas.

La resistencia puede ser sustituida por un circuito equivalente de Thévenin, que consiste de una resistencia menos ruidosa y un generador con un voltaje dado por la Ecuación 2.8, como se muestra en la Figura 2.3

Se conecta una resistencia R como carga, y para que se encuentre acoplada es necesario que haya una máxima transferencia de potencia desde la resistencia del Thévenin hacia la carga; por lo tanto tenemos que la potencia entregada a la carga con un ancho de banda B es:

$$\begin{aligned}
 P_n &= \frac{V_n^2}{2R} R \\
 &= T \frac{V_n^2}{4R} \\
 &= kTB
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

Este resultado es importante ya que nos dice cual es la máxima potencia

de ruido que tiene la resistencia de Thévenin a una temperatura T . Analizando la Ecuación 2.9 tenemos que:

- * Si el ancho de banda tiende a cero, nos da una potencia de ruido pequeña.
- * Si la temperatura tiende a cero, significa que en sistemas fríos, los componentes generan menos potencia de ruido.
- * Si el ancho de banda es muy grande, la potencia también deberá ser grande, a esto se le llama catástrofe ultravioleta, lo cual no ocurre, ya que no es válido que la frecuencia central o el ancho de banda tiendan a infinito.

Si en una fuente arbitraria, el ruido térmico o no térmico es blanco, entonces la potencia de ruido no es una función que dependa de la frecuencia como ya se había mencionado anteriormente; esto puede ser modelado como una fuente de ruido térmica equivalente, como se muestra en la Figura 2.4, la cual tiene una impedancia R y entrega una potencia de ruido P_s , hacia la carga resistiva R .

Esta fuente puede ser reemplazada por una resistencia que tiene un ruido de valor R , con una temperatura T_e , donde T_e es una temperatura de ruido equivalente para que proporcione una potencia de ruido similar a la carga, como se muestra en la Figura 2.4. Esto es:

$$T_e = \frac{P_s}{kB} \quad (2.10)$$

La determinación de la temperatura de ruido equivalente de un sistema de recepción está relacionada con el método de medición de la figura de ruido. esto es importante ya que en nuestro caso, tenemos los valores de la Figura de Ruido de las dos últimas etapas de amplificación, y se tomará propondrán valores que se encuentran dentro de un rango para el amplificador de bajo ruido.

La figura de ruido de un sistema de recepción está definida como la relación señal a ruido en la entrada, dividida entre la relación señal a ruido en la salida, cuando en el receptor esta conectada una carga a una temperatura T_0 de 290°K. De la definición de figura de ruido, F , la figura de ruido del sistema está dada por la expresión:

$$F = \frac{GkT_0B + GN}{GkT_0B} \quad (2.11)$$

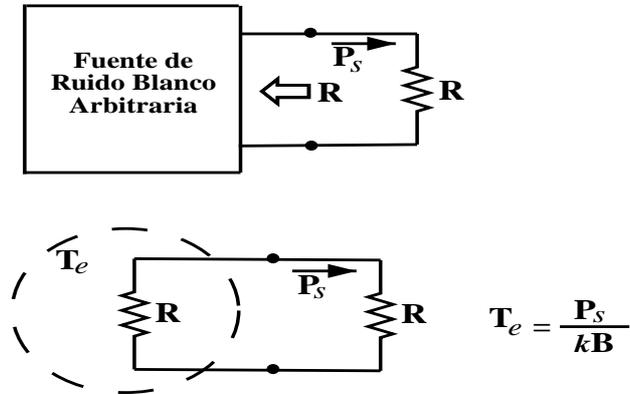


Figura 2.4: Temperatura de ruido equivalente T_e de una fuente de ruido blanco arbitrario

donde k es la constante de Boltzmann, B el ancho de banda del receptor, y T_0 es la temperatura ambiente. Simplificando la ecuación anterior tenemos que

$$F = 1 + \frac{N}{kT_0B} \quad (2.12)$$

Si ahora definimos la temperatura de ruido del sistema como T_R tenemos la expresión

$$N = kT_RB \quad (2.13)$$

vemos que la relación entre la temperatura de ruido del sistema y la figura de ruido es

$$T_R = (F - 1)T_0 \quad (2.14)$$

y la potencia de ruido de un receptor de un radiotelescopio está dado por

$$P_{NR} = kT_RB \quad (2.15)$$

2.4. Figura de ruido compuesta y temperatura de ruido compuesta

Cuando dos redes se conectan en cascada, la figura de ruido compuesta puede escribirse como:

$$F_{comp} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2.16)$$

donde G_1 es la ganancia asociada con la red 1. Cuando se conectan n redes en cascada, la ecuación 5.1 se convierte en:

$$F_{comp} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.17)$$

A la entrada de un receptor, la señal es más susceptible al ruido, por lo tanto, la primera etapa tiene que tener una figura de ruido F_1 lo más baja posible. Pero, como además los términos siguientes se ven afectados por las ganancias de las etapas anteriores es conveniente que la etapa de entrada tenga una G_1 alta, aunque esto último entra en conflicto con la meta de conseguir una F_1 baja.

Las Ecuaciones 2.14 y 2.17 pueden combinarse para obtener la temperatura de ruido efectiva compuesta de una secuencia de n etapas:

$$T_{comp}^{\circ} = T_1^{\circ} + \frac{T_2^{\circ}}{G_1} + \frac{T_3^{\circ}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n^{\circ}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.18)$$

Supongamos una línea con pérdidas que alimenta a un amplificador. Esto podría ser, por ejemplo, el caso de una antena que alimenta a un amplificador. Utilizando la ecuación 5.1 para hallar la F_{comp} de esta línea con pérdidas conectada a un amplificador, obtenemos:

$$F_{comp} = L + L(F - 1) = LF \quad (2.19)$$

ya que la figura de ruido de la línea es L y su ganancia es $1/L$. Por lo tanto podemos escribir la temperatura compuesta como:

$$T_{comp}^{\circ} = (LF - 1)290^{\circ}K \quad (2.20)$$

Tomando en cuenta que LF está en unidades adimensionales.

2.5. Comparación entre figura de ruido y temperatura de ruido

La figura de ruido F y la temperatura efectiva de ruido T° , caracterizan el comportamiento de un dispositivo en cuanto a su nivel de ruido. Para aplicaciones terrestres normalmente se usa F . El concepto de degradación de SNR para una fuente de temperatura de 290°K tiene sentido, ya que las fuentes de temperatura terrestres son cercanas a este valor. Las figuras de ruido terrestre varían aproximadamente entre 1 y 10 dB.

Para aplicaciones espaciales T° es una figura de mérito más apropiada. Para aplicaciones comerciales típicamente se encuentra entre 30 y 150°K , obteniéndose una adecuada resolución para la comparación de dos sistemas. La desventaja de usar la figura de ruido para sistemas satelitales como estos, con bajo nivel de ruido, es que los valores típicos están entre 0.5 y 1.5 dB con lo cual se hace difícil la comparación entre dos sistemas. Para aplicaciones de bajo ruido F , en decibelios, debería expresarse con dos decimales, para lograr una mejor comparación entre sistemas. Para aplicaciones espaciales no es apropiado tomar como referencia 290°K .

2.6. Temperatura efectiva del sistema

En la Figura 2.5 se representa un esquema simplificado de un sistema receptor, identificando aquellas áreas que juegan un papel preponderante en la degradación de la SNR (la antena, la línea y el preamplificador). Para el caso del preamplificador, ya hemos visto que inyecta ruido adicional al enlace. En cuanto a la línea, hemos visto que la señal que pasa por ella se ve atenuada mientras que el ruido permanece constante. El otro factor de degradación es la antena. Una antena es como una lente. Su contribución a la potencia de ruido viene dada por lo que la antena ve. Si la antena está apuntando a un punto relativamente frío del cielo entonces se introduce muy poco ruido térmico. Si la antena apunta a un cuerpo caliente entonces el *ruido térmico captado* es mayor. La *temperatura de antena* es una medida de la temperatura efectiva integrada sobre todo el patrón de la antena.

Para hallar la temperatura del sistema, T_S , sumamos todas las contribuciones de temperatura (en términos de temperatura efectiva). Asumiendo esto escribimos:

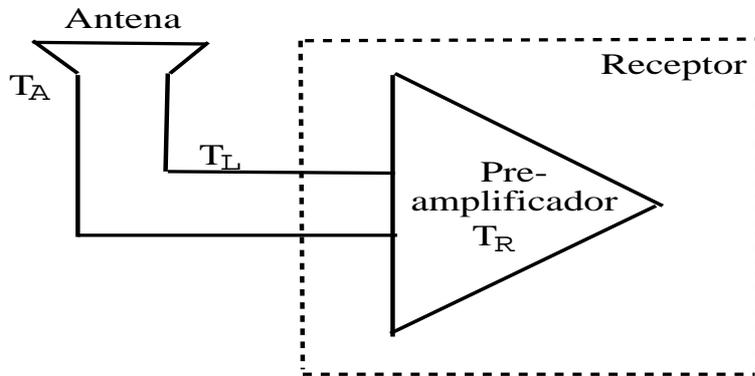


Figura 2.5: Temperatura del sistema

$$T_S^\circ = T_A^\circ + T_{comp}^\circ \quad (2.21)$$

donde T_A es la temperatura de antena y T_{comp} es la temperatura compuesta.

Si LF está en decibeles, primero debemos convertirlo a una cantidad adimensional para que T_S° tome la forma:

$$T_S^\circ = T_A^\circ + (10^{LF/10} - 1)290^\circ K \quad (2.22)$$

2.7. Receptores

2.7.1. Principios de receptores para radiotelescopios

Los receptores para radiotelescopios tienen una construcción similar a los receptores usados en otras ramas de la ciencia e ingeniería, especialmente en los sistemas de radar y sistemas de comunicaciones. El receptor más común es el tipo superheterodino.

El amplificador de Radio Frecuencia es, en muchos casos, un amplificador paramétrico a bajo ruido, esto es: un amplificador que utiliza una reactancia no lineal (reactancia que varía en función de una señal apropiada) y un diodo varactor actúa como una resistencia negativa ante la presencia de la señal, lo cual produce la amplificación. En la práctica, como el valor de la corriente

que circula por la juntura del diodo varactor es muy pequeña, el circuito se encuentra libre de ruido y su figura de ruido es muy baja. El amplificador es seguido por un mezclador de cristal a bajo ruido. Cuando el amplificador se construye sin frecuencia establecida, el ruido “mejora” en la señal imagen con respecto a la señal de entrada y da como resultado un sistema más sensible en (al menos) 3dB.

En muchos receptores la selectividad es determinada por el amplificador de frecuencia intermedia, en este caso el ancho de banda del amplificador de frecuencia intermedia determina el ancho de banda del receptor del radiotelescopio. El detector usado en receptores en radioastronomía es del tipo de ley cuadrática. Por lo tanto, la calibración del receptor es independiente del nivel de detección y hay una relación lineal entre la potencia de la señal de entrada y la señal de salida del receptor. Esto es, la salida del detector es un voltaje de corriente directa proporcional a la potencia del ruido de la entrada del receptor.

La amplitud de la oscilación es suavizada por un filtro pasa bajas y un integrador. Un circuito RC puede ser usado como un integrador. La salida del integrador es la alimentación de un registrador compatible o un convertidor analógico-digital. En los receptores de potencia total el voltaje de DC de salida es obtenido solo cuando la señal de entrada está presente.

2.7.2. Sensibilidad del receptor

La sensibilidad del receptor del radiotelescopio se define como la señal de entrada que genera un voltaje de salida en DC igual al valor efectivo de las variaciones en la señal de salida, debidas al ruido del sistema.

La potencia de DC de salida debida al ruido del sistema es

$$P_{DC_N} = C(kT_{SYS}B_N)^2 \quad (2.23)$$

$T_{min} = \frac{\alpha}{2} * \frac{T_{SN}}{\sqrt{B_{HFT_1}}}$	α
Receptor de Potencia Total	1
Receptor tipo Dicke	2
Receptor de Correlación	1.41

Cuadro 2.1: Sensibilidades de los diferentes tipos de Receptores

donde C es una constante, T_{SYS} es la temperatura de ruido del sistema y B_N es el ancho de banda del ruido. La potencia de DC debida al ruido de la señal es

$$P_{DC_s} = C(k\Delta T B_N)^2 \quad (2.24)$$

La potencia total del ruido de las variaciones de salida es

$$P_{N_{LF}} = 2Ck^2(T_{SYS} + \Delta T)^2 B_N B_{LF} \approx 2C(kT_{SYS})^2 B_N B_{LF} \quad (2.25)$$

siempre que ΔT sea pequeña en comparación con T_{SYS} . La cantidad B_{LF} es el ancho de banda equivalente del amplificador pasa-bajas y del integrador.

La sensibilidad del receptor se obtiene tomando en cuenta que $P_{DC_s} = P_{N_{LF}}$ lo cual proporciona

$$\Delta T_{min} = \frac{\alpha}{2} T_{SYS} \sqrt{\frac{2B_{LF}}{B_N}} \quad (2.26)$$

donde α es una constante que depende del tipo de receptor que se tiene. Cuando se usa un integrador ideal con un tiempo de integración τ_I la sensibilidad es

$$\Delta T_{min} = \frac{\alpha}{2} \frac{T_{SYS}}{\sqrt{B_N \tau_I}} \quad (2.27)$$

Para otros filtros e integradores se tiene que el ancho de banda del ruido a baja frecuencia (B_{LF}) tiene un tiempo de integración equivalente definido como

$$\tau_I = \frac{1}{2B_{LF}} \quad (2.28)$$

En el Cuadro 2.1, se muestra la sensibilidad para cada tipo de receptor.

2.7.3. Calibración de receptores para radio telescopios

Los receptores de radiotelescopios deben ser calibrados de acuerdo a la potencia de la señal que se desea medir. Es común en la práctica realizar la calibración antes y después del periodo de observación o usar un cambio en la calibración de la señal automáticamente en intervalos de tiempo regulares.

La Figura 2.6 muestra los arreglos de dos posibles modos de calibración. En la Figura 2.6 (a) en el generador de ruido se supone que tiene una temperatura de ruido T_G cuando está en operación y la temperatura del sitio en otro caso. (Ver M.E. Tiuri. Radio Astronomy Receivers). L_D son las pérdidas por acoplamiento del acoplador direccional, y L es la atenuación. Los valores

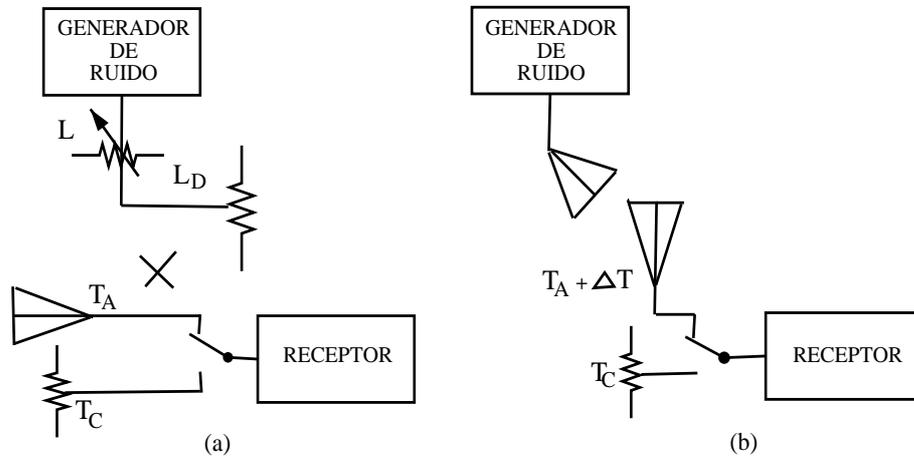


Figura 2.6: Circuitos de calibración

de L_D y L deben ser conocidos precisamente y ellos deben ser estables de acuerdo a lo obtenido en la calibración. Si, por ejemplo, T_G es 10 000 K y la calibración requerida de la señal es $1 \text{ K} \pm 0.05$ entonces la atenuación total $L_D L$ debe ser $40 \pm 0.2 \text{ dB}$.

El arreglo de la Figura 2.6 (b) es conveniente para una calibración global de un radiotelescopio.

2.8. Tipos de receptores

Los receptores en radioastronomía, son muy variados, dependiendo del tipo de medición que se va realizar. La función de un receptor es detectar y medir la emisión de radio con la mayor precisión posible. El receptor también define el rango de frecuencias. Algunos receptores modernos consisten de un amplificador de bajo ruido el cual eleva la potencia de la señal entrante, seguido por un mezclador heterodino y un detector de ley cuadrática. Algunos de los componentes que son comunes a todos los receptores son los siguientes:

Alimentación de la antena: Es un dispositivo para acoplar la señal del espacio libre a una señal en una línea de transmisión. Los alimentadores típicos en el rango de ondas milimétricas son llamados cuernos o bocinas y son usados para conectar la guía de onda. Una bocina típica se ve como un embudo.

Guía de Onda: Una guía de onda es un tubo conductor hueco, por lo

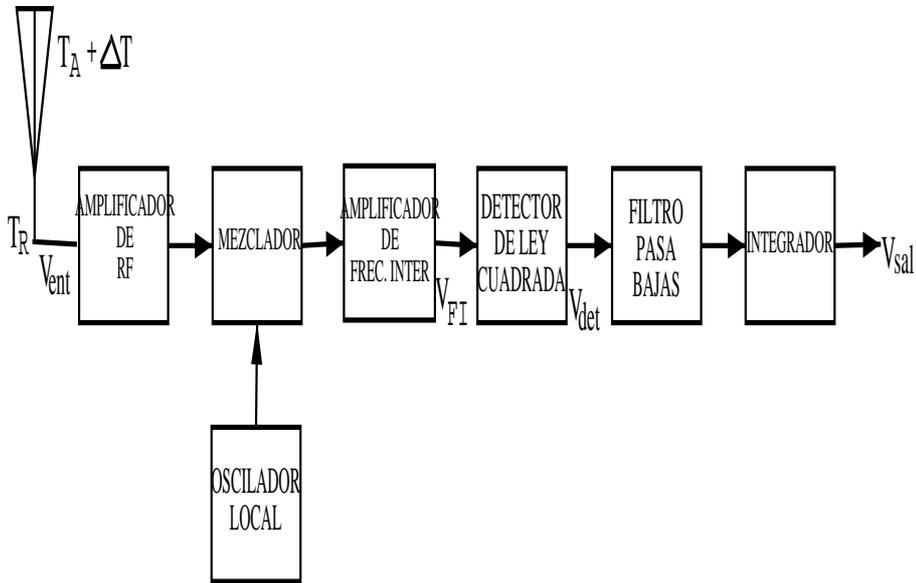


Figura 2.7: Receptor de potencia total

general rectangular en su sección transversal (pueden ser también circulares o elípticas). Las dimensiones de la sección transversal se seleccionan de forma que la onda electromagnética de la frecuencia deseada se propague dentro del tubo. La guía de onda no conduce corriente por su superficie, sino que sirve de límite para confinar la energía. Las paredes de la guía son conductoras, por lo que reflejan la energía, manteniendo la onda adentro. La conducción la realiza el dieléctrico que está dentro de la guía, la onda se propaga en una distribución particular de energía llamada modo.

Amplificador de radio frecuencia: Es un dispositivo para incrementar la potencia de la señal, situado a la entrada del receptor.

A continuación veremos algunos tipos de receptores utilizados en radio astronomía.

2.8.1. Receptor de potencia total

La configuración de un sistema de potencia total se muestra en la Figura 2.7. Esta configuración consiste de un receptor que está conectado directamente a la antena. La radiación electromagnética recibida por la antena es definida como la temperatura de la antena T_A , la cual está relacionada con

la potencia recibida, P:

$$P = kT_A B \quad (2.29)$$

El receptor genera ruido internamente. En la práctica, es común relacionar el ruido generado internamente en el receptor con un generador de ruido en la entrada del receptor. Este generador de ruido producirá una potencia de ruido similar al ruido generado internamente por el receptor. La potencia de ruido de salida de este generador de ruido es definido como la temperatura de ruido efectiva de entrada, T_{RAD} . La potencia de ruido real se obtiene sumando T_{RAD} y T_A . El ruido de la señal de entrada de la antena tiene características similares al ruido del receptor. Estas dos señales de ruido son sumadas en el receptor y no se pueden separar. Por lo tanto, la señal de entrada efectiva en el receptor es una señal de ruido gaussiano con una media cero y una varianza igual a la potencia de ruido total. La temperatura puede ser representada por

$$T_{SYS} = T_A + T_{RAD} \quad (2.30)$$

donde T_{SYS} es la temperatura del sistema en K. El receptor tiene una ganancia G y un ancho de banda B. La salida del receptor está conectada a la entrada del detector de ley cuadrática, el cual proporciona un voltaje de salida que es proporcional a la potencia de entrada. La sensibilidad del detector es una constante, C_d , la cual determina el voltaje de salida como una función de la potencia de entrada. La salida del detector es un voltaje de DC ruidoso, por lo cual se tiene que usar un filtro pasa bajas. Este filtro tiene un tiempo de integración equivalente τ . El voltaje de salida V_{sal} entonces:

$$V_{sal} = k(T_A + T_{RAD})BGC_d \quad (2.31)$$

Las inestabilidades de la temperatura de ruido efectiva a la entrada y de la ganancia G del sistema, crearán variaciones aleatorias en V_{sal} . Estos ruidos adicionales limitan la sensibilidad de la configuración. (Ver M.E. Tiuri. Radio Astronomy Receivers)

2.8.2. Receptor tipo Dicke balanceado

En este receptor, un acoplador direccional es insertado entre la antena y el switch el cuál elije entre la antena y la carga de referencia (Figura 2.5). Este switch es comúnmente llamado como switch Dicke. El ruido es sumado al ruido de la antena, T_A . Este ruido es definido como ruido inyectado, T_{inj} .

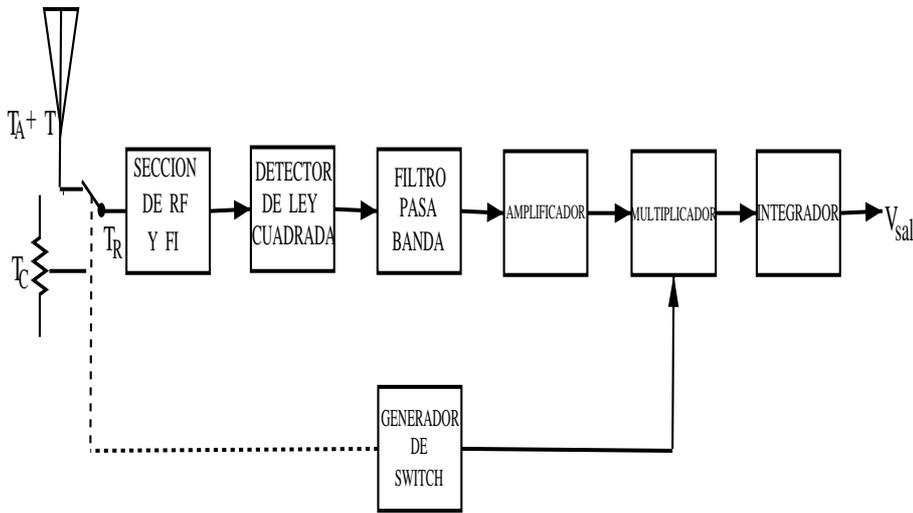


Figura 2.8: Diagrama de bloques de un receptor tipo Dicke balanceado

La suma de la temperatura de la antena y la temperatura del ruido inyectado es igual a la temperatura de referencia.

$$T_A + T_{inj} = T_{REF} \quad (2.32)$$

Un sistema de retroalimentación continuamente ajusta la cantidad de ruido introducido de tal forma que la salida del detector es mantenida en cero. Por lo tanto, las variaciones en el ruido interno dentro del receptor, así como las variaciones de ganancia son eliminadas a la salida del receptor. La magnitud de la señal que controla la amplitud del ruido introducido es una medida de la temperatura de la antena.

El método para controlar la cantidad de ruido introducido, es utilizar un switch de inyección de ruido. Cuando el receptor es conectado a la antena, el voltaje de salida de DC es

$$V_A = C_1 Gk(T_A + T_R)B_{HF}, \quad (2.33)$$

y cuando es conectado a la carga de referencia es

$$V_C = C_1 Gk(T_C + T_R)B_{HF} \quad (2.34)$$

donde C_1 y C_2 son constantes y B_{HF} es el ancho de banda del ruido.

