

UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas
“Mat. Luis Manuel Rivera Gutiérrez”



*“ Construcción de un Radiotelescopio Basado en Tecnología
de Televisión Satelital”*

TESIS PROFESIONAL
que para obtener el título de:
LICENCIADO EN CIENCIAS FÍSICO MATEMÁTICAS

PRESENTA
Avith del Refugio Mendoza Ponce

DIRECTOR
Dr. Stanley E. Kurtz Smith

Morelia, Michoacán, Julio 2009

Índice general

1. Introducción	1
2. Propiedades de los Radiotelescopios	5
2.1. Introducción	5
2.2. Teoría de Antenas	7
2.2.1. Tipos de antenas	7
2.2.2. Temperatura de Antena	9
2.2.3. Patrón de Antena	10
2.2.4. Resolución angular	11
2.2.5. Ángulo Sólido de una Antena	13
2.2.6. Eficiencia de Haz	13
2.2.7. Directividad D y Ganancia G	14
2.2.8. Polarización de la Antena	15
2.2.9. Área efectiva	16
2.2.10. Alimentadores	16
2.3. Teoría del Receptor	17
2.4. Caracterización del Receptor	
Superheterodino	21
2.4.1. Amplificador de Radiofrecuencias	21
2.4.2. Convertidor de Frecuencias	25
2.4.3. Filtro pasa bajas	30
2.4.4. Amplificador de Frecuencias Intermedias	31
2.4.5. Detector	31
2.4.6. Integrador	32

3. Televisión por Satélite	35
3.1. Enlace satelital	36
3.2. Asignación de frecuencias en el mundo	38
3.3. Cálculos de potencias	40
3.4. LNB	43
3.4.1. ¿Qué es un LNB?	43
3.4.2. Sus componentes	43
3.5. Cambio de la banda-C a la banda-Ku en TVRO	45
4. Diseño y Construcción del Radiotelescopio de 1.5 metros	47
4.1. Antena	47
4.2. LNB	49
4.3. Detector	51
4.4. Registro	52
5. Pruebas y Caracterización del Radiotelescopio de 1.5 metros	55
5.1. Un poco más de teoría	55
5.1.1. Ensanchamiento del haz: convolución	55
5.1.2. Telescopio de tránsito: medición de ángulos con tiempo	57
5.2. Forma esperada para el haz observado	58
5.3. Presentación de datos	61
5.3.1. Observaciones del Sol	61
5.3.2. Observaciones de la Luna	63
5.4. Estimación de temperatura de sistema	69
6. Conclusiones y Trabajos a Futuro	71
A. Registros de las Observaciones	79

Capítulo 1

Introducción

La historia de la radioastronomía tuvo sus comienzos en 1931 con los descubrimientos de Karl Guthe Jansky, ingeniero de Bell Telephone Laboratories, que obtuvo de estudiar la dirección de la que provenían las interferencias en el servicio transatlántico de radiotelefonía. Jansky construyó una antena de 30 metros de largo por 4 metros de alto montada en cuatro ruedas que corrían sobre un riel circular. Fue diseñada para recibir ondas de radio a una frecuencia de 20.5 MHz (equivalente a una longitud de onda de 14.6 metros)

Después de grabar las señales de todas las direcciones durante varios meses, identificó tres fuentes de ruido: estática de tormentas locales, estática de tormentas lejanas preferentemente del sur y finalmente un ruido constante de origen desconocido. Después de un año de investigar el tercer tipo de ruido, Jansky concluyó que esta radiación provenía de la Vía Láctea y con más intensidad en la dirección central de la galaxia, es decir de la constelación de Sagitario. Se dio gran publicidad a este descubrimiento, y apareció en el New York Times el 5 de mayo de 1933.

Fue así que el ingeniero Gote Reber convencido de la importancia de los descubrimientos de Jansky y poseedor de talento científico, sentido práctico y unos cuantos ahorros, en el año de 1937, decidió construir su propio radiotelescopio en el jardín trasero de su casa en Wheaton, Illinois. Consistía de un plato metálico de 9.5 metros de diámetro y un receptor de radio acoplado en su foco. Esta antena era movable sólo en declinación, y dependía del movimiento terrestre de rotación para el barrido en ascensión recta.

Reber comenzó a trabajar con ondas de 9.1 cm pero no detectó fuentes celestes. Reconstruyó su receptor para longitudes más largas del orden de 1.87 metros (160 MHz), localizando áreas de fuerte radiación que marcaban una notable concentración hacia el centro galáctico, confirmando el hallazgo de Jansky. Estos resultados se publicaron en 1944 en el *Astrophysical Journal*, teniendo una influencia inmediata en la astronomía.

Durante la segunda guerra mundial, los descubrimientos de Jansky y Reber quedaron estancados. Sin embargo, la estafeta para el desarrollo de la radio ciencia pasó a otros investigadores cuyos propósitos eran muy diferentes al astronómico. En tiempos de guerra fue urgente tener una tecnología de detección de aviones enemigos. Con este propósito, se desarrollaron el sistema RADAR (*RADio Detection And Ranging*) que permite detectar objetos y determinar distancias.

Para ser más portátil, y para alcanzar mayor resolución, era importante aumentar la frecuencia a la cual los sistemas de RADAR funcionaban. Por esto, hubo un esfuerzo muy intensivo, de parte de ingenieros y científicos sobretodo de Gran Bretaña y Estados Unidos pero incluso de Alemania y Japón, para desarrollar circuitos y componentes que funcionaran a altas frecuencias, de 1 hasta 10 GHz. Terminando la guerra, estos desarrollos tecnológicos contribuyeron a una explosión de nuevas aplicaciones en otras áreas, en particular, en radioastronomía.

Estados Unidos desarrolló radio instrumentación durante el período de guerra en el Laboratorio de Radiación del Instituto Tecnológico de Massachusetts. Por ejemplo, Robert Henry Dicke diseñó el llamado radiómetro Dicke. Es un receptor de microondas que tiene un switch que modula la señal deseada para eliminar inestabilidades del receptor. Evita la disminución de sensibilidad debida a fluctuaciones de la ganancia. Este diseño permitió eliminar el ruido generado en el receptor que es más grande que la señal débil de los objetos celestes, y fue esencial para el desarrollo de la radioastronomía. Publicó su trabajo en 1946, y luego este diseño resulto ser de clave para los primeros radiotelescopios que se construyeron en los años 1950s.

Aunque en cierta forma se impidió el desarrollo científico durante los años de guerra, los avances tecnológicos evolucionaron dramáticamente, como es el caso del RADAR. La tecnología envuelta en el RADAR es en esencia similar a la que involucra la instrumentación en radioastronomía.

Después de la guerra se utilizaron estos conocimientos para la investigación científica usando la tecnología desarrollada en radio. Los científicos adaptaron las técnicas de RADAR para construir diversos radiotelescopios. Varias antenas de RADAR militares fueron adaptadas para uso de la radioastronomía por centros de investigación.

Los principales grupos de radioastronomía que se formaron surgieron en Gran Bretaña, Australia, Holanda y Estados Unidos.

De este modo surge la astronomía moderna, donde las investigaciones hacen especial énfasis en el enfoque multifrecuencias, que consiste en observar al universo ya no sólo en el espectro de luz visible, sino en todas las bandas del espectro electromagnético. No obstante, muchos fenómenos sólo emiten en radio y no hay manera de observarlos en el óptico u otras bandas del espectro electromagnético. Por lo tanto la radioastronomía juega un papel muy importante en el estudio del universo a través de la captación y análisis de las ondas de radio.

Desde los años cincuentas la tendencia de la radioastronomía fue la observación a más altas frecuencias. Esto fue debido a la necesidad de observar a los astros con mayor resolución angular y el interés en observar procesos “térmicos”, cuya radiación de cuerpo negro tiene su máxima intensidad a longitudes de onda menores de unos pocos milímetros. Esta necesidad trajo como consecuencia cambios en la electrónica, se pasó de usar bulbos y máseres a electrónica de estado sólido como los diodos Gunn, Schottky, las uniones SIS, etcétera, que eran mucho más pequeños, confiables, y sobre todo de mayor rendimiento. Es así que el desarrollo de la radioastronomía ha estado siempre a la vanguardia electrónica.

De hecho, mucha de la electrónica de alta frecuencia fue desarrollada por radioastrónomos, que luego fue adoptada por industrias en áreas ajenas. Por ejemplo, los transistores y circuitos funcionando a decenas de gigahertz eran de vanguardia en los años 1970s; los radioastrónomos eran de los principales usuarios y desarrolladores de estos sistemas. Hoy en día, los radioastrónomos están desarrollando sistemas que trabajan hasta 600 GHz o más altas frecuencias. Los “viejos” sistemas a decenas de gigahertz fueron perfeccionados, y la industria semiconductora ha logrado su fabricación a bajo costo y producción masiva, tal que están a la venta al público en general, para aplicaciones muy distintas de la radioastronomía. Teléfonos celulares y sistemas de posición global (GPS) no serían posibles, por ejemplo, sin circuitos funcionando a aproximadamente 1 GHz de frecuencia. El ejemplo relevante a esta tesis es el LNB o Low Noise Block converter que forma el corazón del sistema de televisión satelital. Este componente, que amplifica señales de la banda Ku (10-15 GHz) y las convierte a un rango de frecuencias menores (~ 1 GHz) se ha vuelto ubicuo en forma de antenas SKY, Direct TV, etc. La amplificación y manejo de señales de ondas centimétricas es fundamental en radioastronomía. Irónicamente, la tecnología ha hecho el círculo total, y ahora estos mismos LNB’s presentan una oportunidad sin precedentes para desarrollar radiotelescopios de bajo costo, cuyo rendimiento es igual o mayor a lo de los radiotelescopios de apenas hace unos 20 años.

El trabajo que desarrollamos consiste en la construcción de un radiotelescopio en base de la tecnología desarrollada para televisión satelital. Nuestro equipo consiste de un plato parabólico de 1.5 metros, un LNB de banda Ku y un simple detector de potencia. Nuestro telescopio trabaja con ondas centimétricas y es capaz de detectar algunos astros que son fuertes emisoras a estas longitudes de onda. Como se podrá observar, trabajamos a longitudes de onda similares a las de Reber. La razón por la cual Reber no pudo detectar ninguna radiación, aún con una antena mucho más grande que la nuestra, fue principalmente debido a las limitaciones electrónicas de su tiempo. Esa es la gran diferencia de hoy en día: contamos con electrónica mucho más avanzada, que nos permite detectar los astros con una antena mucho más pequeña que la de Reber.

En el presente trabajo de tesis, los cinco capítulos desarrollados pretenden colocar un escenario adecuado para lectores no familiarizados con el tema y además, presentar

un resumen de nuestros resultados y experiencias. Los dos primeros capítulos permitirán comprender el trabajo que se presenta más adelante.

En el capítulo 2 damos una introducción de las propiedades de los radiotelescopios, las partes principales que los conforman y la caracterización de cada elemento. Se describe la teoría básica de las antenas y de los receptores.

En el capítulo 3 desarrollamos la teoría involucrada en la Televisión por Satélite y un poco de su evolución hasta como la conocemos hoy en día.

En el capítulo 4 explicamos los detalles de la construcción y funcionamiento de nuestro radiotelescopio. Así como de las características de los elementos utilizados.

En el capítulo 5 presentamos los datos obtenidos de las observaciones astronómicas hechas con el telescopio. Así como un análisis de ellos.

En el capítulo 6 damos las conclusiones de nuestro trabajo y también mencionamos algunos trabajos a futuro interesantes de realizar.

En el anexo A mostramos las gráficas completas de las observaciones presentadas en el capítulo 5, así como los datos completos obtenidos en el ajuste de las mismas.

Capítulo 2

Propiedades de los Radiotelescopios

2.1. Introducción

La Radioastronomía permite detectar la radiación electromagnética que llega del espacio en la región del radio del espectro, con el fin de conocer la información que contiene dicha radiación. Al contrario de las otras ciencias la Radioastronomía no puede llevar a un laboratorio su objeto de estudio. Todo lo que se sabe de las estrellas y otros cuerpos es gracias a la radiación que llega del espacio.

Los comienzos de la Radioastronomía se remontan al año de 1933, cuando el ingeniero estadounidense Karl G. Jansky, mientras trabajaba para la Compañía Telefónica Bell, midió radiación que no provenía ni del Sol ni de la Tierra y finalmente se dio cuenta de que la radiación venía de la Vía Láctea. Después, en 1937, el ingeniero Grote Reber hizo el primer mapa de las ondas de radio en el cielo con ayuda de un paraboloide de 9.5 m. Pero fue a partir de la Segunda Guerra Mundial que la Radioastronomía se desarrolló en serie, gracias a los grandes progresos realizados, en aquella época, en radiocomunicaciones.

Los instrumentos fundamentales que permiten observar objetos celestes al captar ondas de radio son los radiotelescopios, y estos operan a frecuencias relativamente bajas de 10 MHz a 1000 GHz (o de 30 m a 0.3 mm en longitud de onda), debido a que en este rango de frecuencias existe una gran ventana que permite el paso de estas señales sin ser absorbidas por la atmósfera. Un radiotelescopio funciona de manera similar a un telescopio óptico, sólo que en vez de captar la luz de cuerpos celestes, éste capta emisiones de radio de dichos cuerpos. Las principales diferencias entre éstos son, que el radiotelescopio funciona en el límite de difracción, capta un sólo modo de la onda electromagnética y son coherentes (mantienen la fase), pero por lo general siempre tienen más en común.

Un radiotelescopio consiste, de una manera muy simplificada, de dos partes prin-

cipales: de una “parte delantera” y una “parte trasera”, que básicamente se tratan de una antena, una línea de transmisión y un receptor, como se explicará en mayor detalle más adelante. Un radiotelescopio realiza las siguientes funciones principales: con la antena atrapa la energía de las ondas electromagnéticas que se encuentran en el espacio y la transforma en corriente eléctrica. Mediante una línea de transmisión se guía hacia el receptor que a través de distintas etapas de procesamiento recupera la información que contienen dichas ondas. Ver Figura 2.1

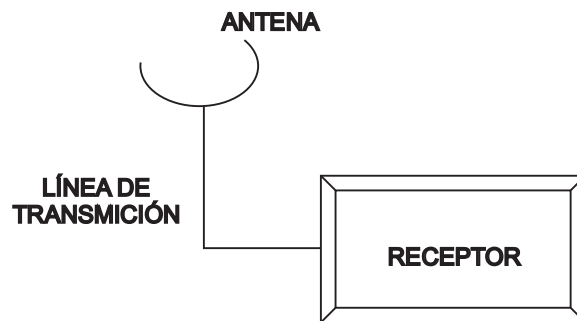


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un radiotelescopio: Antena, Línea de Transmisión y Receptor.

Los radiotelescopios existen en una gran variedad de formas y tamaños según la longitud de onda y el propósito de las observaciones. Por ejemplo, existen radiotelescopios de un sólo plato y también de arreglos de éstos, debido a que en ciertas aplicaciones se requieren características que no se pueden lograr con un sólo plato; por ejemplo, mayor resolución angular.

Un radiotelescopio nos permite medir potencia como función del tiempo, frecuencia, posición y polarización. La antena mide la potencia como función de la polarización y posición, mientras que el receptor la mide en función del tiempo y frecuencia.

Durante muchos años, los radioastrónomos se concentraron en el estudio de frecuencias relativamente bajas, para las que era fácil construir antenas (dipolos, yagis, etc.; ver §2.2) y receptores sensibles. Pero la necesidad de observar objetos con mayor resolución angular y también de estudiar procesos térmicos (emisión térmica a 100–1000 K) condujo a la perfección de los equipos de recepción a altas frecuencias, dando lugar al desarrollo de técnicas para construir antenas más grandes y más precisas. Así las bandas de longitud de onda milimétricas comenzaron a ser de especial importancia.

2.2. Teoría de Antenas

Una antena es un dispositivo utilizado para propagar o recibir ondas de radio. Por el teorema de reciprocidad, las antenas pueden funcionar en dos modalidades: como antenas emisoras y como antenas receptoras — ambas a su vez conectadas a un equipo emisor o receptor.

Las antenas emisoras lanzan ondas al medio exterior. Por las antenas emisoras circula corriente debido al generador o emisor que está conectada a ellas. Esta corriente fluye a través de una línea de transmisión hasta llegar a la antena. Ahí la antena convierte la corriente eléctrica en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre (ver Figura 2.2a). Para el caso de las antenas receptoras, las antenas colectan las ondas provenientes del espacio exterior y las convierten a corrientes eléctricas. Las señales eléctricas son guiadas a través de una línea de transmisión hasta llegar al receptor (ver Figura 2.2b). Así, una antena convierte corrientes eléctricas a ondas en el espacio libre y viceversa.



Figura 2.2: La Figura (a) muestra una antena emisora que ensamblado a un generador permite la emisión de ondas. La Figura (b) muestra una antena receptora que conectado al receptor captan las ondas emitidas por una fuente lejana.

La gran parte de Radioastronomía se enfoca en recibir radiación y no en emitir ésta (excepto cuando se encarga del estudio de objetos en el Sistema Solar), por la simple razón de las grandes distancias que nos separan de los objetos en estudio. Así que a partir de ahora sólo nos referiremos a antenas receptoras. Aún con esto, a veces es útil usar el vocabulario de antenas emisoras; el teorema de reciprocidad nos asegura que esto sea válido para antenas receptoras también.

2.2.1. Tipos de antenas

Existen una gran variedad de tipos de antenas, que depende de la aplicación, pero todas ellas se rigen por el mismo principio básico: la radiación que cae encima induce corrientes eléctricas. A continuación se resumen algunos tipos de antenas.

Antenas de alambre Las antenas de alambre son las más comunes ya que las podemos encontrar en todos lados. Estas antenas se caracterizan por estar construidas con hilos conductores. Pueden estar formados por hilos rectos (dipolo), anillos (circular, cuadradas o de otra forma) y hélices.

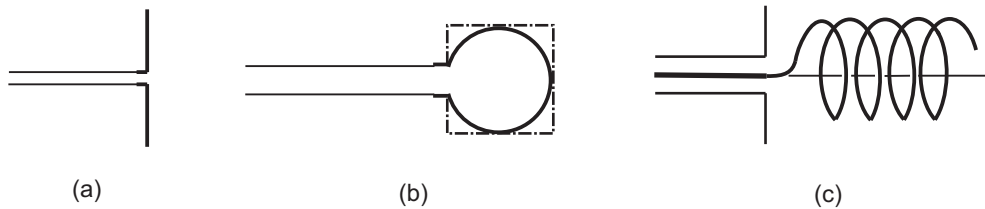


Figura 2.3: Antenas de alambre: (a) Dipolo, (b) Anillo y (c) Hélice.

Antenas de abertura Las antenas de abertura en la mayoría de los casos son secciones abiertas de una guía de onda; en otros casos pueden estar constituidas por extremos uniformes de guías de onda. Las antenas de abertura son utilizadas en radioastronomía o también para alimentar otro tipo de antenas. Las antenas de abertura son de tipo corneta piramidal, corneta cónica y aberturas rectangulares, entre otras.

Antenas Reflectoras Las antenas reflectoras se basan en el trazado de rayos de un espejo. Las señales que rebotan en la antena son concentradas en el punto focal del reflector, donde se encuentra un alimentador encargado de recibir la señal. Algunas configuraciones para antenas reflectoras son: esquinas, parabólicas, esféricas, Cassegrain (caracterizado por dos reflectores, uno cóncavo y otro convexo).

Arreglos de antenas Muchas veces una sola antena no es suficiente para obtener buenos resultados por falta de sensibilidad o resolución angular. Una forma de solucionar esto es realizando una unión apropiada de varias antenas, a lo que comúnmente se conoce como arreglos de antenas, para obtener el rendimiento equivalente al de una gran antena. Estas agrupaciones pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena.

Para las antenas de alambre se tiene la relación $D \approx \lambda$. Mientras que para antenas de abertura $D \gg \lambda$, donde D es la dimensión característica de la antena y λ es la longitud de onda.

Independientemente del tipo de antena usada en Radioastronomía, es conveniente definir algunos parámetros que especifican las propiedades de las antenas.

2.2.2. Temperatura de Antena

Una resistencia a temperatura T produce un cierto voltaje y por lo tanto una cierta potencia. El descubrimiento de este fenómeno fue realizado por H. Nyquist hacia 1929. Así, en Radioastronomía es costumbre determinar la potencia recibida por una antena en términos de temperatura, gracias al teorema de Nyquist (ver ecuación 2.2), como se verá enseguida.

Para hablar de la potencia que una antena entrega a su salida al observar una fuente dada ver el análisis siguiente:

Consideremos una resistencia R a temperatura T . Debido al movimiento de los electrones en la resistencia aparecerá un voltaje V en los extremos de la misma. Este voltaje varía con el tiempo de forma aleatoria y su valor promedio sobre un intervalo grande de tiempo es igual a cero, pero el voltaje cuadrático medio no es igual a cero ya que se trata de una potencia. Así, si aumentamos la temperatura en la resistencia la actividad de los electrones que circulan aumenta y por consiguiente el voltaje cuadrático medio también aumentará. De lo anterior se llega a la ecuación

$$\bar{V}^2 = 4kBT R \quad (2.1)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura, B es el ancho de banda de frecuencias que pueden pasar a través de la resistencia y R es el valor de la resistencia. La ecuación (2.1) es llamada ecuación de Nyquist y muestra claramente que el voltaje cuadrático medio depende de la temperatura de la resistencia. De la ecuación de Nyquist vemos que la potencia que entrega en sus extremos una resistencia R es

$$P = \frac{\bar{V}^2}{R} = 4kBT. \quad (2.2)$$

Se observa de la ecuación (2.2) que la potencia es directamente proporcional a la temperatura de la resistencia; lo anterior se conoce precisamente como el teorema de Nyquist.

Si P es la potencia que una antena entrega en sus terminales mientras observa un objeto dado, entonces la temperatura de antena correspondiente es

$$T_A = \frac{P}{4kB}. \quad (2.3)$$

Por lo tanto, la temperatura de antena es la temperatura a la que se tendría que elevar una resistencia para que entregará en sus extremos la misma potencia que entrega una antena mientras capta la señal de una fuente.

2.2.3. Patrón de Antena

La sensibilidad de una antena para captar ondas electromagnéticas en general es una función de la dirección. Esta función se llama el patrón de antena, que representa la intensidad del campo eléctrico (E) o la densidad de potencia (P) como función de la posición angular en relación con una antena. Así, los patrones de radiación son cantidades bidimensionales que involucran la variación del campo o potencia como una función de las coordenadas θ y ϕ . En la Figura 2.4 se muestra un patrón de radiación donde se puede observar que tiene un lóbulo principal (radiación máxima) en la dirección z ($\theta = 0$) con lóbulos menores (lóbulos laterales y lóbulos traseros) en otras direcciones. Se presenta otra representación en la Figura 2.5, que muestra los niveles de forma cuantitativa.

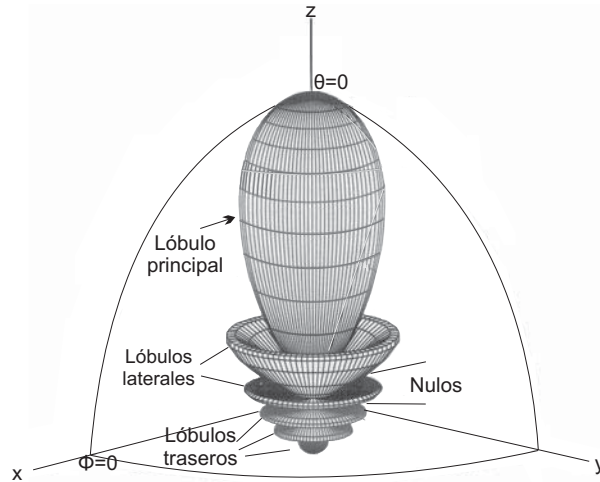


Figura 2.4: Patrón de radiación de una antena direccional. La mayoría de la radiación está contenida en el lóbulo principal acompañado también por radiación en los lóbulos menores. Entre los lóbulos están los ceros donde el campo es nulo. La radiación en cualquier dirección está especificado por los ángulos θ y ϕ .

