



**I
N
A
O
E**

Implementación de un interferómetro para el monitoreo de fluctuaciones de fase en microondas que se propagan en la atmósfera

Por el

Ing. Omar Alberto Roldán Mendoza

Presentado como requisito parcial para la obtención del
grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN
ASTROFÍSICA**

en el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Febrero 2013

Santa María Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Abraham Luna Castellanos

Departamento de Astrofísica INAOE

©INAOE 2013

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir copias
totales o parciales de esta tesis.

*"Creo en un poder superior,
pero no en que un lunes por la mañana
un viejo de barba blanca,
que no tenía nada que hacer,
se levantó y creó los planetas."*

... Noel Gallagher

Agradecimientos

Ahora que termina una etapa más de experiencias vividas, doy gracias por haber llegado hasta aquí. Todo lo que he logrado hasta hoy es por distintas circunstancias que me han rodeado y traído cambios, retos y personas que van marcando el camino que sigo. Esta etapa comenzó por curiosidad y el querer aprender algo nuevo, dejando atrás una forma de vida distinta a la actual, que aunque en ocasiones extraño, fue interesante dejarla para experimentar nuevas situaciones, de las cuales hoy no me arrepiento.

Aquellos cambios me trajeron al *Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica*, institución a la que agradezco el haberme ayudado a crecer intelectualmente, permitiéndome tener todo tipo de apoyo que estuviese a su alcance para lograr mi desarrollo profesional. De igual manera agradezco al *Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología*, institución que me asignó una beca económica para estudios de maestría, teniendo así lo necesario para vivir durante los dos años que dediqué a la investigación.

Al doctor *Abraham Luna Castellanos* le agradezco haberme permitido trabajar con él, asignándome un proyecto de investigación y manifestando siempre toda su disposición para asesorarme hasta conseguir los objetivos planteados.

Un punto importante para la culminación del proyecto, fue el apoyo recibido por el Servicio Meteorológico Nacional, a través del Ing. *Efigenio Cruz Ayala*, a quien agradezco su amabilidad y actitud servicial, al proporcionarme datos de las Estaciones Meteorológicas Automáticas para utilizarlos en mi investigación.

Además del aspecto profesional, en lo personal agradezco a los amigos que me acompañaron en esta etapa, a mi *grupito*: *Aline, Juan, Mauro, Rafa y Vicky*, denominado así por *Alejandro*, amigo y compañero de casa, al igual que *Johanny, Nelson*, e incluso *Irving*. También gracias a *Emmanuel, José y Oscar* por ayudarme en mis primeros días en el INAOE. Por último, aunque no menos importante, agradezco a mis papás, quienes siguen siempre estando presentes apoyándome en todo lo que necesito.

OMAR

Resumen

Se presenta la implementación de un interferómetro de dos elementos basado en el diseño propuesto por (Hiriart et al, 2002). Se describen los métodos aplicados para su correcta operación, incluyendo principalmente el montaje, la puesta en marcha y la obtención de datos del instrumento.

El sistema se forma de dos antenas parabólicas de 0.60 m de diámetro separadas una distancia de 50 m, su funcionamiento consiste en recibir simultáneamente, en ambas antenas, una misma señal monocromática de 11.715 GHz emitida por el faro ("beacon") del satélite geoestacionario Satmex 5. Cada antena procesa la señal recibida mediante un sistema heterodino, el cual convierte la frecuencia de la señal detectada a una frecuencia intermedia de 880 MHz. Posteriormente las dos señales procesadas sirven como entrada a un demodulador IQ, donde son correlacionadas para encontrar la diferencia de fase existente entre ellas. El demodulador IQ entrega a su salida dos datos, el valor I y el valor Q.

Matemáticamente, la obtención de I es proporcional a la multiplicación de las dos señales de entrada en el demodulador y el resultado es promediado por unidad de tiempo, lo que físicamente significa utilizar un mezclador y un integrador. Mientras que para obtener Q, una de las señales de entrada es desfasada 90° con respecto a la otra, posteriormente se multiplican y, de igual manera, el resultado es promediado por unidad de tiempo, físicamente se tiene un retardador que desfasa la señal 90° , para posteriormente utilizar un mezclador y un integrador.