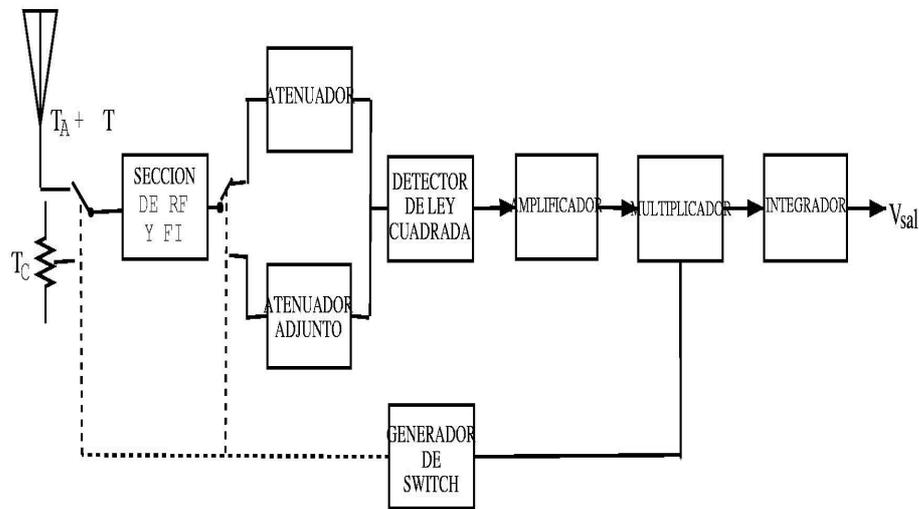


Figura 2.9: Receptor tipo Dicke usando ganancia de modulación

Ganancia de modulación de un receptor tipo Dicke

Un método utilizado para obtener el balance en un receptor tipo Dicke es la ganancia de modulación. La Figura 2.6 muestra el diagrama de bloques de un receptor Dicke de ganancia de modulación. Dos atenuadores son cambiados alternadamente en sincronía con la entrada dentro del amplificador de FI. La ganancia de HF (alta frecuencia) del receptor con el atenuador es G_A cuando la señal de la antena es conectada y G_C cuando la carga de comparación es conectada. Si

$$(T_A + T_R)G_A = (T_C + T_R)G_C \quad (2.35)$$

entonces el receptor está balanceado. (Ver M.E. Tiuri. Radio Astronomy Receivers)

2.8.3. Receptor tipo Dicke no balanceado

Esta configuración fué propuesta por Dicke para eliminar los efectos del ruido en las mediciones. Un amplificador tiene básicamente dos fuentes de ruido: una es ruido blanco gaussiano, el cual tiene una densidad espectral de potencia en todo el ancho de banda del amplificador, mientras que la otra

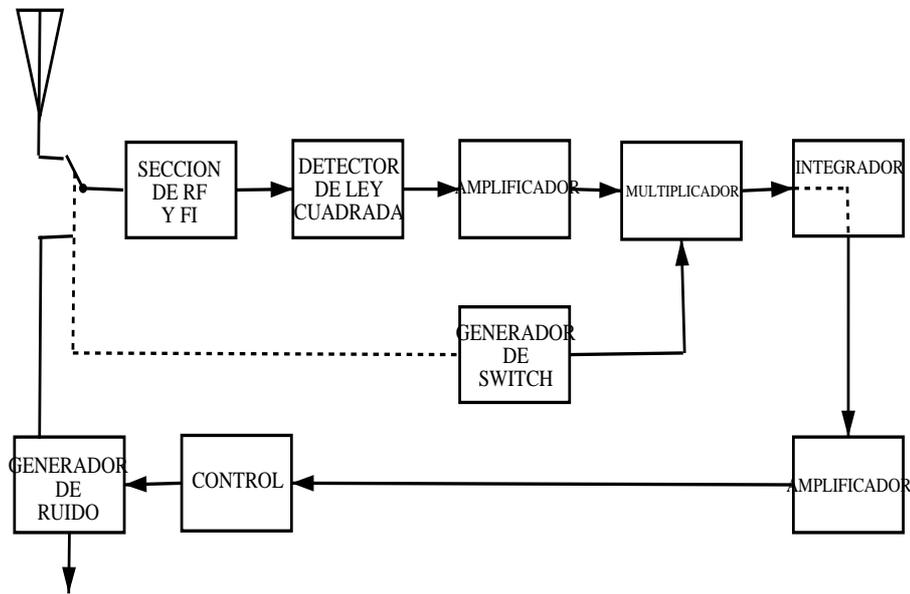


Figura 2.10: Receptor tipo Dicke no balanceado

tiene una densidad espectral de potencia que incrementa cuando la frecuencia disminuye dentro del ancho de banda del amplificador.

La señal de salida deseada del receptor es un voltaje en DC. Las variaciones de este voltaje de DC se reducen conforme se disminuye el ancho de banda del receptor. Esto se puede lograr integrando la salida por medio de un detector de ley cuadrática. Si el ruido es ruido blanco uniforme, sucede lo descrito anteriormente; sin embargo, si la densidad espectral de potencia del ruido tiene un periodo característico, la potencia de ruido es constante con los decrementos en el ancho de banda y no se mejora la relación señal a ruido.

Dicke observó este problema mientras intentaba medir el nivel más bajo de los voltajes de DC asociados a las mediciones de la antena. Hay una frecuencia característica dentro del ancho de banda del amplificador, donde el ruido blanco es más grande que la señal de ruido. En algunas frecuencias arriba de esta frecuencia característica, se puede realizar una medición de una señal deseada y mejorar la relación señal a ruido reduciendo el ancho de banda del ruido de las mediciones a través de una integración.

Dicke realizó esto por medio de un switcheo periodico en la entrada del

amplificador entre la antena y la carga de referencia. Como se muestra en la Figura 2.8.3, en donde se muestra el diagrama de bloques de un receptor tipo Dicke no balanceado, la entrada del receptor durante el tiempo que la entrada está conectada a la antena tiene una potencia de ruido proporcional a $T_A + T_{RAD}$, donde T_A es la temperatura de la antena y T_{RAD} es la temperatura de ruido de entrada efectiva. Durante el tiempo que la entrada esté conectada a la carga de referencia del receptor se tendrá una potencia de ruido proporcional a $T_{REF} + T_{RAD}$, donde T_{REF} es la temperatura de la carga de referencia. Esta variación de potencia de la señal es convertida dentro del detector de ley cuadrática a un voltaje de onda cuadrada con una amplitud pico a pico proporcional a $T_{REF} - T_A$. La frecuencia fundamental de esta onda cuadrada está más arriba de la frecuencia donde la señal de ruido tiene algún efecto. El voltaje de salida del receptor tipo Dicke no balanceado es:

$$V_{sal} = k(T_{REF} - T_A)BGC_d \quad (2.36)$$

Comparando las ecuaciones anteriores, vemos que las variaciones en el ruido interno T_{RAD} del receptor no tiene efectos en el voltaje de salida del receptor tipo Dicke no balanceado. Sin embargo, las variaciones de ganancia dentro del receptor aún tienen efectos en el voltaje de salida.

La desventaja de este receptor es que solo mide la mitad de las veces que lo podría realizar el receptor de potencia total. Por lo tanto, el tiempo de integración permitible es la mitad del que se utiliza en el receptor de potencia total.

Las variaciones en el voltaje de salida debido a las variaciones de la ganancia, podrían ser eliminadas si el nivel de potencia dentro del receptor, mientras el switch es conectado a la antena, es idéntico al nivel de potencia cuando está conectado a la carga de referencia.

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama de bloques de un receptor tipo Dicke no balanceado.

La desventaja del receptor tipo Dicke balanceado es que la temperatura del sistema, T_{SYS} , es mucho más grande que en un receptor Dicke no balanceado. Sin embargo, los efectos de las variaciones en la ganancia en el no balanceado usualmente tienen una degradación más grande de la sensibilidad del receptor. (Ver M.E. Tiuri. Radio Astronomy Receivers)

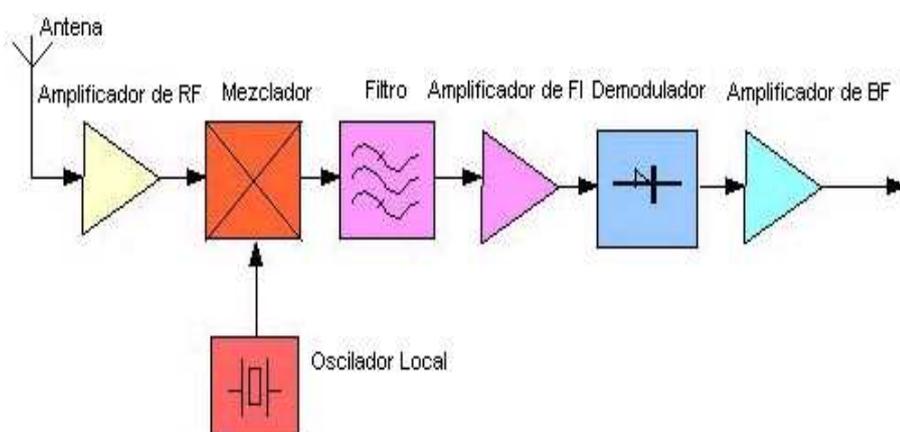


Figura 2.11: Receptor superheterodino

2.8.4. Receptores de barrido

Un receptor de barrido mide la señal recibida en una banda de frecuencias dada. La resolución de la frecuencia y transmisión puede ser muy buena, pero en un cierto tiempo es necesario hacer un barrido en todas las frecuencias y el tiempo de resolución cambia.

Los receptores de barrido muchas veces son del tipo superheterodino, donde la señal de entrada es mezclada con una frecuencia variable. La mezcla crea dos componentes de frecuencia, la suma y la diferencia, en la banda de frecuencia deseada F_{in} y en la frecuencia de manejo F_1 . Una de esas componentes (usualmente la diferencia) es seleccionada por un filtro paso banda centrado en F_2 y con un ancho de ΔF . La salida del filtro contiene en principio únicamente componentes de la señal original que están en la banda $F_1 - F_2 \pm \Delta F/2$ (o $F_2 - F_1 \pm \Delta F/2$) si la suma es utilizada. De esta forma, otros tratamientos de la señal (amplificación, detección, análisis de frecuencia) son posibles sin depender de la frecuencia original de entrada.

2.8.5. Receptor superheterodino

Las partes básicas de un receptor superheterodino son las que se muestran en la Figura 2.11. En una forma muy simplificada. Estas partes son descritas brevemente a continuación.

Mezclador: Es un circuito que combina la señal de entrada con la señal ge-

nerada en un oscilador local y produce una salida de baja frecuencia (llamada frecuencia intermedia) que es la diferencia de frecuencia entre estas.

Oscilador local: Genera la señal de frecuencia que debe mezclarse con la señal recibida. La frecuencia de este oscilador es variable de acuerdo a las necesidades del receptor.

Amplificador de frecuencia intermedia: Es un amplificador de frecuencia, menor a la de la señal observada.

Filtro: Es un dispositivo que selecciona dentro de una estrecha banda de frecuencias el intervalo de frecuencia intermedia, y rechaza todas las otras frecuencias. Puede usarse un gran número de ellos para producir así un espectro de la señal de entrada.

Detector: Convierte una señal de radiofrecuencia o una señal de frecuencia intermedia a corriente directa por medio de un proceso de rectificación. Un buen detector produce una salida de corriente directa la cual es directamente proporcional a la potencia de entrada.

Un diagrama de bloques de otro receptor superheterodino es el que se muestra en la Figura 2.12, este muestra el caso de recepción en un dipolo.

La salida de los preamplificadores son combinadas en un circuito diferencial algunas veces llamado *balun* (balanceado-no balanceado). Las frecuencias fuera de las deseadas en la banda de análisis son filtradas a la salida y un filtro paso bajas debe ser implementado para eliminar las frecuencias de *imagen*, donde $F_2 = F_{in} - F_1$, $F_{in} = F_1 + F_2$ sobre el rango de F_1 . La frecuencia variable F_1 se muestra en el diagrama como un VCO (Oscilador controlado por voltaje) el cual es generalmente parte de un sistema sintetizador de frecuencias.

Hay varios mezcladores disponibles comerciales o que pueden ser contruidos. Estos deben contener elementos no lineales para realizar bien sus funciones, que son generalmente diodos o transistores. Estos son algunos elementos que contribuyen al ruido. En la figura no se muestra el amplificador de frecuencia intermedia, pero se requiere para minimizar estos problemas.

El filtro paso banda, es muy importante; este es un componente que determina el ancho de banda del receptor. El rechazo de frecuencias no deseadas del filtro paso banda debe ser muy bueno, > 60 dB. Los mejores filtros para este uso son filtros de cristal, o una ligera variante hecha de litio-tantalio. El rango de frecuencias de estos filtros están desde aproximadamente 4 a

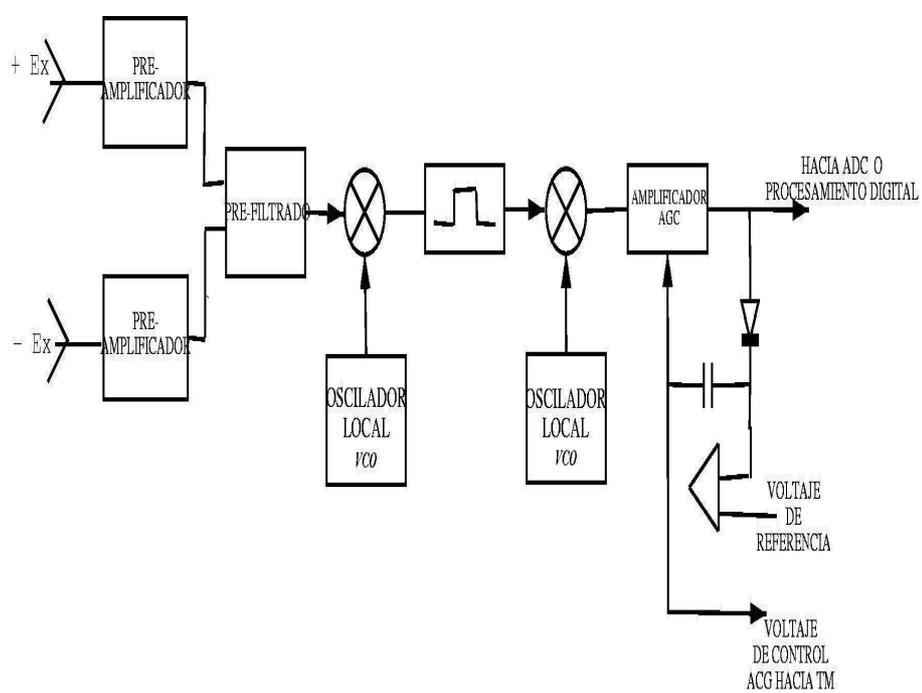


Figura 2.12: Receptor superheterodino

100 MHz, con anchos de banda desde 1 a 50 KHz. Para receptores de baja frecuencia también es posible utilizar filtros cerámicos. En estos es preferible una frecuencia de 470 kHz.

En la salida del filtro se tiene una señal en una banda fija, proporcional a, y con todas las características de la señal original. Necesitará otra amplificación y un medio para detectar la intensidad. La amplificación puede continuar en la misma frecuencia, o como se muestra en la figura, después de una segunda frecuencia de translación a una más baja frecuencia que sea más fácil de manejar. En general esto no es suficiente para tener una amplificación lineal, pues se coloca seguido por un detector de nivel. El rango dinámico de un circuito de detección es raramente adecuado para cubrir el rango necesario para las observaciones. Al menos tres técnicas son utilizadas para incrementar el rango dinámico. Una es colocar varios amplificadores en serie y entonces seleccionar la salida del último, aquél que no está saturado. Una limitación de esta técnica es el tiempo requerido para cambiar los canales cuando la señal varía rápidamente. Otra opción es utilizar un amplificador cuya ganancia decrezca con señales grandes, como una forma de recorte. El mejor de esos amplificadores suministra una amplitud de salida proporcional al logaritmo de la amplitud de entrada. Cada opción requiere un detector de nivel que puede operar sobre un rango reducido. La tercera opción consiste de un amplificador variable y un lazo de realimentación después un detector de nivel para mantener el nivel constante. este es llamado Control Automático de Ganancia (AGC). Este tiene la ventaja de proporcionar la señal que tiene un nivel de potencia constante al detector que puede eventualmente ser utilizado por otro análisis espectral y/o correlación. Hay amplificadores variables que responden al voltaje de control, el cual satisface los requerimientos necesarios para la compresión del rango dinámico. En todos estos casos el detector de nivel debe detectar el voltaje rms más bien que el voltaje pico del “ruido” natural de las señales de radio.

2.8.6. Receptores de correlación

La correlación es una medición importante cuando el receptor es diseñado para determinar la dirección de arribo y/o la polarización de las señales que entran en dos o más antenas, y eventualmente separar solamente la información deseada. Por ejemplo, los receptores pueden ser diseñados para ser solamente sensibles a la polarización izquierda o derecha tal como uno de los satélites Voyager. Los tiempos van evolucionando y ahora las mediciones de

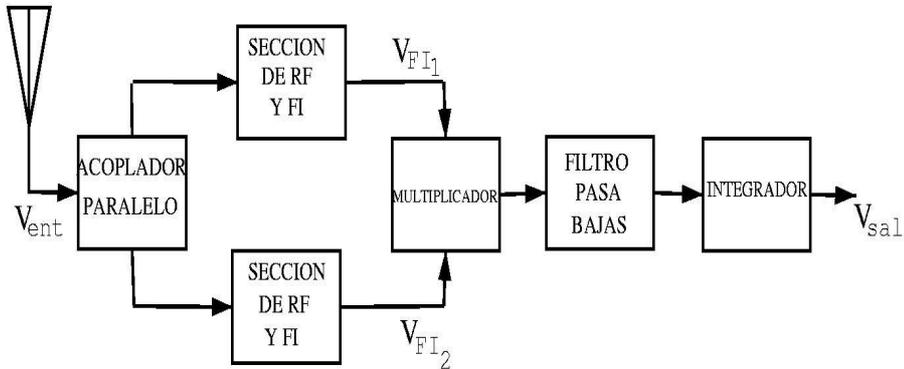


Figura 2.13: Receptor de correlación

correlación son muchas veces parte del receptor. Un receptor digital realiza esta función fácilmente, por multiplicación del espectro de salida obtenido desde las señales que son muestreadas simultáneamente en cada receptor.

Dos receptores de radiotelescopio idénticos pueden conectarse como en la Figura 2.13, resultando un receptor de correlación. Ambos receptores son acoplados en paralelo a la antena y las señales de salida de frecuencia intermedia son multiplicadas.

La salida del multiplicador contiene únicamente una señal de correlación o una señal proporcional a la potencia de ruido que viene desde la antena la cual es la misma para ambos receptores. Las potencias de ruido desde los dos receptores se separan y, de ahí, no se producirá una salida de cd.

La sensibilidad del receptor de correlación es (Ver M.E. Tiuri. Radio Astronomy Receivers)

$$\Delta T_{min} = \sqrt{2} \frac{T}{\sqrt{B_{HF} \tau_I}} \sqrt{1 + \left(\frac{0.5 T_A}{T} \right)^2} \quad (2.37)$$

donde T es la temperatura de ruido del sistema ($T = 0.5 T_A + T_R$).

Si el ruido de la señal es una pequeña fracción del ruido de la antena y el ruido del receptor es pequeño en comparación con el ruido de la antena entonces la sensibilidad es la misma que la potencia total del receptor. En este caso las variaciones de ganancia en la práctica determinarán la sensibilidad del receptor de correlación. De ahí, el receptor de correlación es útil solamente

cuando T_A es pequeña. En la práctica es muy difícil acoplar dos receptores en paralelo.

Capítulo 3

Funcionamiento del Radio Interferómetro Solar

3.1. El Radio Interferómetro Solar (RIS)

El radiointerferómetro Solar de base pequeña $\lambda \simeq 4$ cm del Instituto de Geofísica de la UNAM es de fabricación soviética. Consta de dos antenas parabólicas de 1 m de diámetro cada una, montadas en un eje polar común que determina la dirección de la base del interferómetro. Opera en una frecuencia central de 7.7 GHz ($\lambda \simeq 4$ cm) con un ancho de banda de 500 MHz. La separación entre las dos antenas es de 5.24 m que corresponde a 131 longitudes de onda. El eje del aparato está orientado a lo largo del eje polar y un motor síncrono lo gira de este a oeste (haciendo girar las antenas) siguiendo el movimiento diurno del Sol. Cada antena tiene además un desplazamiento independiente en declinación entre $\pm 25^\circ$. La Figura 3.1 muestra un diagrama de bloques del radio interferómetro.

Con el radio interferómetro solar, se obtiene información para el estudio de algunos fenómenos en la atmósfera solar; las etapas que lo componen de acuerdo con el recorrido de la radiación en él son:

3.1.1. Espejos primarios parabólicos

La localización y estudio de las fuentes cósmicas por medio de los radio interferómetros es un método muy utilizado en astronomía. La detección de esas fuentes, depende de la intensidad con que se emiten, sus frecuencias características de emisión y del área de las antenas usadas para detectarlas. La

46CAPÍTULO 3. FUNCIONAMIENTO DEL RADIO INTERFERÓMETRO SOLAR

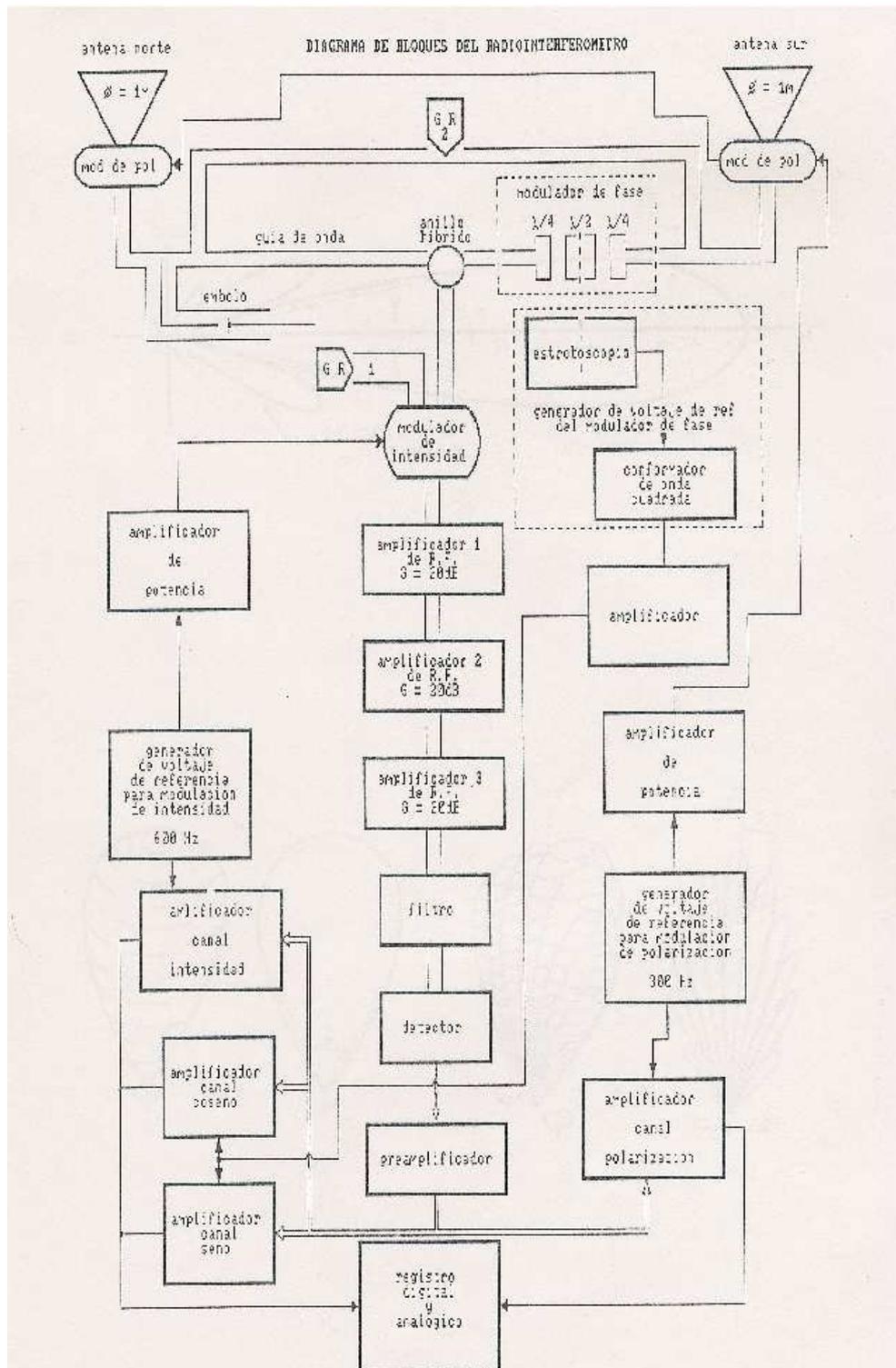


Figura 3.1: Diagrama de bloques del RIS

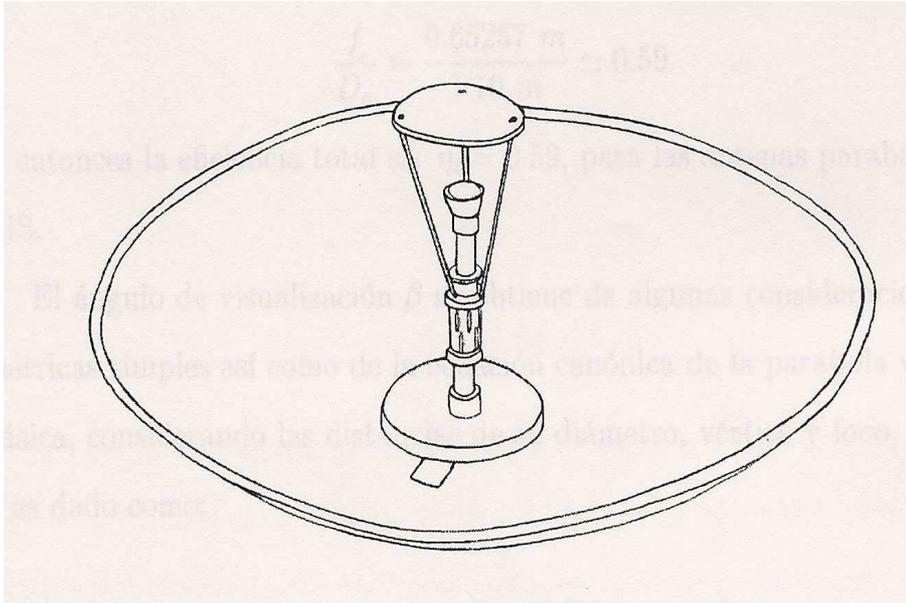


Figura 3.2: Espejo Reflector del RIS

localización de las fuentes estelares se dá en términos de variables angulares que comunmente son (θ, ϕ) , que son las variables de campo en coordenadas esféricas. Las antenas con mayor aplicación en la parte de alta frecuencia del espectro de radio son las antenas parabólicas, y el RIS está constituido por dos de estas antenas cuyo diámetro es de 1 m.