El patrón de potencia normalizado, P_n , está expresado en términos del vector de Poynting $S(\theta, \phi)$ [Potencia por unidad de área] y está dado por

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{max}}. \quad (2.4)$$

Existen varios parámetros importantes del patrón tales como: el HPBW o FWHM (del inglés Half Power Beam Width o Full Width to Half Maximum) que es el ancho del haz a potencia media, es decir el ángulo entre los puntos del haz principal donde la intensidad ha disminuido a la mitad del máximo; el BWFN (Beam Width First Nulls)

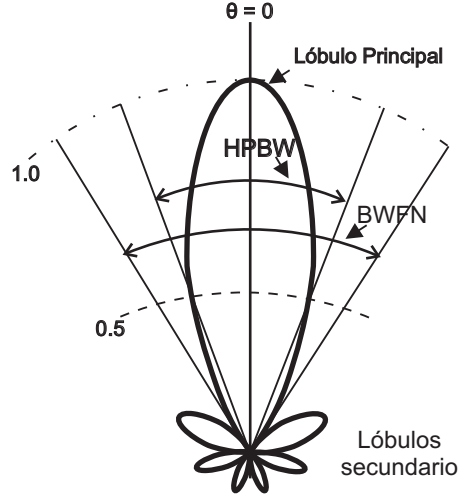


Figura 2.5: Patrón normalizado de potencia en coordenadas polares con $P_n = 1$ a $\theta = 0$. Donde $P_n = 0.5$ corresponde a la mitad de la potencia máxima.

que es el ancho del haz entre los primeros nulos, del cual se ve la separación entre los primeros ceros (ver Figuras 2.4 y 2.5).

Si la respuesta de la antena fuera la misma hacia cualquier dirección tendríamos una antena isotrópica. Esta es una antena hipotética ya que en las antenas reales esto no sucede, pero suele ser un concepto útil para el análisis de antenas.

2.2.4. Resolución angular

Desde el punto de vista óptico, se dice que las imágenes de dos objetos superpuestos parcialmente se pueden resolver, cuando los dos objetos son distinguibles individualmente. Supongamos que tenemos dos estrellas lejanas, de igual intensidad, vistas a través de una abertura difractante de un telescopio. Cada estrella tiene su disco de Airy (es el disco central de máxima intensidad en el diagrama de difracción que aparece como una serie de círculos concéntricos claros y oscuros) y conforme las estrellas vayan aproximándose una a otra, sus imágenes respectivas se superponen, formando una mezcla de ambas. Aplicando el criterio de Rayleigh, las estrellas son precisamente resolubles cuando el centro de un disco de Airy cae en el primer mínimo del patrón de Airy de la otra estrella. Así, la separación angular mínima resoluble o límite angular de resolución es

$$\theta \approx 1.22 \frac{\lambda}{D} \quad (2.5)$$

donde λ es la longitud de onda, D es el diámetro de la abertura y θ queda en radianes.

Ahora en nuestro caso, la resolución angular se define como la mínima separación angular para la cual dos objetos pueden detectarse por separado. Es decir, es una medida de la capacidad de selección que tiene una antena y es importante que la antena pueda seleccionar la señal procedente del objeto en estudio con la menor incertidumbre posible debida a la señal de otros objetos. Pero si la separación angular entre los objetos es tan chico que ambos caen dentro del haz primario, entonces no tenemos manera de distinguir entre si.

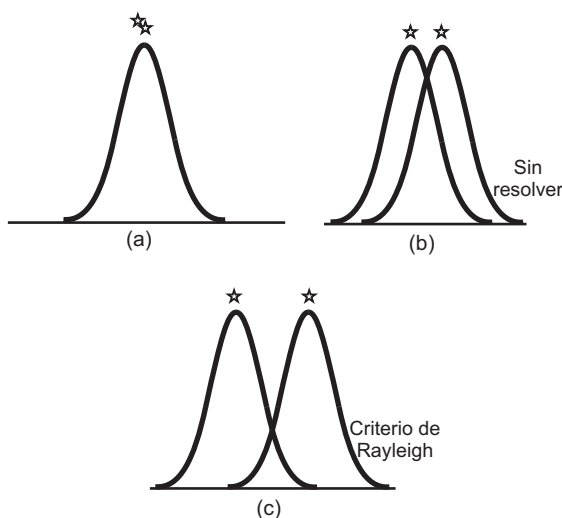


Figura 2.6: (a) Objetos que caen dentro del mismo haz primario no se pueden distinguir, (b) Objetos superpuestos que no se pueden resolver y (c) Objetos parcialmente superpuestos que se pueden resolver, criterio de Rayleigh.

En conclusión, un radiotelescopio puede resolver objetos que se encuentran separados por lo menos un ángulo del haz principal. Para una antena circular, esto es del orden de la ecuación (2.5). Esta ecuación es importante ya que nos indica la resolución máxima que podemos alcanzar; esto significa con que tanta precisión podemos saber la dirección de donde proviene la señal.

De la ecuación (2.5) se ve que si se quiere una resolución angular alta (es decir, θ pequeña) se necesita observar a una longitud de onda pequeña, o bien, con una antena grande. Pero a veces no se puede escoger la longitud de onda libremente, debido a que este valor está fijo por la naturaleza (por ejemplo, $\nu_{HI} = 1420.4$ MHz o $\lambda = 21$ cm). Valores grandes de D presentan dificultades ya que las antenas grandes son costosas y difíciles en mantener su forma a aproximadamente $\frac{\lambda}{20}$, etc.

2.2.5. Ángulo Sólido de una Antena

El ángulo sólido del haz de una antena, Ω_A , se define como la integral del patrón de potencia normalizado sobre una esfera

$$\Omega_A = \int \int_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi. \quad (2.6)$$

El ángulo sólido, Ω_A , está expresado en estereorradianes (sr), e incluye contribuciones de los lóbulos secundarios además del lóbulo principal.

El ángulo sólido de una antena también puede ser descrita, en forma aproximada, en términos de los ángulos sustentados por los puntos de potencia media del lóbulo principal en los dos planos principales:

$$\Omega_A \approx \theta_{HP} \phi_{HP} \quad (2.7)$$

donde θ_{HP} y ϕ_{HP} son el Ancho del Haz a Potencia Media en los dos planos principales (y ortogonales), omitiendo los lóbulos secundarios. En general, la sección transversal del lóbulo principal es una elipse, así que θ_{HP} y ϕ_{HP} corresponden al eje mayor y menor de ésta.

2.2.6. Eficiencia de Haz

Ahora podemos definir la eficiencia del haz, en términos del ángulo sólido. Así la eficiencia de haz principal, ε_M , es la razón del ángulo sólido del haz principal y el ángulo sólido del haz total:

$$\varepsilon_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_A} \quad (2.8)$$

donde el ángulo sólido del haz total (Ω_A) consiste del ángulo sólido del haz principal (Ω_M) más el ángulo sólido de los lóbulos menores (Ω_m):

$$\Omega_A = \Omega_M + \Omega_m \quad (2.9)$$

Los valores que toma la eficiencia del haz son $0 \leq \varepsilon_M \leq 1$. En radioastronomía siempre se buscan valores de ε_M cercanos a 1.

2.2.7. Directividad D y Ganancia G

La directividad y la ganancia son dos de los parámetros más importantes que caracterizan a la antena.

La directividad de una antena depende únicamente del patrón de radiación, y está definido como el cociente entre la potencia máxima y la potencia promedio sobre una esfera observada en el campo lejano:

$$D = \frac{P(\theta, \phi)_{max}}{P(\theta, \phi)_{prom}} \quad (2.10)$$

donde la potencia promedio sobre una esfera está dada por

$$\begin{aligned} P(\theta, \phi)_{prom} &= \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Sustituyendo en la directividad:

$$\begin{aligned} D &= \frac{P(\theta, \phi)_{max}}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} [P(\theta, \phi)/P(\theta, \phi)_{max}] d\Omega} \\ &= \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Se reconoce la integral de la última forma como el ángulo sólido del haz (ecuación 2.6) y por lo tanto la directividad de una antena es

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A}. \quad (2.13)$$

Es decir, la directividad es la razón entre el ángulo sólido de una esfera (4π sr) y el ángulo sólido del haz, Ω_A , de la antena.

Así, podemos entender la directividad como el grado en que la antena concentra o focaliza la radiación en regiones angulares cada vez menores en determinada dirección o direcciones. Una antena isotrópica tiene la directividad más baja posible, $D = 1$, mientras que las antenas actuales tienen directividades más grandes con valores de

$D > 1$. Por ejemplo el dipolo más simple tiene una directividad de $D = 1.5$ y con las antenas parabólicas se consiguen directividades de hasta 10^4 .

Otro de los parámetros importantes que caracteriza una antena es su ganancia. La ganancia de una antena está relacionada con la directividad pero tomando en cuenta pérdidas óhmicas. La razón de la ganancia y la directividad se conoce como el factor de eficiencia de la antena, $0 \leq k \leq 1$, y es adimensional; así que:

$$G = kD. \quad (2.14)$$

La ganancia se emplea para expresar el aumento de la potencia que puede recibir una antena en una dirección dada. La ganancia se define como una función de θ y ϕ (es decir, depende de la dirección). Hay que tener en cuenta que por costumbre se usa “ganancia” para indicar “ganancia máxima”. Típicamente el factor de eficiencia es mayor que 0.95, así que se puede tomar $G(\theta, \phi) \approx D(\theta, \phi)$.

2.2.8. Polarización de la Antena

La radiación que proviene de los astros puede estar polarizada o no-polarizada. En el caso no-polarizada la radiación cuenta con contribuciones iguales de ambas polarizaciones.

Las antenas y los alimentadores (ver §2.2.10) pueden ser polarizados. Por ejemplo, una antena tipo dipolo tiene una polarización lineal y las antenas helicoidales tienen una polarización elíptica.

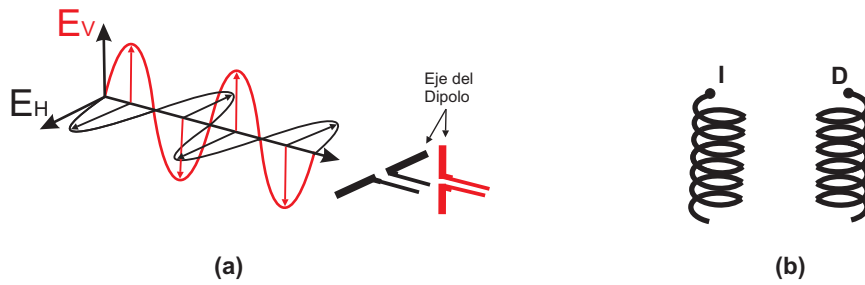


Figura 2.7: (a) Polarización lineal horizontal o vertical para un dipolo y (b) Polarización elíptica izquierda o derecha para una antena helicoidal.

Para una antena tipo dipolo se tiene que, si el eje del dipolo es perpendicular al campo eléctrico de la onda, el dipolo no sufre excitaciones de sus electrones y no se capta ninguna señal. Pero si el eje del dipolo es paralelo al campo eléctrico de la onda, los electrones del dipolo se excitan y podemos ver la señal. Ahora si la antena es una

parábola, se reflejan las dos polarizaciones al alimentador. Pero si los alimentadores son dipolos, éstos captan una sola polarización, como se vió anteriormente.

2.2.9. Área efectiva

Consideremos una onda plana, no polarizada, incidente sobre la antena. Podemos definir su área efectiva, A_{ef} , en términos de la potencia recibida, P , a través de

$$P = \frac{1}{2} A_{ef} S_\nu d\nu \quad (2.15)$$

Donde S_ν es la densidad de flujo y tiene unidades de potencia por unidad de área por unidad de frecuencia ($Wm^{-2}Hz^{-1}$) y $d\nu$ es el ancho de banda. Los radioastrónomos han definido una unidad especial para la densidad de flujo, el Jansky (Jy). La definición es $1 Jy = 10^{-26} Wm^{-2}Hz^{-1}$. El factor $\frac{1}{2}$ refleja el acoplamiento de la onda no polarizada entre la línea de transmisión y el receptor que sólo aceptan una polarización. El área efectiva está relacionada con el área física del telescopio, A_f , por la eficiencia de la abertura, ε_a , a través de la ecuación

$$A_{ef} = \varepsilon_a A_f. \quad (2.16)$$

Hay un teorema muy general, el cual se aplica a cualquier sistema alimentado por un sistema de transmisión de un sólo modo sin pérdidas en el límite de difracción, el cual relaciona el área efectiva, el ángulo sólido de la antena, y la longitud de onda. A este teorema se le suele llamar “teorema de antena” y nos dice

$$A_{ef} \Omega_A = \lambda^2. \quad (2.17)$$

Esto significa que cualquier tipo de antena unida a un sistema de un sólo modo no puede cambiar arbitrariamente el ángulo sólido (Ω_A) y el área efectiva (A_{ef}); al contrario, su producto es fijo. Así si se hace algo para incrementar el ángulo sólido de la antena, inevitablemente se reduciría el área efectiva.

2.2.10. Alimentadores

Vamos a entender por alimentador el dispositivo capaz de captar toda la potencia concentrada en el foco de una antena reflectora. Posteriormente la señal pasará a través de líneas de transmisión al receptor. El alimentador en una antena reflectora es de suma importancia pues es la conexión directa entre la antena y el receptor y de él depende que la señal se transmita con éxito para que pueda ser procesada.

Los alimentadores, al igual que las antenas, también tienen un patrón de radiación. Para un alimentador ideal el patrón de radiación es máximo dentro del diámetro de la antena y fuera de ella es cero, como se puede observar en la Figura 2.8a. En la práctica no sucede así y por lo general se busca que el patrón de un alimentador tenga más sensibilidad en el centro del reflector primario, y menos sensibilidad en las orillas. Aunque esto no utiliza al máximo el área de la reflectora, tiene la ventaja de evitar ruido proveniente de atrás de la antena (ver Figura 2.8b).

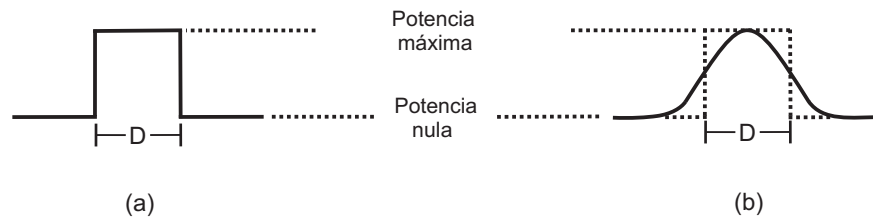


Figura 2.8: (a) Patrón de radiación de un alimentador ideal para una antena reflectora de diámetro D . (b) Patrón de radiación de un alimentador real para una antena reflectora de diámetro D .

Los alimentadores pueden ser de varios tipos: el más común es una corneta metálica, pero también se emplean antenas dipolares o aéreas y para longitudes de onda milimétricas se usan lentes.

2.3. Teoría del Receptor

Las tres principales especificaciones de cualquier tipo de receptor son amplificación, sensibilidad y selectividad. Es decir, si una señal débil es captada por una antena, al pasar por el receptor debe de producir una salida suficientemente fuerte y sin distorsionarse aún con la presencia de señales fuertes a frecuencias cercanas. Así la sensibilidad a menudo se especifica como la señal mínima detectable por el receptor. La selectividad es normalmente determinada por un filtro pasabandas.

Hay docenas de diferentes tipos de receptores. En este trabajo mencionamos brevemente algunos receptores fundamentales que sirvieron para desarrollar los receptores modernos que hoy conocemos.

Receptor de Cristal: El receptor de cristal fue uno de los primeros receptores de radio. Para su funcionamiento un diodo rectificador de cristal recupera la modulación, convirtiendo suficientemente la potencia de radiofrecuencia entrante en la potencia de audio que llega al audífono. Este receptor es auto-alimentado, ya que la energía necesaria para su funcionamiento es sacada de la propia energía de

la onda que está captando. El receptor de cristal básico se muestra en la Figura 2.9.

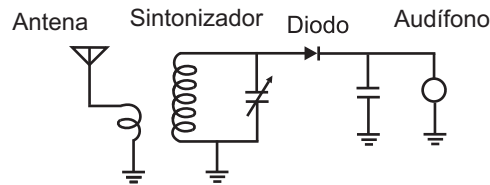


Figura 2.9: Circuito del receptor de cristal.

Del circuito del receptor de cristal se puede ver que el proceso de selección de las señales provenientes de la antena es llevado a cabo por el transformador de la antena. En conjunto con el capacitor variable, se forma un circuito sintonizable LC. Cuando se hace girar la perilla del capacitor variable, se cambia su capacidad en microfaradios y por lo tanto se cambia la frecuencia de resonancia del circuito y se sintonizan las diferentes emisoras.

Esta señal se rectifica por medio del diodo, o sea que se elimina su parte negativa quedando media onda de la original. A esta etapa se llama etapa detectora. Después esta señal se lleva al audífono, el cual convierte la corriente eléctrica en sonidos que son escuchados por el oído humano. Este circuito por ser tan simple, tiene poca selectividad y baja sensibilidad.

Receptor TRF: El receptor sintonizado a radiofrecuencia (receptor TRF del acrónimo inglés Tuned Radio Frequency) fue uno de los primeros tipos de receptores y se utilizó ampliamente hasta mediados de los años cuarenta. El TRF reemplazó al receptor de cristal ya que era mucho más sensible. En estos receptores todas las etapas se hicieron para sintonizar simultáneamente a la frecuencia recibida. La Figura 2.10 muestra un receptor TRF.

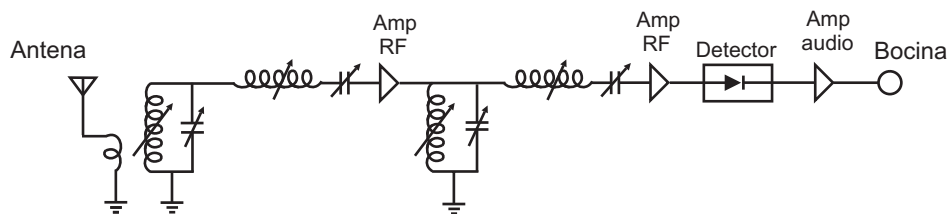


Figura 2.10: Circuito hipotético del receptor TRF.

Por lo general, se requieren de dos a tres amplificadores de radiofrecuencia (RF) para desarrollar suficiente amplitud de las señales que capta la antena, para manejar adecuadamente la etapa de detección. Cada etapa de amplificación cuenta con

filtros LC para prestar selectividad. El filtro LC en serie se comporta como un corto a resonancia (es decir, la impedancia se reduce al mínimo y la señal se conduce al máximo); y cuando el filtro LC está en paralelo se comporta como un circuito abierto a resonancia (es decir, la impedancia es muy elevada y el circuito conduce una cantidad reducida de la señal). El detector convierte directamente las señales de RF a la información original. Y en el amplificador de audio se amplifican las señales de información a un nivel donde se pueda utilizar.

Una de las desventajas de los receptores TRF es que son inestables. A alta frecuencia, si un amplificador tiene ganancia elevada, la señal de salida se realimenta a la entrada y producirá oscilaciones. Otra desventaja del TRF es que su selectividad varía cuando se sintoniza sobre un rango amplio de frecuencias de entrada. También otra desventaja del TRF es que se requiere de varios ajustes para sintonizar. Para cambiar las estaciones, cada filtro de RF debe sintonizarse simultáneamente a la nueva banda de frecuencia, de preferencia con un sólo ajuste. Ésto requiere de exactamente las mismas características para cada circuito sintonizado que, por supuesto, es difícil de lograr.

Con el desarrollo nuevos receptores el receptor TRF se utiliza rara vez, excepto para propósitos especiales de receptores de una sólo estación.

Receptor Superheterodino: El superheterodino es aún el circuito usado en casi todos los receptores de radio, televisión y el radar, debido a que sus características de ganancia, selectividad y sensibilidad son superiores a las otras configuraciones de receptores. La Figura 2.11 muestra el esquema clásico de un receptor superheterodino para la banda de transmisión FM.

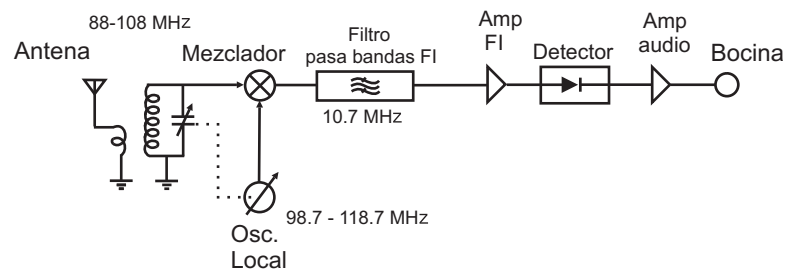


Figura 2.11: Receptor Superheterodino estándar para la banda de transmisión FM.

De la Figura 2.11 la señal recibida por la antena es sintonizada por un filtro LC (en FM es de 88-108 MHz). En el convertidor de frecuencia (mezclador y oscilador local) la señal es trasladada o convertida a una frecuencia fija más baja. Esta frecuencia fija se denomina Frecuencia Intermedia (FI). En los receptores de FM por costumbre es de 10.7 MHz. La selectividad está dada por el filtro pasabandas. Toda la ganancia se da en el amplificador FI. Pero veremos más adelante que por

algunas razones se colocan algunos amplificadores antes del mezclador; éstos se llaman amplificadores RF. El detector puede venir en varias formas; el diodo es adecuado para señales AM, mientras que para FM se debe usar un detector de fase. En el amplificador de audio se amplifica la señal a un nivel donde se pueda usar en la bocina.

El circuito estándar del receptor superheterodino sufre algunas variaciones, como colocar un amplificador RF antes del mezclador, poner un filtro pasabajas en lugar de un pasabandas, o cambiar la forma del detector. Las variaciones dependen del uso que se quiera dar al receptor.

Así las etapas principales para un receptor superheterodino en Radioastronomía se describen a continuación. El primer paso consiste de una *etapa amplificadora de RF* que amplifica la señal débil proveniente de la antena. A continuación le sigue el *convertidor de frecuencia* que es la etapa clave que distingue a este tipo de receptor. El *convertidor de frecuencia* es el encargado de trasladar una banda de frecuencias que nos interesa recibir a otro lugar del espectro donde es más fácil procesarla. La señal de salida del convertidor se conoce como la banda de Frecuencia Intermedia o FI. Enseguida un *filtro pasa bajas* selecciona la frecuencia donde está contenida la información (FI) eliminando cualquier otra.

La señal FI todavía es débil por lo que se aplica a una o más *etapas amplificadoras FI*. Luego se encuentra el *detector*, encargado de recuperar la potencia llevada por la señal. Finalmente está el *integrador* que suaviza la señal y proporciona la ganancia adecuada para que puedan ser registrados los datos. Ver Figura 2.12.

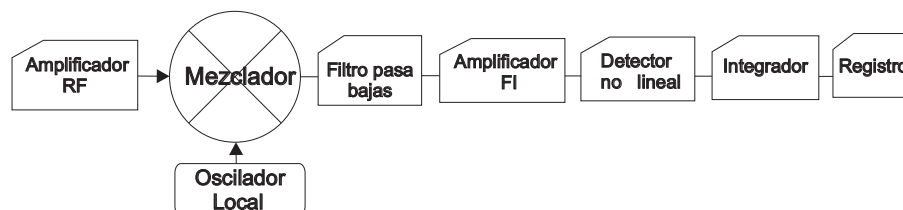


Figura 2.12: Diagrama de Bloques de un Receptor Superheterodino.