La técnica de interferometría se ve reflejada en el valor I, que representa el resultado obtenido al utilizar un interferómetro de correlación. La comparación que se hace entre I y Q para obtener la diferencia de fase, equivale a una relación trigonométrica entre ambos valores, la cual arroja como resultado un ángulo de fase relativa entre las dos señales detectadas desde un inicio. La metodología descrita es repetida periódicamente y en tiempo real, consiguiendo así monitorear las fluctuaciones de fase en señales a longitudes de onda centimétricas, debidas a la no homogeneidad de la atmósfera terrestre.

Una vez que el instrumento se encuentra funcionando, se analizan los datos obtenidos para mostrar la relación existente entre las fluctuaciones de fase detectadas y la temperatura y humedad relativa del lugar, las cuales son definidas, principalmente, por variaciones en la cantidad de vapor de agua en la troposfera, ya que el vapor de agua es la principal causa de la turbulencia atmosférica que afecta a señales de radio. Además, se propone una correlación entre las variaciones de fase detectadas en ondas centimétricas y las afectaciones provocadas por la turbulencia atmosférica en ondas milimétricas.

Como otras posibles aplicaciones para un trabajo futuro, se utilizaron fenómenos astronómicos relacionados con el Sol, el cual fue observado con el interferómetro, permitiendo determinar parámetros de detección de las antenas utilizadas, como son el patrón de radiación, la resolución, la directividad y la ganancia. También se observaron posibles alteraciones en la atmósfera terrestre debido a la actividad solar, esto a partir de revisar datos del flujo de rayos X llegando a la Tierra a causa de llamaradas solares, para posteriormente analizar una posible correlación con las diferencias de fase en microondas detectadas por el interferómetro.

Siguiendo con el trabajo futuro, el avance en las telecomunicaciones permite proponer la implementación de un nuevo interferómetro, conservando la característica de bajo costo, pero construido con dispositivos de tecnología actual, obteniendo así un instrumento más eficaz y preciso para futuras aplicaciones propuestas, entre las cuales se contempla desarrollar el mismo monitoreo de fase pero detectando señales generadas por satélites de órbita baja LEO (Low Earth Orbit), los cuales presentan un movimiento aparente que permitiría obtener una mejor caracterización del cielo observado. Otra aplicación es la holografía de superficie, cuyo principio físico es el mismo que rige el presente proyecto y puede utilizarse para estudiar y corregir irregularidades en superficies de antenas de telescopios, evitando una mala calidad en las observaciones astronómicas.

Índice general

Agradecimientos	III
Resumen	V
1. Introducción	1
1.1. Motivación y Justificación	1
1.2. Objetivos	3
1.3. Descripción general de la física del prototipo	3
1.4. Organización de la Tesis	6
2. Marco Teórico	7
2.1. Ondas electromagnéticas	7
2.1.1. Ecuaciones de Maxwell	8
2.1.2. La ecuación de onda electromagnética	12
2.1.3. Mecanismos de radiación	17
2.2. Interferencia	18
2.2.1. Condiciones para la interferencia	21
2.2.2. Interferometría	22
2.3. Difracción	22
2.3.1. Principio de Huygens-Fresnel	23
2.3.2. Difracción de Fraunhofer	24
3. Antecedentes	31
3.1. Objetivos	31
3.2. Introducción	31
3.2.1. Conceptos teóricos del sistema heterodino	35
3.2.2. Cálculo de los parámetros de antena	38
3.3. Desarrollo del experimento	44
3.3.1. Apuntado de la antena	44
3.3.2. Datos obtenidos durante el fenómeno de tránsito solar	47