3.1.2. Espejos secundarios

Al igual que los espejos primarios, los espejos secundarios reflejan la radiación incidente en ellos, de acuerdo a su diagrama característico. La finalidad de estos espejos es redirigir la radiación hacia la entrada del sistema, es decir, a la bocina de entrada, el diámetro de los espejos secundarios “filtra” la radiación dejando pasar longitudes de onda menores o iguales a su diámetro, eliminando la radiación de longitudes de onda mayores a este. El espejo secundario debe cumplir con las siguientes características:

- a) Debe captar toda la radiación que reflejan los espejos primarios evitando fugas, esto es función de la distancia a la cual está colocado y de su diámetro.
- b) Se debe mantener la respuesta direccional que proporciona la forma de

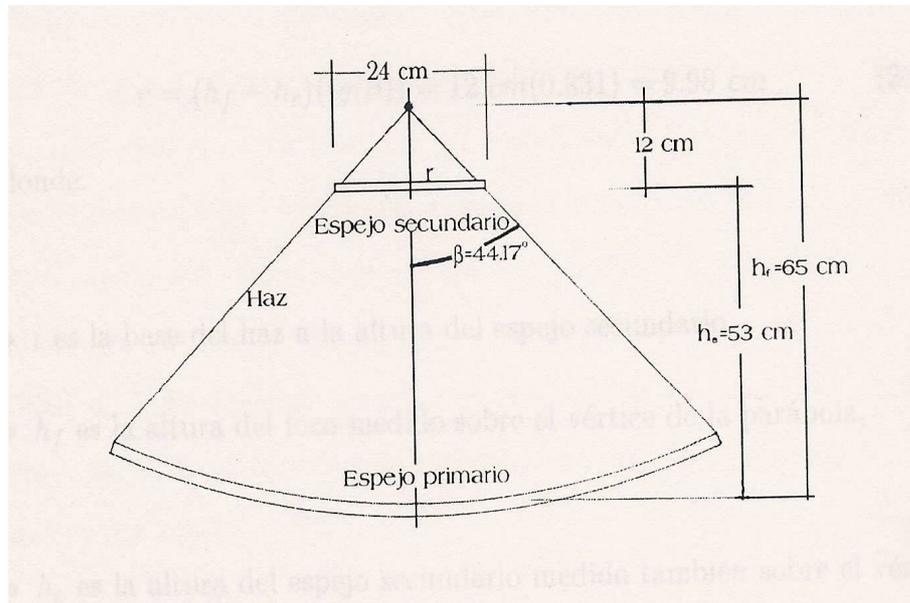


Figura 3.3: Distancia entre espejos primario, secundario y foco

las antenas.

En el RIS, la altura a la cual está localizado el espejo secundario es de 12 *cm*. El diámetro medido del espejo secundario es de $D = 24 \pm 0.05$ *cm*, el cual cumple con las características mencionadas.

3.1.3. Bocina de entrada

La puerta de entrada del sistema para la conducción de la radiación es el cono o bocina de entrada, la forma cónica es con el fin de interceptar toda la radiación reflejada en el espejo secundario y evitar efectos de contorno o cruces de radiación indeseables. Esta bocina actúa como un filtro más a la radiación, solamente permite el paso a una determinada longitud de onda que es función tanto del diámetro de la bocina, como del diámetro de la guía de onda a la que se encuentra acoplada. En general, puede entrar cualquier tipo de polarización por las bocinas de entrada. (Ver Figura 3.4)

3.1.4. Modulador de polarización (placas y bobinas)

Esta etapa consta de dos partes, la primera es una placa retardadora de un cuarto de onda ($\lambda/4$) y la segunda es una bobina que genera un campo

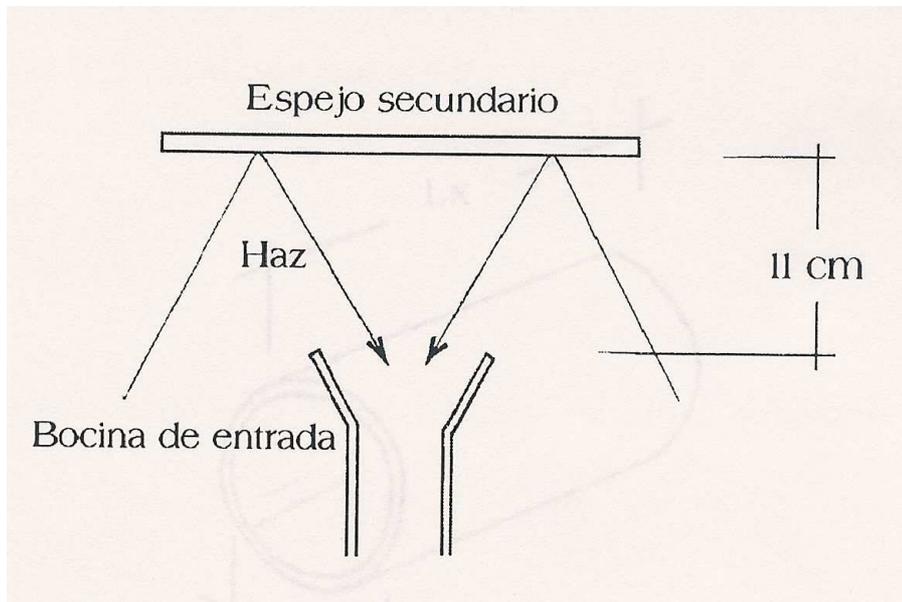


Figura 3.4: Bocina de Entrada

magnético con el cual se obtiene el efecto Faraday. La placa retardadora se encuentra antes de la bobina, sobre la ruta de la radiación solar en el RIS. La bobina está colocada de tal manera que la radiación pasa a lo largo de su eje. (Ver Figura 3.5)

3.1.5. Guía de ondas

En el RIS encontramos guías de onda cilíndricas y guías de onda rectangulares. En el caso de la guía de onda cilíndrica se tiene un diámetro interior de 3.2cm como se muestra en la Figura 3.6 y en el caso de la guía de onda rectangular se tienen las medidas indicadas en la Figura 3.7. En el siguiente capítulo se describe detalladamente el funcionamiento de las guías de onda.

3.1.6. Modulador de fase

El modulador de fase funciona de la siguiente forma:

- a) Se coloca una guía de onda circular entre las guías de onda rectangulares que transportan la señal de la antena Sur, dicha señal está linealmente polarizada. a la salida de la guía de onda rectangular (entrada de la

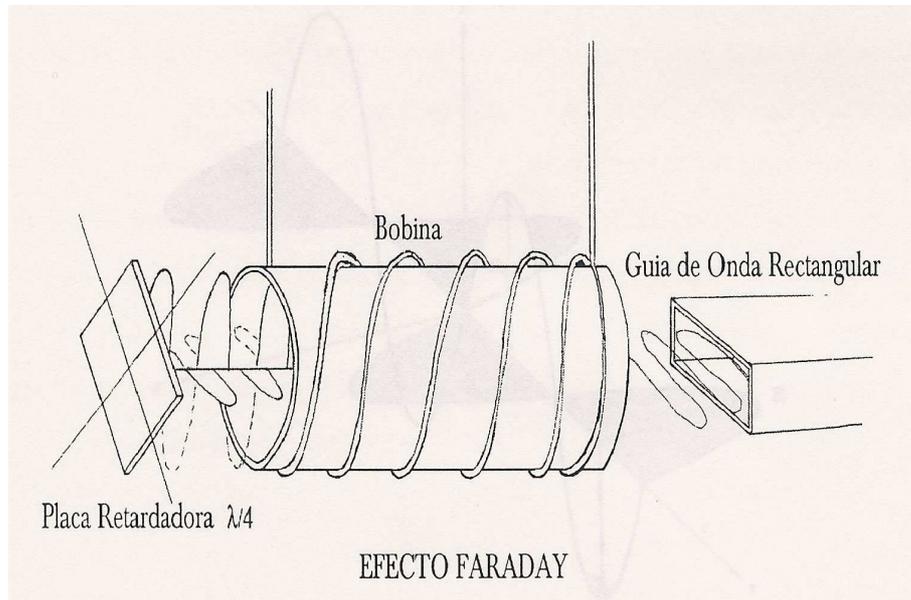


Figura 3.5: Esquema del modulador de polarización

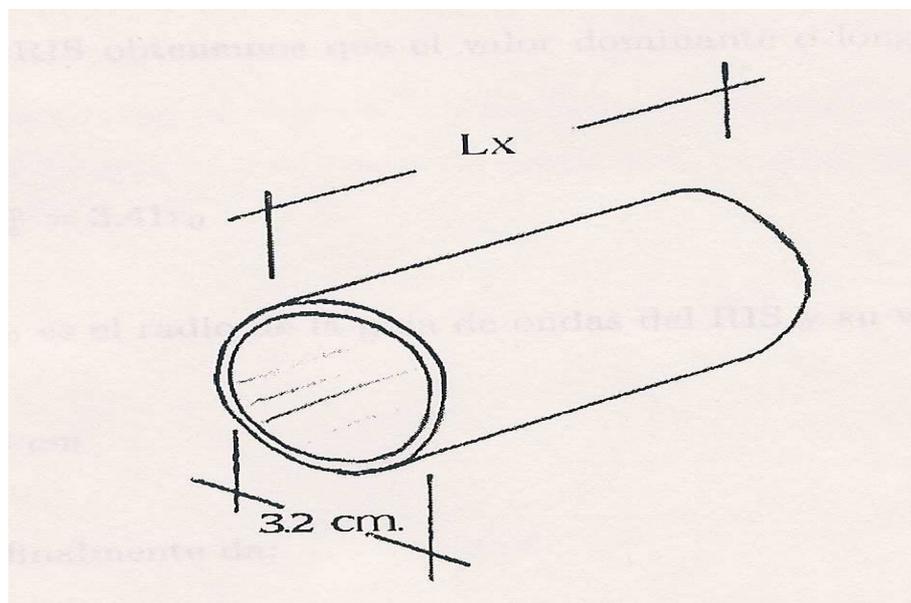


Figura 3.6: Guía de onda circular del RIS

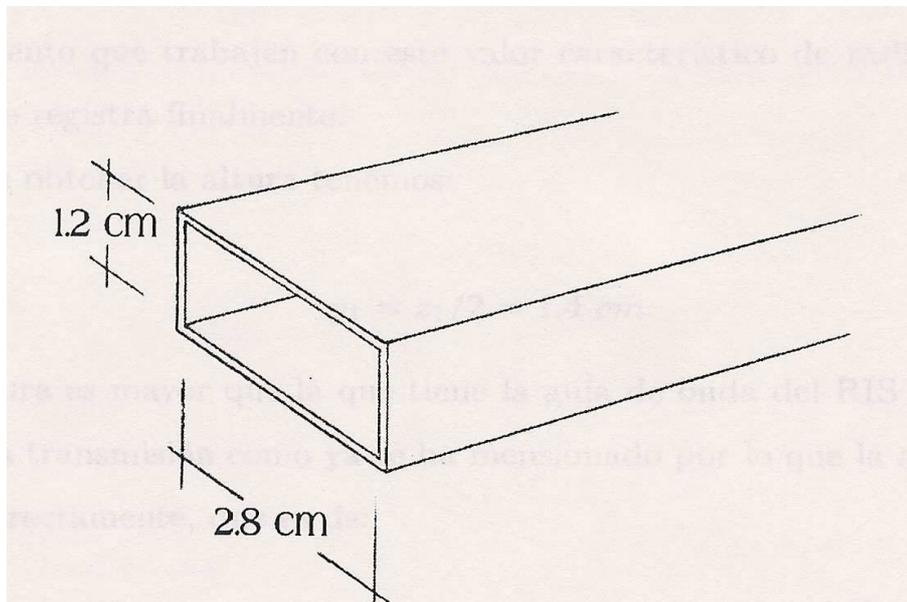


Figura 3.7: Guía de onda rectangular

circular) se coloca una placa retardadora de $1/4$ de longitud de onda, con su eje a 45° con respecto al lado corto de la guía rectangular, de tal forma que la señal que en la guía rectangular venía con polarización lineal, cambia su estado de polarización a circular.

- b) Las ondas con polarización circular entran a una placa retardadora de $1/2$ de longitud de onda. El eje de dicha placa se hace girar con una frecuencia constante, de tal manera que cuando coincide con el eje de la placa anterior las ondas se desfasan con un retraso de π radianes.
- c) A la salida de la placa retardadora anterior, se coloca una placa retardadora de $1/4$ de longitud de onda, con su eje alineado con la primera placa, y por consiguiente a 45° con la guía de onda rectangular que la sigue. El objetivo de esta placa es transformar la polarización de la señal, de circular a lineal, para salir así del modulador de fase. La señal que pasa por esta placa en el momento que los ejes de las tres placas coinciden, sufre un desfase de $\pi/2$, y la señal sale del modulador de fase sin cambio alguno. Pero cuando el eje de la segunda placa se encuentra perpendicular a los ejes de la primera y tercera placa, las ondas sufren un retraso en fase de $\pi/2$, de tal forma que a la salida te-

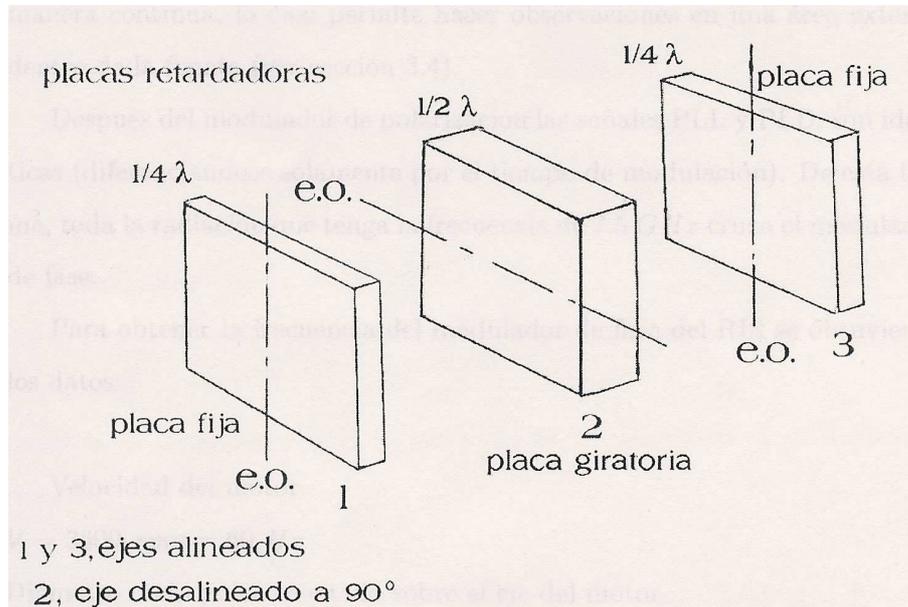


Figura 3.8: Esquema del modulación de fase

nemos una polarización lineal nuevamente pero con un retraso de fase de $1/2$ de longitud de onda.

De esta forma se logra que por cada giro de la placa retardadora de $1/2$ de longitud de onda la señal a la salida del modulador de fase y a la entrada del anillo híbrido se encuentre dos veces en fase con la señal de la antena Norte y dos veces fuera de fase. De esta manera se produce interferencia constructiva e interferencia destructiva, lo que da por resultado lóbulos interferenciales viajeros. Es decir, no tenemos un patrón de interferencia estático con el cual veríamos sólo una región del Sol, sino un patrón de interferencia que viaja, permitiéndonos de esta forma explorar regiones adyacentes a la región del máximo principal.

3.1.7. Anillo híbrido

En el anillo híbrido se produce la suma de radiación captada por las dos antenas parabólicas para producir un patrón de interferencia. La radiación que llega hasta el anillo híbrido y que ha pasado por varias etapas del RIS tiene por características, pertenecen al mismo frente de onda, además la

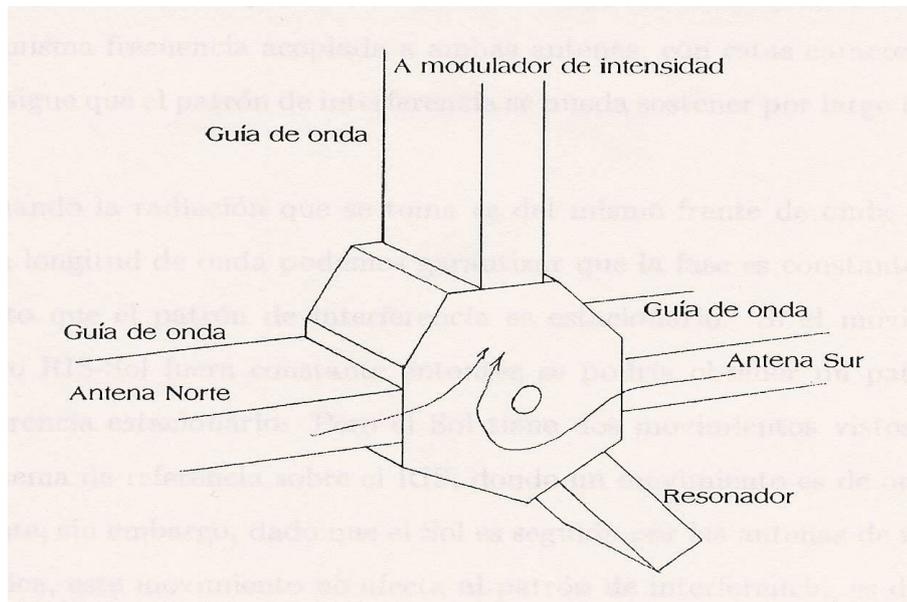


Figura 3.9: Anillo Híbrido mostrando el recorrido de la radiación

suma se realiza entre radiación con la misma polaridad, esto es debido a que los moduladores de polarización tienen una señal de la misma frecuencia acoplada a ambas antenas, con estas características se consigue que el patrón de interferencia se pueda sostener por largo tiempo.

3.1.8. Moduladores de amplitud o intensidad

El modulador de intensidad funciona bajo el mismo principio del efecto Faraday que usa el modulador de polarización, solo que ahora las componentes que se seleccionan son la señal proveniente del anillo híbrido y una señal de ruido que se introduce antes del modulador de intensidad a 90° de la señal solar. Mediante una señal eléctrica de cierta frecuencia se realiza la selección de cada una de estas muestras de señales de intercambiando su plano de vibración haciéndolo paralelo al lado largo de la guía de onda rectangular. Este es el switcheo mencionado en la sección 2.8.2.

El papel que juega el ruido en esta etapa es el de mantener la misma ganancia cuando se trata de alguna elevación de intensidad debido al incremento en la temperatura del sistema o elevaciones o caídas de voltaje del mismo. Esto es lo que mencionamos en el capítulo 2, y es el principio

fundamental del Receptor tipo Dicke.

3.1.9. Amplificadores

Esta etapa de amplificación se encuentra ubicada en el mismo sistema estructural entre los espejos primarios parabólicos y posteriormente pasa al laboratorio donde se encuentra una segunda etapa de amplificación final. Podemos considerar dos tipos de amplificación del sistema de la siguiente manera:

- a) Amplificación de alta y de baja frecuencia.

El receptor se construyó en base al esquema de amplificación directa con tres etapas de amplificación de bajo ruido, usando tecnología GaAs-FET, con ganancia de 20 dB cada una. La señal amplificada pasa por un filtro de microondas, para evitar ruidos indeseables. Luego viene un detector que a su salida entrega solamente la envolvente, es decir, baja la frecuencia y que además convierte el flujo de radiación en voltaje. Inmediatamente después sigue un preamplificador de baja frecuencia que amplifica la señal para ser enviada por cable coaxial hacia el laboratorio, donde se lleva a cabo la amplificación final y el registro de la señal. La sección de alta frecuencia se encuentra en el conjunto de las antenas.

En el siguiente capítulo se hace una caracterización de las etapas de amplificación y algunos otros componentes del receptor.

- b) Amplificación de fase conmutada. La característica de estos amplificadores es que pueden seleccionar el tipo de señal que se quiere amplificar, y esta selección se da en términos de un voltaje de referencia.

3.1.10. Grabadores

En el laboratorio se encuentran los registros de salida los cuales son de dos tipos: analógicos o digitales, como la computadora que acepta la información vía una tarjeta de conversión analógico-digital que se encuentra integrada al sistema de cómputo.

La Figura 3.10 muestra la perspectiva del radio interferómetro solar y en forma general las etapas que lo componen. Los amplificadores de la segunda etapa de amplificación y los registros de salida se localizan en el laboratorio por lo que no aparecen en este esquema.

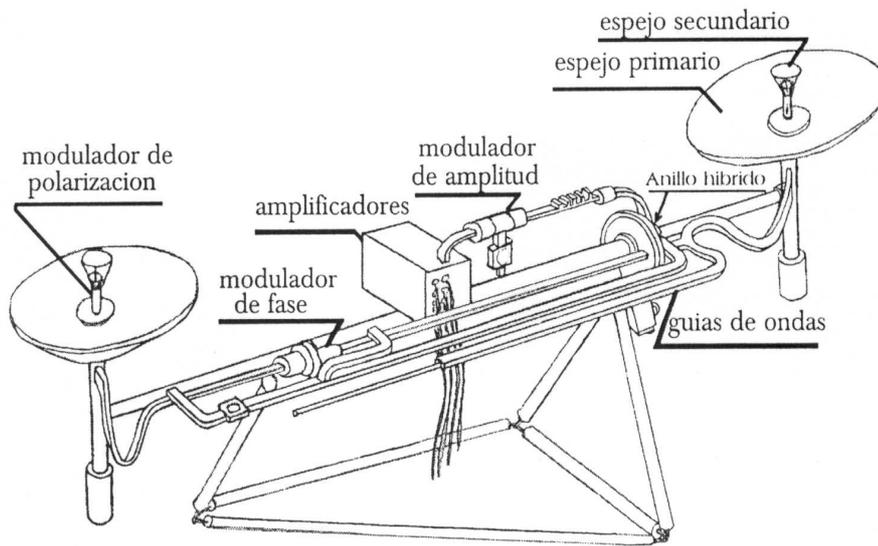


Figura 3.10: Radio Interferómetro Solar

Capítulo 4

Caracterización del Radio Interferómetro Solar

4.1. Introducción

Con el objeto de cuantificar el estado de los componentes del RIS, es necesario realizar una caracterización rigurosa de cada una de ellas. En este capítulo presentamos una descripción detallada de los métodos utilizados y los resultados de la caracterización de los amplificadores de alta frecuencia y de bajo ruido, guías de onda y filtros.

4.2. Caracterización de los componentes del receptor

Por medio del Analizador de Redes de la Facultad de Ingeniería y con ayuda del Dr. Martynyuk realizamos la caracterización de los elementos del RIS, este dispositivo nos permite estudiar y caracterizar bipuertos. Podemos medir los parámetros S , anchos de banda de filtros, respuesta en frecuencia, relación de onda estacionaria (SWR), podemos medir magnitudes en escala lineal y logarítmica.

4.2.1. Matriz de dispersión

Existen problemas cuando se trata de medir los voltajes y corrientes en frecuencia de microondas, dado que las mediciones directas implican la mag-

nitud y la fase de una onda que viaja en una dirección o de una onda estacionaria. Una representación muy útil de estas mediciones, y que contiene las ideas de onda incidente, reflejada y transmitida, está dada por la matriz de dispersión.