2.4. Caracterización del Receptor Superheterodino

2.4.1. Amplificador de Radiofrecuencias

La función principal de los amplificadores en general es elevar la potencia de la señal, que es aplicada a su entrada. De tal manera que la potencia de la señal en la salida del amplificador es mayor que la potencia de la señal en la entrada. Otro factor importante en un amplificador es que éste genera ruido interno que se agregará a la señal. Así, si el nivel de ruido es demasiado alto o la señal es muy débil, el ruido puede predominar y borrar por completo la señal. Para minimizar la contribución del ruido a la señal débil de entrada, en Radioastronomía se usan Amplificadores de Bajo Ruido (LNA, de las siglas en inglés Low Noise Amplifier), ya que poseen la característica especial de introducir márgenes de ruido muy pequeños en la señal.

Los parámetros que caracterizan la ganancia y el ruido de un amplificador se describen a continuación.

Ganancia del amplificador (G): El parámetro más importante que se considera en los amplificadores es su ganancia. La ganancia para los amplificadores se define como la razón entre la potencia de salida y la potencia de entrada, o sea,

$$G = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}}. \quad (2.18)$$

La ganancia en decibeles (dB) está definida como:

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \right). \quad (2.19)$$

Relación Señal A Ruido (S/R): En el análisis de un amplificador, se emplea el concepto de relación señal a ruido (S/R) que es un número (cociente sin dimensiones) que indica las potencias de la señal y del ruido.

Cuanto más intensa sea la señal y más débil sea el ruido, será más alta la relación S/R . Si la señal es débil y el ruido es intenso, la relación S/R será baja y la información será menos confiable. En los amplificadores se busca que la relación señal a ruido sea lo más alta posible.

Factor de Ruido (F), Figura de Ruido (NF) y Temperatura de Ruido (T):
Se usan diversos métodos para expresar la cantidad de ruido de un amplificador. Uno de ellos se conoce como el factor de ruido (F) que se define como el cociente

de la relación señal a ruido en la entrada del amplificador y la relación señal a ruido en la salida. Dicha cantidad, F , puede calcularse con la expresión:

$$F = \frac{S_{ent}/R_{ent}}{S_{sal}/R_{sal}}. \quad (2.20)$$

Donde S_{ent} es el nivel de la señal a la entrada, R_{ent} es el nivel del ruido a la entrada, S_{sal} es el nivel de la señal a la salida y R_{sal} es el nivel del ruido a la salida.

En un amplificador habrá siempre más ruido a la salida que en la entrada. Entonces, el cociente S/R a la salida es menor que el cociente S/R a la entrada; por lo tanto el factor de ruido siempre será mayor que 1. Un amplificador de menor calidad suele tener un factor de ruido de 2 hasta 3. Cuanto más cerca a 1 sea éste, mejor será el amplificador.

La figura de ruido (NF) es el factor de ruido expresado en decibeles (dB):

$$NF = 10 \log_{10} F. \quad (2.21)$$

Figuras de ruido menores que alrededor de 1 dB son excelentes.

Otra forma de expresar el ruido, que es muy usada en Radioastronomía, consiste en usar la temperatura de ruido T . Como vimos en la discusión de Temperatura de antena, se puede medir potencia (de señal o ruido) en términos de temperatura. Esta será en grados Kelvin, por medio de la constante de Boltzmann, la cual se mide en Joules por Kelvin. Para calcular la temperatura de ruido se usa la ecuación

$$T = 290(F - 1). \quad (2.22)$$

El 290 en la expresión es usada para denotar una temperatura estandarizada, en este caso es la temperatura ambiente estándar (290 K). Y F es el factor de ruido ya descrito.

Cuanto más baja sea la temperatura de ruido será mejor la etapa de amplificación. Por ejemplo, si se tiene un amplificador A con $F_A = 1.2589$, $NF_A = 1$ dB y $T_A = 75$ K es un buen amplificador. Ahora si se tiene un amplificador B con $F_B = 1.9952$, $NF_B = 3$ dB y $T_B = 288$ K éste es mucho más inferior al amplificador A.

Debido a que la electrónica a más altas frecuencias es relativamente más difícil que la de bajas frecuencias, en general los amplificadores de alta frecuencia tienen peor rendimiento que los de baja frecuencia. Por ejemplo, una temperatura de ruido de 288 K sería muy razonable para un amplificador trabajando a 400 GHz, pero sería

clasificada como amplificador de baja calidad si estuviera funcionando a 4 GHz, frecuencia a la cual se puede alcanzar temperaturas de ruido de aproximadamente 10 K.

Punto de compresión de 1 dB: Los amplificadores generalmente trabajan en un régimen de funcionamiento lineal, el cual se caracteriza por un aumento de la potencia de salida proporcional al incremento de la potencia de entrada. Sin embargo, conforme aumenta la potencia de entrada de la señal, llega un momento en que el amplificador comienza a saturarse y la potencia de salida ya no aumenta proporcionalmente (comportamiento no lineal). Se dice entonces que el amplificador ha entrado en compresión.

Para caracterizar las prestaciones de un amplificador en este sentido se utiliza un parámetro conocido como *punto de compresión de 1 dB*. El *punto de compresión de 1 dB* se define como aquel punto en que la potencia de salida del amplificador se encuentra 1 dB por debajo del comportamiento lineal (ideal). Ver Figura 2.13.

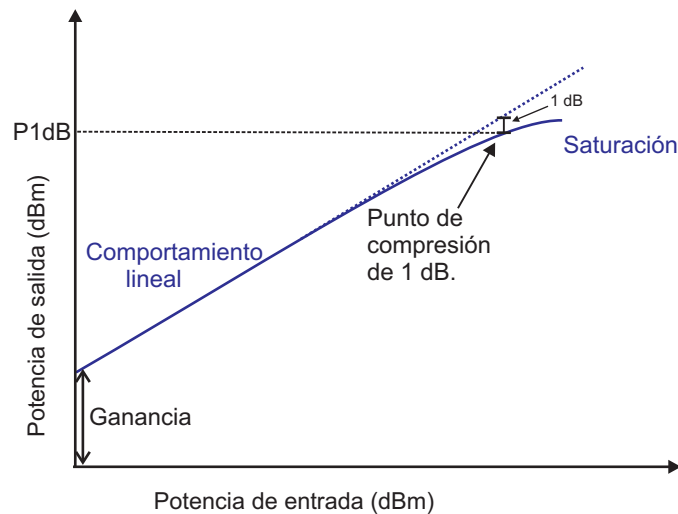


Figura 2.13: Respuesta típica de un amplificador.

Impedancia del amplificador: La impedancia es la resistencia u oposición que presenta cualquier dispositivo electrónico al paso de la corriente alterna. La unidad de impedancia es el Ohm (Ω).

En un circuito a radiofrecuencia suele suceder que la gran parte de la impedancia no es resistiva, sino reactancia inductiva y/o capacitiva.

Para que haya una correcta transmisión de potencia entre dos dispositivos cuando los conectamos, las impedancias que presentan los mismos entre sus puntos de interconexión deben ser iguales. Es decir, si se quiere conectar un dispositivo A

a un dispositivo B, el dispositivo A debe tener, en su punto de conexión con el dispositivo B, la misma impedancia del dispositivo B en su punto de conexión con el circuito A.

Comercialmente los valores típicos de impedancias para amplificadores son de 50 y 75 ohms.

Voltage Standing Wave Ratio (*VSWR*): La Razón de Voltaje de Onda Estacionaria o *VSWR* es una medida que nos indica que tan bien ajustadas están las impedancias de dos dispositivos, una “fuente” (salida de un dispositivo) y una “carga” (entrada a un dispositivo). El factor *VSWR* es de mucha importancia cuando se conecta un dispositivo a otro, pues cuando las impedancias no están ajustadas, se pierde potencia de la señal incidente.

La potencia máxima de transferencia entre dos dispositivos ocurre cuando sus respectivas impedancias se emparejan o se ajustan. Si las impedancias no son idénticas, parte del voltaje de la onda incidente será reflejado en dirección contraria, produciendo una onda reflejada. Estas reflexiones producen ondas estacionarias. Una onda estacionaria, es una onda que, en lugar de ser absorbida totalmente por la carga, permanece oscilante entre los dos dispositivos.

La Razón de Voltaje de Onda Estacionaria se define como la razón del voltaje máximo con el voltaje mínimo de una onda.

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (2.23)$$

Un voltaje máximo (V_{max}) se presenta cuando las ondas incidentes (V_i) y reflejadas (V_r) están en fase. Se produce un voltaje mínimo (V_{min}) cuando las ondas incidentes (V_i) y reflejadas (V_r) están desfasadas 180° . Para el caso cuando hay un acoplamiento la razón del voltaje máximo y el voltaje mínimo es igual a 1, ya que no hay onda reflejada.

El valor de *VSWR* se expresa como un número (≥ 1) con respecto a la unidad, por ejemplo “1.5:1”. Cuando el *VSWR* tiene valores entre 1 y 2 es bueno, e indican un buen acoplamiento entre los dispositivos. Pero para valores de *VSWR* mayores a 3 es malo, ya que las pérdidas de potencia son mayores.

El coeficiente de reflexión es una cantidad que representa la razón del voltaje reflejado y el voltaje incidente. El coeficiente de reflexión se define como $\Gamma = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$. Donde Z es la impedancia de entrada a la carga, Z_0 es una impedancia característica de otro dispositivo (o bien, conductor) que se conecta al dispositivo carga.

VSWR puede ser calculada si se conoce el valor del coeficiente de reflexión utilizando la siguiente fórmula:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{Z}{Z_0}. \quad (2.24)$$

Por ejemplo, si se tiene un coeficiente de reflexión de 0.5, usando la fórmula 2.24 el $VSWR$ es de 3:1 y significa que no están bien adaptados los dispositivos. Ahora si se tiene un coeficiente de reflexión igual a 0.1584, el $VSWR$ es igual a 1.38:1, e indica un buen acoplamiento entre ellos. El caso ideal es un Γ de cero, ya que con eso $Z \equiv Z_0$ y $VSWR \equiv 1$.

2.4.2. Convertidor de Frecuencias

En Radioastronomía se observan los objetos de estudio a frecuencias muy altas y se necesita convertir a frecuencias mucho más bajas donde es más fácil manejarlas. El dispositivo que traslada la frecuencia se llama *convertidor de frecuencia*.

Así la tarea a realizar por un *convertidor de frecuencias* es trasladar todas las señales de una banda de frecuencias dada a una banda de frecuencias distinta, y típicamente menor. Al traslado de frecuencia se le llama conversión, aunque también se le suele llamar mezclado.

Un *convertidor de frecuencia* está constituido por dos partes principales: un mezclador y un oscilador local. Ambas partes trabajando en conjunto permiten el traslado de frecuencias, como se verá enseguida.

La función principal de un mezclador es la multiplicación de dos señales. La señal que capta una antena es una de las entradas del mezclador. Esta señal es llamada la señal de radio frecuencia o RF. La otra entrada al mezclador es proporcionada por un oscilador que forma parte del convertidor. Este oscilador es llamado *oscilador local* o OL. A la salida de un mezclador ideal tendremos dos frecuencias diferentes que son la suma y la diferencia de las frecuencias originales. Este proceso se llama *heterodinaje*. Generalmente en Radioastronomía sólo se usa la frecuencia diferencia, y se elimina la frecuencia suma con un filtro pasabajas apropiado. A la frecuencia diferencia se le conoce como la Frecuencia Intermedia o FI.

La ventaja de un *convertidor de frecuencias* es que la Frecuencia Intermedia es la misma independientemente de la frecuencia a la cual se está observando. Es decir, la electrónica de un sólo equipo funciona para todas las frecuencias que se quieran observar.

Oscilador Local: El oscilador local en un receptor superheterodino es usado para producir o generar una señal que sea diferente de la radiofrecuencia que está siendo recibida por una cantidad igual a la frecuencia intermedia. La frecuencia del OL

se ajusta de tal manera que genere una señal adecuada para la RF que queremos captar. Por ejemplo, analicemos la banda de FM que está determinada entre 88 y 108 MHz con una FI de 10.7 MHz: en tal caso la frecuencia del OL tendrá una variación entre 98.7 y 118.7 MHz, ya que $F_{OL} = 88 + 10.7 = 98.7$ y $F_{OL} = 108 + 10.7 = 118.7$.

Uno de los factores que se debe tener en cuenta en el oscilador local es que el oscilador debe ser capaz de proporcionar la potencia suficiente al mezclador, a todas las frecuencias que cubre el receptor, con el fin de obtener un buen funcionamiento del mezclador.

Mezclador: El mezclador es un elemento no lineal cuyo propósito es mezclar la señal RF de entrada a la FI que típicamente es menor a la primera. El proceso ideal de mezclado comienza cuando la señal RF es multiplicada con la señal generada localmente (OL), resultando dos señales de salida: las frecuencias suma y diferencia. A las frecuencias suma y diferencia también se les conoce como Banda Lateral Superior (BLS) y Banda Lateral Inferior (BLI) respectivamente (ver Figura 2.14).

Para ver como trabaja el mezclador, supongamos que las señales de entradas son $\cos(f_{OL}t)$ y $\cos(f_{RF}t)$. El producto está dado por

$$\cos(f_{OL}t) \cos(f_{RF}t) = \frac{1}{2} \cos[(f_{OL} - f_{RF})t] + \frac{1}{2} \cos[(f_{OL} + f_{RF})t]. \quad (2.25)$$

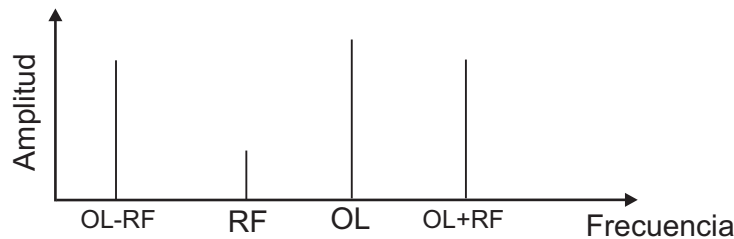


Figura 2.14: Frecuencias suma y diferencia a la salida del mezclador.

Donde $f_{OL} - f_{RF}$ es la frecuencia diferencia y $f_{OL} + f_{RF}$ es la frecuencia suma. Usualmente en el receptor la frecuencia suma es eliminada por un filtro pasa bajas dejando sólo la componente de frecuencia diferencia. A esta componente se le llama frecuencia intermedia o FI. Tal receptor se llama receptor de BLI.

$$FI = \frac{1}{2} \cos[(f_{OL} - f_{RF})t] \quad (2.26)$$

Un mezclador ideal es aquel en el que a su salida sólo encontramos la frecuencia suma y diferencia. Es decir, no hay aparición de frecuencias extras. Además en un mezclador ideal no hay pérdidas de potencia. Sin embargo, en los mezcladores reales sí aparecen frecuencias extras además de la frecuencia suma y diferencia. Estas señales extras se conocen como distorsión. Hay dos tipos de distorsión: la distorsión armónica y los productos de intermodulación.

Distorsión armónica y productos de intermodulación: Los productos de intermodulación son el resultado de la interacción entre dos o más señales entrantes a un dispositivo no lineal, produciendo a su salida otras señales que no son múltiplos enteros de las señales de entrada. Consideremos que a la entrada del mezclador tenemos dos frecuencias f_{OL} y f_{RF} , a su salida se producirán productos de intermodulación de la forma

$$f_{salida} = m f_{OL} \pm n f_{RF} \quad (2.27)$$

donde m y n son números enteros. El orden de la distorsión no lineal queda determinada por la suma de m y n .

La distorsión armónica se produce por dos casos particulares. Primero, para el caso cuando $m = 0$, a la salida del mezclador se obtienen frecuencias múltiplo de la frecuencia de entrada RF

$$f_{salida} = n f_{RF}. \quad (2.28)$$

Ahora, para el caso cuando $n = 0$, a la salida del mezclador se obtienen frecuencias múltiplo de la frecuencia de entrada OL

$$f_{salida} = m f_{OL}. \quad (2.29)$$

El orden de la distorsión armónica queda determinada por el valor de m y n , respectivamente. En la Figura 2.15 se representan los armónicos y productos de intermodulación de segundo y tercer orden que se generan a la salida del mezclador.

Pérdidas de Conversión: Cuando se conecta la señal de entrada RF y la señal OL al mezclador a la salida obtendremos la frecuencia suma y diferencia como se vio anteriormente. Pero la potencia de la señal de entrada RF sufre pérdidas al ser convertida a la frecuencia intermedia.

A la diferencia en dB entre la potencia de entrada RF y la potencia de salida FI se le llama pérdida de conversión.

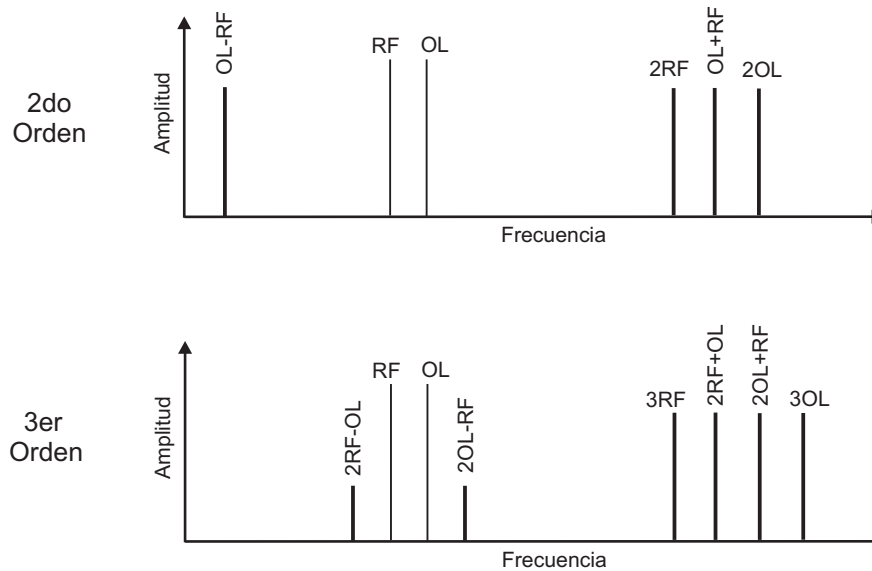


Figura 2.15: Distribución de armónicos y productos de intermodulación de segundo y tercer orden.

En la práctica se agregarán más pérdidas debido a la generación de los productos de intermodulación. En consecuencia estas pérdidas de conversión pueden llevar a la atenuación de la señal.

Punto de compresión de 1 dB: Ésto es totalmente semejante al *punto de compresión de 1 dB* de los amplificadores discutido en la subsección 2.4.1. Conforme la potencia de entrada RF se incrementa, la potencia de salida FI del mezclador debería seguir una forma lineal. Sin embargo, después de un cierto punto, la salida FI aumenta a un ritmo menor, hasta que la salida del mezclador llega a ser bastante constante. Cuando la salida FI no puede seguir la linealidad de la señal de entrada, y se desvía en 1 dB, este punto se llama *punto de compresión de 1 dB*. Ver Figura 2.16.

Desde otro punto de vista, conforme la potencia de entrada RF se incrementa, hay un punto donde la pérdida de conversión aumentará. Cuando se llega al *punto de compresión de 1 dB*, la pérdida de conversión es de 1 dB más alta que cuando la señal de entrada RF fue menor.

La importancia de esta cifra es que es muy útil en la comparación del rango dinámico de varios mezcladores.

Punto de intercepción del Segundo Tono de Tercer Orden: Para caracterizar la distorsión no lineal de un mezclador suele emplearse un parámetro conocido como *punto de intercepción de tercer orden* (IP3) y se define como el punto donde

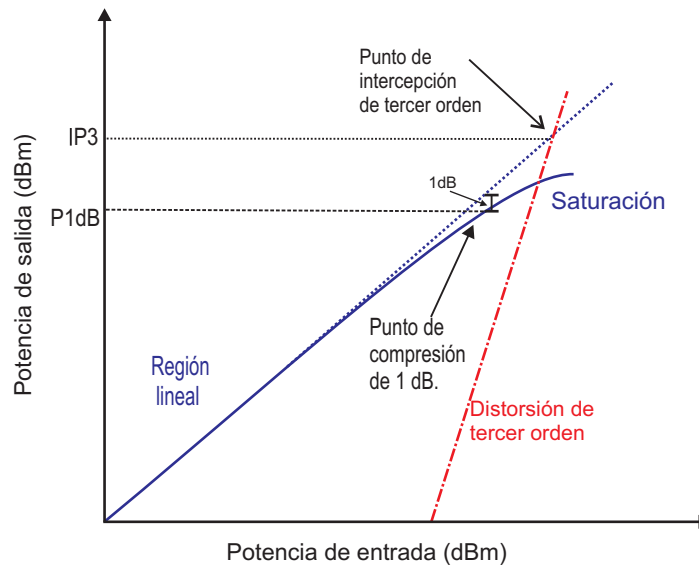


Figura 2.16: Respuesta de un mezclador junto con sus parámetros de distorsión asociados.

se intersectan las rectas teóricas de la potencia de la señal útil y de la potencia de intermodulación. Este parámetro se va a referir a la potencia de salida del dispositivo. Normalmente se suele representar el nivel de distorsión en la misma gráfica de potencia de salida contra potencia de entrada, y más concretamente, el nivel de los productos de intermodulación de tercer orden $2f_{OL} - f_{RF}$ o $2f_{RF} - f_{OL}$ que son los más perjudiciales. Estos productos de intermodulación presentan una pendiente de orden 3 como se ve en la Figura 2.16.

El IP3 es usado en la comparación de dispositivos independientemente del nivel de entrada. Si no se especifica el valor del punto de intercepción de tercer orden, este se puede estimar del *punto de compresión de 1 dB*. Como regla práctica, el valor de IP3 está de 10-15 dB por encima del *punto de compresión de 1 dB*.

Rango dinámico del mezclador: El rango dinámico de un mezclador es el rango de los niveles de potencia de entrada a los cuales el mezclador produce potencias de salida útiles. Este rango está limitado en niveles inferiores por el ruido del dispositivo, mientras que superiormente está generalmente limitado por el *punto de compresión de 1 dB*.

Aislamiento: Hasta ahora hemos visto que las señales RF/OL/FI están presentes en el mezclador. El mezclador tiene tres puertos correspondientes a las señales anteriores (R/L/I). En la práctica, si una pequeña porción de potencia es aplicada a cualquier puerto, habrá fugas a través de los otros dos puertos. El grado en que

la potencia del OL se está fugando a los otros dos puertos es especificado por los aislamientos L-R y L-I (en dB). Estos corresponden a pérdidas entre los puertos respectivos.

Así, el aislamiento L-R es la cantidad de la potencia del OL que es atenuada cuando se mide en el puerto RF. El aislamiento L-I es la cantidad de la potencia del OL atenuada cuando éste es medido en el puerto FI. Cuando el aislamiento es grande, la cantidad de fugas en el mezclador será pequeña.

Razón de Onda Estacionaria (SWR): Una operación eficiente del mezclador requiere de una transferencia máxima de potencia de la señal de entrada a cada uno de los tres puertos. La razón de onda estacionaria (SWR, del Inglés Standing Wave Ratio) cuantifica la cantidad de desajuste de impedancias en cada puerto. Un perfecto ajuste o acoplamiento implica un SWR de 1:1, mientras que un puerto con un SWR de 2:1 indica desajustes en impedancias lo que significa que la potencia incidente se refleja de ese puerto. Ver sección 2.4.1.

2.4.3. Filtro pasa bajas

Las frecuencias extras que son generadas por el mezclador son un problema. No solamente por la pérdida de potencia de señal deseada que representan, sino también por los efectos que estas componentes provocan dentro de los circuitos (tales como saturación de amplificación, etc). Podemos usar un dispositivo llamado *filtro* para removerlas. Un *filtro* selecciona la frecuencia donde está contenida la información, eliminando cualquier otra, quedando sólo la señal de interés para un estudio en particular.