4. Implementación del instrumento	53
4.1. Introducción	53
4.2. Antenas	57
4.3. Cables	59
4.4. Demodulador IQ	60
4.4.1. Parámetros IQ	61
4.5. Convertidor Analógico-Digital	63
4.5.1. Protocolo de comunicación RS-485	63
4.6. Adquisición de datos	64
4.6.1. Caracterización del convertidor ADAM-4017	64
5. Análisis y resultados	67
5.1. Introducción	67
5.2. Análisis	68
5.2.1. Interpretación de las fluctuaciones de fase	69
5.2.2. Relación de las fluctuaciones de fase con variables meteorológicas	71
5.3. Resultados	72
5.3.1. Observaciones	94
6. Conclusiones y trabajo futuro	95
6.1. Conclusiones	95
6.2. Trabajo futuro	96
6.2.1. Tránsito solar	97
6.2.2. Llamadas solares	102
A. Configuración del ADC	105
B. Métodos de correlación	107
B.1. Coeficiente de correlación de Pearson	107
B.2. Correlación de rangos o no paramétrica	108
B.2.1. Coeficiente de correlación de Spearman	108
B.2.2. Coeficiente de correlación de Kendall	108
C. Coeficientes de correlación	111
D. Hojas de datos	113

Capítulo 1

Introducción

En este primer capítulo se pretende dar a conocer las razones que dieron lugar a la realización del presente proyecto, especificando los temas que se desean estudiar y los problemas a resolver, además de mencionar los objetivos específicos que deben lograrse al final de la investigación.

Posteriormente, se describen brevemente los fundamentos teóricos necesarios para la implementación del interferómetro propuesto en este proyecto. Cada concepto teórico es relacionado directamente con una tarea o bloque específico del instrumento, proporcionando al lector una idea y descripción general de lo que se pretende construir. Resulta oportuno mencionar que en el capítulo 2 se abordan estos mismos temas teóricos con mayor detalle, incluyendo las matemáticas necesarias para su comprensión.

1.1. Motivación y Justificación

La idea de la realización del presente proyecto surgió a partir de considerar dos temas de interés: la turbulencia atmosférica y la holografía de superficie.

La turbulencia atmosférica es un fenómeno que limita la resolución y la sensibilidad de un instrumento al observar fuentes astronómicas, por lo cual resulta importante conocer su comportamiento. La holografía de superficie es una técnica aplicada en antenas reflectoras para caracterizar sus parámetros de funcionamiento, tales como: alineamiento de paneles, posicionamiento de elementos secundarios y deformaciones en la superficie debidas a la gravedad.

A simple vista parece no existir relación alguna entre estos temas, sin embargo, ambos son importantes y se estudian en radioastronomía, principalmente para aplicaciones en longitudes de onda milimétricas.

Después de una breve investigación y un análisis general, se determinó que la similitud más importante entre estos temas, es la posibilidad de estudiar ambos casos a partir de implementar un instrumento que opera en el rango de las microondas a 11.715 GHz, equivalente a una longitud de onda de ~ 2.5 cm, obteniendo resultados que tienen correlación con ondas milimétricas (Thompson, 2004) y, consecuentemente, el principio matemático para su realización es el mismo, basado en que la distribución de apertura de una antena y su patrón de radiación se relacionan mediante la transformada de Fourier (Kraus, 1966b).

A pesar de la importancia de los temas a tratar y de sus similitudes descritas, fue necesario determinar la viabilidad del proyecto, a partir de la cual se establecieron los límites de la investigación a realizar.

En investigaciones previas, (Takeda, 1982) y (Suematsu, 1991), aplicadas principalmente en Óptica, se estudia y explica un método para medir distancias usando interferometría. A grandes rasgos, se trata de una fuente puntual de longitud de onda conocida, específicamente un rayo láser, el cual se hace incidir en un objeto cuya forma no está exactamente definida. La fuente luminosa realiza un barrido al objeto, y debido a la no uniformidad del mismo, la luz que se ha hecho incidir en él, recorre distancias diferentes al iluminar cada uno de los puntos del objeto. Estas diferencias en el camino recorrido por la luz, significan variaciones en la fase de la fuente luminosa utilizada. Cada una de estas diferencias de fase son representadas como valores de longitud, usados posteriormente para reconstruir la forma del objeto estudiado.

Siguiendo con la revisión de la literatura, se encontró el diseño de un instrumento propuesto en (Hiriart et al, 2002), donde se utiliza un método para obtener las diferencias de fase que sufre una señal de microondas, al ser recibida por dos antenas separadas una distancia determinada.