La matriz de dispersión proporciona una descripción completa del resultado del analizador de redes. Esta matriz relaciona el voltaje incidente y voltaje reflejado de las ondas.

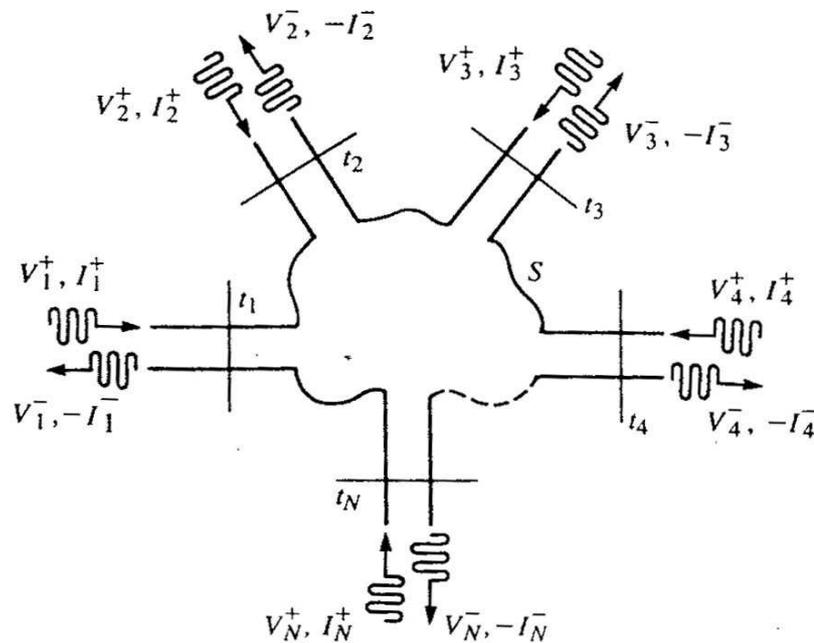


Figura 4.1: Red de N puertos

Considerando un analizador de redes de N puertos como se muestra en la Figura 4.1, donde V_n^+ es la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n , y V_n^- es la amplitud del voltaje de la onda reflejada desde el puerto n . La matriz de dispersión, o matriz $[S]$, está definida en relación a los voltajes incidentes y reflejados de la onda como a continuación se muestra:

$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{pmatrix}$$

$$[V^-] = [S][V^+]$$

Un elemento en específico de la matriz $[S]$ se puede determinar como:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \text{ con } V_k^+ = 0 \text{ } k \neq j \quad (4.1)$$

Donde V_k^+ es el voltaje incidente de cualquiera de los N puertos, excepto el del puerto j , y toma el valor de cero. Las ondas incidentes en todos los puertos excepto el j son cero, para lograrlo se acoplan estos puertos, además que con esto se evitan reflexiones. De esta manera, S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto dentro del puerto i cuando todos los otros puertos están acoplados, y S_{ij} es el coeficiente de transmisión desde el puerto j al puerto i , cuando todos los otros puertos están acoplados.

Se realizó la caracterización de las componentes del receptor del radio interferómetro, dentro de las que destacamos, los amplificadores de alta frecuencia y de bajo ruido, que en este caso son tres, las guías de onda, dos filtros supresores de banda, los conectores, etc.

A continuación hacemos una breve descripción de cada uno de estos elementos y posteriormente analizaremos los resultados obtenidos.

4.2.2. Amplificadores de bajo ruido

Todos los amplificadores agregan algo de ruido propio a la señal que manejan, es decir, que a la salida del dispositivo aparece la señal amplificada más una cantidad de ruido que no estaba a la entrada de la etapa.

La primera etapa debe de ser lo menos ruidosa posible. Esto se consigue con algunos dispositivos electrónicos, como Transistores Bipolares. Transistores de Efecto de Campo (JFET's), especialmente los de Arseniuro de Galio, transistores de alta movilidad electrónica (HEMT's)

Además de los dispositivos discretos, como los transistores, existen Circuitos Integrados que realizan el trabajo de los amplificadores ahorrando mucho trabajo de diseño en lo que respecta a su adecuada polarización. La polarización de estos transistores consiste en la determinación de los valores de los elementos que se conectan a ellos a fin de que puedan funcionar correctamente. Los GaAsFET's son especialmente propensos a entrar en oscilación. Es muy recomendable tener algún instrumento a mano, como puede ser un Generador de Ruido Blanco y un Analizador de Espectros, Voltímetro y un buen Osciloscopio.

Los Circuitos Integrados no son adecuados para la primera etapa de amplificación pues son algo ruidosos. Para evitar indeseables entradas, se suele filtrar la entrada con un circuito resonante de limitado ancho de banda. Generalmente usando una línea resonante a modo de cavidad. Con esto se consigue dos cosas: Evitar la entrada de canales adyacentes que darían ascensos en la señal que no corresponden con radiofuentes espaciales. El fenómeno que ocasiona este defecto son los llamados productos de intermodulación.

Otra es que una señal fuerte dentro de la banda recibida por el transistor de las primeras etapas puede causar su saturación, con lo cual se produce lo que se suele llamar sensibilización del transistor. Esto produce una caída incorrecta de la señal deseada dando lugar a registros arruinados por interferencias.

El diseño de amplificadores de bajo ruido depende de muchos parámetros importantes como la figura de ruido, el ancho de banda, la relación de onda estacionaria (SWR), la ganancia y la estabilidad del amplificador.

La siguiente ecuación es una expresión dada para obtener la figura de ruido en un dispositivo de dos puertos, como es el caso de los amplificadores de bajo ruido. (Ver Pozar)

$$F = F_{min} + 4 \frac{R_n |\bar{\Gamma}_s - \bar{\Gamma}_{opt}|^2}{\bar{Z}_0 |1 + \bar{\Gamma}_{opt}|^2 (1 - |\bar{\Gamma}_s|^2)} \quad (4.2)$$

donde F_{min} es la figura de ruido mínima, R_n es la resistencia equivalente del transistor que se utilizó para el diseño del amplificador, \bar{Z}_0 es la impedancia característica de la línea, $\bar{\Gamma}_s$ es el coeficiente de reflexión de la fuente y $\bar{\Gamma}_{opt}$ es el coeficiente de reflexión óptimo.

El comportamiento del ruido en un dispositivo está completamente descrito por F_{min} , R_n , el módulo $\bar{\Gamma}_{opt}$ y la fase $\bar{\Gamma}_{opt}$. Estos son llamados los cuatro

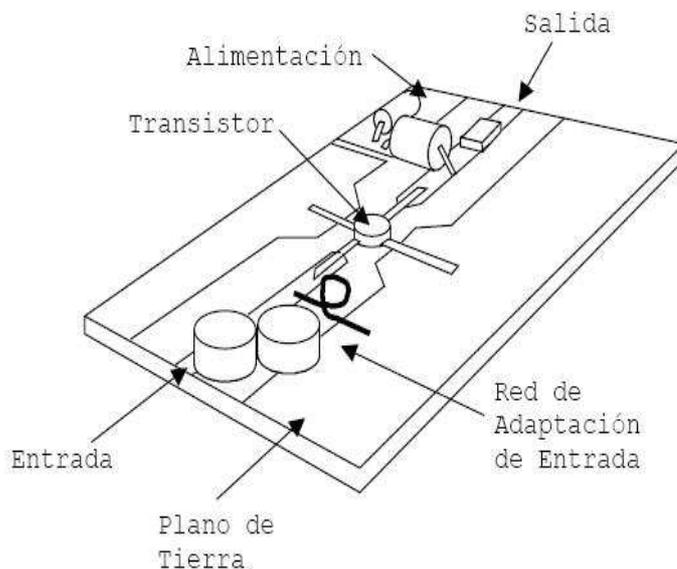


Figura 4.2: Amplificador de bajo ruido

parámetros de ruido. Estos parámetros pueden ser medidos u obtenidos de las especificaciones del amplificador a utilizar. La figura de ruido más baja de un amplificador, a una cierta frecuencia, se obtiene cambiando $\bar{\Gamma}_s$ por $\bar{\Gamma}_{opt}$

En la Figura 4.2 se muestra un esquema típico de un amplificador de bajo ruido.

Se realizó la caracterización de tres amplificadores de bajo ruido que están conectados en cascada y se encuentran en la etapa de alta frecuencia del RIS.

En los siguientes Cuadros se encuentran los datos obtenidos en las mediciones de los amplificadores de alta frecuencia del RIS que se encuentra en el Instituto de Geofísica de la UNAM.

El Cuadro 4.1 muestra el valor de los parámetros S del amplificador de alta frecuencia con el número de serie 1282240.

En la Figura 4.3 se muestra el parámetro $|S_{11}|$, que representa el coeficiente de reflexión en el puerto 1 o la entrada del amplificador; este coeficiente es la relación entre los voltajes reflejado e incidente de una onda. Se realizó un barrido de frecuencias desde 7 [GHz] hasta 8 [GHz]. Se observa que a la frecuencia a la que trabaja el RIS que es de 7.7 [GHz] tiene un coeficiente de reflexión de -17.974[dB] a la entrada y de -21.101 [dB] a la salida del

62CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DEL RADIO INTERFERÓMETRO SOLAR

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{22} $ [dB]
7.0	-8.841	14.910	-15.366
7.1	-8.751	15.099	-15.352
7.2	-8.840	15.304	-14.729
7.3	-9.791	15.932	-14.957
7.4	-11.51	16.181	-15.334
7.5	-14.16	16.909	-16.956
7.6	-16.102	16.931	-18.964
7.7	-17.974	17.06	-21.101
7.8	-20.144	16.889	-22.824
7.9	-22.257	16.633	-22.451
8.0	-21.227	16.611	-23.401

Cuadro 4.1: Parámetros S del amplificador 1282240

amplificador.

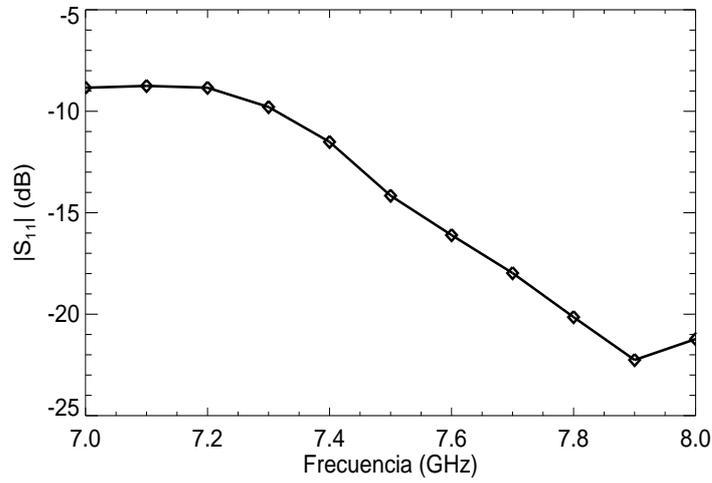


Figura 4.3: Parámetros $|S_{11}|$ del amplificador 1282240

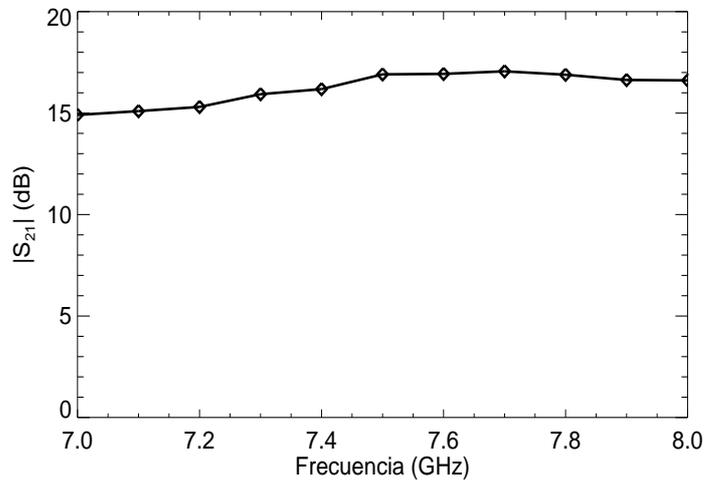


Figura 4.4: Parámetros $|S_{21}|$ del amplificador 1282240

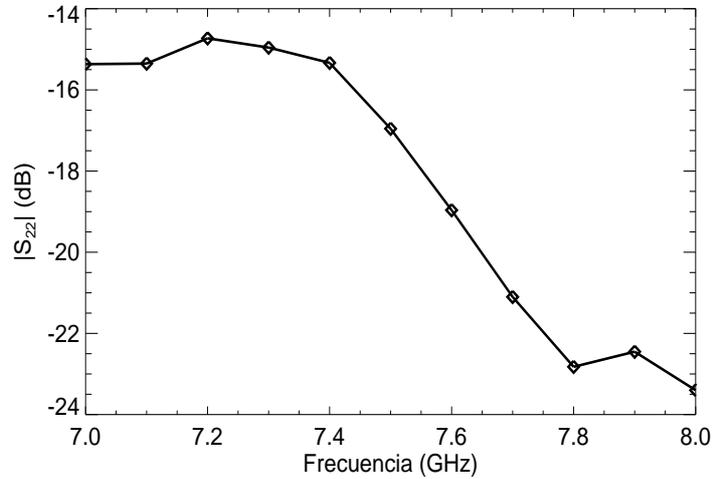


Figura 4.5: Parámetros $|S_{22}|$ del amplificador 1282240

La Figura 4.4 nos muestra el parámetro $|S_{21}|$ del amplificador; este parámetro representa el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2 y en amplificadores está relacionado con la ganancia. En la gráfica se observa que el valor de este término a la frecuencia central está entre 17 y 17.25 [dB], este amplificador nos está dando una ganancia menor a la que estaba diseñado, que era de 20 [dB].

En la Figura 4.5 nos muestran el parámetro $|S_{22}|$ del amplificador con número de serie 1282240, este parámetro nos indica el coeficiente de reflexión en el puerto 2 o a la salida del amplificador. En la frecuencia de 7.7 [GHz] se observa que tiene una ganancia de -21 [dB].

El Cuadro 4.2 muestra los datos del amplificador 0582123

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{22} $ [dB]
7.0	-9.878	16.809	-17.129
7.1	-9.327	15.96	-14.166
7.2	-9.225	16.513	-12.323
7.3	-9.452	16.895	-10.981
7.4	-10.235	17.833	-10.135
7.5	-11.897	18.968	-9.906
7.6	-14.843	20.282	-9.969
7.7	-18.653	20.823	-11.864
7.8	-18.959	21.446	-12.376
7.9	-17.869	21.532	-15.238
8.0	-17.346	21.071	-17.662

Cuadro 4.2: Parámetros S del amplificador 0582123

En la Figura 4.6 se muestra el parámetro $|S_{11}|$, que representa el coeficiente de reflexión en el puerto 1 o la entrada del amplificador con número de serie 0582123; en esta Figura se puede observar el coeficiente de reflexión en la frecuencia de 7.7 [GHz] que es aproximadamente de -18.5 [dB].

La Figura 4.7 nos muestra el parámetro $|S_{21}|$ del amplificador. En la gráfica se observa que el valor de la ganancia a la frecuencia a la que trabaja el RIS es de 20.8 [dB], este amplificador nos está dando una ganancia un poco mayor a la que estaba diseñado, que era de 20 [dB]. La Figura 4.8 nos muestra el parámetro $|S_{22}|$ del amplificador y observando el valor que tiene a 7.7 [GHz] es de -11.8 [dB].

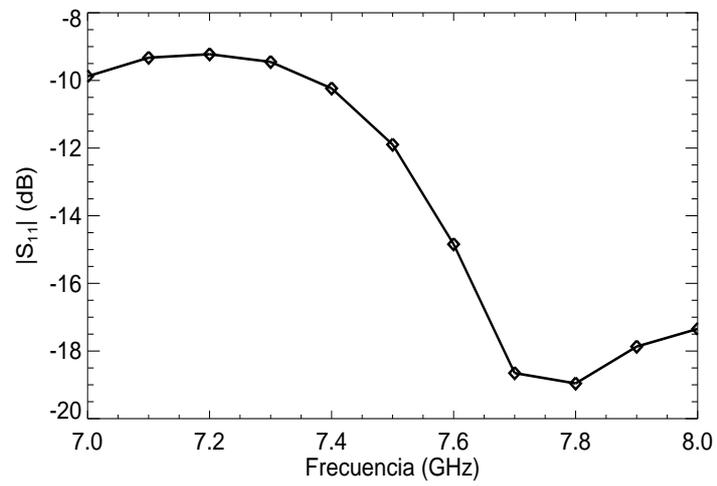


Figura 4.6: Parámetros $|S_{11}|$ del amplificador 0582123

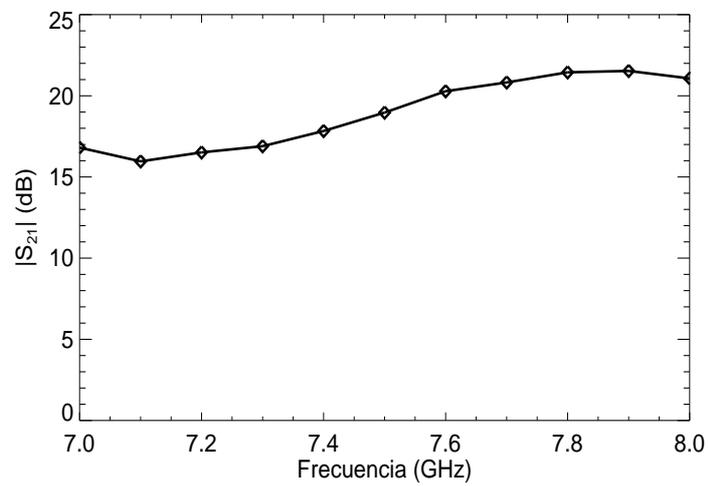


Figura 4.7: Parámetros $|S_{21}|$ del amplificador 0582123

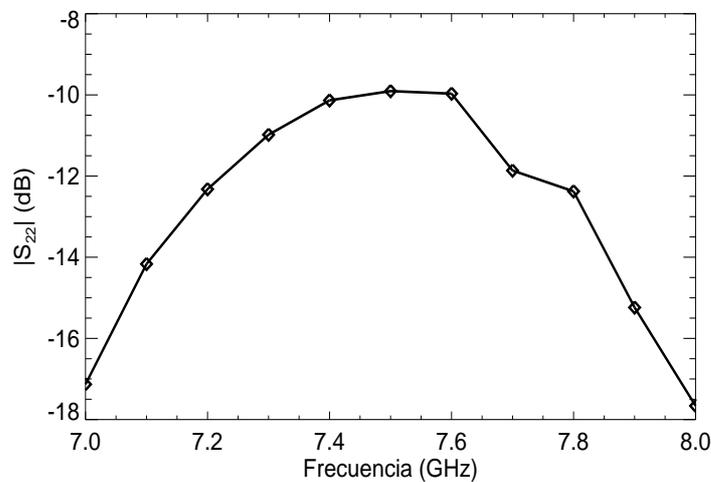


Figura 4.8: Parámetros $|S_{22}|$ del amplificador 0582123

El Cuadro 4.3 muestra los datos del amplificador de bajo ruido.

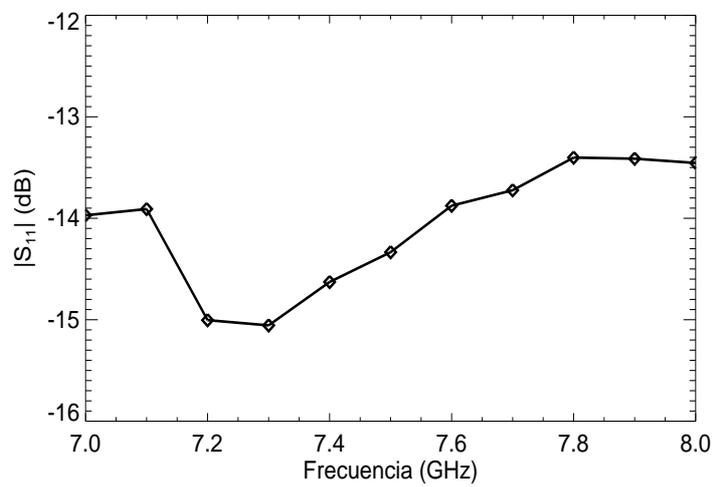
La Figura 4.9 muestra el parámetro $|S_{11}|$ del amplificador de bajo ruido y tiene un valor de -13.724 dB.

La Figura 4.10 nos muestra el parámetro $|S_{21}|$ del amplificador de bajo ruido. En la gráfica se observa que el valor de la ganancia a la frecuencia central que es de 7.7 [GHz] es de 17.566 [dB], este amplificador nos está dando una ganancia poco menor a la que estaba diseñado, que era de 20 [dB].

En la Figura 4.11 nos muestran el parámetro $|S_{22}|$ del amplificador de bajo ruido, dado en SWR, este parámetro nos indica el coeficiente de reflexión en el puerto 2 o a la salida del amplificador. En la frecuencia de 7.7 [GHz] se observa que tiene un valor de 1.5388 .

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	S_{22} [SWR]
7.0	-13.971	5.651	1.4189
7.1	-13.909	12.845	1.4609
7.2	-15.004	20.999	1.4993
7.3	-15.056	21.14	1.4807
7.4	-14.628	19.728	1.4449
7.5	-14.334	18.848	1.4584
7.6	-13.876	19.942	1.5065
7.7	-13.724	17.566	1.5388
7.8	-13.402	14.837	1.5988
7.9	-13.413	11.357	1.5794
8.0	-13.455	9.742	1.557

Cuadro 4.3: Parámetros S del amplificador de bajo ruido

Figura 4.9: Parámetros $|S_{11}|$ del amplificador de bajo ruido

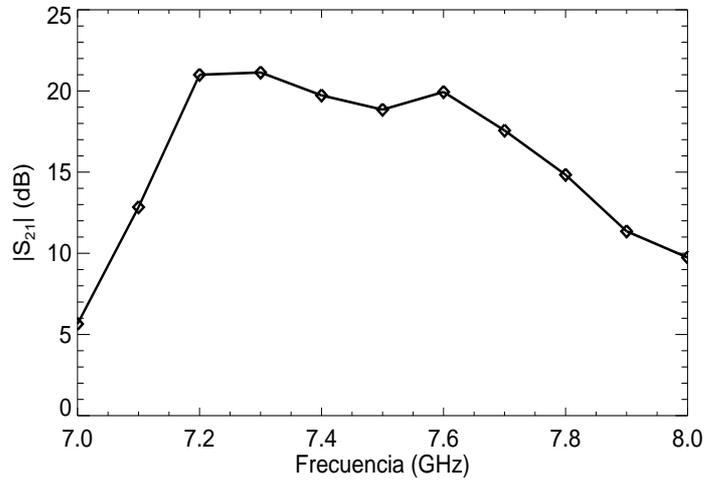


Figura 4.10: Parámetros $|S_{21}|$ del amplificador de bajo ruido

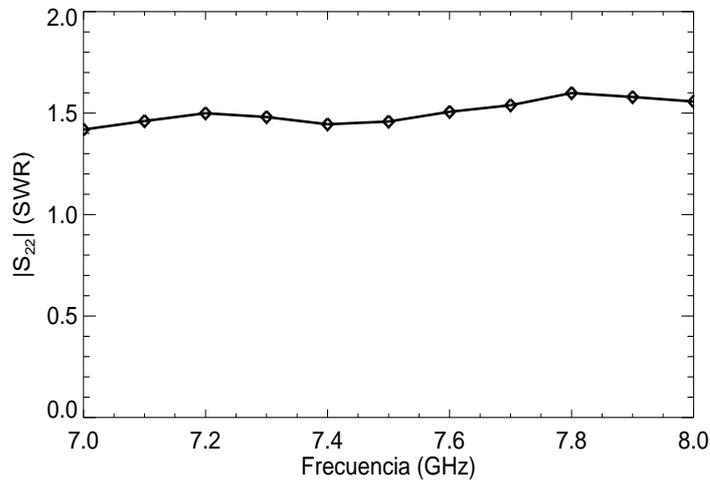


Figura 4.11: Parámetros $|S_{22}|$ del amplificador de bajo ruido

Frecuencia[GHz]	$ S_{21} $ [dB]
7.0	36.855
7.1	44.712
7.2	50.775
7.3	54.417
7.4	55.483
7.5	55.362
7.6	56.659
7.7	55.658
7.8	52.954
7.9	49.998
8.0	48.593

Cuadro 4.4: Respuesta en frecuencia de los amplificadores en cascada a un nivel de Potencia de -60 dBm

El Cuadro 4.4 muestra la respuesta en frecuencia de los amplificadores en cascada a un nivel de potencia de -60 [dBm].

La Figura 4.12 muestra la respuesta en frecuencia de los amplificadores en cascada a un nivel de potencia de -60 [dBm]. Se conectaron de la siguiente manera; primero el amplificador base, después el amplificador 0582123, la unión 14322, posteriormente el amplificador 1282240 y finalmente la unión 14319. A la frecuencia de 7.7 [GHz] nos da una ganancia de 55.8 [dB].