Así, si se quiere conservar la frecuencia diferencia, pero eliminar la frecuencia suma, se usa un *filtro pasa bajas*. En la Figura 2.17, a bajas frecuencias, P está en su nivel máximo P_{max} , pero a altas frecuencias, la potencia de salida es fuertemente reducida. La región a frecuencias más bajas donde P es grande es llamada Banda de paso. Las frecuencias más altas que son eliminadas caen dentro de la Banda de atenuación. La frecuencia de corte, f_c , define el límite de la banda de paso y corresponde a 3 dB de atenuación.

El circuito de un *filtro pasa bajas* puede ser tan simple como un circuito RC en serie. La Figura 2.18 muestra un *filtro pasa bajas*. Para bajas frecuencias la impedancia capacitiva es grande, lo que causa que estas frecuencias son muy poco afectadas por el filtro, es decir, pasan con poca atenuación. En cambio para altas frecuencias sucede lo contrario, la impedancia capacitiva es baja, entonces estas frecuencias no producen una caída de potencial sobre el capacitor logrando así atenuar las altas frecuencias y por lo tanto no aparecen a la salida del filtro.

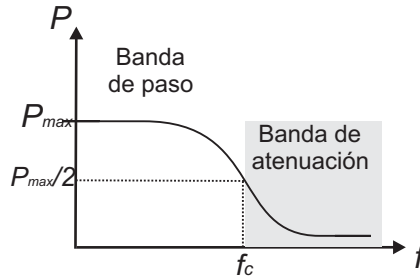


Figura 2.17: Respuesta de un *filtro pasa bajas*. La gráfica muestra la potencia de salida contra la frecuencia.

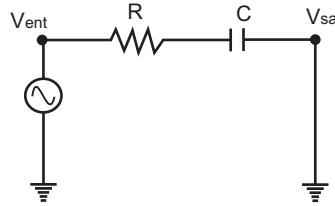


Figura 2.18: Circuito RC en serie. La señal de entrada es el voltaje de entrada V_{ent} y la señal de salida es el voltaje a través del capacitor V_{sal} .

2.4.4. Amplificador de Frecuencias Intermedias

La señal FI saliendo del mezclador, es aún débil. Se requiere amplificarla antes de procesarla en el detector. Se pueden tener uno o varios amplificadores de FI para obtener mejores resultados.

En el amplificador FI es posible lograr ganancias significativas, del orden de 60 a 90 dB, sin comprometer la integridad de la señal.

Los parámetros del amplificador de RF descritos en la §2.4.1 son los mismos para amplificadores de FI.

2.4.5. Detector

Un detector tiene la tarea de obtener de la señal FI la información original de la frecuencia RF. En radioastronomía, la señal es simplemente la potencia (como función de frecuencia, tiempo o polarización). Un detector que se utiliza comúnmente para medir la potencia es el llamado *detector cuadrático*, ver Figura 2.19 . El ejemplo de detector cuadrático más simple es el *diodo* (dispositivo que permite el paso de la corriente eléctrica en una única dirección). La no linealidad del diodo nos da voltaje de salida $\propto$

potencia de entrada. Es decir,

$$V_{sal} = aV_{ent}^2 + V_0 \quad (2.30)$$

donde a y V_0 son constantes que dependen del circuito y del diodo. Por lo tanto, si se aplica diez veces más de voltaje de entrada, se obtiene 100 veces más de corriente a la salida.

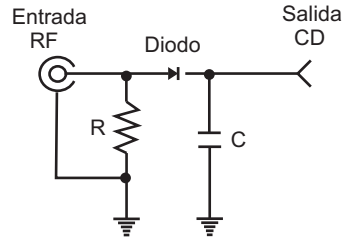


Figura 2.19: Circuito de un diodo detector cuadrático.

El diodo tiene una respuesta cuadrática sólo sobre un rango limitado de voltajes de entrada, por lo que es importante garantizar que el nivel de entrada esté dentro del rango cuadrático. La detección cuadrática del diodo sólo es válida para las señales de entrada pequeñas, típicamente por debajo de -20 dBm.

2.4.6. Integrador

El integrador es un dispositivo que suaviza la señal de entrada. Esto, para eliminar fluctuaciones no significativas antes de ser grabados los datos.

Un integrador es un simple circuito RC en serie. En este caso se trata de un filtro pasa bajas, como se muestra en la Figura 2.18.

Cuando llega una señal de entrada se eleva rápidamente al máximo cargando el capacitor C exponencialmente debido a la resistencia R, deformando la señal. Cuando la señal de entrada cae a cero, se descarga exponencialmente el capacitor a cero a través de la resistencia.

Un integrador suaviza la señal de entrada con una constante de tiempo, τ , dada por la ecuación (2.31). La constante de tiempo resulta de multiplicar el valor de la resistencia en Ohms (Ω) y el capacitor en Faradios (F). τ está medido en segundos.

$$\tau = RC. \quad (2.31)$$

El voltaje de salida puede ser calculada en función del voltaje de entrada como:

$$V_{sal}(t) = V_{ent}e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.32)$$

Capítulo 3

Televisión por Satélite

Se puede decir que la historia de la televisión por satélite comienza en 1945 con la publicación de uno de los artículos de Arthur C. Clarke en la revista “Wireless World”, donde sugiere: las señales son dirigidas al espacio por una antena de “enlace ascendente”, recibidas por un satélite en órbita, procesadas electrónicamente, transmitidas de vuelta a la tierra por una antena de “enlace descendente” y detectadas por una estación receptora en la tierra. Las estaciones receptoras se conocen como TVRO (por sus siglas en Inglés, Television Receive Only). Décadas después, esta descripción de Clarke se volvió una realidad (ver Figura 3.1).

Hoy en día, casi todos los satélites de comunicación y de televisión están posicionados en el **cinturón de “Clarke”**, también conocido como **órbita geoestacionaria**. El cinturón de Clarke se encuentra directamente encima del ecuador terrestre aproximadamente a 35,786 kilómetros sobre el nivel del mar. Este círculo es único ya que en esta órbita la velocidad de un satélite coincide con la de la rotación de la tierra. Por tal razón, vistos desde la tierra, los satélites que giran en esta órbita parecen estar inmóviles en el cielo. Esto permite el uso de antenas fijas, pues su orientación hacia el satélite no cambia. El primer satélite de comunicaciones, el Telstar, fue lanzado por los Estados Unidos en 1962. La primera transmisión de televisión vía satélite se llevó a cabo en 1964.

Actualmente, muchas estaciones de televisión y radio, sistemas de telefonía y redes de datos dependen de los satélites. Numerosas empresas con múltiples ubicaciones han establecido como propiedad privada sus propias redes de satélites para el manejo de sus comunicaciones internas. Esta transformación en los sistemas de comunicación se han acelerado con la introducción de sistemas de más alta frecuencia, debido a que se pueden usar antenas más pequeñas, en comparación con las que se trabajaban en los principios de TVRO en los años 60’s.

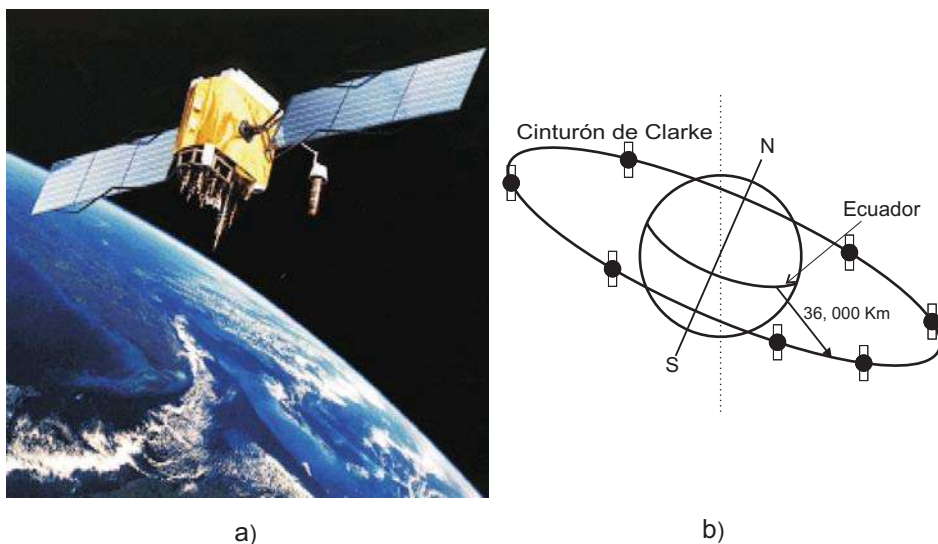


Figura 3.1: a) Representación de un satélite geoestacionario, b) Cinturón de Clarke.

3.1. Enlace satelital

El enlace de un satélite de comunicaciones consiste de una estación emisora terrestre, un satélite de comunicación en el cinturón de Clarke y un número ilimitado de estaciones receptoras en la tierra. Este sencillo enlace logra la abrumadora fuerza de las comunicaciones por satélite, que radica en su capacidad para llegar a cualquier número de personas, ubicadas sobre enormes áreas geográficas, sin la necesidad de conexiones físicas (ver Figura 3.2).

La estación emisora

Una emisora es un dispositivo diseñado para mandar un haz de microondas a un punto específico en el espacio. Las microondas son reflejadas en la superficie de una antena emisora y redireccionadas hacia el espacio. La emisora debe apuntar cuidadosamente la señal hacia un sólo satélite de comunicaciones. Esto se logra teniendo antenas grandes para garantizar un haz lo suficientemente estrecho (resolución angular pequeña) para no interferir con otro satélite.

La frecuencia emisora está típicamente centrada cerca de los 14 GHz. Esta frecuencia portadora lleva las señales de video y audio. La señal es entonces pasada por un amplificador de alta potencia (HPA) antes de ser emitida por la antena, constituyendo el haz de enlace ascendente. El resultado final es que un haz muy estrecho de microondas es transmitido al espacio dirigido a un satélite.

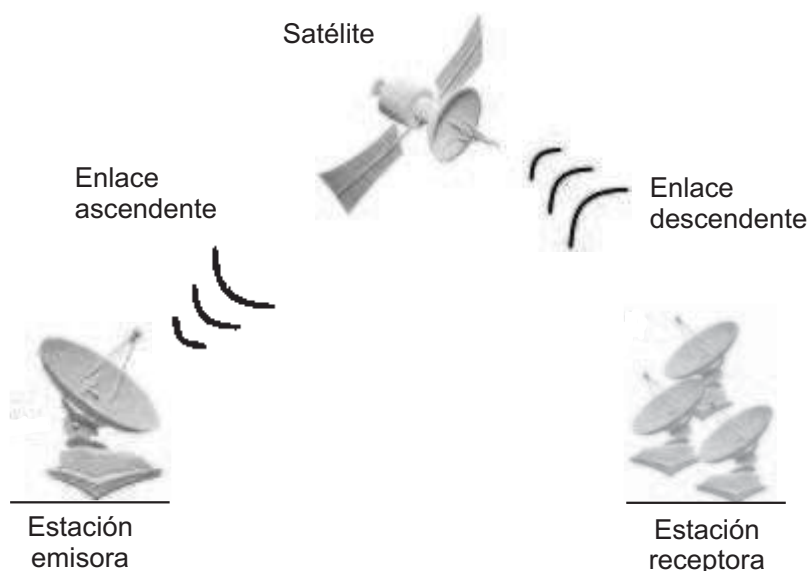


Figura 3.2: Diagrama esquemático del enlace de un satélite de comunicación. Se puede ver la forma gráfica del camino que sigue la señal desde el centro de transmisión hasta los puntos de recepción pasando por el satélite.

Una emisora fija puede ser alimentada por fibra óptica o cable coaxial para conectar la señal a los estudios de transmisión. También se puede alimentar la emisora con la señal recibida por una antena terrestre, que recibe señales enviadas de estaciones móviles. Este método lo utilizan para transmitir eventos especiales tales como noticias, deportes y espectáculos.

La operación de las emisoras es cuidadosamente regulado en varias naciones del mundo. Ya que sus señales son relativamente de alta potencia y pueden por lo tanto interferir con otros sistemas de comunicación, afectando a miles o millones de estaciones receptoras.

Los satélites de comunicación

Los satélites reciben la señal enviada por la estación emisora, cambian la frecuencia de la portadora y después transmiten éste a cualquier zona geográfica que se desee. Estas zonas pueden ser tan grandes como un país o un continente o bien áreas más locales. Por ejemplo, muchos satélites americanos emplean una antena que transmite a todo los Estados Unidos y una segunda que tiene una cobertura más localizada solamente hacia las islas Hawaianas. Los satélites de Europa tales como el Astra o la serie Eutelsat transmiten tres o más haces a varias regiones.

La estación receptora

Los sistemas para la recepción de señales satelitales usan una antena diseñada para captar y concentrar la señal débil que llega y reflejarla al foco donde están captadas por el alimentador. Aquí las señales pasan a un sistema electrónico donde son convertidas a una forma comprensible para cualquier televisión (ver Figura 3.3).



Figura 3.3: Esquema de la estación receptora.

3.2. Asignación de frecuencias en el mundo

Las naciones del mundo han trabajado en conjunto para asignar porciones del espectro electromagnético para varios medios de comunicación y usuarios, bajo la dirección de La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). En el Cuadro 3.1 se puede ver que hay varias bandas de frecuencia (del orden de cientos de MHz) de uso exclusivo para la televisión.

Las transmisiones de las señales para la televisión por satélite pueden realizarse mediante **Satélites de Servicio Fijo**, abreviado como **FSS** (del acrónimo Inglés **Fixed Satellite Service**), mediante **Satélites de Radiodifusión Directa** (**DBS**, del Inglés **Direct Broadcast Satellite**) pensados para difundir directamente la señal de TV a los usuarios, o mediante la **Banda de Servicios para Negocios**, abreviado como **BBS** del acrónimo Inglés **Business Band Service**. Cada uno funciona para sus propios propósitos y bajo la política de la UIT.

La televisión por satélite transmite usualmente en la banda-Ku, que utiliza rangos de frecuencias desde 10 hasta los 17 GHz. El subrango dentro de la banda-Ku que es

Frecuencia (MHz)	Asignación del usuario
3-30	Móvil Aeronáutico,Radiodifusión,Aficionados,etc(HF)
30-54	Móvil
54-72	Radiodifusión de TV 2,3 y 4
72-76	Radionavegación Aeronáutica, Móvil
76-88	Radiodifusión de TV 5 y 6
88-108	Radiodifusión Sonora en FM
108-117	Radionavegación Aeronáutica
117-137	Móvil Aeronáutico
137-144	Meteorología por Satélite, Móvil por Satélite
144-148	Aficionados
148-150	Móvil, Radionavegación por Satélite
150-174	Fijo,Móvil,Móvil Marítimo
174-216	Radiodifusión de TV 7-13
216-312	Móvil, Fijo, Radiolocalización
312-420	Móvil,Radionavegación Aeronáutica, Móvil por Satélite
420-450	Aficionado, Móvil, Fijo
450-470	Móvil, Fijo
470-806	Radiodifusión de TV 14-69

Cuadro 3.1: Atribución de algunas frecuencias de México.

utilizado para los satélites comerciales de TV comprende frecuencias desde 10.7 hasta 12.75 GHz.

El uso de este bloque de frecuencias para la industria TVRO está resumida en la Cuadro 3.2. La banda-Ku se divide en sub-bandas que cubren ciertas regiones geográficas; según lo determinado por la UIT se dividen en la Región 1, Región 2 y Región 3.

Polarización y reutilización de frecuencias

El uso del radio espectro es pesado y la competencia por el espacio asignado puede ser grande. Como resultado, se han desarrollado métodos innovadores para “re-usar” o para tener más de un usuario simultáneamente compartiendo la misma porción del espectro. Así, para lograr una mejor utilización del espectro disponible se recurre al método de polarización.

La polarización puede definirse de una manera simple como la trayectoria descrita por el vector del campo eléctrico de una onda electromagnética en propagación. Los

REGIÓN 1: EUROPA, MEDIO ESTE and ÁFRICA (35°E to 56°E)		
	Banda-Ku	Banda-C
Satélite de Servicio Fijo (FSS)	10.95 a 11.20	
	11.20 a 11.45	
	11.45 a 11.70	
Satélite de Radiodifusión Directa (DBS)	11.70 a 12.50	
Banda de Servicio para Negocios (BBS)	12.50 a 12.75	
REGIÓN 2: NORTE, CENTRO Y SUDAMÉRICA (57°W to 146°W)		
	Banda-Ku	Banda-C
Satélite de Servicio Fijo (FSS)	11.70 a 12.20	3.70 a 4.20
Satélite de Radiodifusión Directa (DBS)	12.20 a 12.70	
REGIÓN 3: INDIA, ASIA y el PACÍFICO (170°W to 40°E)		
	Banda-Ku	Banda-C
Servicio Fijo y/o Radiodifusión	11.70 a 12.75	

Cuadro 3.2: Asignación de frecuencias para satélites de comunicación en la banda-Ku y C por la UIT (Frecuencias en GHz).

tipos de polarización utilizados en las transmisiones de señales de TV por satélite son Polarización Circular (Derecha o Izquierda) y Polarización Lineal (Horizontal o Vertical). En la Figura 2.7 se pueden ver los dos tipos de polarización.

Las polarizaciones son independientes lo cual permite reutilizar las frecuencias para transmitir vía satélite. Es decir, la polarización tanto horizontal como vertical (y la polarización circular derecha o izquierda) se pueden aplicar simultáneamente a una sola frecuencia. Esto significa que muchos canales se pueden transmitir por duplicado (es decir, una frecuencia por ambas polarizaciones).

3.3. Cálculos de potencias

En esta sección calcularemos la potencia de recepción y de emisión de la señal durante el trayecto del enlace satelital.

Proceso del enlace satelital

La potencia que emite la estación emisora hacia el satélite es típicamente del orden de unos pocos Kilowatts (KW) (ver Cuadro 3.3, a modo de comparación con las potencias de algunos otros aparatos eléctricos). En el trayecto de subida, la señal sufre pérdidas de potencia debidas a la enorme distancia recorrida, a la difusión del haz inicial y a la pequeña área colectora en el satélite. Por lo tanto, la señal que recibe el satélite es extremadamente débil.

La señal recibida por el satélite está amplificada antes de ser procesada y re-enviada a la Tierra por el enlace descendente. Conforme desciende, se atenúa por las mismas razones que en el enlace de subida, y al llegar a la estación receptora, debe ser amplificada una vez más. Cabe notar que la señal llegando a la Tierra es aún más débil, porque la potencia de emisión es menor y la dilución geométrica es mayor para el enlace descendente.

Densidad de Flujo y Atenuación

Las pérdidas de potencia más grandes en un enlace satelital ascendente o descendente se deben a la enorme expansión en el área que cubre la potencia de la señal. Para calcular esta atenuación nos apoyamos en la Figura 3.2. Como ejemplo, suponemos que en la estación emisora se tiene una antena de 10 metros (m) de diámetro radiando una señal con una potencia de 100 KW a una frecuencia de 14 GHz. Esta señal llega a un satélite que posee una antena de 2 m de diámetro. Suponemos que ambas antenas son 100 % eficientes.

Primero calculamos la Densidad de Flujo de Potencia (F) que transmite la antena emisora y la densidad de flujo que recibe el satélite para conocer la pérdida de potencia que sufre la señal a lo largo del enlace ascendente.

La densidad de flujo (potencia por unidad de área) emitida por la antena emisora se calcula en la ecuación (3.1). La superficie sobre la que los 100 KW está distribuida tiene un área igual a $25\pi \text{ m}^2$.

$$F_{tierra} = \frac{10^5 \text{ W}}{25\pi \text{ m}^2} = 1,273 \text{ Wm}^{-2}. \quad (3.1)$$

Con $\lambda = 0.02 \text{ m}$ y $D = 10 \text{ m}$ calculamos el ángulo del haz incidente (θ), igual a 0.002 radianes (ver ecuación 2.5). Enseguida el diámetro del patrón del haz es igual a 71,572 m, usando $\theta = 0.002$ y $r = 35,786 \times 10^3 \text{ m}$ en la ecuación $S = \theta r$, donde r es la distancia entre la estación y el satélite. Ahora, con este diámetro, encontramos que el área de la superficie esférica de recepción es $(\frac{71,572}{2})^2 \pi \text{ m}^2$.

Así, la potencia por unidad de área recibida en el satélite es calculada por

$$F_{satelite} = \frac{10^5 \text{ W}}{\left(\frac{71,572}{2}\right)^2 \pi \text{ m}^2} = 2.49 \times 10^{-5} \text{ Wm}^{-2}. \quad (3.2)$$

Ahora, si multiplicamos la ecuación (3.2) por el área de la antena del satélite igual a $\pi \text{ m}^2$ obtenemos que la potencia que recibe el satélite es de $7.82 \times 10^{-5} \text{ W}$.

La fórmula para calcular la atenuación (*Aten.*) de la señal con respecto a la potencia de emisión y a la de recepción se calcula como

$$Aten. = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{satelite}}{P_{tierra}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{7.82 \times 10^{-5} \text{ W}}{10^5 \text{ W}} \right) = -91 \text{ dB}. \quad (3.3)$$

Ahora calculamos la misma atenuación por otro camino, mostrando explícitamente las dos contribuciones a ésta. La atenuación debido a la razón de densidades superficiales de potencia se muestra en la ecuación (3.4). La atenuación debido a la razón de las áreas de las antenas involucradas en la emisión y recepción de la señal se muestra en la ecuación (3.5).

$$Aten. = 10 \log_{10} \left(\frac{F_{satelite}}{F_{tierra}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{2.49 \times 10^{-5} \text{ Wm}^{-2}}{1,273 \text{ Wm}^{-2}} \right) = -77 \text{ dB}. \quad (3.4)$$

$$Aten. = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{tierra}}{A_{satelite}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{25\pi \text{ m}^2}{\pi \text{ m}^2} \right) = -14 \text{ dB}. \quad (3.5)$$

Nótese que las dos atenuaciones anteriores no coinciden con la ecuación (3.3). Sin embargo, si se suma la ecuación (3.4) y la (3.5) obtenemos la atenuación total.

El mismo razonamiento que acabamos de ver también se puede aplicar al enlace descendente, en donde los papeles del emisor y receptor se intercambian entre el satélite y la estación terrena.

Ahora la potencia a la que transmite un satélite es mucho menor a la potencia de una emisora terrestre. La señal transmitida por el satélite es del orden de 10 Watts de potencia, que corresponde a 40 dBm. Esta señal llega a una antena de 1 metro de diámetro. Del razonamiento anterior, las pérdidas de potencia introducidas son de -113 dB. Entonces la potencia recibida en la estación receptora terrestre es de -73.5 dBm que equivale a $4.5 \times 10^{-8} \text{ mW}$. Esta señal es de muy baja potencia por lo que es necesario tener un LNA para amplificarla hasta valores utilizables.

Nivel de potencia (dBm)	Potencia	Uso
77	50 KW	Potencia de emisión de estaciones tradicionales de radio y TV.
27	500 mW	Potencia de emisión típica de teléfonos móviles.
-127.52	1.8×10^{-13} mW	Potencia de la señal recibida de un satélite GPS.

Cuadro 3.3: Tabla de potencias de algunos usos habituales.

3.4. LNB

Como se pudo observar, la señal enviada por el satélite llega con muy baja potencia a las antenas receptoras, por lo que es necesario amplificar la señal para lograr una recepción adecuada. También la frecuencia de la señal es demasiado alta para poder ser procesada en la estación receptora (una televisión tradicional maneja frecuencias menores que 1 GHz), así que será necesario bajar la frecuencia. Se pueden solucionar estos dos problemas utilizando un LNB.

3.4.1. ¿Qué es un LNB?