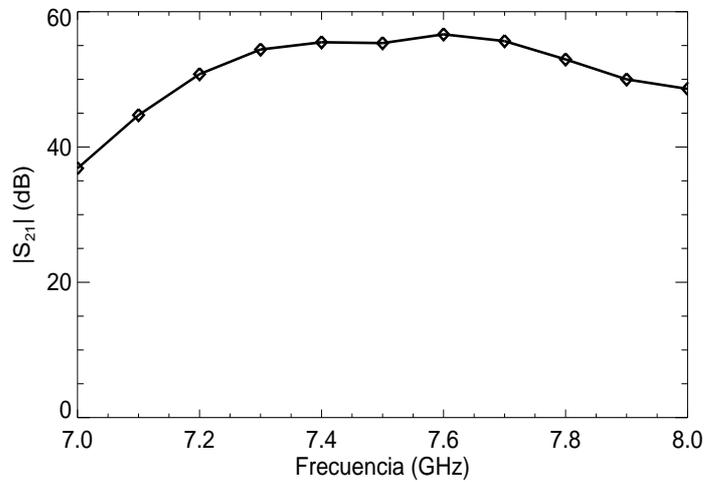


Figura 4.12: Respuesta en frecuencia de los amplificadores en cascada

El Cuadro 4.5 está a un nivel de potencia de -55 dBm con la misma conexión.

La Figura 4.13 nos muestra el parámetro $|S_{21}|$ de los amplificadores medido a un nivel de potencia de -55 [dB], para 7.7 [GHz] tiene una ganancia de -55.5 [dB], se observa que no nos proporciona la ganancia en la que se habían diseñado que fue de 60 [dB]

Frecuencia[GHz]	$ S_{21} $ [dB]
7.0	36.474
7.1	44.142
7.2	54.166
7.3	54.166
7.4	55.291
7.5	55.824
7.6	55.294
7.7	55.308
7.8	53.459
7.9	49.833
8.0	47.837

Cuadro 4.5: Respuesta en frecuencia de los amplificadores en cascada a un nivel de Potencia de -55 dBm

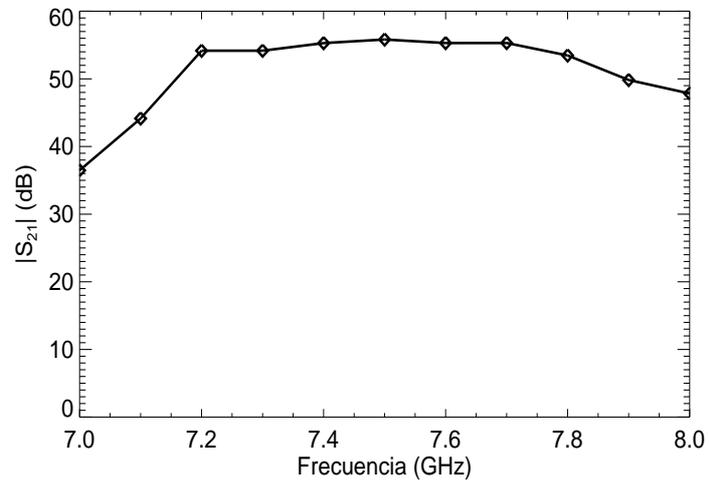


Figura 4.13: Respuesta en frecuencia de los amplificadores

4.2.3. Guías de onda

Algunos sistemas de comunicaciones utilizan la propagación de ondas en el espacio libre, sin embargo también se puede transmitir información mediante la confinación de las ondas en cables o guías. En altas frecuencias los cables coaxiales presentan atenuaciones muy elevadas por lo que impiden que la transmisión de la información sea la adecuada, son imprácticos para aplicaciones de alta frecuencia, especialmente en el caso de señales cuyas longitudes de onda son del orden de centímetros, esto es, microondas.

La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, es por ello que se utilizan en las frecuencias denominadas de microondas, ya que presentan poca atenuación para el manejo de señales de alta frecuencia.

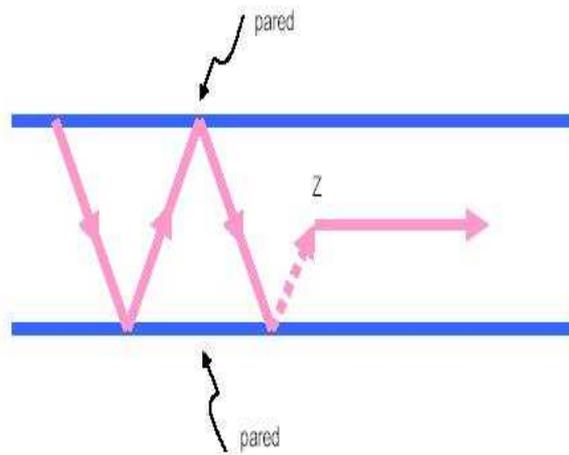


Figura 4.14: Transporte de energía en una guía de onda

Como se vió en el capítulo 3, el nombre de guías de onda se utiliza para designar los tubos de un material conductor de sección rectangular, circular o elíptica, en los cuales la dirección de la energía electromagnética debe ser principalmente conducida a lo largo de la guía y limitada en sus fronteras. Las paredes conductoras del tubo confinan la onda al interior por reflexión en la superficie, donde el tubo puede estar vacío o relleno con un dieléctrico. El dieléctrico le da soporte mecánico al tubo (las paredes pueden ser delgadas), pero reduce la velocidad de propagación.

En las guías los campos eléctrico y magnético están confinados en el espacio que se encuentra en su interior, de este modo no hay pérdidas de potencia por radiación y las pérdidas en el dieléctrico son muy bajas debido a que suele ser aire. La guía de onda se puede visualizar de una manera simplificada en la Figura 4.14, suponiendo que está formada por dos láminas conductoras y que el transporte de la energía electromagnética se lleva a cabo mediante reflexiones continuas y no por medio de corrientes superficiales, como en el caso de las líneas de transmisión. En la Figura 4.15, se muestra una guía de onda rectangular en una vista en sección transversal.

La guía esta diseñada fundamentalmente para operar en un solo modo de propagación con el ancho de banda requerido, atenuando los demás modos de orden superior. Esto quiere decir que transmite óptimamente la frecuencia portadora, para la cual se ha seleccionado la guía con su respectivo ancho de banda de transmisión.

Características de la guía de onda

Algunas características de las guías son la impedancia, potencia y atenuación, éstas se expresan mediante campos eléctricos y magnéticos.

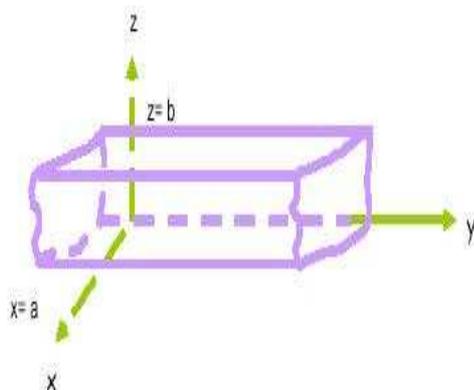


Figura 4.15: Guía de Onda Rectangular

Una guía no está diseñada para conducir corriente, sino que sirve como límite que confina a la onda en su interior debido a que la guía se encuentra

compuesta de un material conductor, se refleja la energía electromagnética que choca en la superficie; si la pared de la guía es un conductor muy delgado, en sus paredes fluye poca corriente y como consecuencia se disipa poca potencia. La conducción de la energía, en realidad no ocurre en las paredes, sino en el dieléctrico que se encuentra dentro de la guía.

El análisis de las guías de onda se da en términos de los campos magnético y eléctrico que se propagan en su interior y los cuales deben cumplir con las condiciones de frontera dadas por las paredes conductoras. Ya que la guía se encuentra compuesta por material real, la onda electromagnética penetra en las paredes de ésta provocando que la onda ceda energía al material de la guía, es por ello que la onda pierde amplitud conforme a la distancia que avanza.

Atenuación en guías de onda

La atenuación de las guías de onda es causada por los siguientes factores:

- Obstáculos o discontinuidades.
- Pérdidas inherentes a las corrientes que pasan por las paredes de la guía.
- Pérdidas en los dieléctricos, si es que los hay en el interior de la guía.

La medida de la atenuación Q_{dB} de la guía, en decibeles, queda determinada por el parámetro α , de tal manera que:

$$Q = e^{\alpha Z} \quad (4.3)$$

donde Z es la longitud de la guía y α el factor de atenuación, donde α es igual a:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (4.4)$$

sustituyendo α y aplicando logaritmo a la ecuación 4.3 se tiene que:

$$Q_{(dB)} = \frac{54.5Z}{\lambda_c} \quad (4.5)$$

Las pérdidas por atenuación se reducen de manera considerable cuando se platea la guía. Otro elemento importante en las guías son las cargas resistivas, éste tipo de cargas de material dieléctrico, resultan ser un acoplamiento casi perfecto que suelen ubicarse al final de la guía para evitar reflexiones. La energía absorbida por estas cargas se disipa por medio de radiadores.

Modos de propagación en una guía de onda

Las ondas electromagnéticas viajan a través de las guías por medio de diversas configuraciones a las que llamamos modos de propagación. Un modo es la manera en que la energía se puede propagar a lo largo de la guía de onda, cabe aclarar que todos estos modos deben satisfacer ciertas condiciones de frontera para que se puedan dar. En teoría existen un número infinito de modos de propagación y cada uno tiene su frecuencia de corte a partir de la cual existe. Específicamente una guía soporta tres modos de propagación, que son:

1. Modo transversal magnético (TM_{mn}), también denominado modo E, en el cual las soluciones se derivan a través de la componente del campo eléctrico E_z , con la condición de que $H_z = 0$, esto es, la componente axial del campo magnético es cero, por lo cual se asegura la transmisión de la potencia en la dirección z que es la que se ha seleccionado como la dirección de propagación de la línea.
2. Modo transversal eléctrico (TE_{mn}) o modo H. En este caso las soluciones se derivan de la componente del campo magnético H_z , con la condición $E_z = 0$.
3. Modo transversal eléctrico magnético (TEM), en el cual $E_z = H_z = 0$. este modo tiene la característica de que no se puede propagar en una guía, debido a la estructura misma de ésta, puesto que no puede transmitir ondas electromagnéticas de baja frecuencia, la transmisión tiene lugar a un valor determinado de frecuencia que depende de las dimensiones de la guía.

Guía de onda rectangular

Las guías de onda rectangulares son tubos con una sección transversal rectangular de lados a y b , el eje de transmisión se encuentra orientada a lo largo del eje y como se muestra en la Figura 4.15. Las guías de onda más comunes son las guías con sección transversal rectangular, las cuales tienen varias aplicaciones como por ejemplo en sistemas de radiofrecuencia, microondas terrestres y satelitales. Presentan varias ventajas como un gran ancho de banda y pocas pérdidas.

Los subíndices m y n designan números enteros que denotan el número de medias longitudes de onda de intensidad de campo magnético y eléctrico entre

cada par de paredes. El subíndice m se mide a lo largo del eje x y el n sobre el eje y . Las siglas TM y TE significan que las líneas de campo magnético como eléctrico son transversales en todos los puntos, lo que quiere decir, que todas las líneas de los campos eléctrico y magnético son perpendiculares a las paredes de la guía.

Como hemos mencionado dentro de una guía es posible la propagación de varios modos. Cada modo tiene una frecuencia de corte asociada, de manera que si la frecuencia de la señal a transmitir es mayor que la frecuencia de corte, la energía electromagnética se transmitirá a través de la guía sin atenuación. En otro caso, si la frecuencia de la señal es menor que la de corte, la energía se atenuará exponencialmente con la distancia, teniendo un valor extremadamente bajo a una distancia muy corta (este caso se denomina onda evanescente).

Éste tipo de guías trabajan en base al aspecto ondulatorio de la radiación electromagnética. La caracterización de éste fenómeno en el interior de las guías viene de la mano de la adecuada combinación de las leyes de Maxwell, así como de las condiciones de frontera. Los modos de propagación en una guía de onda rectangular son las soluciones a las ecuaciones de onda.

4.2.4. Conectores

Algunos requerimientos importantes para el uso de conectores para cables coaxiales incluyen, una baja relación de onda estacionaria (SWR), el cual es un parámetro que relaciona la potencia o voltaje incidente de una onda, con su potencia o voltaje reflejado, idealmente es 1, buena operación a altas frecuencias; un mecanismo muy resistente, etc. Muchos conectores son utilizados en pares, comúnmente llamados conectores macho o hembra. A continuación veremos algunas características de los conectores más utilizados en microondas:

- Conector tipo N. Este conector fué construído en 1942 por P. Neill, quien trabajó en los laboratorios Bell. Los conectores hembra y macho se enroscan siempre juntos, el diámetro exterior del conector hembra es de aproximadamente 0.625 pulgadas. El rango de frecuencias de operación recomendado va desde los 11 a los 18 GHz, dependiendo del tamaño del cable. El SWR para una pareja de conectores acoplados es típicamente menor a 1.07.
- Conector SMA. La necesidad de un conector que fuera pequeño y ligero,

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [SWR]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{22} $ [dB]
7	1.07	-0.511	-20.518
7.1	1.1564	-0.490	-19.842
7.2	1.1868	-0.570	-18.545
7.3	1.1422	-0.706	-18.319
7.4	1.057	-0.678	-19.413
7.5	1.1653	-0.891	-20.114
7.6	1.3638	-1.049	-21.398
7.7	1.4658	-0.94	-21.214
7.8	1.4554	-0.636	-20.755
7.9	1.3896	-0.545	-21.174
8.0	1.3218	-0.442	-21.402

Cuadro 4.6: Respuesta de los adaptadores

llevó al desarrollo de un conector SMA, muy pequeño, a principios de los años 60's. El diámetro exterior del conector hembra y del conector SMA es aproximadamente de 0.210 pulgadas. Este puede ser utilizado para frecuencias de hasta 25 GHz. este conector es utilizado muy frecuentemente con cable trenzado cubierto de teflón o cable semi rígido. Es el conector más utilizado en microondas.

- Conector SSMA. El conector SMMA es muy similar al SMA, pero mucho más pequeño. El diámetro exterior del conector hembra es de aproximadamente 0.156 pulgadas y tiene una frecuencia máxima de operación de hasta 38 GHz.
- Conector APC-7. Este es un conector de precisión que puede tener un SWR mucho menor de 1.04 a frecuencias de hasta 18 GHz. Los conectores son “sin sexo” con un extremo contacto entre ambos, conductores internos y conductores externos.

En el RIS se tiene adaptadores que utilizan conectores tipo SMA, los amplificadores utilizan SMA hembra y también se utilizan cables con conectores SMA machos tipo straight para conectarlos entre ellos y formar la conexión en cascada para obtener una ganancia de 60 [dB].

El Cuadro 4.6 muestra la respuesta de los adaptadores.

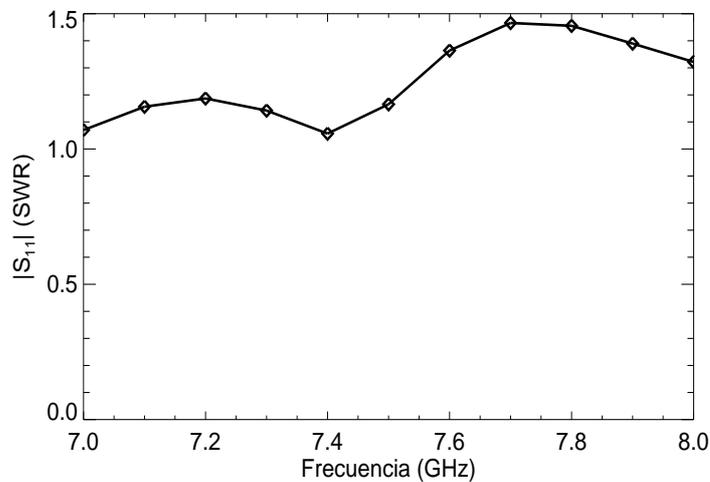


Figura 4.16: Parámetros $|S_{11}|$ del adaptador

La Figura 4.16 muestra el parámetro $|S_{11}|$ de un adaptador. Observando la gráfica se tiene un valor de 1.47 en términos de SWR.

La Figura 4.17 nos muestra el parámetro $|S_{21}|$ del adaptador; se obtiene un valor en la frecuencia de 7.7, que es a la que trabaja el RIS de -0.93 en SWR.

La Figura 4.18 nos da el parámetro $|S_{22}|$ del adaptador en un rango de frecuencia de 7 a 8 [GHz], pero a 7.7 [GHz] que es a la que trabaja el RIS, se tiene un coeficiente de transmisión de -21.3 [dB].

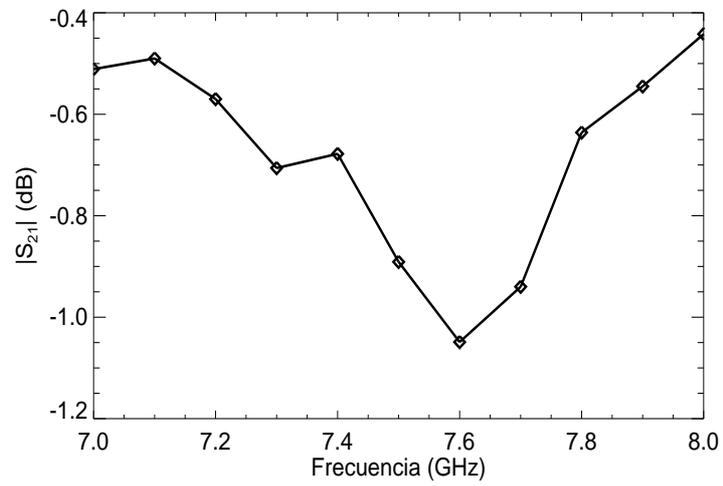


Figura 4.17: Parámetros $|S_{21}|$ del adaptador

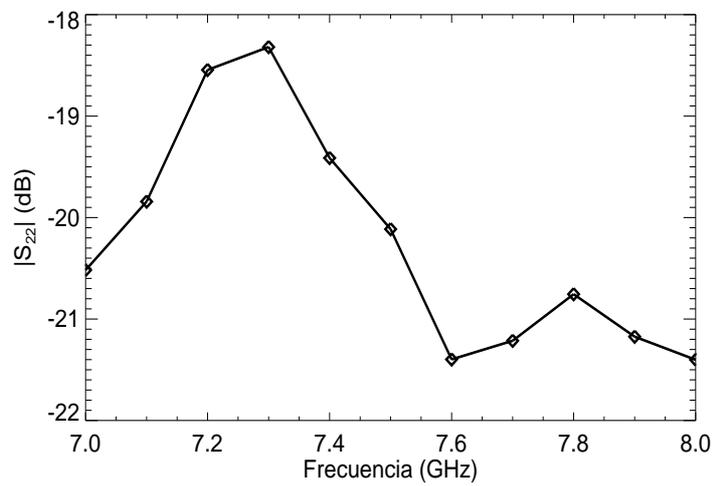


Figura 4.18: Parámetros $|S_{22}|$ del adaptador

4.2.5. Filtros

Los filtros son redes que son capaces de suprimir o permitir el paso de determinado rango de frecuencias, estos filtros modifican la magnitud de la señal. Los filtros selectivos en frecuencia se dividen en cuatro tipos:

- a) Pasa bajas
- b) Pasa altas
- c) Pasa Bandas
- d) Supresor de bandas

Sus principales características son:

- a) Frecuencia central
- b) Ancho de banda
- c) Factor de calidad

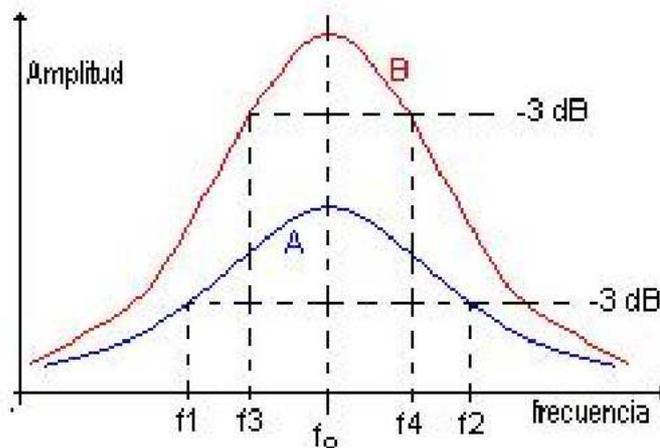


Figura 4.19: Gráfica de dos filtros que tienen la misma frecuencia central

La gráfica 4.19 A muestra la curva de respuesta de un filtro con una frecuencia central f_0 , también llamada frecuencia de resonancia. Su ancho

de banda es de f_1 a f_2 . La gráfica 4.19 B muestra la curva de respuesta de un filtro con una frecuencia central f_0 , y su ancho de banda va de f_3 a f_4 . Las frecuencias utilizadas para determinar el ancho de banda f_1 , f_2 , f_3 , f_4 se llaman frecuencia de corte o frecuencias de mediana potencia y se obtienen cuando la amplitud de la onda cae en 3 dB de su máxima amplitud. La gráfica 4.19 B muestra un filtro de mayor selectividad, pues las frecuencias de corte están más cerca de la frecuencia central f_0 . En este caso el ancho de banda del filtro es menor. La gráfica 4.19 A muestra un filtro de menor selectividad, pues sus frecuencias están más alejadas de la frecuencia central, pero su ancho de banda es mayor.

El factor de calidad de un filtro se encuentra de la siguiente manera:

$$Q = \frac{f_0}{AB} \quad (4.6)$$

Donde: f_0 = Frecuencia de resonancia. AB = Ancho de banda ($f_2 - f_1$) o ($f_4 - f_3$). En este ejemplo el factor de calidad del filtro B es mayor.

4.2.6. Filtro Pasa-Bajas

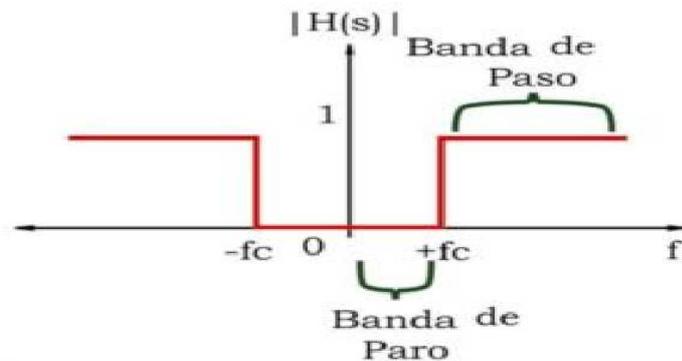


Figura 4.20: Filtro Paso-Bajas Ideal

Solo permite el paso de las frecuencias inferiores a la frecuencia de paso o de corte f_c y atenúa o suprime todas las frecuencias superiores a la frecuencia de corte como la muestra la Figura 4.20.

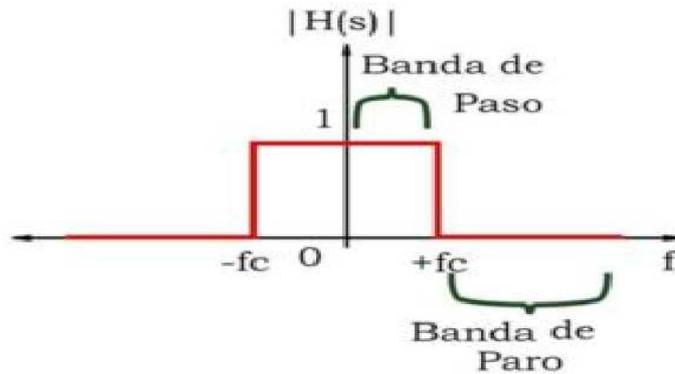


Figura 4.21: Filtro Paso-Altas Ideal

4.2.7. Filtro Pasa-Altas

Solo permite el paso de las frecuencias superiores a la frecuencia de corte como se muestra en la Figura 4.21.

4.2.8. Filtro Pasa-Bandas

Permite el paso de un rango medio de frecuencias definido entre una frecuencia de corte inferior f_{ci} y una frecuencia de corte superior f_{cs} como se muestra en la Figura 4.22.

4.2.9. Filtro Supresor de Bandas

Suprime el paso de un rango medio de frecuencias definidas por la frecuencia de corte superior f_{cs} y la frecuencia de corte inferior f_{ci} . A la resta de estas dos frecuencias se llama ancho de banda BW . Como se muestra en la Figura 4.23.

El comportamiento de los filtros no funciona de manera ideal, por lo tanto aquí se muestra como funcionan de una forma real:

La gráfica de un filtro real tiene la siguiente información:

Banda de Paso: El rango de frecuencias que permite pasar.

Banda de Paro: El rango de frecuencias que suprimirá.