El **Bloque de Bajo Ruido** conocido como **LNB** (por sus siglas en Inglés **L**ow **N**oise **B**lock **C**onverter) tiene la importante función de detectar las señales que colecta el alimentador, convertir la energía de las ondas en señales eléctricas, amplificar esta señal débil y convertir la señal (un bloque de frecuencias que corresponde a la pasa banda) a una banda de frecuencias menor; y esto lo hace sin meter mucho ruido. Normalmente el LNB está situado en el foco de una antena parabólica con el propósito de recibir las señales reflejadas en ésta. Esto tiene la ventaja de que se puede pasar la señal desde la antena hasta la casa con un simple cable coaxial en lugar de una guía de onda.

3.4.2. Sus componentes

Un LNB en realidad es un conjunto compuesto por un alimentador, una cavidad resonante y la electrónica correspondiente. Estos componentes forman un LNB como se puede ver en la Figura 3.4.

El circuito interno de un LNB contiene principalmente MMICs (del acrónimo inglés Monolithic Microwave Integrated Circuits) en base de transistores de efecto de

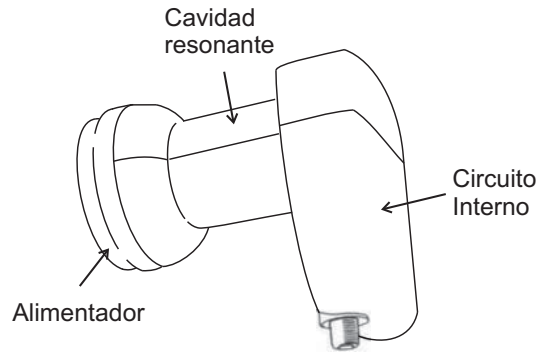


Figura 3.4: Componentes de un LNB.

campo compuestos por arseniuro de galio (GASFET), que poseen las características de funcionar a altas frecuencias con bajo ruido.

El LNB procesa las señales mediante varias etapas. Primero, se amplifica la señal proveniente del satélite mediante un Amplificador de Bajo Ruido o LNA. Enseguida la etapa de Block Down Converter (BDC) se efectúa mediante el proceso de heterodinaje (ver §2.3).

Como puede notarse, un LNB se trata básicamente de un Receptor Superheterodino, así que podemos fácilmente sustituir casi todos los elementos del Receptor (amplificador RF, un convertidor de frecuencias y un filtro pasa bajas) por un LNB (comparar Figura 2.12 con Figura 3.5). Las únicas componentes que faltan son el detector y el registro.

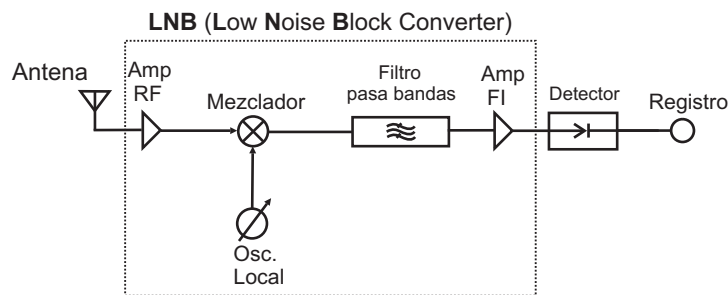


Figura 3.5: Diagrama de bloques de un radiotelescopio utilizando un LNB. La línea punteada indica las componentes que se encuentran dentro del LNB.

Los dos factores necesarios para determinar el rendimiento y la calidad de un LNB son su ganancia y su temperatura de ruido. Estos dispositivos tienen una elevada ganancia de alrededor de 50 a 60 dB y valores típicos de temperatura de ruido de 10 a 30 K. A menor temperatura de ruido mayor será la calidad de la señal.

Polarización y sus voltajes

Como mencionamos en la §3.2, las señales de TVRO pueden estar polarizadas en cuatro diferentes formas (Derecha o Izquierda, Horizontal o Vertical). Por tal razón debemos tener en cuenta si el LNB cumple con las especificaciones necesarias para que pueda captar la señal del satélite.

El alimentador del LNB es sensible a dos polarizaciones y se puede escoger entre las dos por medio de un control de voltaje. Generalmente se utilizan dos valores: ~ 13 V para Polarización Vertical o Circular Derecha y ~ 18 V para Polarización Horizontal o Circular Izquierda.

3.5. Cambio de la banda-C a la banda-Ku en TVRO

En los años 60's, el rango de frecuencias utilizado en las transmisiones satelitales fue la banda-C que comprende frecuencias desde 3.7 hasta los 4.2 GHz. El diámetro típico de las antenas receptoras era grande de entre 2 y 5 metros. Los sistemas en la banda-C eran la vanguardia en electrónica; fabricar sistemas de mayor frecuencia no era factible para uso doméstico. Con el tiempo la banda-C se fue quedando obsoleto. Las razones fueron: que se requerían antenas más grandes; era más vulnerable a interferencias terrestres, y existían interferencias con satélites adyacentes (es decir, el patrón de radiación de las antenas es muy grande como para detectar señales extras de satélites cercanos al de interés) como se puede ver en la Figura 3.6.

Para solucionar estos problemas hubo la necesidad de utilizar un rango más alto de frecuencias. Así que se remplazó la tecnología en la banda-C por tecnología en la banda-Ku que comprende frecuencias de 10 hasta 17 GHz. Actualmente, se utiliza mucho la banda-Ku para la televisión por satélite porque las antenas son más pequeñas (de 40 a 120 cm) y menos costosas (ver Figura 3.7). Este hecho da lugar a que más gente pueda tener antenas en sus hogares. Otra importante ventaja de esta banda es que se pueden tener más satélites en el cinturón de Clarke, debido a que las antenas tienen haces más angostos evitando interferencias con otros satélites adyacentes (ver Figura 3.6).

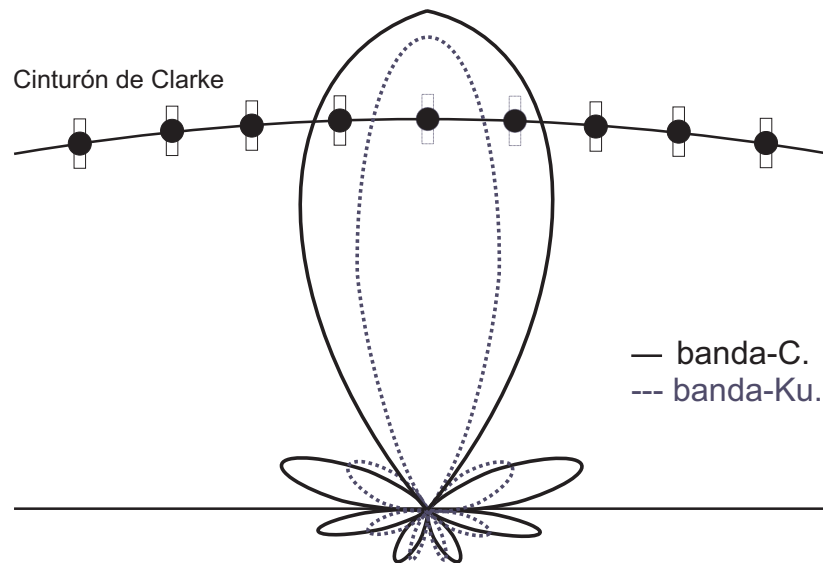


Figura 3.6: Patrón de radiación para antenas en la Banda-C y para antenas en la Banda-Ku.

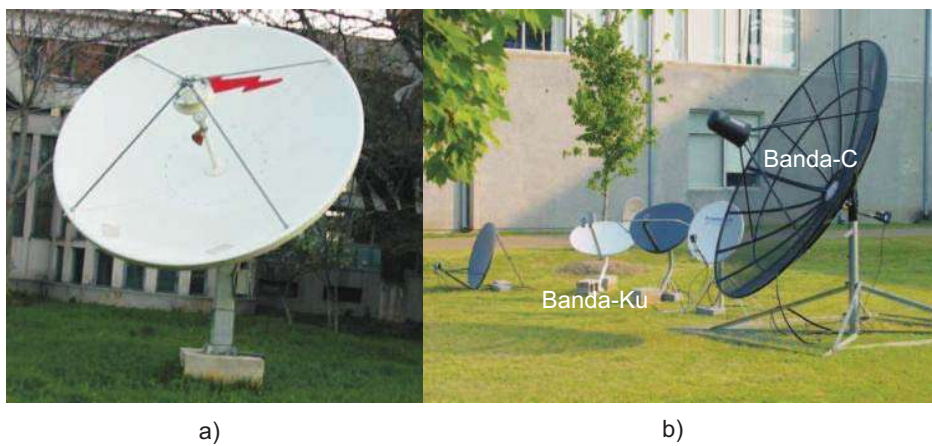


Figura 3.7: a) Antena para Banda-C, b) Comparación entre antenas para Banda C y Ku.

Capítulo 4

Diseño y Construcción del Radiotelescopio de 1.5 metros

La teoría básica de un radiotelescopio se describe en el Capítulo 2. Ahora en el Capítulo 4 aplicamos esa discusión a nuestro proyecto que es la construcción de un radiotelescopio en las bandas C y Ku.

Las partes que conforman nuestro radiotelescopio se presentan en el diagrama de la Figura 4.1. Si se compara este diagrama con la Figura 3.5 se puede notar que esencialmente son iguales. Así, nuestro radiotelescopio está conformado por una antena, un LNB, un detector y el registro.

Cada una de estas componentes se describen en mayor detalle a continuación.



Figura 4.1: Arreglo de nuestro radiotelescopio.

4.1. Antena

La antena utilizada en este trabajo es una antena tipo reflectora parabólica. Para definir sus características nos referimos a la Figura 4.2; donde D es el diámetro de la antena, f es la distancia focal (distancia del origen al foco, y del origen a la directriz) y c la profundidad de la parábola desde su centro.

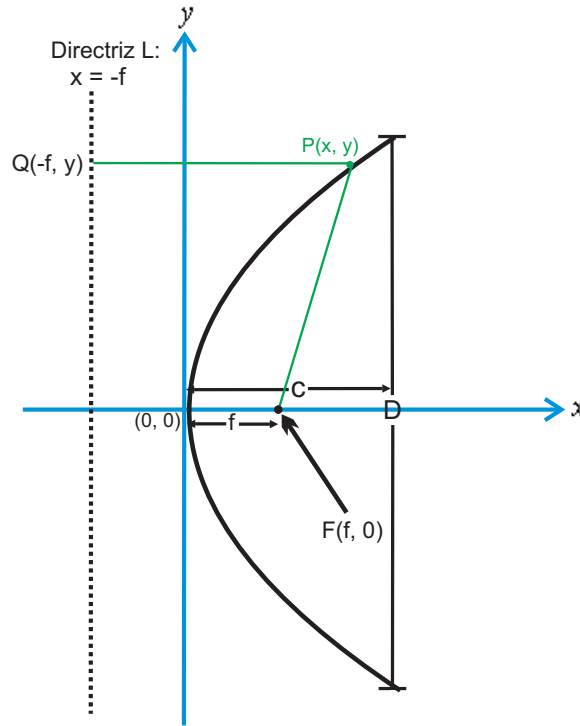


Figura 4.2: Geometría de un plato parabólico.

Las características de una parábola se pueden encontrar en base de su forma matemática. Una parábola se define como el lugar geométrico de los puntos equidistantes de una recta dada (llamada directriz) y un punto fijo (el foco).

Nosotros escogemos ubicar el foco F a través del eje- x que es perpendicular a la directriz L , y tomamos el origen a la mitad de F y L . Si la distancia entre F y L es $2f$, podemos asignar a F las coordenadas $(f, 0)$ y la ecuación de L es $x = -f$, como en la Figura 4.2. Entonces $P(x, y)$ está sobre la parábola si y sólo si la distancia PF y PQ son iguales:

$$PF = PQ \quad (4.1)$$

donde $Q(-f, y)$ es la intersección de la perpendicular de P a L . De la fórmula de la distancia, $PF = \sqrt{y^2 + (x - f)^2}$ y $PQ = \sqrt{(x + f)^2}$.

Cuando igualamos esas dos expresiones, elevamos al cuadrado, y simplificamos, obtenemos

$$y^2 = 4fx. \quad (4.2)$$

Como $x = \frac{y^2}{4f}$ y en la boca de la parábola $x = c$ y $y = \frac{D}{2}$, tenemos que:

$$c = \frac{D^2/4}{4f} = \frac{D^2}{16f} \quad (4.3)$$

Por lo tanto,

$$f = \frac{D^2}{16c}, \quad (4.4)$$

así por medio de mediciones de D y c podemos obtener f .

Existe otro parámetro importante de los reflectores parabólicos: se trata de la razón entre la distancia focal y el diámetro (f/D). La razón distancia focal-diámetro determina la forma de la parábola, lo cual en su turno afecta otro aspecto del diseño tal como la forma del alimentador. Dicha razón está directamente relacionado con el ángulo subtendido por el borde del plato visto desde el foco, y por lo tanto también del ancho del haz de alimentación necesario para iluminar efectivamente la antena.

Los valores prácticos para la razón f/D oscilan entre 0.2 y 0.8. Para valores de f/D grandes tenemos parabólas poco profundas, mientras que valores de f/D pequeños producen un plato más profundo (ver Figura 4.3). Los platos menos profundos son más sensibles a la entrada de interferencia; en cambio, los platos más profundos minimizan las interferencias razón por la cual son muy usados en el comercio.

Para valores de la razón f/D grandes la posición del alimentador está más lejos de la antena y por lo tanto el alimentador tiene que proyectar su potencia en un ángulo más angosto. Para valores de f/D pequeños el alimentador está cerca de la antena por lo que el alimentador tiene que difundir su potencia en un ángulo mayor para iluminar eficientemente la antena. El valor de f/D igual a 0.25 indica que el alimentador está colocado al mismo nivel del borde del plato.

Una típica antena usada en radioastronomía tiene un valor de $f/D \approx 0.4$. Nuestra antena, con las dimensiones de $D = 1.5$ m y $c = 21.6$ cm, tiene una distancia focal de $f = 65.1$ cm y una razón $f/D = 0.43$.

4.2. LNB

Utilizamos un LNBF modelo BSC621 de la compañía DMS International. Un LNB con un FeedHorn (o Alimentador) integrado se denomina LNBF; por comodidad llamaremos al LNBF simplemente como LNB. Es un LNB C/Ku Digital con un switching de 22 kHz. Es decir, trabaja en la banda C y en la banda Ku mediante un Switcheo de 0/22 KHz desde el receptor, ver Figura 4.4. En la banda C trabaja en la banda de

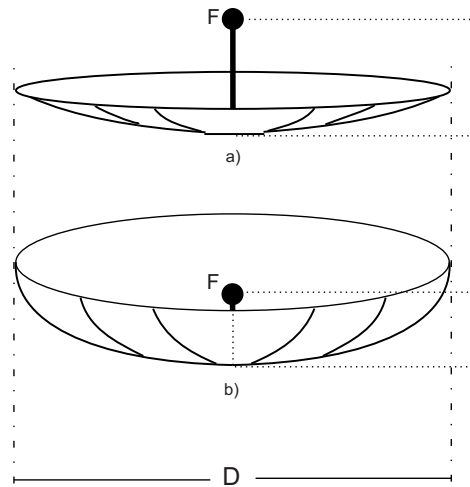


Figura 4.3: a) Razón $f/D=0.38$ representa una antena con poca profundidad, sensible a interferencias, ideal para zonas alejadas de la ciudad. b) Razón $f/D=0.25$ implica una antena con mayor profundidad mejor para zonas urbanas con interferencia. La línea punteada indica la posición del alimentador.

frecuencias RF de 3.4 a 4.2 GHz (o en el intervalo de 8.8 a 7.1 cm de longitud de onda). La frecuencia del OL es de 5.150 GHz lo cual proporciona una banda de FI de 0.95 a 1.75 GHz. Su ganancia es de aproximadamente 65 dB.

En la banda Ku trabaja en la banda de frecuencias RF de 11.7 a 12.5 GHz (o en el intervalo de 2.6 a 2.4 cm de longitud de onda). La frecuencia del OL es de 10.750 GHz y por tanto la banda de FI es de 0.95 a 1.75 GHz. Su ruido es aproximadamente 0.3 dB.

La frecuencia del OL en la banda C merece comentario, ya que su valor es mayor que el de la frecuencia de recepción. Ésto es al revés de la situación más típica, que desarrollamos en el Capítulo 2. En la Figura 4.5 se muestra un esquema de frecuencias del LNB para dos casos: cuando la frecuencia del OL es menor y mayor a la banda de frecuencias RF. Noté en el inciso a) de la figura, que la frecuencia OL es menor a la banda de frecuencias RF ($RF_b - RF_a$) y la banda de frecuencias FI ($FI_b - FI_a$) no se intercambia con respecto a sí misma, después de la conversión. Pero en el inciso b) donde la frecuencia OL es mayor a la banda de frecuencias RF, la banda de frecuencias FI se invierte ($FI_a - FI_b$). Cualquiera de los dos casos es válido para un sistema superheterodino. Esta inversión (o no-inversión) de la banda FI es importante cuando el propósito es medir la potencia de la señal como función de frecuencia (es decir, observaciones de modo línea espectral). En nuestro caso (observaciones de modo continuo) nos importa solamente la potencia total sobre toda la pasabandas. En tal caso, es irrelevante si la frecuencia del OL es menor o mayor que la frecuencia FI.

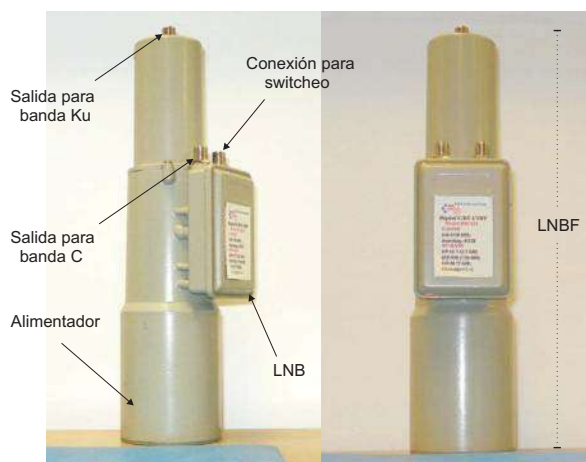


Figura 4.4: Foto del LNB. Esencialmente es un cilindro de 25 cm de altura y 6.5 cm de diámetro. Utiliza conectores tipo F para Banda C y Ku.

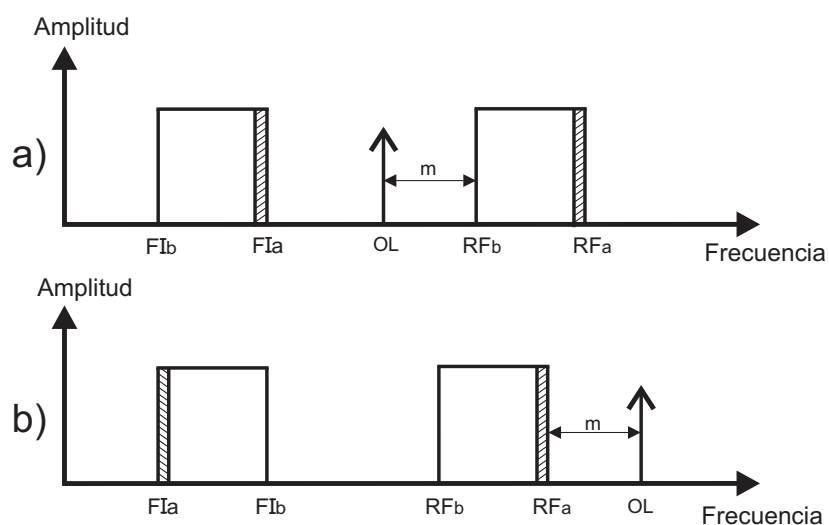


Figura 4.5: a) Esquema de frecuencias para el caso cuando la frecuencia OL es menor que la banda de frecuencias RF. b) Esquema de frecuencias para el caso cuando la frecuencia OL es mayor que la banda RF. m muestra la parte inferior de FI, ya que la diferencia mínima corresponde a la frecuencia de diferencia mínima.

4.3. Detector

Se utilizó como detector un Buscador de Satélites (Satellite Finder). Opera en el rango de frecuencias de 0.95 a 2.3 GHz. Tiene una ganancia de 17 dB. Funciona

conectado a una fuente de poder de 13 a 18 V de DC. Ver Figuras 4.6 y 4.7.

Escencialmente es un diodo para medir la potencia entrante, con un amplificador para impulsar un indicador (aguja) y una bocina. Desconectamos la bocina y tomamos la señal de ese punto para pasarla al registro. Ajustando el control de nivel (un potenciómetro) se modifica la sensibilidad del dispositivo. Así al girar el botón en sentido de las manecillas del reloj aumentamos la sensibilidad del Buscador. Y cuando giramos en sentido contrario de las manecillas del reloj, la sensibilidad disminuye.



Figura 4.6: Fotografía del buscador de satélites.

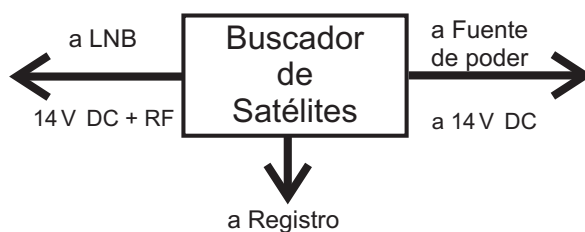


Figura 4.7: Esquema de las conexiones del buscador de satélites.

4.4. Registro

Una de las formas de registro que se utilizó para hacer pruebas del funcionamiento del radiotelescopio fue un registro típico con papel (CHART RECORDER) HEATH ZENITH modelo SR-204, ver Figura 4.8. Se utilizó este tipo de registro ya que posee la ventaja de ser cuantitativo, y nos permite ver los resultados más rápido que la computadora en pruebas preliminares.



Figura 4.8: Foto del registro típico de papel.

Para la mayoría de las pruebas, donde se necesitó que los datos se encontraran en forma electrónica para su fácil manejo, se utilizó un sistema DAQ de LabVIEW que es otra de las formas de registro disponible en el laboratorio. Es una herramienta gráfica que nos permite hacer pruebas, manejo y control de los datos en la computadora. LabVIEW es un programa de National Instruments, se utilizó la versión 8.5. La tarjeta de adquisición de datos utilizada es la NI PXI-6255, la cual tiene un Convertidor Analógico-Digital (ADC) de 16 bit con muestreo de 1.25 MS/seg. Ver Figura 4.9 y 4.10.

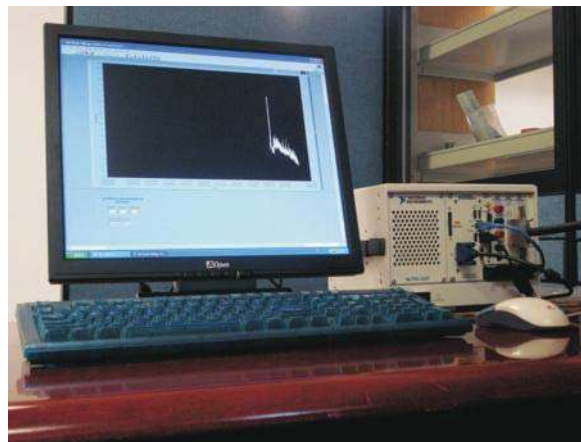


Figura 4.9: Despliegue de LabView en la computadora. La tarjeta NI PXI-6255 se encuentra en el chasis al lado derecho del monitor.

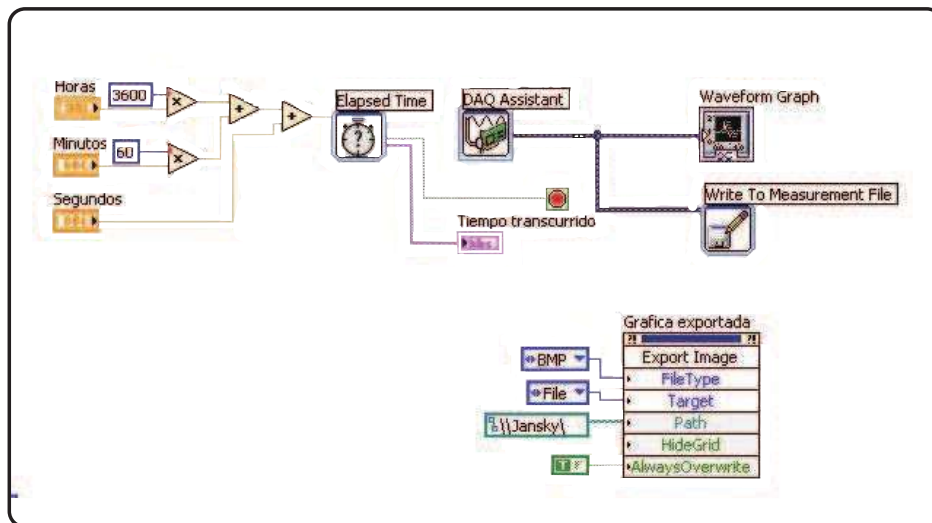


Figura 4.10: Diagrama de bloques de control de LabVIEW.

Capítulo 5

Pruebas y Caracterización del Radiotelescopio de 1.5 metros

Las pruebas y caracterización del radiotelescopio tienen como motivo principal comprobar el funcionamiento de nuestro diseño y obtener parámetros básicos, tales como el tamaño del haz primario, y los niveles de los lóbulos secundarios. Para efectuar las pruebas y caracterización empezamos con observaciones al Sol, que es el astro más fácil de detectar. Encontramos que el Sol fue demasiado intenso, y requería de atenuación en el circuito de detección que fue problemático por la energía disipada en los atenuadores tanto como el nivel de sensibilidad en el buscador de satélites. Por lo tanto, cambiamos a la Luna como el astro más adecuado para caracterizar el telescopio.

5.1. Un poco más de teoría

5.1.1. Ensanchamiento del haz: convolución

En la observación de los astros es útil clasificarlas según su tamaño con respecto al elemento de resolución angular del telescopio. Existen dos casos extremos:

Fuente puntual: Cuando el tamaño angular de la fuente es mucho menor que el haz del telescopio. En tal caso se dice la fuente no se puede resolver, o sea, es una fuente puntual.

Fuente extendida: Cuando el tamaño angular de la fuente es mayor que el haz de la antena. Es decir la fuente está resuelta y es posible ver cierta morfología de la fuente.

Muchas mediciones de laboratorio son una convolución de la respuesta del instrumento con el objeto a medir. Las observaciones radio astronómicas son un buen ejemplo: lo que medimos es la convolución del haz del telescopio con el perfil del astro.

La convolución se define como la integral del producto de dos funciones después de que una sea invertida y desplazada una distancia u . La convolución de dos funciones $f(x)$ y $g(x)$ es

$$f(x) * g(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(u)g(x-u) du.$$

La misma convolución es una función de x , digamos $h(x)$. En el caso especial que las funciones $f(x)$ y $g(x)$ son gaussianas, su convolución también es gaussiana.

En la Figura 5.1 se puede ver el resultado de una convolución. En el inciso a) la convolución de una gaussiana ancha (por ejemplo, un haz de telescopio) y una gaussiana angosta (por ejemplo, una fuente puntual) da como resultado el perfil de la gaussiana ancha, es decir, el haz del telescopio. Esto, porque la contribución de la gaussiana angosta a la convolución es despreciable. En el inciso b) el resultado de la convolución de dos gaussianas anchas es un perfil gaussiano aún más ancho. El ensanchamiento resultante nos permite conocer el tamaño del astro, dado que conocemos el tamaño del haz de telescopio, como mostramos en seguida.

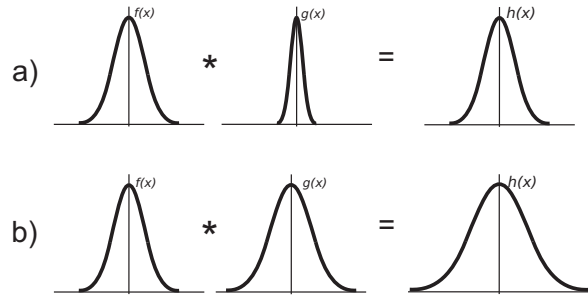


Figura 5.1: a) Convolución de una gaussiana mucho más ancha que la otra, b) Convolución de dos gaussianas de anchas similares.

En el caso de la convolución de dos gaussianas se puede mostrar que la relación entre sus tamaños es

$$\theta_{obs}^2 = \theta_{haz}^2 + \theta_{astro}^2, \quad (5.1)$$

donde θ_{obs} es el tamaño angular que observamos, θ_{haz} es el tamaño del haz del telescopio y θ_{astro} es el tamaño angular del astro en estudio.

Consideremos el tamaño del astro en función del tamaño del haz del telescopio en la ecuación 5.1, es decir: $\theta_{astro} = \frac{1}{f}\theta_{haz} \Rightarrow \theta_{obs}^2 = \theta_{haz}^2 + (\frac{1}{f}\theta_{haz})^2 \Rightarrow \theta_{obs} = \sqrt{1 + f^{-2}} \theta_{haz}$.

En el Cuadro 5.1 se calcula el ensanchamiento del haz observado en función del tamaño del astro (en unidades del haz del telescopio). Se puede observar que para valores de $\theta_{astro} \ll \theta_{haz}$ (por ejemplo, $f > 4$) casi no hay ensanchamiento por lo tanto corresponde a una fuente puntual. Ahora si $\theta_{astro} = \frac{1}{2}\theta_{haz}$ ($f = 2$) vemos que $\theta_{obs} = 1.12 \theta_{haz}$; es decir, el haz observado está ensanchado un 12% del haz del telescopio. Ahora si $\theta_{astro} = \theta_{haz}$ ($f = 1$) se observa un ensanchamiento de 41%.

f	$1/f$ $\theta_{astro}(\theta_{haz})$	$\sqrt{1+f^{-2}}$
10	0.1	1.00
7	0.14	1.01
4	0.25	1.03
3	0.33	1.05
2.45	0.4	1.08
2.3	0.43	1.09
2	0.5	1.12
1.41	0.7	1.22
1	1	1.41
0.8	1.3	1.60
0.5	2	2.24

Cuadro 5.1: Cálculo del ensanchamiento del haz observado en función del haz del telescopio.

5.1.2. Telescopio de tránsito: medición de ángulos con tiempo

Nuestro equipo es un telescopio de tránsito (Figura 5.2), es decir que ajustamos la elevación de la antena de tal forma que el astro de interés deriva justo enfrente de la antena cuando pasa por el meridiano Norte-Sur. Estos telescopios se basan en la rotación de la Tierra para poner objetos en su campo de visión. Una desventaja de este diseño es que se observa una sola vez al día. Pero una gran ventaja es que no se necesita de motores para mover la antena para seguir al astro.

Sabemos del periodo de rotación de la Tierra que en 24 horas recorre 360° , que equivalentemente cada 4 minutos recorre 1° . Es decir, podemos convertir tiempo a ángulo por medio del factor 4 min/ $^\circ$. Con este factor, y teniendo como dato el tamaño del haz de la antena, se puede estimar el tiempo que permanecerá un astro puntual dentro del campo de visión de la antena.



Figura 5.2: Nuestro radiotelescopio de tránsito. Se puede ajustar la elevación del plato para captar astros distintos, pero la base se queda alineada sobre una línea Norte-Sur para captar el astro cuando pase por el meridiano.

5.2. Forma esperada para el haz observado

Para una antena ideal el patrón de recepción del alimentador es uniforme dentro del diámetro de la antena y cero fuera de él (ver sección 2.2.10). En la realidad no sucede de esta manera sino que queda entre dos casos extremos. Se puede tener el caso cuando se capta la radiación sobre todo el diámetro más radiación proveniente de atrás de la antena. Es decir, se agrega ruido al sistema pero se aprovecha de toda la superficie de la antena. Alternativamente, se puede tener el caso cuando sólo se recibe radiación sobre un área menor del diámetro del plato. En tal caso no se aprovecha al máximo la abertura de la antena, pero no se inserta ruido adicional. Para el primer caso, el patrón de sensibilidad de la antena se aproxima a una función

$$E(\theta) = \frac{2\lambda}{\pi D} \frac{J_1\left[\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \sin(\theta)\right]}{\sin(\theta)}, \quad (5.2)$$

donde J_1 , es una función de Bessel de primer orden, ver Figura 5.3.

En radioastronomía es común aproximar el haz del telescopio con una función gaussiana, aunque en realidad la función sea Besseliana como en la Figura 5.3. Esta figura muestra que una función de Bessel y una Gaussiana son muy parecidas, sobre todo en el rango del haz primario.

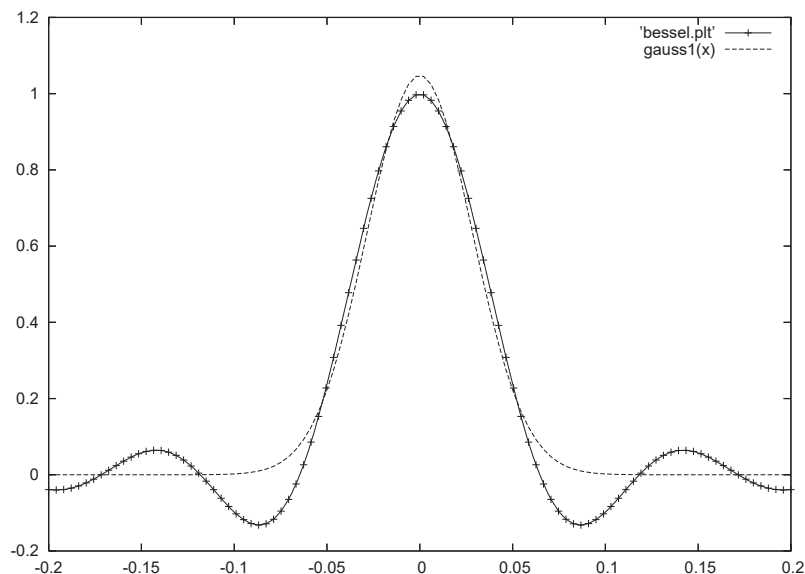


Figura 5.3: Gráfica de $E(\theta)$ (ver ecuación 5.1) para $\lambda = 0.0795$ metros, $D = 1.5$ metros, valores que corresponden a nuestro telescopio. El rango en ángulo es $\theta = [-0.2, 0.2]$ radianes o $\theta = [-11.5, 11.5]$ grados.

Si la forma Besseliana corresponde al caso de una apertura con iluminación uniforme, el patrón esperado cambia con otras iluminaciones. Existen muchas formas funcionales de iluminación (ver Stutzman & Thiele 1998). Entre las más comunes están la *parabólica* (proporcional a la distancia del centro al cuadrado) y la *parabólica cuadrada* (proporcional a la distancia del centro a la cuarta). Ambas de estas formas existen también en la forma *pedestal*, donde la iluminación no decae a cero en la orilla, sino a algún nivel mayor que cero.

En el caso de iluminación uniforme, el FWHM del haz es $1.22(\lambda/D)$ radianes y los primeros lóbulos secundarios están 18 dB por debajo del lóbulo principal a una separación de 0.14 radianes (o sea 8.0°) del centro. En el caso de iluminación parabólica con pedestal (lo cual es lo más común) el ancho del haz primario varía entre 1.12 hasta 1.21 por λ/D , y el nivel del primer lóbulo lateral varía entre -22 y -24 dB según varía el nivel del pedestal entre -8 dB y -20 dB.

No pudimos encontrar las especificaciones de fábrica para el alimentador de nuestro LNB. No obstante, la costumbre en la industria es tener una sensibilidad de pedestal de -10 dB. Suponiendo esta iluminación, esperamos $\text{FWHM} = 1.14(\lambda/D)$ y el primer lóbulo lateral a -22 dB, a una separación de 8° del lóbulo principal.

Enseguida calculamos el tamaño del haz del telescopio en la banda C. Usando $\theta \approx 1.14 \frac{\lambda}{D}$ (ecuación 2.5), con valores de λ de 8.8 a 7.1 cm que es el rango RF del

LNB, y $D = 150$ cm que es el diámetro de la antena. Así el tamaño del haz del telescopio es de 3.8° a 3.1° . Nosotros adoptamos el valor central de 7.95 cm, que corresponde a un tamaño del haz del telescopio, en banda C, igual a 3.5° . Ahora hacemos los mismos cálculos para la banda Ku (λ de 2.6 a 2.4 cm). Para el valor central de λ igual a 2.5 cm y $D = 150$ cm, obtenemos que el tamaño del haz del telescopio es igual a 1.1° .

Para calcular el tamaño angular del Sol usamos la ecuación $S = \theta r$. Con valores de $S = 2r$ y $R = 1.5 \times 10^{13}$ cm, donde R es la distancia Tierra-Sol y r es el radio del Sol igual a 6.955×10^{10} cm. Como resultado obtenemos que el tamaño angular del Sol es igual a 0.53° . Haciendo el mismo cálculo para la Luna, tenemos que la distancia Tierra-Luna es $R = 3.84 \times 10^{10}$ cm y el radio de la Luna $r = 1.74 \times 10^8$ cm. Por lo tanto el tamaño angular de la Luna es de 0.52° . Resulta que para banda C tanto el Sol como la Luna son fuentes puntuales. Pero para la banda Ku, el Sol tanto como la Luna tendrán un tamaño angular aproximadamente igual a la mitad del haz. Según el Cuadro 5.1 ésto implica un ensanchamiento del haz de unos 12 %.

Para el caso cuando el tamaño angular del haz de la antena es mucho más grande que el tamaño angular del Sol, se esperaría obtener un perfil como el de la Figura 5.4. Que corresponde al perfil del haz del telescopio, ver Figura 5.3.

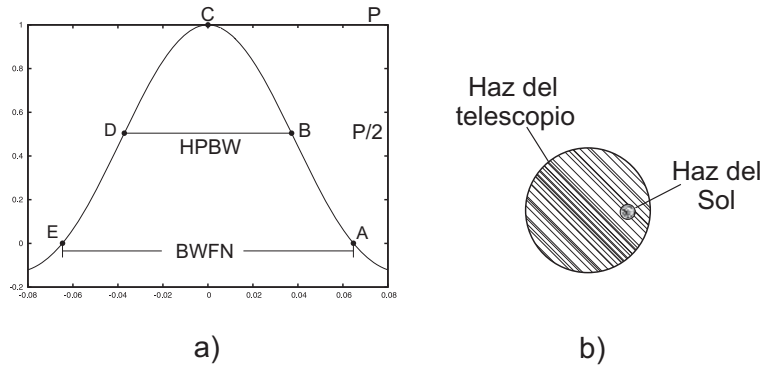


Figura 5.4: a) Patrón de potencia del haz, b) Comparación del tamaño angular del Sol y el tamaño del haz del telescopio. En ambas figuras las dimensiones son apropiadas para la banda C. Para la banda Ku, las dimensiones del haz son menores por el cociente de las longitudes de onda, $(2.5/7.95 = 0.314)$.

Cuando el astro está fuera del campo de visión del telescopio la potencia es cero, los puntos A y E son los ceros más cercanos (BWFN, que es la anchura definida entre los dos primeros ceros). Conforme el astro comienza a entrar al campo de visión del telescopio la potencia aumenta gradualmente hasta llegar al máximo de potencia, en el punto C donde $P=1$. Los puntos B y D corresponden a la HPBW o FWHP (Half Power Beam Width o Full Width to Half Power) que es la anchura del haz a la mitad de la altura del máximo de potencia, es decir $P/2$.

Cuando el astro está fuera del campo de visión del telescopio (definido por el BWFN) la respuesta del telescopio será nulo. Conforme el astro comienza a entrar al campo de visión del telescopio el voltaje aumenta gradualmente hasta que entra por completo (intervalo AB). Durante el tiempo que permanece dentro del haz de la antena el voltaje se mantiene constante (intervalo BC). En el instante que el astro sale del haz de la antena el voltaje disminuye gradualmente (intervalo CD). Una vez fuera, el voltaje es cero otra vez.

Ahora haremos una pequeña prueba, que nos permitirá ver que tan importante es la época del año sobre el tamaño angular del Sol y la Luna.

A principios del mes de julio, en el afelio (punto más alejado de la órbita de la Tierra alrededor del Sol), la Tierra dista 151.8 millones de kilómetros (Km) del Sol. Por el contrario a principios del mes de enero, en el perihelio, el punto más cercano al Sol, la Tierra se encuentra a 147.5 millones de km del Sol.

En el apogeo (distancia máxima), la Luna está a 406 395 Km de la Tierra y en el perigeo (distancia mínima) está a 357 643 Km. También suponiendo una distancia promedio entre Tierra-Luna y Tierra-Sol.

Usando diámetros usados para el Sol y la Luna de $D_{Sol} = 1.39 \times 10^{11}$ cm y $D_{Luna} = 3.48 \times 10^8$ cm, podemos tener una tabla de los tamaños angulares del Sol y la Luna.

	Sol	Luna
r_{max}	$\theta = 0.52$	$\theta = 0.49$
r_{min}	$\theta = 0.54$	$\theta = 0.56$
r_{prom}	$\theta = 0.53$	$\theta = 0.52$

Cuadro 5.2: Cálculo de los tamaños angulares del Sol y de la Luna en distintas épocas del año. Se nota que la variación en el tamaño angular es de $\sim 4\%$ para el Sol y $\sim 10\%$ para la Luna.

5.3. Presentación de datos

5.3.1. Observaciones del Sol

La primera prueba del funcionamiento del radiotelescopio consistió en detectar el Sol.

El telescopio fue apuntado hacia el Sur, a la elevación de Sol en su momento de tránsito. En el momento de tránsito (cuando el astro cruza el meridiano local, o sea,

la proyección de una línea Norte-Sur sobre el cielo), el astro estará en lo más alto del cielo de su recorrido.

Los resultados se grabaron en un registro típico de papel (Chart Recorder). Se utilizó un valor de CHART SPEED=0.2 cm/min y un escala de voltaje de 10 V. Se puede ver la detección del Sol en la Figura 5.5. Nuestro resultado se saturó, debido al valor de sensibilidad utilizado en el buscador de satélites. Es por ésto que el patrón tiene forma cuadrada, en lugar de la forma gaussiana esperada. Algunos datos obtenidos para esta prueba se muestran en el Cuadro 5.3.

Día	Intervalo de tiempo (AB)	Intervalo de tiempo (BC)	Intervalo de tiempo (CD)
3 marzo	3 min	15 min	3 min

Cuadro 5.3: Datos medidos de la primera observación al Sol.

Comparando las figuras 5.4 y 5.5 se nota que el intervalo de tiempo AD (21 minutos, según el Cuadro 5.3) corresponde al BWFN. El ancho BWFN no siempre está bien definido, pero una regla aproximada (dentro de aproximadamente 20 %) dice que $\text{BWFN} \approx 2 \times \text{HPBW}$, así que esperamos $2 \times 3.5^\circ = 7.0^\circ$ para el BWFN, con una incertidumbre de aproximadamente $\pm 1.4^\circ$. Los 21 minutos del intervalo AD corresponden a 5.25° dado la rotación de la Tierra a 4 min/grado. Este valor está ligeramente fuera del rango de incertidumbre ($7.0 - 1.4 = 5.6$ grados). Una posible explicación para esta diferencia es la precisión de apuntar el telescopio. Durante estas primeras observaciones aún no contábamos con el inclinómetro para medir con buena precisión la elevación del telescopio. La inspección de la Figura 5.4 muestra que sí el Sol cruza el haz en un punto por arriba o por abajo de su línea central, el recorrido angular será menor. Un error tan pequeño como $\frac{1}{5}\theta_{\text{BWFN}}$ (1.4°) podría producir este efecto. Antes de incorporar el inclinómetro en el telescopio, errores de este orden al apuntar el telescopio no sólo eran posibles, sino probables.

El perfil obtenido observando el Sol fue de altísima razón señal-a-ruido. De hecho, fue excesivo, ya que se saturó el detector y por lo tanto no pudimos determinar el FWHM, por no saber hasta que nivel hubiera llegado la señal. Hicimos varios intentos para resolver este problema. Uno de éstos se muestra en la Figura 5.6. En esta observación (y todas las demás), se utilizó LabView como forma de registro de los datos, ya que nos permite mayor flexibilidad para graficar y analizar los perfiles obtenidos.

Para obtener el perfil de la Figura 5.6 bajamos la sensibilidad del buscador de satélites. Esto logró el resultado de no saturar el detector, pero tuvo como consecuencia que no pudimos ver toda la forma del haz, en particular las partes de afuera de menos sensibilidad. Así que la Figura 5.6 muestra la parte central del haz, pero no el ancho total de ello.

También intentamos como solución al problema de saturación la inserción de 10 dB de atenuación en el camino de la señal proveniente del LNB. Resultó que esta atenuación afectó la sensibilidad del buscador de satélites, de tal forma que esta técnica tampoco funcionó.

Como una solución final, reemplazamos el Sol con la Luna como el astro para efectuar nuestras pruebas. En las frecuencias de las bandas C y Ku la Luna es 240 (banda C) hasta 60 (banda Ku) veces más débil que el Sol. Con ésto evitamos la saturación sin la necesidad de meter atenuadores en el camino de la señal.

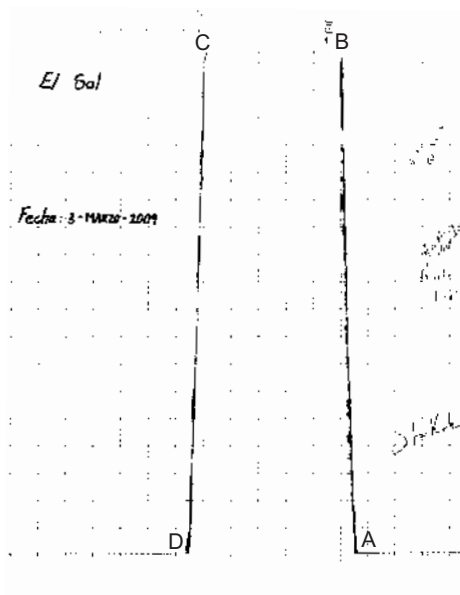


Figura 5.5: Primer resultado de nuestro equipo. Las observaciones fueron tomadas el 3 de marzo del 2009 y muestran el barrido del Sol en frente del haz del telescopio, el cual funcionó en la banda C a $\lambda = 7.95$ cm.

5.3.2. Observaciones de la Luna

En la figura A se presentan datos de observaciones lunares obtenidos en mayo y junio del 2009. La fecha se indica en la esquina superior derecha de cada gráfica. Las cruces rojas representan el voltaje de salida del buscador de satélites, con un tiempo de muestreo de un segundo. La línea discontinua representa un ajuste de mínimos cuadrados a los datos.