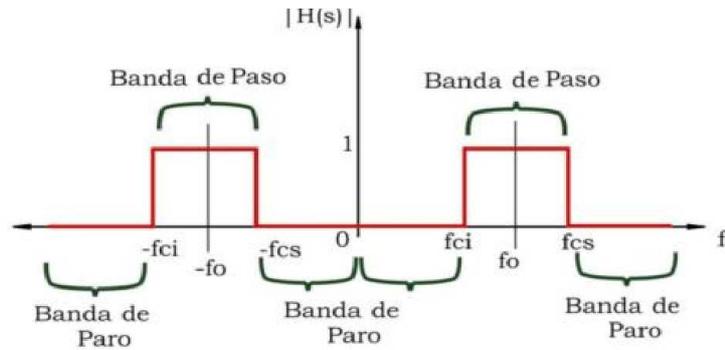


Figura 4.22: Filtro Pasa-Bandas

Banda de transición: En esta área es donde obtenemos la relación señal a ruido. Son aquellos valores en donde se considera que no pasa la señal ni se considera que está atenuando el filtro.

Riple Superior: Se presenta como A_p atenuación de paso o en la banda de paso, en algunas aproximaciones debe tener un valor fijo. Podemos modificar su valor dependiendo de su aplicación. Mientras su valor sea más cercano a 1 se aproximará a un filtro ideal.

Riple Inferior: Se le conoce como atenuación de paro A_s . Es el valor donde deseamos o definimos que afecte a frecuencias superiores a esta. w_c . La frecuencia de corte define el límite de la banda de paso, y corresponde a 3 dB de atenuación.

w_p . Es la frecuencia a la que se especifica la atenuación mínima que se requiere.

Escalas: Las escalas pueden estar de modo lineal o decibeles en el eje de las ordenadas y en el eje de las absizas en hertz o en radianes sobre segundo.

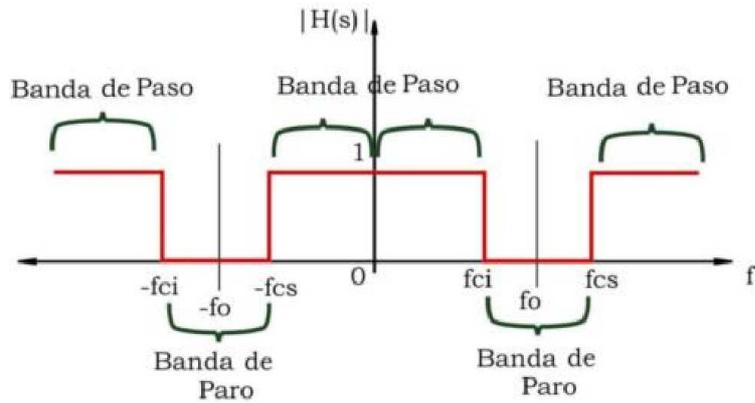


Figura 4.23: Filtro Supresor de Banda

En el RIS se encuentran dos filtros supresores de banda conectados en cascada; estos filtros se encuentran antes de los amplificadores de alta frecuencia, se coloraron debido a que existía una señal que interfería con la señal que se quiere estudiar. La gráfica 4.25 muestra el primer filtro supresor de banda. En el Cuadro 4.7 se muestran los datos del filtro supresor de banda.

La Figura 4.26 nos muestra un filtro supresor de banda donde su pico máximo está en la frecuencia de 7.4368 con un valor de 79.466 El Cuadro 4.8 muestra la respuesta del segundo filtro del instrumento.

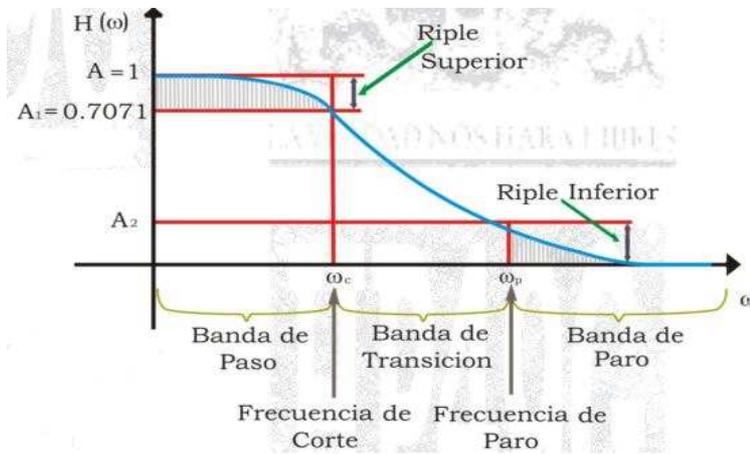


Figura 4.24: Filtro Real

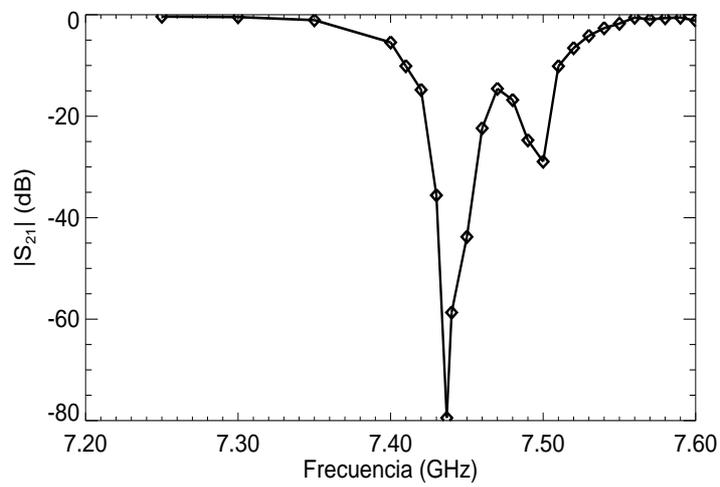


Figura 4.25: Filtro supresor de banda

Frecuencia[GHz]	$ S_{21} $ [dB]
7.25	-0.36
7.3	-0.453
7.35	-1.056
7.4	-5.449
7.41	-10.118
7.42	-14.809
7.43	-35.586
7.4368	-79.466
7.44	-58.692
7.45	-43.778
7.46	-22.363
7.47	-14.579
7.48	-16.793
7.49	-24.726
7.5	-28.947
7.51	-10.132
7.52	-6.562
7.53	-4.135
7.54	-2.635
7.55	-1.750
7.56	-0.555
7.57	-0.915
7.58	-0.653
7.59	-0.553
7.6	-1.181

Cuadro 4.7: Respuesta de uno de los filtros del radio interferómetro

Frecuencia[GHz]	$ S_{21} $ [dB]
7.25	-0.684
7.3	-0.740
7.35	-0.597
7.4	-1.258
7.41	-1.382
7.42	-1.632
7.43	-1.841
7.4368	-2.611
7.44	-3.349
7.45	-9.318
7.46	-20.528
7.47	-39.172
7.48	-50.109
7.49	-42.692
7.5	-32.686
7.51	-15.822
7.52	-6.088
7.53	-2.137
7.54	-1.365
7.55	-1.170
7.56	-1.091
7.57	-1.023
7.58	-0.858
7.59	-0.747
7.6	-0.732

Cuadro 4.8: Respuesta del segundo filtro del radio interferómetro

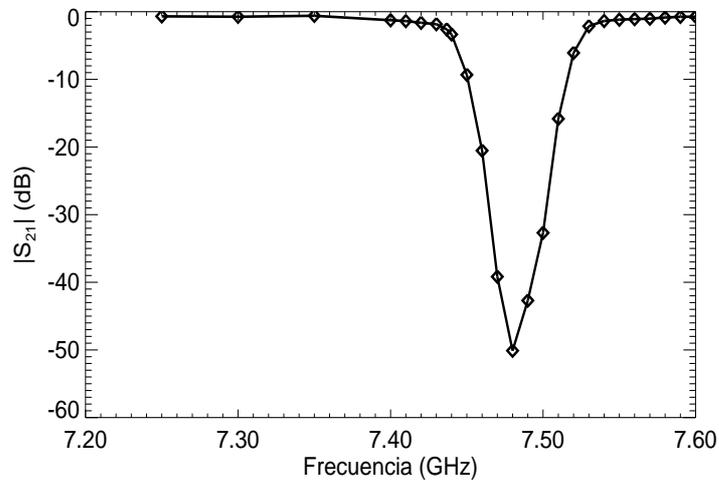


Figura 4.26: Filtro supresor de banda

Como mencionamos, los filtros se encuentran conectados en cascada dentro del RIS, la Figura 4.27 muestra la gráfica de estos filtros. El Cuadro 4.9 muestra la respuesta de los filtros conectados en conjunto.

Frecuencia[GHz]	$ S_{21} $ [dB]
7.25	-0.931
7.3	-1.040
7.35	-2.138
7.4	-7.294
7.41	-12.246
7.42	-14.612
7.43	-36.35
7.44	-69.496
7.45	-54.875
7.46	-32.262
7.47	-49.017
7.48	-67.629
7.49	-67.476
7.498	-79.647
7.5	-65.879
7.51	-28.556
7.52	-11.948
7.53	-4.490
7.54	-3.226
7.55	-2.121
7.56	-1.502
7.57	-1.44
7.58	-1.070
7.59	-0.889
7.6	-0.787

Cuadro 4.9: Respuesta del los filtros conectados en conjunto del radio interferómetro

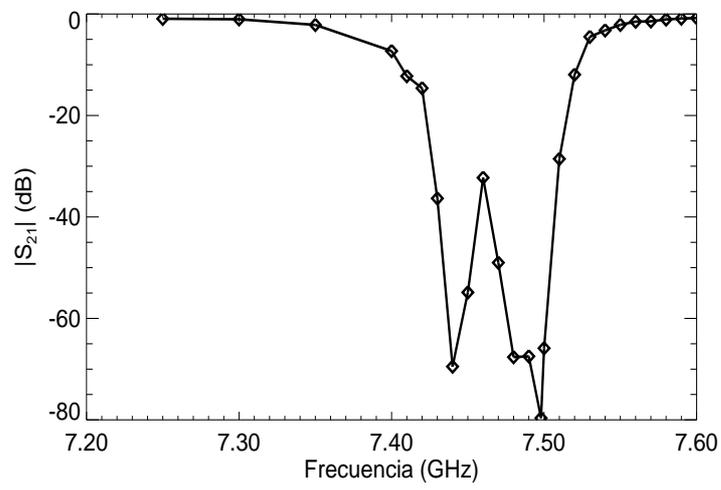


Figura 4.27: Filtros conectados en cascada

Capítulo 5

Modernización de la etapa de alta frecuencia del RIS

5.1. Parámetros del receptor actual

5.1.1. Figura de Ruido

Como vimos en el capítulo 2, la Figura de ruido es un parámetro que expresa que tan ruidoso es un amplificador. En el receptor del RIS tenemos tres etapas de amplificación, por lo que cada amplificador tiene una Figura de ruido particular, y al estar conectados en cascada, se tiene una Figura de ruido compuesta o equivalente a los tres. En el caso del amplificador de bajo ruido, no se conoce la Figura de ruido, y no es posible conocerla ya que no se cuenta con algún equipo que pueda medirla, por lo tanto se tomó un intervalo de valores en los que se puede encontrar el valor real de este componente. La figura de ruido compuesta se obtiene de la siguiente manera:

Para cada uno de los amplificadores tenemos que:

- Amplificador de bajo ruido:
 - * Figura de ruido (NF_1) :1, 2, 3, 4, 5.
 - * Ganancia a la frecuencia de trabajo : 17.566 dB

- Amplificador con número de serie 0582123:
 - * Figura de ruido (NF_2): 5.32 dB

* Ganancia a la frecuencia de trabajo : 20.82 dB

■ Amplificador con número de serie 1282240:

* Figura de ruido (NF_3) : 4.91 dB

* Ganancia a la frecuencia de trabajo : 17.06 dB

Y como vimos en el capítulo 2, la figura de ruido compuesta está dada por la expresión:

$$F_{comp} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (5.1)$$

Pero como tenemos los valores de ganancia y de figura de ruido en decibeles, y para utilizar la ecuación anterior debemos tener valores adimensionales, hacemos la conversión por medio de la fórmula:

$$F = 10^{\left[\frac{NF}{10}\right]} \quad (5.2)$$

Por lo tanto tenemos los siguientes valores:

Para NF_1 se tiene la siguiente tabla:

NF_1	F_1
1	1.2589
2	1.5849
3	1.9953
4	2.5119
5	3.1623

Cuadro 5.1: Figura de ruido para el amplificador de bajo ruido

Pasamos los valores de ganancia y figura de ruido a valores adimensionales, por lo que tenemos:

■ $G_1 = 57.0952$

■ $F_2 = 3.4041$

■ $G_2 = 120.7814$

■ $F_3 = 3.0974$

- $G_3 = 50.8159$

Sustituimos los valores anteriores en la ecuación de Figura de ruido compuesta, en este caso sólo lo haremos con el primer valor de F_1 , posteriormente se muestra una tabla con los resultados obtenidos con los demás valores de este parámetro, por lo tanto tenemos:

$$F_{comp} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

$$F_{comp} = 1.2589 + \frac{3.4041 - 1}{57.0952} + \frac{3.0974 - 1}{57.0952 * 120.7814}$$

$$F_{comp} = 1.2589 + 0.0421 + 0.0003041$$

$$F_{comp} = 1.3013$$

F_1	F_{comp}
1.2589	1.3013
1.5849	1.6273
1.9953	2.0377
2.5119	2.5543
3.1623	3.2047

Cuadro 5.2: Figura de ruido compuesta en el intervalo de valores de F_1

Vemos que la figura de ruido compuesta se encuentra en el intervalo que va de 1.3 a 3.2, dependiendo de la figura de ruido del amplificador de bajo ruido.

5.1.2. Temperatura del Sistema

La temperatura del sistema está dada por la siguiente ecuación:

$$T_{SYS} = T_A + T_{rec}$$

$$T_{SYS} = T_A + (LF - 1)300 \quad (5.3)$$

donde T_A es la temperatura de la antena, L son las pérdidas en la línea de transmisión y F es la Figura de ruido del amplificador, en el caso del RIS,

este valor es la Figura de ruido compuesta equivalente a las tres etapas de amplificación. L y F deben estar dados en valores adimensionales.

La temperatura de la antena la obtenemos por medio de la siguiente ecuación (Ver Shaffer, D):

$$T_A = \frac{FG\lambda^2}{3.468} \quad (5.4)$$

donde:

- T_A = Temperatura de la antena mirando al Sol.
- F = Flujo Solar (Ver figura 5.6)
- G = Ganancia de la antena.
- λ = Longitud de onda en metros.

Para utilizar la expresión anterior, debemos calcular la ganancia de la antena, esto lo hacemos por medio de la expresión:

$$G = \frac{4\pi f^2 A_E}{c^2} \quad (5.5)$$

donde

- f = Frecuencia en Hz.
- A_E = Área efectiva de la antena, que tiene un valor de 0.57 (Ver Torres, S)
- c = Velocidad de la Luz (2.998×10^8 m/s).

Sustituyendo valores en la Ecuación 5.5 tenemos:

$$\begin{aligned} G &= \frac{4\pi f^2 A_E}{c^2} \\ G &= \frac{4\pi(7.7 \times 10^9)^2(0.57)}{(2.998 \times 10^8)^2} \\ G &= 4725.01 \end{aligned}$$

Sustituyendo este valor en la Ecuación 5.4:

$$\begin{aligned}
 T_A &= \frac{FG\lambda^2}{3.468} \\
 T_A &= \frac{(214.2)(4725.01)(0.04)^2}{3.468} \\
 T_A &= 466.9421K
 \end{aligned}$$

Tenemos que para la línea $L = 0.5$ dB, en valor adimensional se tiene $L = 1.1220$ y para la Figura de ruido compuesta tomamos los valores de la Tabla 5.2, por lo que tenemos otra tabla para los valores de T_{SYS} .

Podemos ahora calcular el valor de la temperatura del sistema. Por lo tanto:

$$\begin{aligned}
 T_{SYS} &= T_A + (LF - 1)300 \\
 T_{SYS} &= 466.9421 + (1.1220)(1.3013) - 1300 \\
 T_{SYS} &= 466.9421 + 138.01758 \\
 T_{SYS} &= 604.9597 K
 \end{aligned}$$

F_{comp}	T_{SYS}
1.3013	604.9597
1.6273	714.6913
2.0377	852.8319
2.5543	1026.7195
3.2047	1245.6442

Cuadro 5.3: Temperatura del Sistema

5.1.3. Sensibilidad

La sensibilidad de un radiotelescopio está definida por la radiofuente más débil que puede distinguir del ruido de fondo.

Esta característica se conocerá cuando se sepa cual es la variación máxima de la señal de salida sin una motivación a la entrada, es decir, sin que por el haz de la antena pase una radiofuente. Aún suponiendo que las fluctuaciones

en la salida debidas a variaciones de la ganancia del receptor se consigan anular, como es el caso de receptor tipo Dicke, quedarán derivas residuales debidas a la propia naturaleza aleatoria de la señal de ruido.

El uso de constantes de tiempo de integración elevadas suavizan la señal, haciendo que la amplitud de las variaciones producidas por ruido propio sean menores, y viceversa, a constantes de tiempo más cortas corresponden fluctuaciones de señal de salida más bruscas e intensas. De esto resulta que el uso de constantes de tiempo elevadas dejarán ver más fácilmente las variaciones reales producidas por una verdadera radiofuente. Esto es equivalente a decir que el instrumento tendrá mayor sensibilidad.

La sensibilidad de los radiotelescopios, está definida por la fórmula conocida (Ver Sección 2.7.2):

$$\Delta T_{min} = \frac{\alpha}{2} * \frac{T_{SYS}}{\sqrt{B_N \tau_I}} \quad (5.6)$$

donde:

- α = Factor de mérito del receptor, en el tipo Dicke este valor es 2.
- ΔT_{min} = Fluctuaciones rms de la salida, en K.
- T_{SYS} = Temperatura de ruido del sistema, en K.
- B_N = Ancho de banda del receptor.
- τ = Constante de tiempo.

Ahora podemos sustituir los valores obtenidos en la Ecuación 5.6 para obtener el valor de la sensibilidad del RIS. Entonces:

$$\begin{aligned} \Delta T_{min} &= \frac{\alpha}{2} * \frac{T_{SYS}}{\sqrt{B_N \tau_I}} \\ \Delta T_{min} &= \frac{2}{2} * \frac{604.9597}{\sqrt{500 \times 10^6 * 2}} \\ \Delta T_{min} &= \frac{604.9597}{31622.7766} \\ \Delta T_{min} &= 0.019130 \text{ K} \end{aligned}$$

Por lo tanto estos son los valores de la sensibilidad del RIS.

La Figura 5.1 muestra la distribución de los elementos que conforman al RIS, como son, las tres etapas de amplificación, los atenuadores, etc. dados los valores en milímetros.

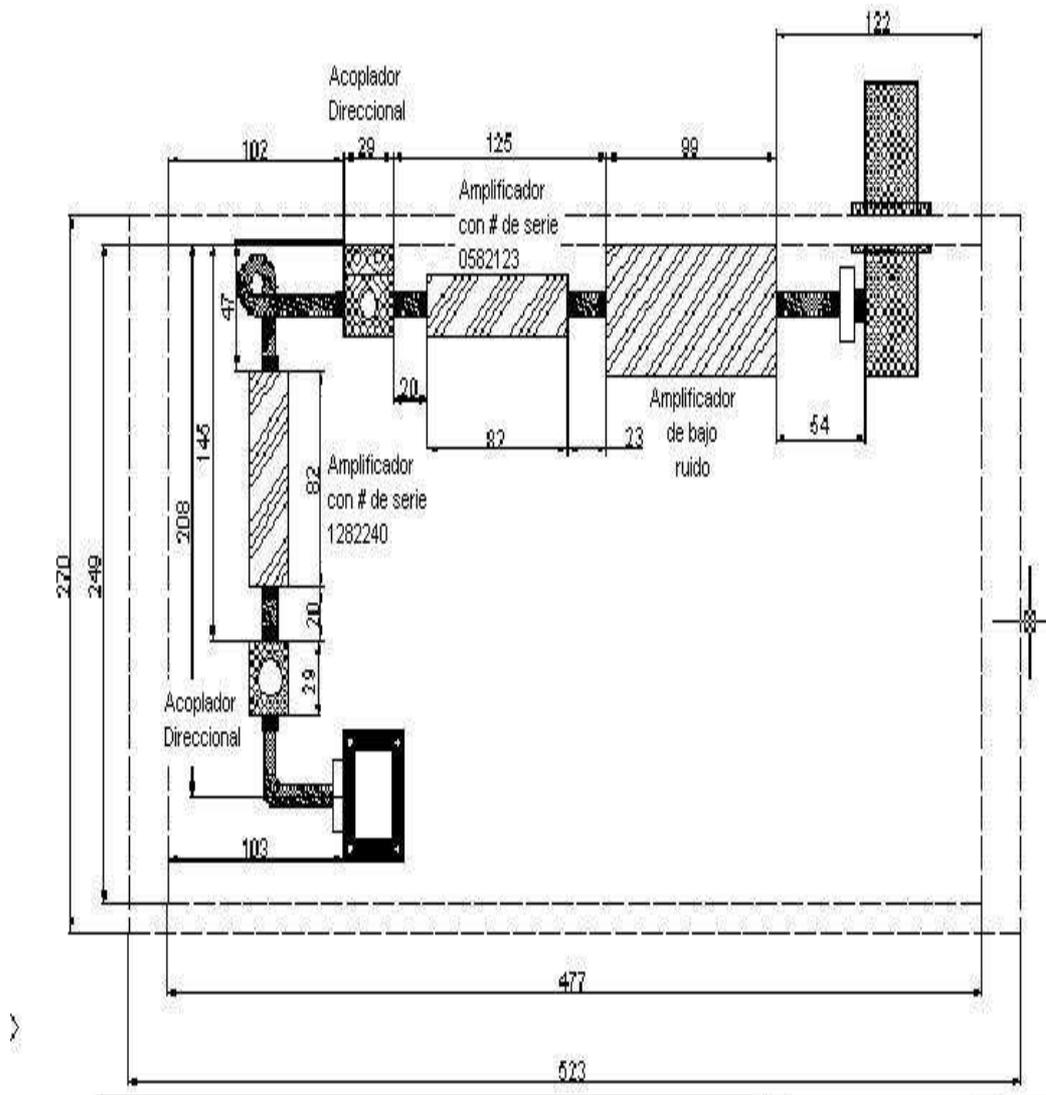


Figura 5.1: Amplificador

T_{SYS}	ΔT_{min}
604.9597	0.019130
714.6913	0.0226
852.8319	0.026968
1026.7195	0.032467
1245.6442	0.039390

Cuadro 5.4: Sensibilidad del RIS

5.2. Parámetros del nuevo receptor

Para esta nueva etapa, se adquirieron dos amplificadores de bajo ruido, con las siguientes características:

Parámetro	Unidad	Valor
Ganancia @ 8GHz (T=20° C)	dB	Amplificador 1: 23.5 Amplificador 2: 22.5
Figura de ruido @ 7.5 GHz (T=20° C)	dB	Amplificador 1: 1 (max) Amplificador 2: 0.8 (max)
VSWR @ 7.5 GHz	-	2:1 (max)
Corriente de consumo	mA	Amplificador 1: 45 (max) Amplificador 2: 25 (max)
Voltaje de alimenta- ción	V	Voltaje negativo: -(1..2) Voltaje positivo: +5
Temperatura de Ope- ración	° C	+10...+50

Cuadro 5.5: Parámetros de los nuevos amplificadores

La Figura 5.2 muestra el amplificador.

Las Figuras 5.3, 5.4 y 5.5 muestran su respuesta en frecuencia, el coeficiente de reflexión y la figura de ruido, en función de la frecuencia.