La función que ajustamos para reproducir el haz primario y los lóbulos secundarios con fidelidad es una función tri gaussiana (ec. 5.3). Es decir, suponemos que cada lóbulo se puede representar por una curva gaussiana, y tratamos a la posición, ancho, y altura

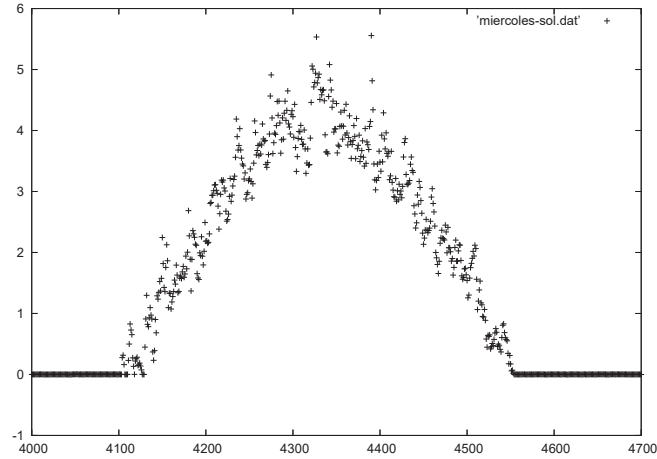


Figura 5.6: Observación no saturada del Sol. Estos datos fueron grabados con la tarjeta de adquisición de datos de National Instruments, utilizando el programa LabView. Este perfil capta el pico del lóbulo principal, pero no toda su forma.

de cada gaussiana como parámetros libres. También incluimos la posibilidad de un nivel base (o “nivel cero”) lineal. En la ecuación (5.3) las variables m y $base$ representan el nivel de fondo, y A_i , X_i y $fwhm_i$ son el valor del pico, el valor del centro del pico, y la anchura a la mitad de la potencia máxima, respectivamente, e $i = 1, 2$, ó 3 , según a la componente gaussiana que le corresponda.

$$\begin{aligned}
 gauss3(x) = & mx + base + A1 \exp(-4 \log(2)((x - x1)/fwhm1)^2) \\
 & + A2 \exp(-4 \log(2)((x - x2)/fwhm2)^2) \\
 & + A3 \exp(-4 \log(2)((x - x3)/fwhm3)^2).
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

La inspección de las gráficas muestra que en todo caso detectamos el paso de la luna por el lóbulo principal tanto como los primeros lóbulos secundarios en cada lado del principal. Los lóbulos secundarios suelen aparecer en una fracción significativa del lóbulo principal (p.ej. 28 de mayo) o hasta de muy bajo nivel (p.ej. 26 de mayo). El nivel cero suele estar muy plano (p.ej. el 28 de mayo) o hasta muy encumbrado (p.ej. el 20 de junio).

Los resultados de los ajustes se presentan en los Cuadros 5.4 y 5.6.

El Cuadro 5.4 presenta los ajustes del lóbulo principal. La primera columna da la fecha de observación, la segunda columna da el voltaje del pico (A_{L1}), la tercera columna da la posición (en tiempo) del pico (X_{L1}), y la cuarta columna da el FWHM (θ_{L1}) en unidades de segundos. Adicionalmente, la quinta columna da el tiempo esperado

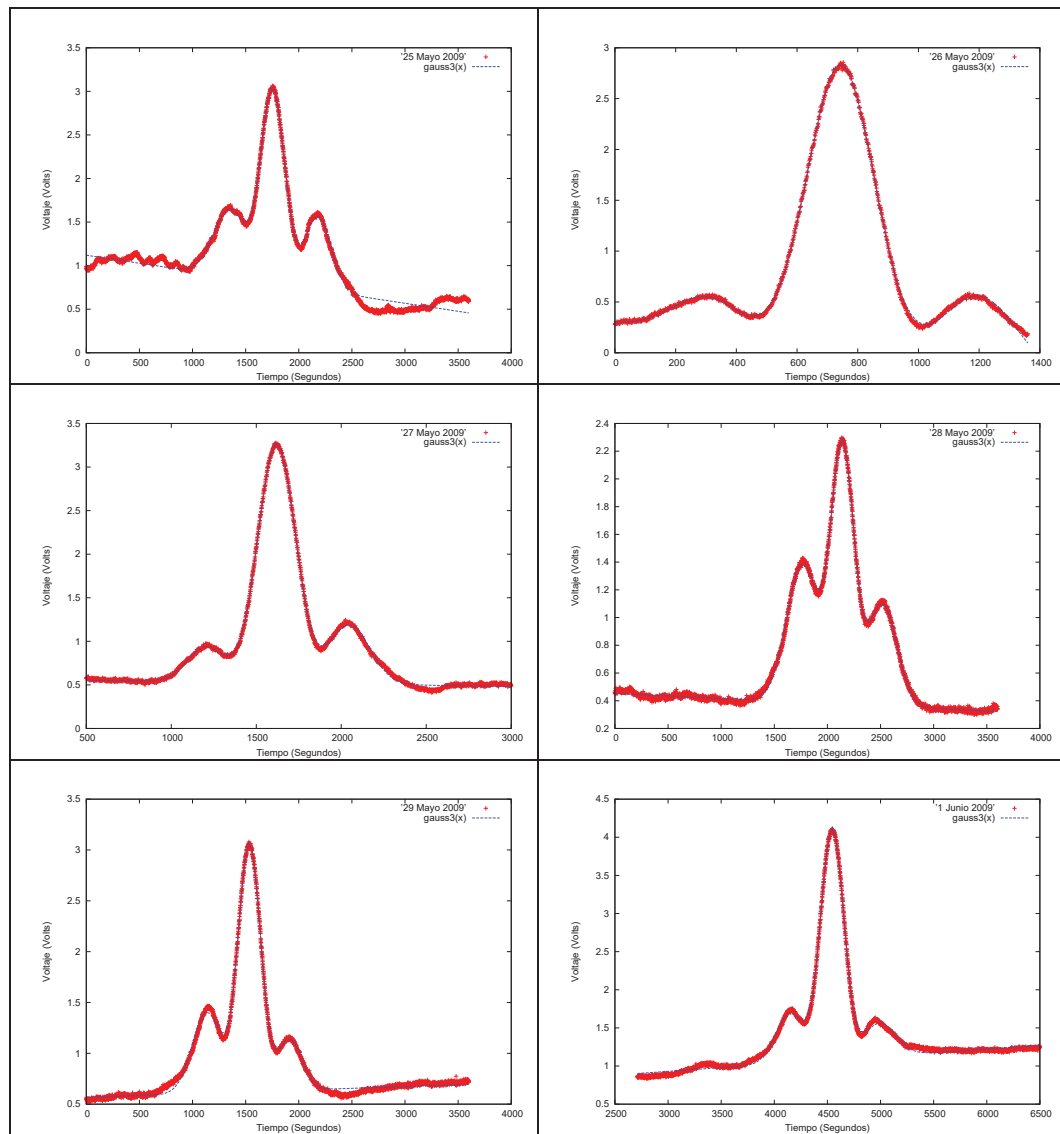


Figura 5.7: Gráficas del ajuste gaussiano a la Luna.

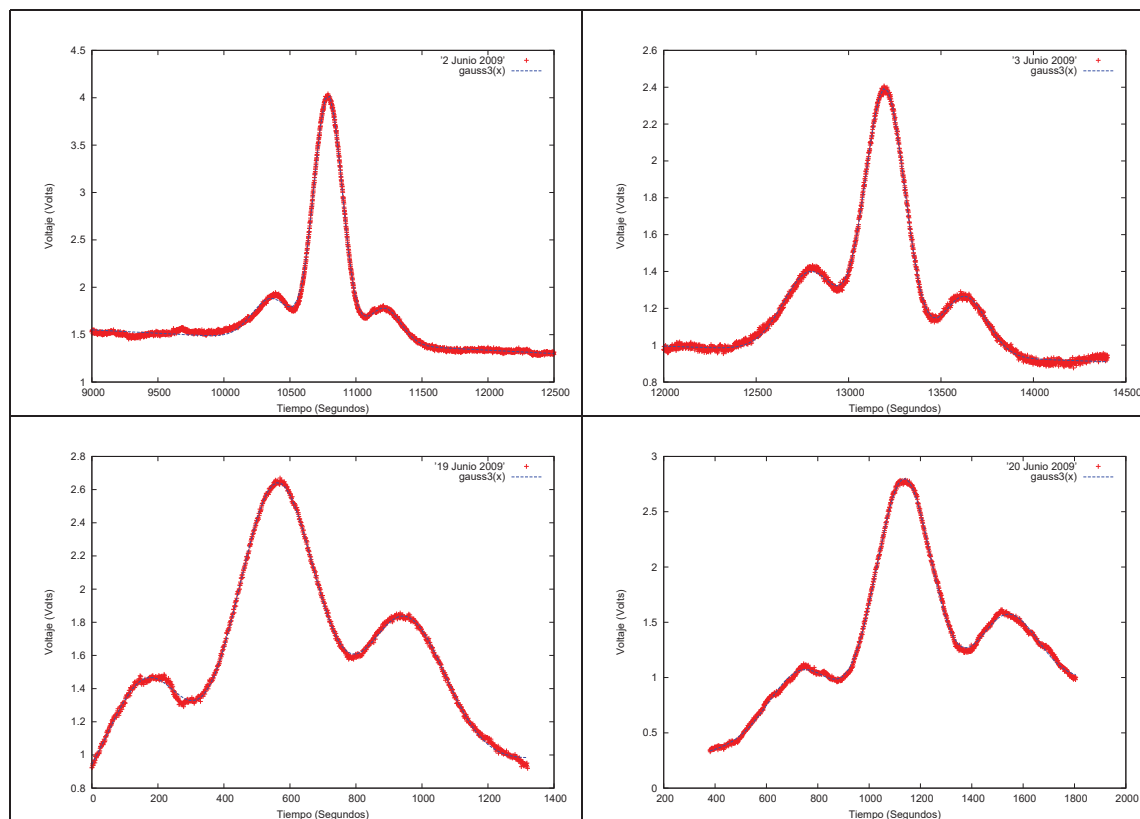


Figura 5.8: Gráficas del ajuste gaussiano a la Luna.

para el tránsito de la Luna, y la sexta columna da la diferencia (Δt) entre este tiempo esperado y el tiempo medido (X_{L1}). Para el voltaje pico, el FWHM, y la diferencia esperada, damos el promedio en el penúltimo renglón del cuadro, y la desviación estándar en el último renglón.

Para el voltaje pico, la razón desviación entre promedio es $0.509/2.314$ o 22% . Este valor representa una variación relativamente grande. Ésto no es sorprendente, dado que típicamente reajustamos el nivel de sensibilidad del detector todos los días. Al contrario, la razón desviación entre promedio para el FWHM es $11.4/259$ o 4.4% . Nuestra habilidad de reproducir el FWHM todos los días depende de la precisión de apuntar a la elevación correcta para que la Luna cruce directamente enfrente del haz. Gracias al inclinómetro, podemos apuntar muy bien en elevación, y por lo tanto, la desviación en el FWHM (que es independiente del nivel cero) es relativamente pequeña. Las diferencias entre el tiempo esperado para el tránsito y el tiempo medido son mayores de lo que nos gustaría, y su desviación fraccional (53%) también. Opinamos que ésto es debido a problemas al apuntar el telescopio directamente sobre una línea Norte-Sur, para captar la Luna precisamente en el momento de su tránsito. La desviación grande

indica que a veces estamos bien apuntados, y otras veces estamos bastante lejos de la línea deseada.

Anteriormente, calculamos el ancho esperado para el haz principal como $1.14 \times 2.5\text{cm}/150\text{cm} \times (180/\pi) = 1.089^\circ$. Con el promedio de $\theta_{L1} = 259.314$ seg, y usando una equivalencia de 4 minutos (o 240 segundos) por 1° , convertimos θ_{L1} a grados, obteniendo $1.080^\circ \pm 0.048^\circ$. Veamos que el valor medido coincide muy bien con el valor esperado.

Día	A_{L1}	X_{L1} (tránsito medido)	θ_{L1}	UT radio eyes (tránsito esperado)	Δt
25Mayo	2.22344	19:49:18	262.792	20:00:21	00:11:04
26Mayo	2.82471	20:52:28	259.859	21:05:20	00:12:52
27Mayo	2.75095	21:57:03	260.17	22:07:11	00:10:08
28Mayo	1.85711	23:05:44	255.425	23:04:22	-00:01:21
29mayo	2.44024	00:00:57	246.375	23:56:50	-00:04:06
1Junio	3.03735	02:31:47	251.78	02:17:00	-00:14:47
2Junio	2.60758	03:19:51	253.279	03:02:16	-00:17:34
3Junio	1.43008	04:09:59	256.464	03:48:36	-00:21:23
19Junio	1.84031	15:27:24	288.942	15:35:31	00:08:08
20Junio	2.12775	16:23:59	258.056	16:34:44	00:10:45
Promedio	2.31395		259.314		00:11:13
Desviación	0.509297		11.4328		00:05:57

Cuadro 5.4: Cuadro de parámetros ajustados para el lóbulo principal. Ver texto para una descripción de cada columna.

El Cuadro 5.6 presenta los ajustes de los lóbulos secundarios. Nombramos estos lóbulos No. 2 y 3, así que $A_{L2,3}$ son las amplitudes de lóbulos 2 y 3, $\theta_{L2,3}$ son los FWHM de los dos lóbulos, y $\Delta_{L2,3}$ son las separaciones entre el lóbulo principal y lóbulos 2, 3.

Los últimos renglones dan valores promedios, desviaciones estándares, y desviaciones fraccionales para cada parámetro. Como en el caso del lóbulo principal, notamos que las amplitudes son relativamente variables, mientras que los FWHM y las separaciones (que no dependen de la sensibilidad del detector) son mucho más estables.

A veces hubo diferencias significativas entre los niveles de los dos lóbulos secundarios. No obstante, en promedio eran muy similares, con $A_{L2} = 0.620 \pm 0.210$ y $A_{L3} = 0.632 \pm 0.210$. Los FWHM de estos lóbulos, tanto como sus separaciones del lóbulo principal también eran muy similares entre los dos secundarios, como se nota en el Cuadro 5.6. Las separaciones, por ejemplo, (en unidades de tiempo, convertido a grados por medio de 4 min/grado) son $1.69^\circ \pm 0.08^\circ$ para $L2$ y $1.73^\circ \pm 0.12^\circ$ para $L3$.

Cuadro 5.5: Cuadro de parámetros ajustados para lóbulos secundarios.

Día	A_{L2}	θ_{L2}	A_{L3}	θ_{L3}	Δ_{L2}	Δ_{L3}
25Mayo	0.778435	360.856	0.849722	291.189	403.22	425.12
26Mayo	0.37321	268.427	0.723321	294.425	441.584	456.783
27Mayo	0.407488	257.535	0.680602	285.367	414.46	427.47
28Mayo	0.993687	353.726	0.736731	317	376.71	378.34
29mayo	0.795911	322.798	0.502999	265.911	399.33	379.23
1Junio	0.645013	315.413	0.43932	355.545	397.22	446.43
2Junio	0.429926	346.021	0.387592	297.27	427.9	425
3Junio	0.432876	348.744	0.328044	283.891	400.5	429.3
19Junio	0.760997	282.325	0.941981	296.041	394.195	383.811
20Junio	0.579729	294.271	0.726806	286.504	399.492	400.67
Promedio	0.619727	315.012	0.631712	297.314	405.461	415.215
Desviación	0.209503	37.6136	0.205491	24.1564	18.299	28.0815
$\frac{Desviacion}{Promedio}$	0.338057	0.119404	0.325292	0.0812488	0.04513	0.06763

Cuadro 5.6: Cuadro de parámetros ajustados para los lóbulos secundarios. Ver texto para una descripción de cada columna.

Teóricamente esperabamos que los lóbulos secundarios tuvieran un nivel 22 dB por debajo del principal, y una separación de 8° de éste. Los 22 dB corresponden a un factor de $1/158$, pero comparando los promedios de $A_{L2,3}$ con el promedio de A_{L1} encontramos que el cociente es 0.268, o alrededor de $1/4$ en lugar de $1/158$. Es decir, el nivel de los lóbulos secundarios está mucho más arriba de lo esperado. Igual, encontramos una separación de 1.7° entre los lóbulos secundarios y el principal, en lugar de los 8° esperados.

Es algo sorprendente que nuestra medición del haz principal está en tan buen acuerdo con el valor esperado, mientras que las mediciones de los lóbulos secundarios son tan diferentes. Sospechamos que esto sucede porque no tenemos la iluminación del reflector que supusimos al principio (es decir, iluminación parabólica, con un pedestal a -10 dB con respecto al centro del reflector). Los lóbulos secundarios son mucho más sensibles a la iluminación que el lóbulo primario, lo cual podría explicar porque nuestra medición del principal coincidió con el valor esperado, aunque la medición de los secundarios fue tan diferente. Algo de trabajo adicional sería valioso para entender mejor este asunto, y el primer paso sería mejorar la montura del LNB y su alimentador (ver Capítulo 6).

5.4. Estimación de temperatura de sistema

La temperatura de sistema es una medida de toda la potencia que está entrando al telescopio. Puede tener contribuciones de la atmósfera, la electrónica, emisión del suelo rodeando el telescopio (cuya emisión térmica puede entrar por medio de los lóbulos laterales), etcétera. Entre más grande es la temperatura del sistema, más “ruidoso” es el sistema, y más difícil será detectar astros de baja emisión.

Podemos estimar la temperatura de sistema para nuestro telescopio de la siguiente manera.

$$T_{ant} = \frac{S \times A_{ef}}{k}$$

donde S es la densidad de flujo, A_{ef} es el área efectiva de la antena, y k es la constante de Boltzmann. El área efectiva está dado por $A_{ef} = \epsilon A_{física}$ donde ϵ es la eficiencia de la antena. Típicamente la eficiencia está entre 0.6 y 0.9. Adoptamos un valor de $\epsilon = 0.75$.

Se puede definir el llamado “factor Y” por la expresión

$$Y = \frac{T_{sis} + T_{ant}}{T_{sis} + T_{frio}}$$

donde T_{frio} es la potencia cuando el telescopio se apunta al cielo vacío y T_{ant} es la potencia cuando el telescopio se apunta al astro. Equivalentemente, $Y = P/P_0$ donde P es la potencia medida hacia el astro y P_0 es la potencia hacia el cielo vacío. Fíjese que el ruido del sistema (medido por T_{sis}) contribuye en ambos casos.

Suponiendo que $T_{sis} \gg T_{frio}$ podemos aproximar Y como

$$Y = \frac{P}{P_0} = \frac{T_{sis} + T_{ant}}{T_{sis}},$$

y usando para T_{ant} la expresión de arriba (SA_{ef}/k) obtenemos

$$\frac{P}{P_0} = \frac{T_{sis} + \frac{S A_{ef}}{k}}{T_{sis}} = 1 + \frac{S A_{ef}}{k T_{sis}}$$

Usando los datos del 28 de mayo, estimamos el cociente P/P_0 como $2.2 \text{ v} / 0.5 \text{ v} = 4.4$. Usando $S_{2.5cm}$ para la Luna de 50 mil Jansky (es decir, $50 \times 10^{-23} \text{ W/m}^2$) (ver [11]), y el valor para A_{ef} mencionado arriba, obtenemos $T_{sis} = 48.2\text{K}/5.8$ o sea, 14.2 K.

Notemos que el ruido del LNB es de 13 K, y por lo tanto éste es un límite inferior a T_{sis} . Nuestro valor de 14.2 K implica que existe una pequeña contribución de otras fuentes de ruido a nuestro sistema. De hecho, el valor verdadero de T_{sis} probablemente es algo mayor. No obstante, dado las suposiciones y aproximaciones que hemos hecho en este cálculo, un valor que esté cerca al valor del T_{sis} del receptor es muy razonable.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajos a Futuro

Se construyó un radiotelescopio de 1.5 metros de diámetro con Tecnología de Televisión Satelital. Como conclusión principal tenemos que nuestro radiotelescopio funcionó. Detectó objetos celestes tales como: el Sol, la Luna y posiblemente el plano galáctico.

El desarrollo de instrumentación para radioastronomía en México es muy escasa. Con este trabajo demostramos que es posible construir radio telescopios de bajo costo con propósitos educativos y de investigación científica.

Este proyecto fomentó al aprendizaje de varias áreas tales como la práctica y teoría de antenas, líneas de transmisión, electrónica de altas frecuencias y diseño mecánico de la montura para construir un radiotelescopio a pequeña escala. También se desarrolló experiencia en el análisis estadístico de datos, el manejo de datos por programación en el lenguaje *awk*, ajustes de datos con el paquete *gnuplot*, preparación de documentos en *latex*, programación para adquisición de datos en *LabView*. Además, se aprendió el uso de varios instrumentos tales como un generador de señales y funciones, y un analizador de espectros. Por último, se ganó un mayor entendimiento de los movimientos de los astros en sus trayectorias por el cielo.

Algunos de los trabajos a futuro son tener un control de Azimuth, que en definitiva fue un problema medirlo. Se necesita calibrar la señal con un diodo de ruido, con el fin de tener un sistema confiable de reproducción de la sensibilidad adecuada para medir el Sol sin llegar a saturar el detector. También hay que hacer la búsqueda de algunos astros (Cassiopea, Cygnus A, etc) en la banda C. Y será muy útil desarrollar un sistema de switcheo de posición para observar en el verano, ya que como se vio las nubes afectan notablemente las observaciones en esta época del año.

A continuación describimos algunos trabajos a futuro que surgieron en el transcurso de esta tesis. Estos trabajos son de dos índoles: *i*) para resolver problemas o limitaciones que encontramos con el diseño del telescopio, y *ii*) para extender la capacidad del

telescopio e intentar nuevas cosas.

Mejorar la montura del LNB

Como se nota en la Figura 6.1, la montura del LNB fue relativamente burda, con respecto a los demás aspectos de la montura del plato parabólico. La baja calidad de la montura del LNB puede afectarnos en varias maneras. Si no está bien posicionado el LNB, la sensibilidad del telescopio disminuirá. También la forma del lóbulo principal, y la forma y nivel de los lóbulos secundarios suelen ser afectados por el mal posicionamiento del LNB.

Un mejoramiento clave del telescopio sería un mejor diseño de la montura LNB que sería estable, y permitiría ajustes para optimizar la posición del LNB con respecto al plato reflector.



Figura 6.1: Montura del LNB de nuestro radiotelescopio. Esta montura es la parte más primitiva de nuestro arreglo, porque en principio sólo era provicional, aunque nunca se contruyó una nueva versión, en un taller de torno con características para nuestro propósito, ésta claramente se puede mejorar.

Dar control preciso de la posición en azimut

Durante las observaciones, nos llamó la atención que comúnmente el máximo en la emisión del astro ocurrió en un tiempo ligeramente distinto a lo esperado. Esta diferencia típicamente era de unos pocos minutos hasta 20 minutos. La causa más probable de esta diferencia es que la antena no estuvo apuntado directamente sobre una línea norte-sur, y por lo tanto, captamos el astro un poco antes o después de su tránsito.

La mala alineación de la antena fue un error fácil de cometer, dado que su ajuste fue “a ojo”, comparando una brújula con la orientación de la antena. Pero aún así, no pudimos acercar mucho la brújula hacia el telescopio, porque el metal de la montura de la antena afectó la dirección indicada por la brújula.

El inclinómetro que colocamos sobre la montura nos daba muy buena precisión en el ajuste de la elevación de la antena. Desgraciadamente, no encontramos ningún aparato que tan fácilmente nos proporcionara esta precisión en el azimut. Ambos ajustes son muy importantes para localizar los astros, sobretodo en banda Ku, en la cual el tamaño del haz es poco mayor que un grado. De preferencia, ambos ajustes deben de hacerse con una incertidumbre de, por mucho, unos pocos décimos de un grado. Alcanzamos este nivel de precisión en elevación, pero aún nos falta en azimuth.

Reemplazar el detector con uno de mayor estabilidad

El buscador de satélites que utilizamos como detector de potencia de la señal recibida no era del todo satisfactorio. Aunque tenía buena sensibilidad, no era muy estable con el tiempo. Esto se puede notar en la Figura 6.2, donde derivas hacia arriba en el nivel de fondo son evidentes. En la primer gráfica, se nota que después del paso de la luna, el nivel base está aproximadamente a 1.0 volt, mientras que antes del paso de la luna, estaba en aproximadamente 0.5 volts. En la segunda gráfica, se nota que apartir de los 5000 segundos, el nivel base empieza a subir paulatinamente, hasta alcanzar un nivel de varios décimos de un volt más fuerte.