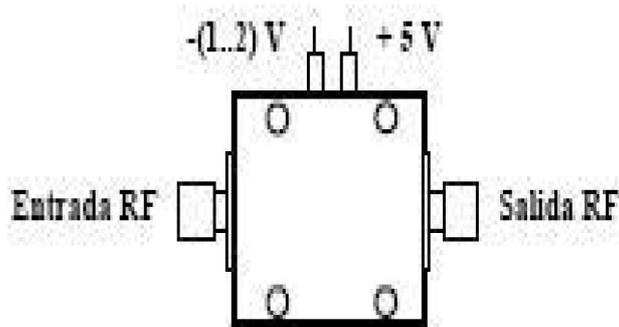


Figura 5.2: Amplificador

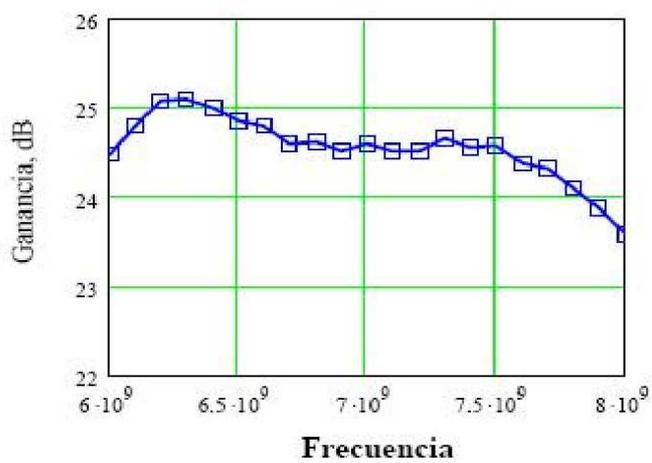


Figura 5.3: Ganancia

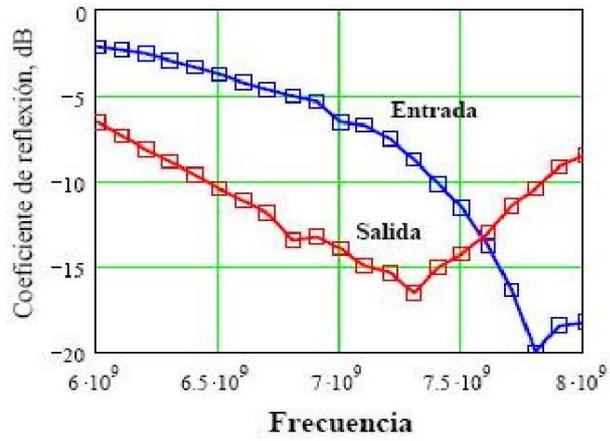


Figura 5.4: Coeficiente de reflexión

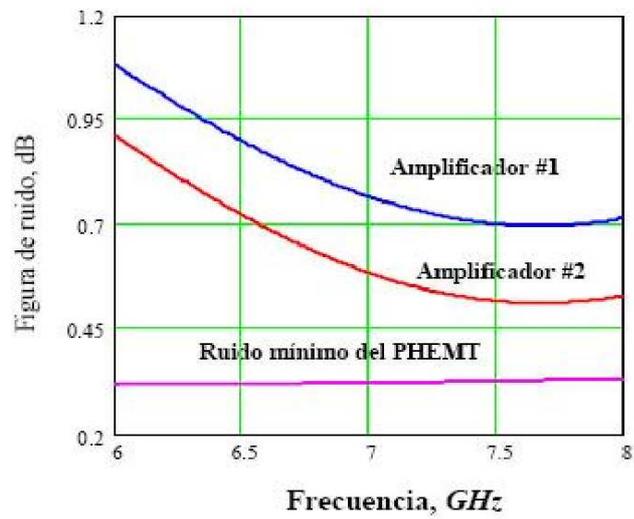


Figura 5.5: Figura de ruido

5.2.1. Figura de Ruido

Como mencionamos anteriormente, no se cuenta con el equipo para medir la Figura de ruido de este amplificador de manera exacta, pero sabemos que tiene un valor menor a 1, por lo que suponemos algunos valores:

Para los nuevos amplificadores tenemos que:

- Amplificador de bajo ruido:

**Figura de ruido (NF_1) : 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1*
**Ganancia a la frecuencia de trabajo : 24.3 dB*

- Segundo amplificador:

**Figura de ruido (NF_2) 6 dB*
**Ganancia a la frecuencia de trabajo : 23.24 dB*

- Amplificador con número de serie 1282240:

**Figura de ruido (NF_3) : 4.91 dB*
**Ganancia a la frecuencia de trabajo : 17.06 dB*

Para NF_1 se tiene la siguiente tabla:

NF_1	F_1
0.5	1.1220
0.6	1.1481
0.7	1.1748
0.8	1.2022
0.9	1.2302
1	1.2589

Cuadro 5.6: Figura de ruido para el nuevo amplificador de bajo ruido

- $G_1 = 269.153$
- $F_2 = 3.9810$

- $G_2 = 210.862$
- $F_3 = 3.0974$
- $G_3 = 50.8159$

Sustituimos los valores anteriores en la Ecuación 5.1, por lo que:

F_1	F_{comp}
1.1220	1.1330
1.1481	1.1591
1.1748	1.1858
1.2022	1.2132
1.2302	1.2412
1.2589	1.2699

Cuadro 5.7: Figura de ruido compuesta

5.2.2. Temperatura del Sistema

Como ya tenemos el valor de la temperatura de antena, podemos calcular los valores de la temperatura del sistema.

F_{comp}	T_{SYS}
1.1330	467.3099
1.1591	557.0951
1.1858	566.0823
1.2132	575.3052
1.2412	584.73
1.2699	594.3904

Cuadro 5.8: Temperatura del Sistema

5.2.3. Sensibilidad

Sustituyendo en la Ecuación 5.6 se obtiene:

Por lo tanto estos son los valores de la sensibilidad del RIS con los nuevos amplificadores.

T_{SYS}	ΔT_{min}
467.3099	0.014777
557.0951	0.017616
566.0823	0.017901
575.3052	0.018192
584.73	0.018490
594.3904	0.018796

Cuadro 5.9: Sensibilidad del RIS

5.3. Fuentes observables

5.3.1. Ajuste

El objetivo del ajuste de los espejos reflectores parabólicos es constatar que se tiene la mejor recepción de la señal solar. La recepción del flujo solar puede ser afectada por:

1. El lugar geográfico de observación, (en la Cd. de México a $19^{\circ}20'$ de latitud norte y 99° de longitud).
2. El equipo electrónico de recepción y amplificación de la señal.
3. La posición de la fuente que se observa.
4. El ruido electromagnético del medio ambiente.

5.3.2. Calibración

La calibración del RIS se puede obtener de dos maneras, la primera es por comparación de la ganancia que se obtiene al enfocar una fuente estelar de flujo conocido y constante, y la segunda es por la comparación de un evento solar que también haya sido registrado en otros observatorios solares.

A la longitud de onda del RIS ($4cm$) el flujo de la mayor parte de las fuentes estelares de calibración queda muy por debajo del nivel de detección, por lo tanto, no podemos usar el primer método de calibración. La calibración del RIS la vamos a efectuar por comparación del flujo observado durante el paso del Sol con el valor obtenido por otro observatorio solar.

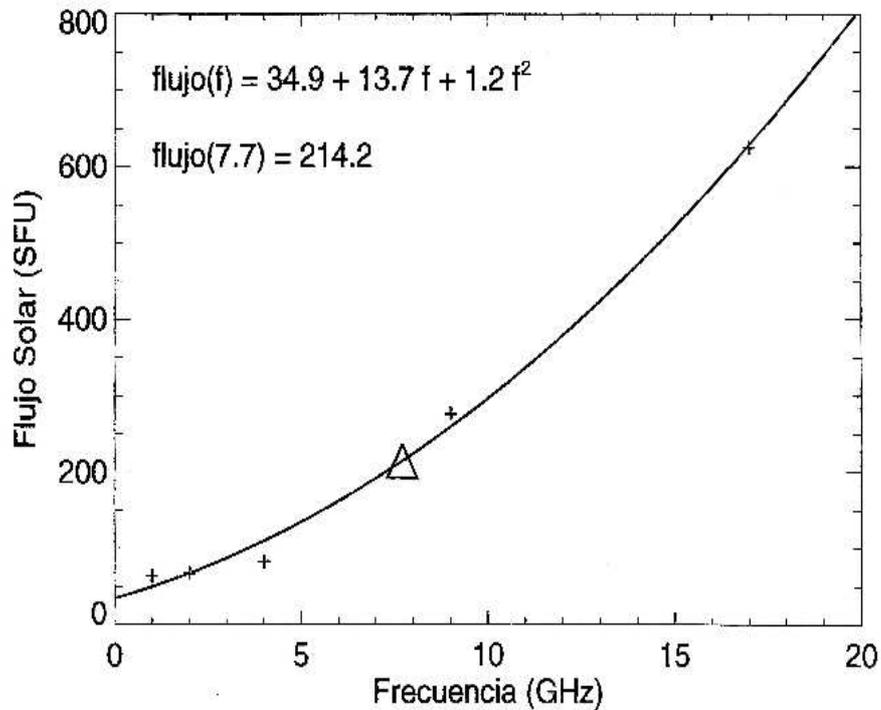


Figura 5.6: Gráfica del flujo solar en función de la frecuencia

Calibración del receptor actual

Por medio de un programa de computadora se obtiene la función de flujo del Sol (S_{Sol}) Vs. la frecuencia. A partir de esta función se obtiene que el flujo del Sol a $7.7GHz$ es de $214.2 sfu$. (Ver Figura 5.6)

Como sabemos, la señal recibida por el RIS es llevada al laboratorio y graficada, por lo que tenemos un valor de la intensidad de la señal en unidades de máquina. Para tener un mayor número de elementos para poder realizar una mejor calibración, lo que se hizo fué realizar mediciones tanto del Sol, como del cielo, del generador de ruido (solamente), y de la mano de dos personas. Para no tener problema con respecto al desfaseamiento que sufre la señal antes de llegar al receptor, tomamos en cuenta solamente una de las antenas, mientras la otra se encontraba cerrada.

Con esto tenemos el valor de la intensidad de cada uno de los elementos en números de máquina también. Para realizar la medición de la intensidad

del Cielo, debemos tener en cuenta que se realiza a un ángulo cenital de 0° y considerar el valor de temperatura (en K) a la frecuencia de trabajo. Como se ve en la Figura 5.7 el valor es de aproximadamente $110K$.

Con respecto a la medición del generador de ruido, solo debemos girar la antena, de modo que no esté orientada a ninguna fuente. Para la medición de las manos, se coloca la mano en el foco de la antena; sabemos que tendremos una temperatura equivalente a la suma de la temperatura ambiente más la temperatura corporal, por lo que tenemos un valor de $330K$ aproximadamente.

Los valores de estos parámetros se ven en el Cuadro 5.14:

Fuente	Números de máquina	Temperatura ($^\circ$ K)
Sol	105.62	463.1588
Mano 2	76.5404	335.6406
Mano 1	75.2541	330
Generador de ruido	-9.8508	216.8783
Cielo	-90.2587	110

Cuadro 5.10: Mediciones en la antena Sur

Relacionando el valor del flujo solar y la temperatura del Sol con la temperatura del Cielo y la sensibilidad, podemos determinar el flujo mínimo que podemos detectar y así determinar qué fuentes se pueden estudiar. En este caso tenemos:

$$S_{min} = \frac{(Temperatura\ del\ cielo + Sensibilidad) * (S_{Sol})}{Temperatura\ del\ Sol}$$

$$S_{min} = \frac{(110.019130)(214.2)}{463.1588}$$

$$S_{min} = 50.8812\ sfu$$

Por lo tanto, vemos que podemos observar fuentes con un flujo mayor a $50.8812sfu$. Esto con el receptor actual.

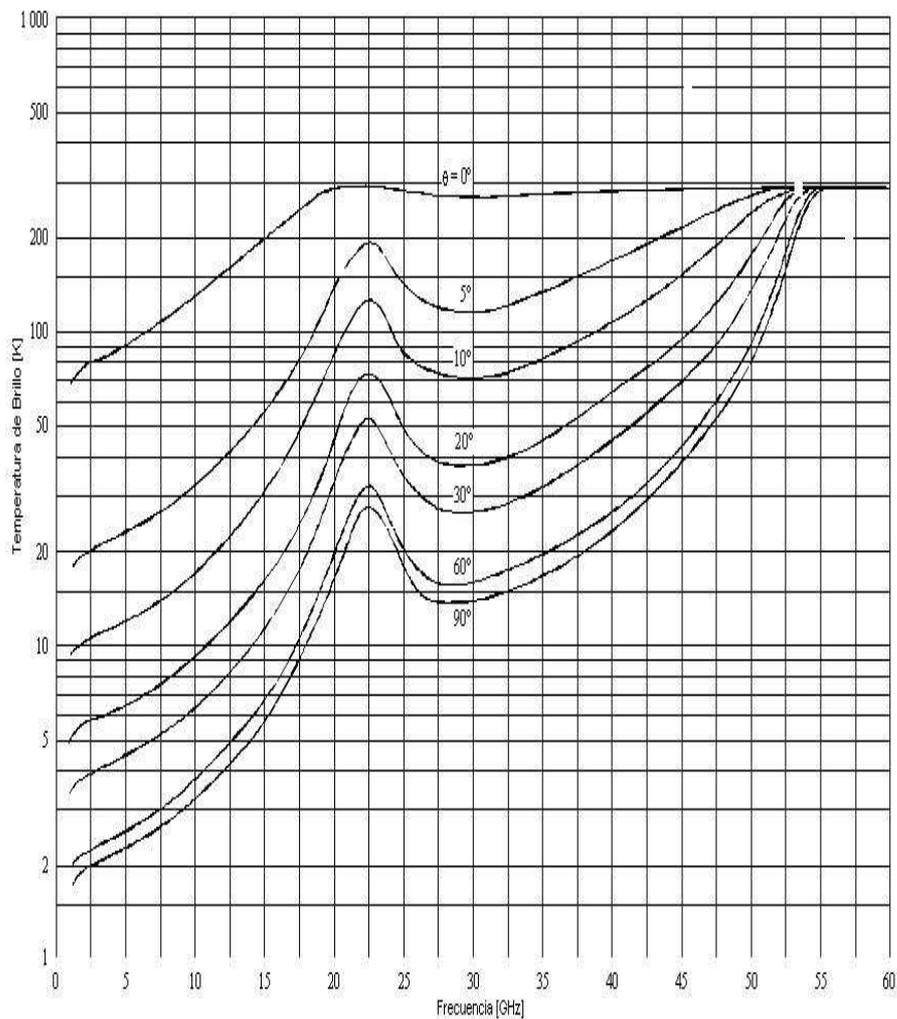


Figura 5.7: Gráfica de la temperatura de brillo en función de la frecuencia

5.3.3. Caracterización de la nueva etapa de amplificación

Como en el capítulo 4, realizamos la caracterización de cada uno de los amplificadores, en este caso, del amplificador de bajo ruido colocado en la primera etapa y el amplificador de la segunda etapa, y posteriormente conectados en cascada. A continuación se muestran las tablas y gráficas obtenidas de esta caracterización:

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{22} $ [SWR]
7.0	-4.814	24.752	1.9625
7.1	-6.05	24.889	1.764
7.2	-7.839	24.946	1.5366
7.3	-9.985	25.139	1.366
7.4	-14.179	25.196	1.2557
7.5	-21.257	25.134	1.2548
7.6	-31.521	25.031	1.4235
7.7	-18.285	24.645	1.8468
7.8	-13.108	24.366	1.6816
7.9	-10.679	24.033	1.7723
8.0	-9.093	23.718	1.7997

Cuadro 5.11: Parámetros S del amplificador de Bajo Ruido

En el Cuadro 5.11 podemos observar que al amplificador de bajo ruido de la primera etapa tiene una ganancia de $24.645[dB]$ a la frecuencia a la que trabaja el RIS, vemos también que esta ganancia se puede considerar más o menos estable dentro del ancho de banda del receptor. A continuación se muestran las gráficas para cada uno de los parámetros S del amplificador.

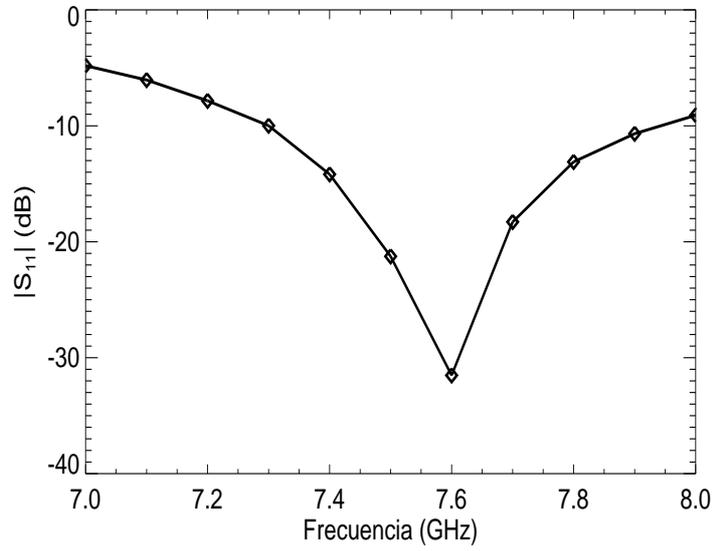


Figura 5.8: Parámetro $|S_{11}|$ del nuevo amplificador de bajo ruido

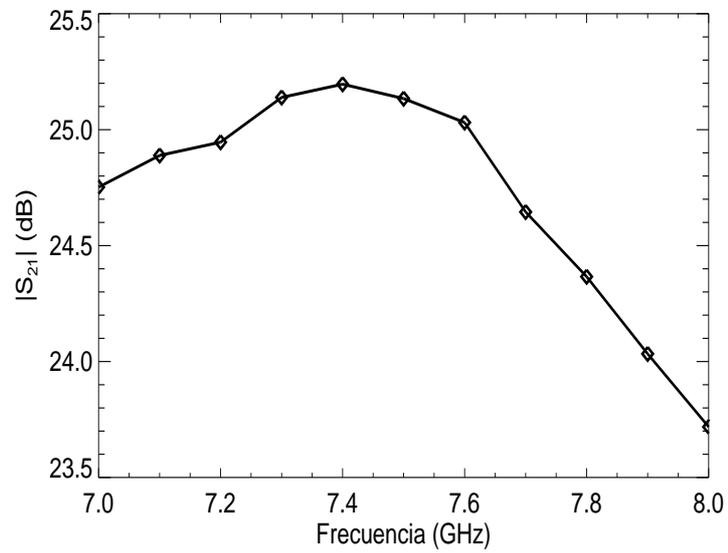


Figura 5.9: Parámetro $|S_{21}|$ del nuevo amplificador de bajo ruido

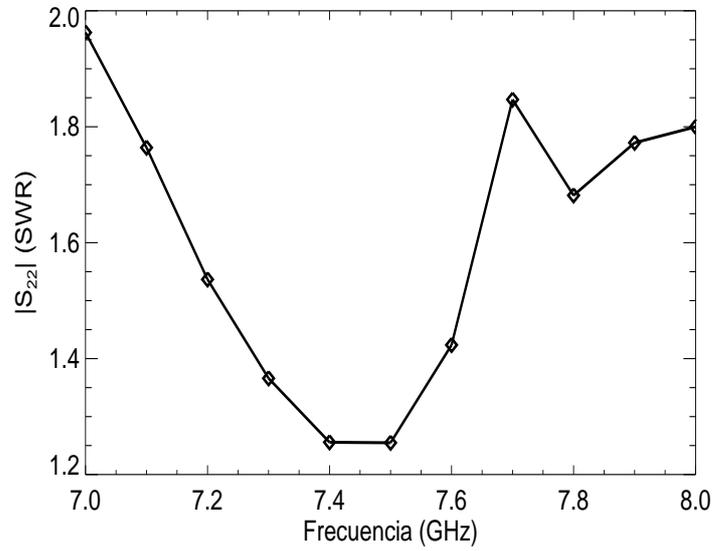


Figura 5.10: Parámetro $|S_{22}|$ del nuevo amplificador de bajo ruido

En el Cuadro 5.12 se muestran los parámetros S del amplificador de la segunda etapa, el cual está fabricado por Minicircuits, en la frecuencia de manejo tiene una ganancia de $23.171[dB]$. Posteriormente se muestran las gráficas de sus parámetros.

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	S_{22} [SWR]
7.0	-17.178	22.833	1.2389
7.1	-16.39	22.993	1.2561
7.2	-16.222	23.044	1.2764
7.3	-15.67	23.171	1.2681
7.4	-15.693	23.346	1.2882
7.5	-15.177	23.382	1.3025
7.6	-16.068	23.33	1.2836
7.7	-15.85	23.171	1.2308
7.8	-17.472	22.914	1.1919
7.9	-20.064	22.545	1.1015
8.0	-24.844	22.065	1.0362

Cuadro 5.12: Parámetros S del amplificador Mini Circuits

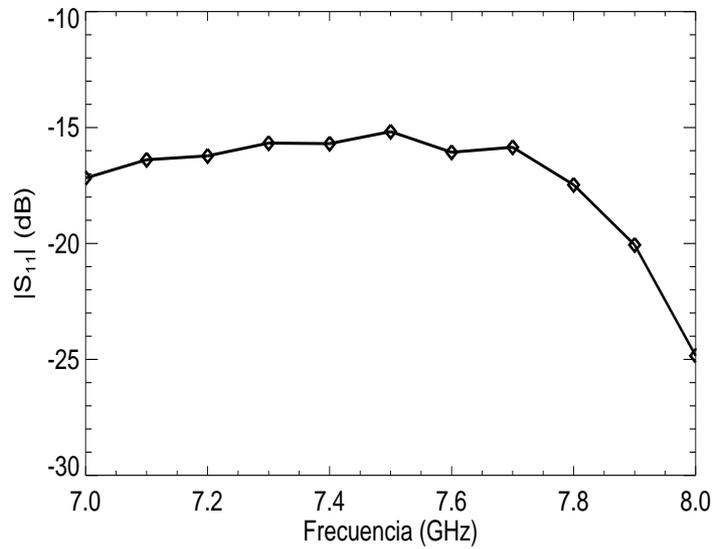
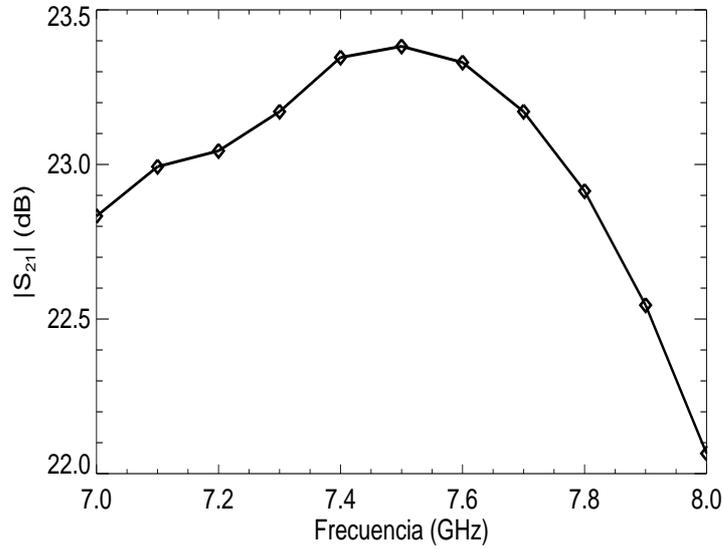
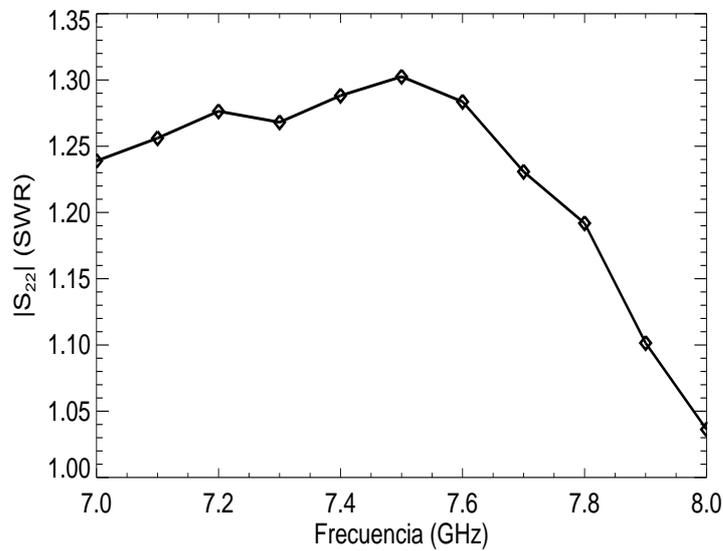


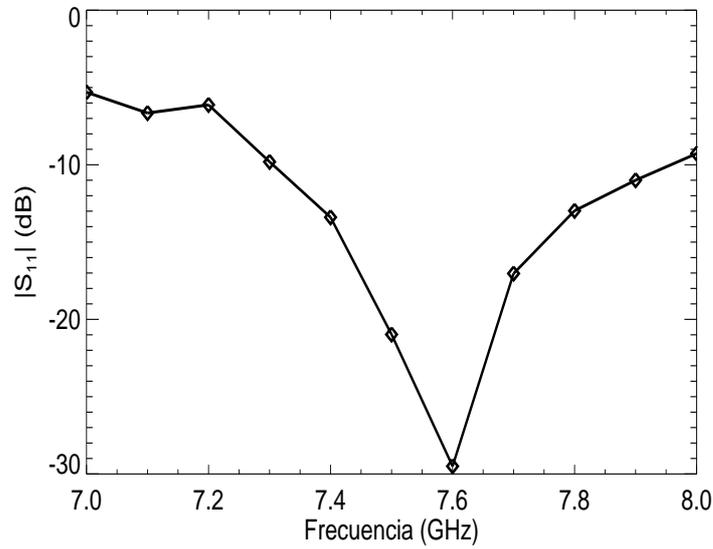
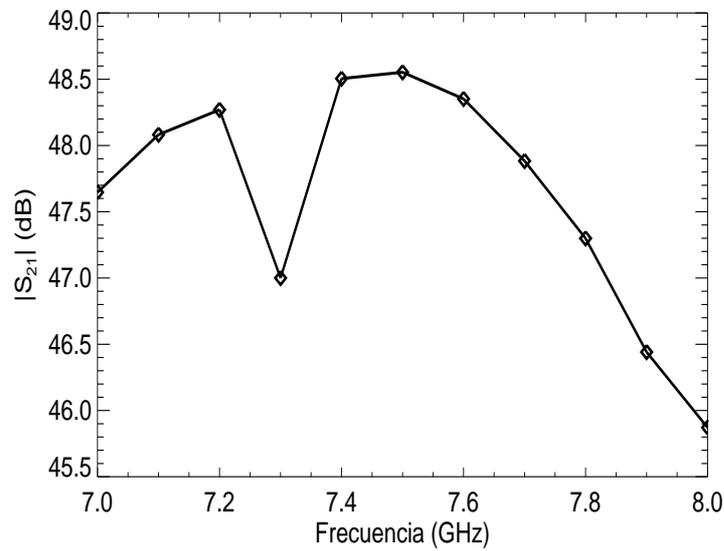
Figura 5.11: Parámetro $|S_{11}|$ del amplificador de Mini Circuits

Figura 5.12: Parámetro $|S_{21}|$ del amplificador de Mini CircuitsFigura 5.13: Parámetro $|S_{22}|$ del amplificador de Mini Circuits

Frecuencia[GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{22} $ [SWR]
7.0	-5.308	47.647	1.2381
7.1	-6.650	48.082	1.1623
7.2	-6.121	48.27	1.3018
7.3	-9.807	47	1.2509
7.4	-13.393	48.505	1.2263
7.5	-20.976	48.553	1.5696
7.6	-29.499	48.352	1.2933
7.7	-17.032	47.883	1.4114
7.8	-12.972	47.299	1.2412
7.9	-10.996	46.441	1.2006
8.0	-9.275	45.871	1.1122

Cuadro 5.13: Parámetros S de los amplificadores en cascada

Ahora en el Cuadro 5.13 se muestra la ganancia que obtenemos al conectar en cascada los dos amplificadores nuevos, vemos que en la frecuencia de interés tenemos una ganancia de $47.883dB$. A continuación se muestran las gráficas de sus parámetros.