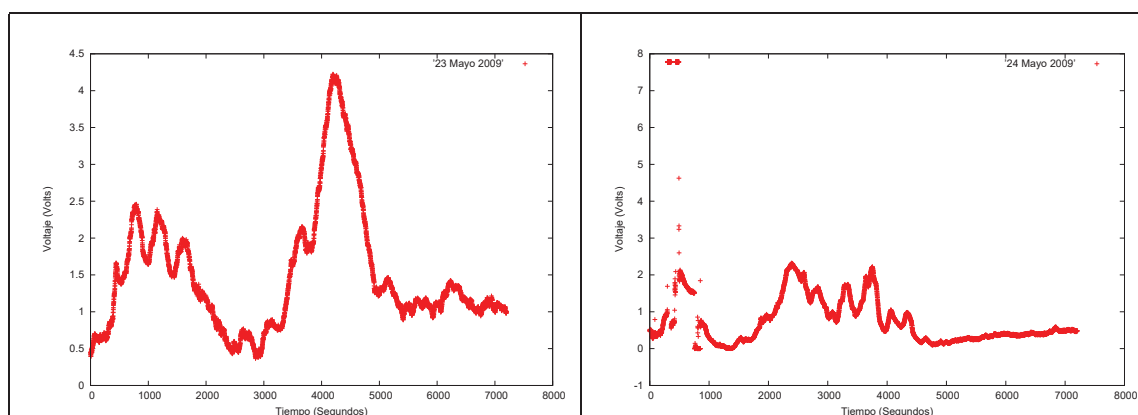


Figura 6.2: **Lado izquierdo:** se muestra la Luna alrededor de 4200 segundos, comienza con una línea de base de 0.5 volts y cuando termina se deriva hacia arriba hasta 1 volt. **Lado derecho:** se puede notar que después de 5000 segundos el nivel base sube lentamente aún sin presencia de astros, la causa principal se debe a inestabilidades en el detector.

Este comportamiento no es muy sorprendente, ya que la función normal de un buscador de satélites es medir la potencia de la señal durante un lapso de unos se-

gundos o minutos, por mucho, mientras que la antena está alineada con un satélite geoestacionario. Una gran estabilidad con el tiempo no es requisito para tal función.

Hemos construido un circuito para la detección de la potencia de la radio señal que debe tener mucho mayor estabilidad. En la Figura 6.3 se muestra el croquis del circuito, y en la figura 6.4 se muestra una foto del circuito ya construido.

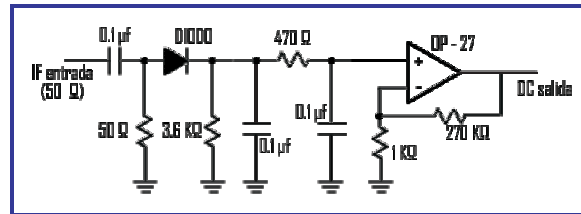


Figura 6.3: Diagrama del circuito detector a radio frecuencias.



Figura 6.4: Foto del detector a radio frecuencias.

Se terminó la construcción de este receptor demasiado tarde para probarlo y hacer una secuencia de observaciones con él para incluir en esta tesis. No obstante, un trabajo a futuro, que ya está listo para hacer, es la prueba e incorporación del nuevo detector de potencia en el receptor del telescopio.

Implementar un diodo de ruido para calibración

Para comparar datos de días distintos, es de gran utilidad que la escala de potencia (medida en Kelvins, como temperatura de antena) sea consistente. La manera de hacer esto es meter una señal conocida al receptor. Existen varias maneras de producir tal señal. Una de las más confiables es por medio de un diodo de ruido. Esto es un diodo

semiconductor diseñado especialmente para producir ruido blanco (independiente de frecuencia) en la banda deseada.

Particularmente, la emisión en radio de la Luna cambia ligeramente según su fase (debido a mayor o menor calentamiento de la superficie lunar). También hay pequeños cambios según su distancia desde la Tierra. Estos efectos son del orden de 5 a 10 %, y para detectarlos, se requiere de un sistema bien calibrado. El diodo de ruido daría al telescopio la precisión necesaria para observar tales efectos.

Hemos pedido un diodo NoiseCom NC401, que genera ruido hasta 18 GHz (vea [12]). La fabricación de un circuito basado en este diodo, para una potencia conocida al receptor, sería una buena extensión del proyecto.

Implementar un sistema de switcheo de posición

La mayoría de las observaciones presentadas en esta tesis fueron hechas *antes* de la época de lluvias. Sin embargo, obtuvimos datos hasta principios de junio, época cuando ya había una cobertura más apreciable de nubes. En la banda C estas nubes no son problemáticas, pero en la banda Ku, la emisión por moléculas de agua es significativa, y la presencia de las nubes afecta a los datos, como se nota en la Figura 6.5. La nube que es evidente en la figura no fue particularmente grande (comparada con las nubes que se presentan más adelante en el verano).

Una manera de seguir observando bajo esas condiciones es tener un sistema que permita restar la señal de una posición cercana en el cielo, que no incluye el astro, pero sí incluye la nube. Para hacer esto, hay que tener un mecanismo para mover el telescopio una pequeña distancia en el cielo (unos pocos grados) y regresar a la posición original. Este movimiento se debe hacer en una escala de tiempo de unos pocos minutos

Luego, uno puede restar los datos “ceranos” en el cielo (que contienen contribuciones de ruido del sistema electrónico, tanto como de la atmósfera) de los datos del astro (que son iguales a los anteriores, pero además contiene la contribución del astro). Así uno se queda nada más con la contribución del astro. Tal sistema para observar se llama switcheo de posición.

Observar otros astros en la banda C

Aparte del Sol y la Luna, hay varios astros lo suficientemente brillantes para detectar con nuestro telescopio.

Típicamente estos astros presentan emisión sincrotrónica que es más fuerte a menor frecuencia. Por lo tanto, sería más factible detectarla en la banda C que en la banda Ku.

Mostramos un ejemplo en la Figura 6, que es la emisión del plano de la Vía Láctea, detectada con nuestro telescopio en la banda C. La detección de otras fuentes, tales

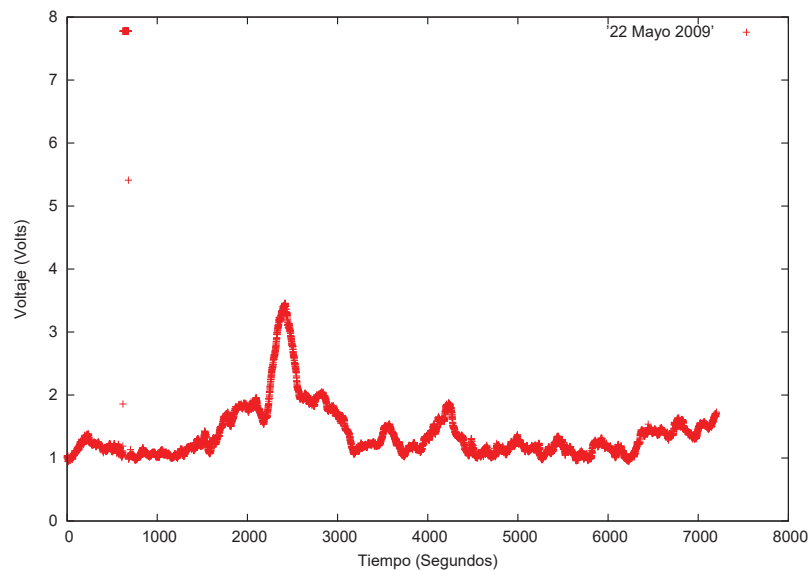


Figura 6.5: La Luna se muestra a alrededor de 2400 segundo, después que pasa la Luna note la presencia de una nube como a 4200 segundos. En banda Ku la nube tiene una importante contribución en los datos.

como Cassiopea y Cygnus A, debe ser rutinaria una vez que problemas como apuntar en azimut, y estabilidad del receptor estén arreglados.

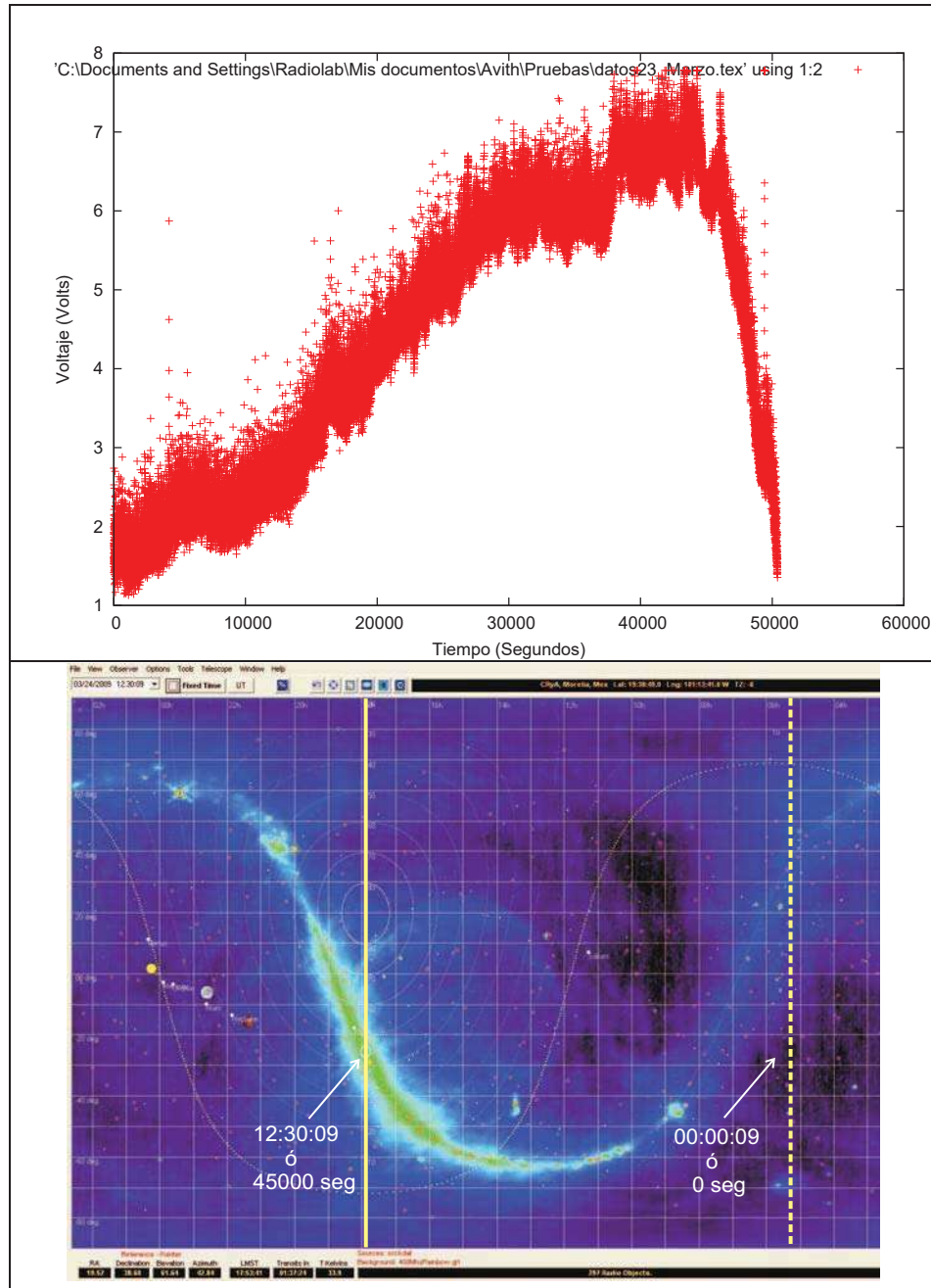


Figura 6.6: **Arriba:** Gráfica obtenida por nuestro telescopio del plano de la Vía Láctea a banda C. **Abajo:** Imagen tomada de Radio Eyes (herramienta útil para radio observaciones) que despliega parte del cosmos. Se muestra con línea discontinua el inicio de la grabación de datos, y con línea continua 45000 segundos después. Nótese que el pico de la gráfica de arriba coincide con el paso del plano de la Vía Láctea. Por tal razón pensamos que la grafica obtenida se trata del plano galáctico.

Apéndice A

Registros de las Observaciones

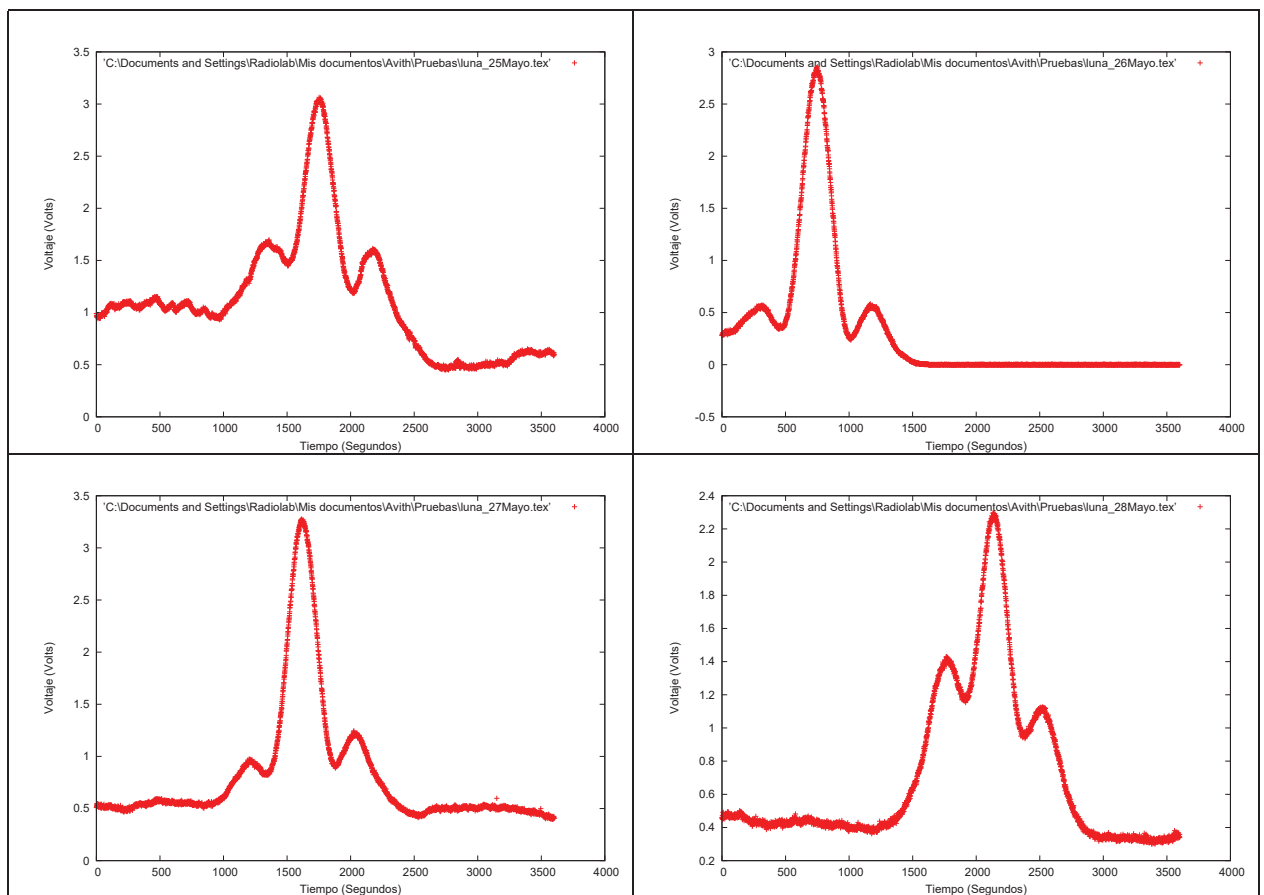


Figura A.1: Gráficas del tránsito de la Luna.

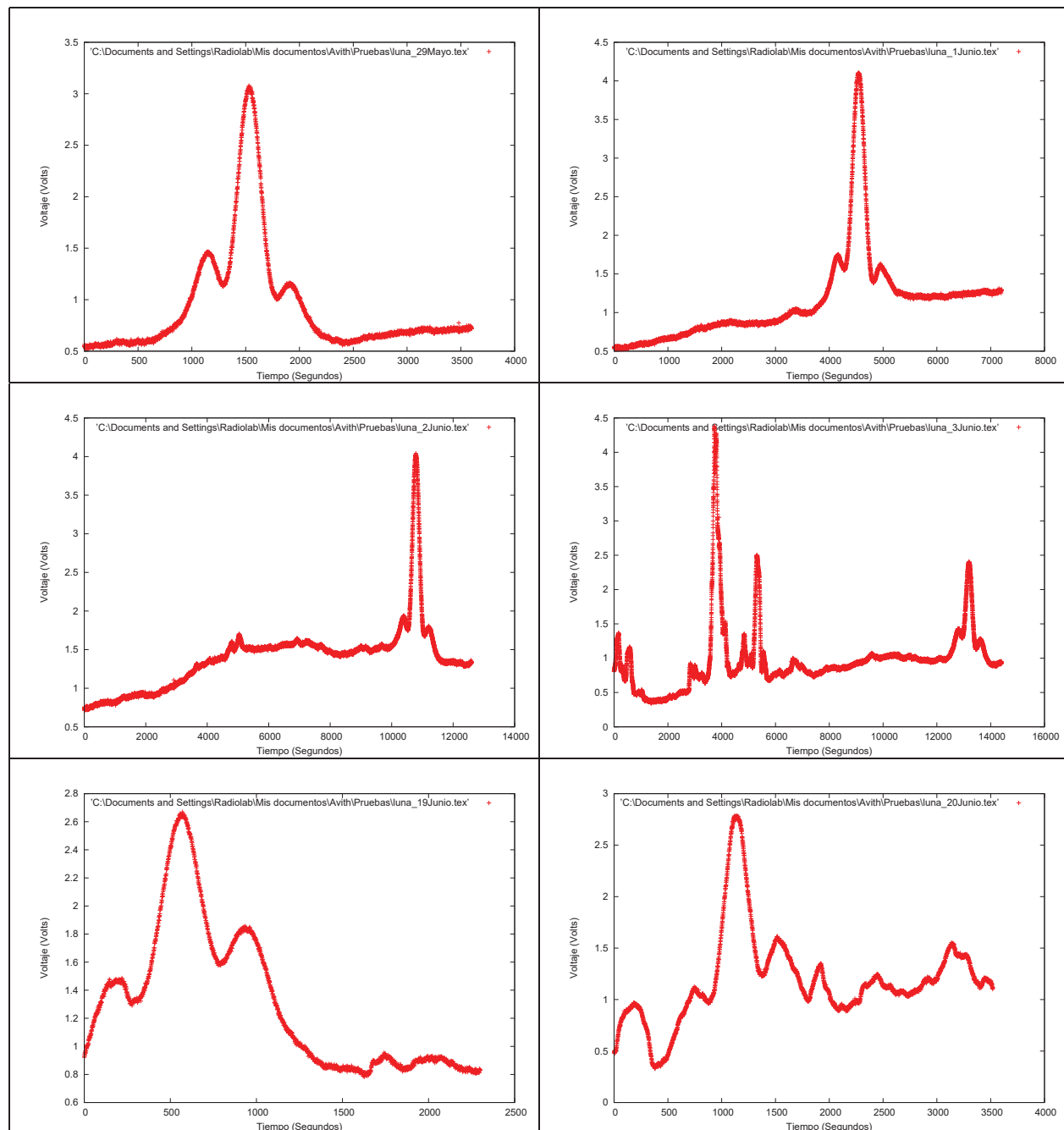


Figura A.2: Gráficas del tránsito de la Luna.

Día	TL (com grab)	TU (com grab)	TU seg (com grab)	UT radio eyes (tránsito esperado)	UT seg (tránsito)	x2 (tránsito medido)	trans esperado- trans medido
25Mayo	14:20:01	19:20:01	69601	20:00:21	72021	19:49:18	00:11:04
26Mayo	15:40:03	20:40:03	74403	21:05:20	75920	20:52:28	00:12:52
27Mayo	16:30:03	21:30:03	77403	22:07:11	79631	21:57:03	00:10:08
28Mayo	17:30:02	22:30:02	81001	23:04:22	83062	23:05:44	-00:01:21
29Mayo	18:35:21	23:35:21	84920	23:56:50	86210	24:00:57	-00:04:06
1Junio	20:16:02	01:16:02	4562	02:17:00	8220	02:31:47	-00:14:47
2Junio	19:20:02	00:20:02	1201	03:02:16	10936	03:19:51	-00:17:34
3Junio	19:30:01	00:30:01	1801	03:48:36	13716	04:09:59	-00:21:23
19Junio	10:18:03	15:18:03	55083	15:35:31	56131	15:27:24	00:08:08
20Junio	11:05:05	16:05:05	57904	16:34:44	59684	16:23:59	00:10:45

Cuadro A.1: Cuadro de tiempos para datos de la Luna.

Día	m	base	A_{L_2}	x2	fwlm2	A_{L_1}	x1	fwlm1	A_{L_3}	x3	fwlm3	+residuos ²
25/5	-1.83856e-4	1.1196	0.778435	1353.21	360.856	2.22344	1756.43	262.792	0.849722	2181.55	291.189	16.9707
26/5	-3.8228e-4	0.2925	0.37321	303.263	268.427	2.82471	744.847	259.859	0.723321	1201.63	294.425	0.7239
27/5	-2.89755e-5	0.5688	0.407488	1205.66	257.535	2.75095	1620.12	260.17	0.680602	2047.59	285.367	1.5291
28/5	-3.60475e-5	0.4524	0.993687	1765.19	353.726	1.85711	2141.9	255.425	0.736731	2520.24	317	1.0623
29/5	3.49627e-5	0.5680	0.795911	1136.92	322.798	2.44024	1536.25	246.375	0.502999	1915.48	265.911	3.4644
1/6	9.75466e-5	0.6376	0.645013	4148.14	315.413	3.03735	4545.36	251.78	0.43932	4991.79	355.545	4.7609
2/6	-7.15303e-5	2.1945	0.429926	10361.3	346.021	2.60758	10789.2	253.279	0.387592	11214.2	297.27	2.4206
3/6	-3.53508e-5	1.4192	0.432876	12797.2	348.744	1.43008	13197.7	256.464	0.328044	13627	283.891	0.5114
19/6	2.43093e-4	0.6526	0.760997	166.171	282.325	1.84031	560.366	288.942	0.941981	944.177	296.041	0.3213
20/6	4.47056e-4	0.1568	0.579729	735.128	294.271	2.12775	1134.62	258.056	0.726806	1535.29	286.504	0.8321

Cuadro A.2: Cuadro de parámetros ajustados para la Luna.

Bibliografía

- [1] Frank Baylin, Brent Gale. 1991, *Ku-Band SATELLITE TV Theory, Installation and Repair*, Baylin Publications.
- [2] Hetch, E. 2002, *Óptica*, Fondo Educativo Interamericano.
- [3] Joseph J. Carr. 1980, *The Complete Handbook of Radio Receivers*, TAB Book Inc.
- [4] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka. 2002, *Antennas For All Applications*, McGraw-Hill.
- [5] Radio Society of Great Britain. 1989, *Microwave Handbook*, M. W. Dixon, G3PFR.
- [6] Kristen Rohlfs y Thomas L. Wilson. 2004, *Tools of Radio Astronomy*, Springer.
- [7] *The ARRL UHF/Microwave Projects Manual*, American Radio Relay League, 1997.
- [8] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 1997.
- [9] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele. *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 1998.
- [10] BRIAN ACKROYD, CEng, MIEE. *World Satellite Communications and Earth Station Design*, BSP Professional Books, 1990.
- [11] John D. Kraus. *Radioastronomy*, 2nd ed., Editorial Cygnus-quasar, 1986.
- [12] [http : //www.noisecom.com/Products/Components/NC100400/nc100200300400.pdf](http://www.noisecom.com/Products/Components/NC100400/nc100200300400.pdf)