Figura 5.14: Parámetro $|S_{11}|$ de los amplificadores en cascadaFigura 5.15: Parámetro $|S_{21}|$ de los amplificadores en cascada

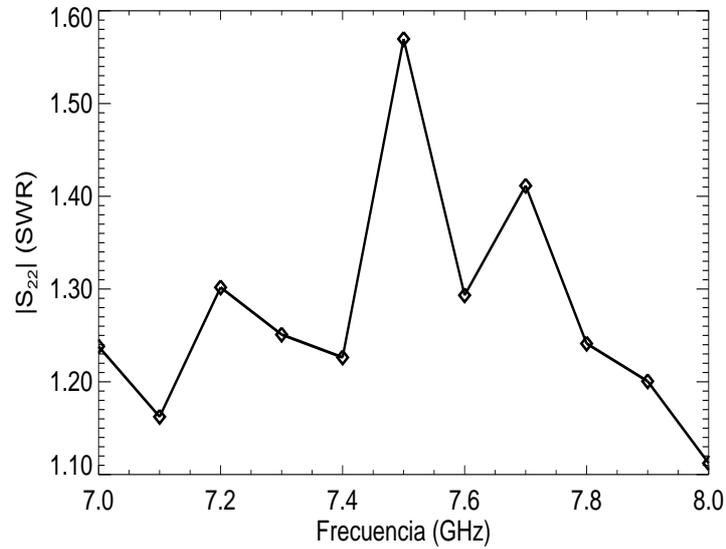


Figura 5.16: Parámetro $|S_{22}|$ de los amplificadores en cascada

5.4. Comparación de las etapas de amplificación

Realizamos una comparación entre las etapas de amplificación; la primer medición la realizamos con los amplificadores rusos, que son los que estaban colocados anteriormente, la segunda medición, la realizamos cambiando el segundo amplificador por el amplificador de Mini Circuits, y la última colocamos los dos amplificadores nuevos, la tercer etapa se mantuvo con el amplificador original.

Para comparar el funcionamiento, generamos dos señales: una, por medio de un generador de ruido, y la segunda con una carga acoplada colocada a la entrada del receptor, que es la forma en que podemos ver la señal del ruido generado por el sistema. A continuación se muestran las gráficas obtenidas en esta medición.

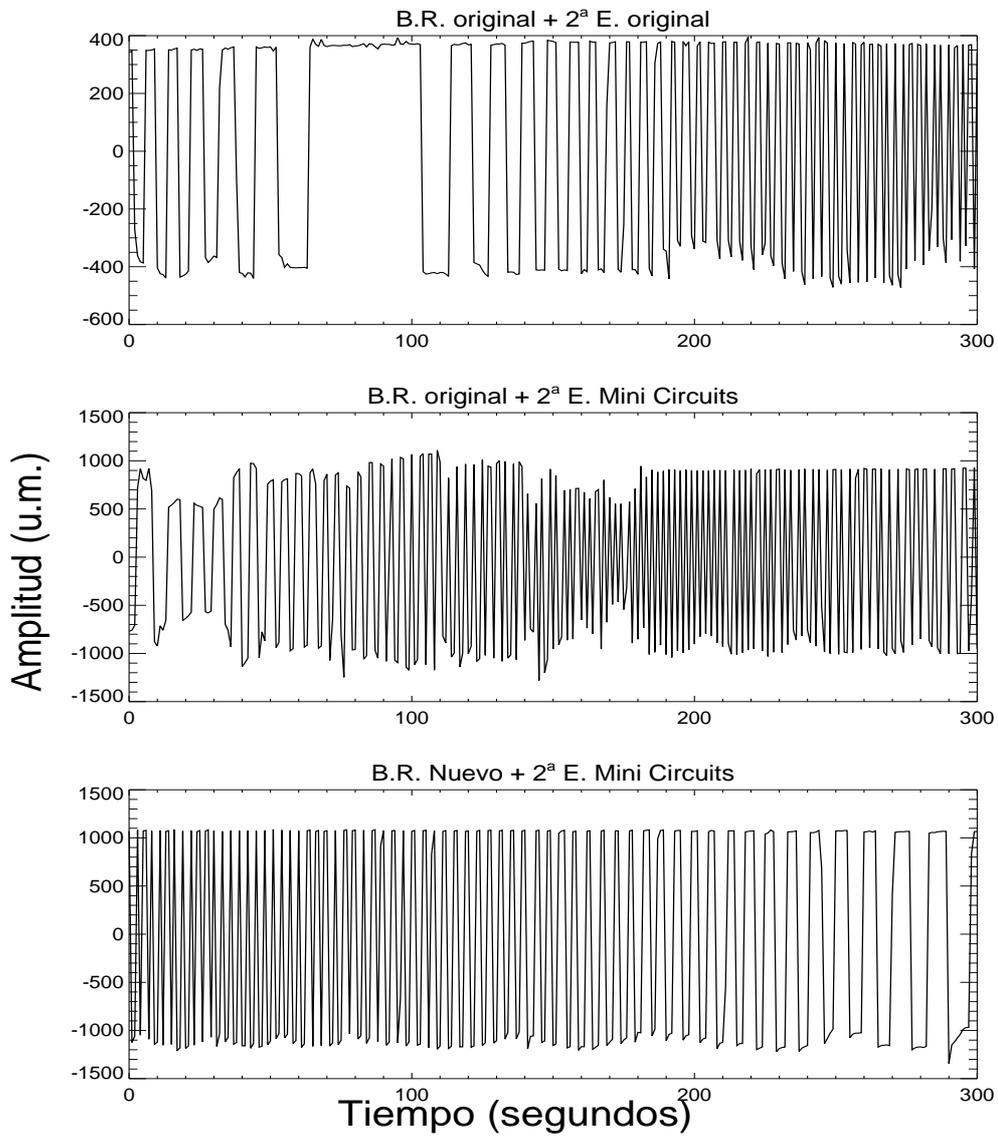


Figura 5.17: Señales obtenidas con el generador de ruido

Vemos que en la gráfica con los dos amplificadores rusos (panel superior), la señal obtenida por el generador de ruido no oscila de manera constante, y tiene una amplitud de pico a pico de casi 800 unidades. Al cambiar la segunda etapa de amplificación, colocando el amplificador de mini circuits, vemos que la señal sigue con cambios notables, pero ahora tiene una amplitud pico a pico de casi 2000 unidades (panel central). Y por último (panel inferior), al colocar los dos amplificadores nuevos, vemos que la señal oscila uniformemente y que la amplitud se mantiene en poco más de 2000 unidades. Como se puede ver, la estabilidad crece cuando usamos los dos amplificadores nuevos.

En la Figura 5.18 vemos las señales obtenidas al colocar una carga acoplada a la entrada del receptor, con esto, lo que logramos observar es la señal del ruido generado por el sistema. En la primer gráfica, observamos el ruido generado por las tres etapas de amplificación rusas, en la que observamos picos que van hasta las 20 unidades. En la segunda gráfica, cambiamos nuevamente la segunda etapa, y observamos nuevamente picos altos, pero en menos cantidad. En la tercera gráfica vemos el ruido generado por el sistema, con los nuevos amplificadores, donde tenemos una señal con picos más cortos y un poco más uniforme.

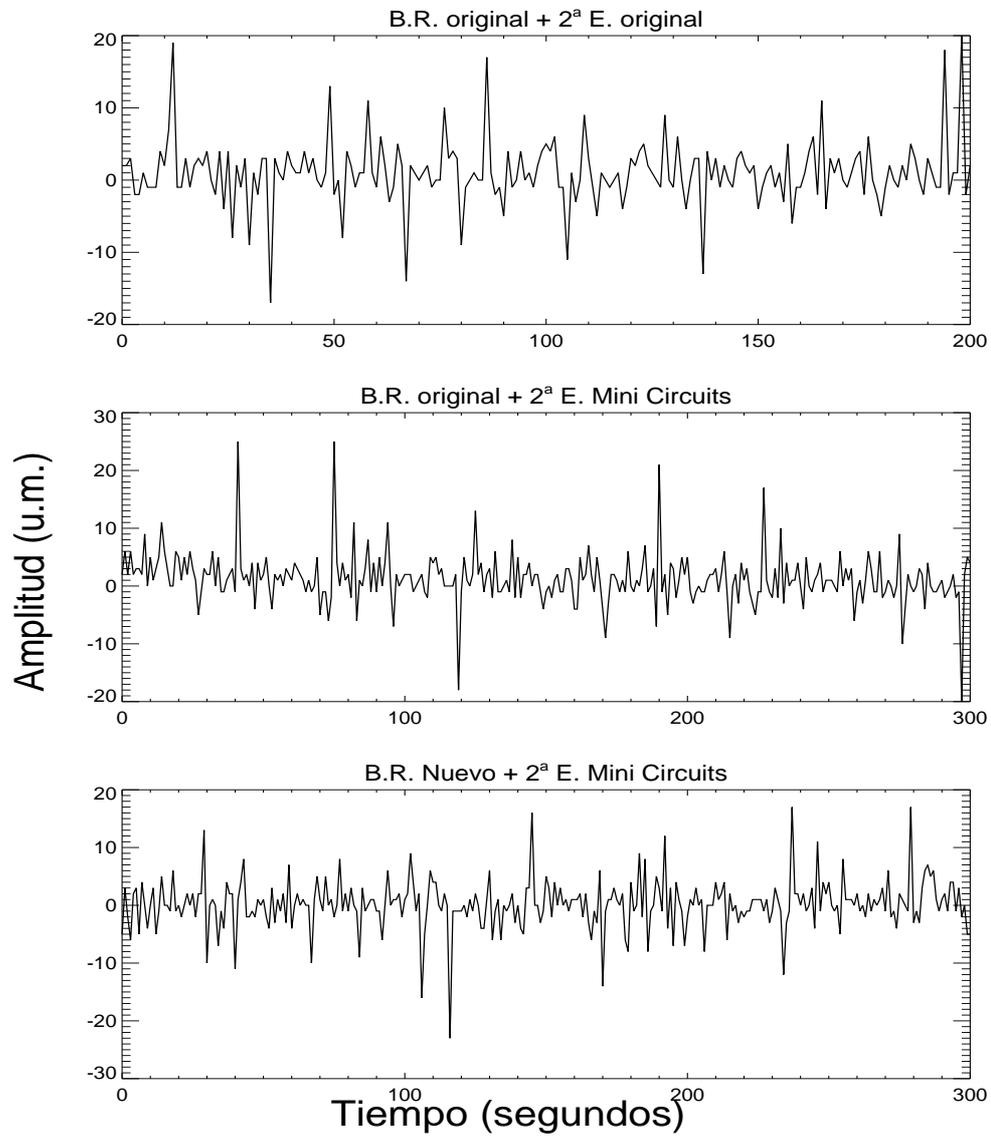


Figura 5.18: Señal del ruido generado por el sistema

Como podemos ver en las gráficas, los valores obtenidos están en unidades de máquina, y de los cuales obtuvimos el valor rms en cada caso. Teniendo estos números podemos obtener también un valor aproximado de la relación señal a ruido la cual se obtuvo dividiendo la señal del generador de ruido entre la señal del ruido generado por el sistema también para cada caso. En la siguiente tabla se muestran estos valores.

Amplificador 1	Amplificador 2	Señal del generador de ruido [rms]	Señal con carga [rms]	Relación señal a ruido
Ruso	Ruso	379.364	4.5350	83.6513
Ruso	Minicircuits	910.387	4.3601	208.797
Nuevo	Nuevo	1090.55	4.2669	255.580

Cuadro 5.14: Valores en unidades de máquina obtenidos en la medición

Aunque estos valores están en unidades de máquina, vemos que los valores de la señal con la carga acoplada no varían demasiado, al contrario de la señal obtenida con el generador de ruido, la cual en el caso de los dos componentes rusos es de 379.364 unidades mientras con los amplificadores nuevos sube hasta 1090.55 unidades, debido a esto la relación señal a ruido es muy diferente para los dos casos, pues en el primero, el valor es de 83.6513 unidades y para el segundo caso es de 255.580. Con estos valores podemos deducir que con la nueva etapa de amplificación podremos mejorar en mucho las mediciones de las señales que se requiera estudiar, en este caso, las señales emitidas por el Sol.

Por último, fué necesario implementar una fuente de poder para poder alimentar los amplificadores nuevos, por lo que elaboramos esta fuente siguiendo el diagrama siguiente.

Donde utilizamos reguladores de voltaje de valores de, 5V, 12V y -5V, diodos rectificadores, resistencias de los valores mostrados, etc. Los capacitores fueron colocados de tal manera que el voltaje de -1V para alimentar al amplificador fuera el primero en entrar al sistema, posteriormente el de 5V, y por último el de 12V para alimentar el amplificador de la segunda etapa.

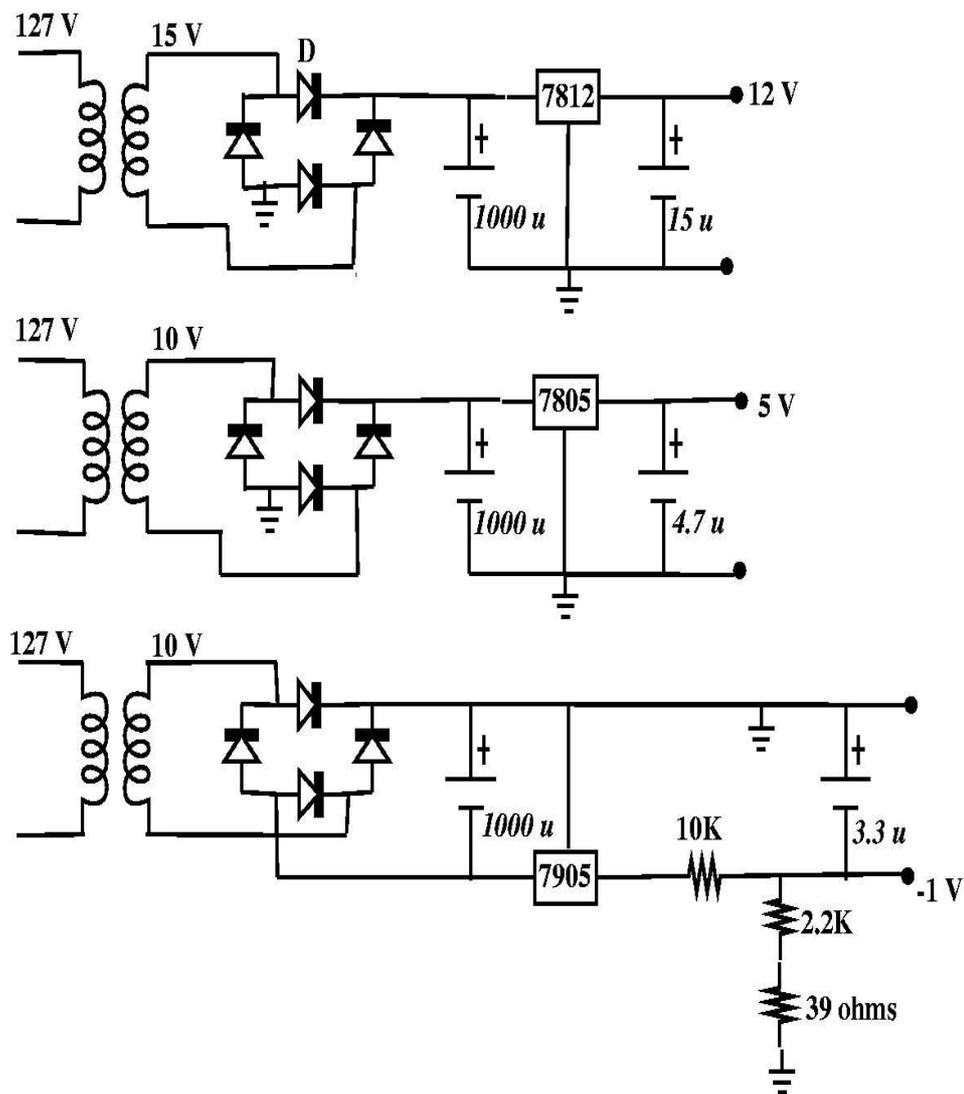


Figura 5.19: Fuente de alimentación de los amplificadores

Conclusiones

El objetivo de esta tesis fué caracterizar los elementos que componen la etapa de alta frecuencia del radio interferómetro solar del Instituto de Geofísica para determinar si su funcionamiento era el adecuado para el estudio de la actividad solar y en su caso proponer mejoras del sistema. De acuerdo a esta caracterización determinamos que existen elementos, que si bien, funcionan correctamente, debido al tiempo que tiene trabajando el instrumento, ya no cumplen con ciertas características como lo son, la ganancia de los amplificadores, el acoplamiento de las piezas, la variación en la Figura de ruido para la cual estaban diseñados, para el estudio óptimo de las señales solares.

Para resolver este problema primero, realizamos un estudio de los diferentes tipos de receptores utilizados en radio astronomía, para determinar si era conveniente cambiar la configuración del receptor. Determinamos que era muy complicado hacer este tipo de cambios, ya que tendríamos que cambiar gran cantidad de componentes y como el sistema es ruso tendríamos problemas de acoplamiento, como por ejemplo, los conectores. por lo tanto decidimos cambiar solamente las primeras dos etapas de amplificación del receptor y dejarlo en su configuración actual.

Como mencionamos en este trabajo, se tienen tres etapas de amplificación, donde la primera es de bajo ruido, con la ayuda del analizador de redes obtuvimos la respuesta en frecuencia de cada uno de ellos y pudimos ver que en la mayoría de ellos ya no se tiene la ganancia para la cual fueron diseñados, un inconveniente que tuvimos, es que no se cuenta con algún instrumento con el que podamos determinar la figura de ruido. Para dos de las etapas, este dato está dado en un manual en ruso de los amplificadores, pero para el amplificador de la primera etapa, y que es el de bajo ruido, no pudimos determinar este parámetro, por lo que tuvimos que hacer algunas suposiciones. También se caracterizaron otras etapas, dentro de las cuales, obtuvimos la respuesta en frecuencia de dos filtros supresores de banda, dos

adapataores, de los cuales es importatnte conocer su coeficiente de reflexión, el anillo híbrido, guías de onda, principalmente.

Con estos datos pudimos determinar diversos parámetros como: figura de ruido equivalente de las tres etapas de amplificación que varía de 1.3013 a 3.2047, temperatura efectiva del sistema que resultó de $604.9597^{\circ}K$ hasta $1245.6442^{\circ}K$, ganancia de la antena con un valor de 4725.01, sensibilidad del instrumento que varía de 0.019130 hasta 0.039390, el flujo solar mínimo que podemos detectar que es de 214.2 unidades de flujo solar.

De acuerdo a esta caracterización y con las limitantes en equipo y presupuesto para la modernización del radio interferómetro, determinamos que era factible hacer un cambio en la primera y segunda etapa de amplificación, por lo que adquirimos un amplificador de bajo ruido con las siguientes características:

- Banda de operación: 6 a 8 GHz
- Ganancia: 24 ± 1 dB
- Figura de ruido: ≤ 1 dB
- Corriente de consumo: 60 mA

Y un amplificador para la segunda etapa con los siguientes datos:

- Banda de operación: 2 a 8 GHz
- Ganancia: 20 ± 1.5 dB
- Figura de ruido: 6 dB
- Corriente de consumo: 310 mA

Realizamos la caracterización de estas dos nuevas etapas y obtuvimos nuevamente los parámetros mencionados anteriormente y vimos una mejora significativa, tanto en la figura de ruido equivalente que resultó de 1.1330 hasta 1.2699, como en la sensibilidad que se obtuvieron valores desde 0.014777 hasta 0.018796, que son los parámetros más importantes.

Realizamos una comparación entre la etapa anterior y la nueva etapa de amplificación, realizando mediciones con dos señales diferentes, una, obtenida por medio de un generador de ruido y otra, colocando una carga acoplada a

la entrada del receptor, con lo cual se obtiene el ruido generado internamente por el sistema. En los datos obtenidos vemos una gran diferencia entre las dos etapas, pues en la nueva etapa se observa una mejoría en la señal del ruido del sistema y una elevación en la amplitud de la señal del generador, con lo cual podemos deducir, que al poner en funcionamiento el radio interferómetro, la señal recibida del Sol, tuvo cambios notables en su amplitud y el ruido del sistema no causó problemas.

Finalmente, cabe mencionar que antes de la realización de este trabajo, no se tenía ninguna documentación en la que se conocieran las características del receptor del radio interferómetro solar, por lo tanto, es el primer documento que muestra las características más importantes de los elementos que lo conforman, así como también se describe la forma en que podemos obtener los parámetros necesarios para determinar el estado y funcionamiento del instrumento.

Bibliografía

- [1] Atkins, B., “ Noise Temperature, Antenna Temperature and Sun Noise “, Notes on UHF and Microwave Systems Design, KA1GT, Millington
- [2] Flemming, T., “ On the Resolution of Dicke-Type Radiometers ”, IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. mtt-32, No.2, 1984
- [3] Hey, J. S., “ The Radio Universe ”, Third Edition, Pergamon Press, New York, 1983
- [4] Howell, T.F., “ Measurement of the Minimum Cosmic Background Radiation at 20*7-cm Wave-length “, Nature, Vol.210, June 25, 1966.
- [5] Lara, A., “ Observación en Microondas de Regiones Activas Solares con el Radiointerferómetro Solar a $\lambda \simeq 4$ cm ”, UNAM, 1997
- [6] Le Vine, D., “ Synthetic Aperture radiometer Systems ”, IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 12, 1999
- [7] Meyers, R. A., “ Astronomy and Astrophisic ”, Academia Press, Inc
- [8] Pozar, D. M., “ Microwave Engineering ”, Addison Wesley Publishing Company, Massachusetts, 1990.
- [9] Sáenz, R., “ Teoría de las Telecomunicaciones ”, Buenos Aires, Argentina, 1998
- [10] Shaffer, D., “ Microwave System Calibration Using the Sun and Moon “, Notes on UHF and Microwave Systems Design, W8MIF, Henderson
- [11] Smith, A., “ Radio Exploration of the Planetary System ”, Van Nostrand Company, Princeton New Jersey, 1964

- [12] Stone, R., “ Radio Astronomy at Long Wavelengths ”, American Geophysical Union, Washington D.C., 2000
- [13] Tiuri, M. E., “ Radio Astronomy Receivers ”, IEEE, 1995
- [14] Torres, S., “ Calibración y evaluación de la Sensibilidad del Radio Interferómetro Solar de Base Pequeña del Instituto de Geofísica “, UNAM, 2002
- [15] Wall, W. F., “ Milimeter-wave Astronomy: Molecular Chemistry & Physics in Space ”, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 1999
- [16] <http://laef.inta.es/partner/cursos/radio>, 2004, Ondas de Radio
- [17] <http://www.100cia.com/enciclopedia>, 2004, Receptores