Con lo anterior, se concluyó que el método aplicado en Óptica por (Takeda, 1982) y (Suematsu, 1991) es el mismo utilizado por (Hiriart et al, 2002), pero enfocado en fuentes de radio, operando a frecuencias en el rango de las microondas. Así, surge la idea de implementar el interferómetro de (Hiriart et al, 2002) con el fin de estudiar la turbulencia atmosférica de algún sitio específico, para posteriormente adaptar el mismo instrumento y utilizarlo para aplicaciones de holografía de superficie.

Al final, teniendo en cuenta los recursos y el tiempo asignado para la investigación, el tema se delimitó como se muestra en el apartado siguiente, dejando tareas pendientes para ser realizadas en un trabajo futuro, como se explica en la sección 6.2.

1.2. Objetivos

- Implementar un interferómetro de dos elementos basado en el diseño propuesto en (Hiriart et al, 2002), capaz de detectar la señal de referencia ("beacon") emitida por un satélite geoestacionario.
- Medir las fluctuaciones de fase en las señales que se reciben para almacenarlas en tiempo real.
- Analizar los datos obtenidos y relacionarlos con el comportamiento de la turbulencia atmosférica a la frecuencia de operación del instrumento de 11.715 GHz.
- Definir si los resultados obtenidos tienen correlación con longitudes de onda milimétricas y para que rango específico.

1.3. Descripción general de la física del prototipo

Una *onda electromagnética* constituye el fenómeno físico básico utilizado en el desarrollo del trabajo presentado enseguida. Cada método aquí propuesto, descrito y llevado a cabo, surgió como una consecuencia de la detección de ondas electromagnéticas, proceso en el cual se encuentra implícito el uso de al menos un receptor, aunque específicamente para este caso se trata de dos de ellos, cuya física al interactuar con la radiación electromagnética puede explicarse mediante conceptos de *interferencia* y *difracción*. Al final, la radiación obtenida individualmente por cada uno de los receptores es relacionada mediante *interferometría*, obteniendo así el estado de la fase de las ondas electromagnéticas detectadas. Dentro de esta breve y simple descripción se infiere la metodología de operación del instrumento propuesto, y además, se leen conceptos físicos fundamentales que rigen el funcionamiento del diseño que se implementó. Por ello, es importante iniciar comprendiendo, al menos de manera general, cada uno de dichos conceptos.

La *onda electromagnética* es un fenómeno físico que puede expresarse mediante vectores de campo eléctrico y magnético, \mathbf{E} y \mathbf{B} respectivamente. Ambos campos son generados debido a cargas en movimiento, son variables en el tiempo y son siempre perpendiculares entre sí. Estas tres características, además cumplen con la aseveración de que: si un fenómeno físico que ocurre en una posición y en un tiempo específico, se reproduce periódicamente en otras posiciones en tiempos posteriores, entonces este grupo de fenómenos constituyen una onda (Kraus, 2002a).

Una vez que se identifican las ondas electromagnéticas, el siguiente paso es utilizar un dispositivo capaz de detectarlas, el cual es llamado *antena*. En este punto es necesario aclarar al menos dos distintas interpretaciones dadas a la palabra *antena*. El comprenderlas se facilita partiendo de la aplicación aquí presentada, donde el sistema se forma por

un detector colocado en el foco de un reflector parabólico. En ingeniería, suele utilizarse el término *antena* para nombrar únicamente al elemento detector de la radiación, sin tener en cuenta el reflector parabólico que forma la estructura completa del sistema. Mientras que en radioastronomía normalmente se le nombra *antena* a toda la estructura, incluyendo tanto al detector como al reflector parabólico. En el presente documento se utilizará la interpretación dada en radioastronomía, debido a interpretar a una *antena* como *toda la estructura asociada con la región de transición entre una onda guiada y una onda en el espacio libre, cumpliendo la función principal de convertir electrones a fotones, o viceversa* (Kraus, 2002a).

Otro concepto importante es la *resolución angular*, la cual es una característica particular de cada radiotelescopio, determina el tipo de objetos astronómicos que el instrumento es capaz de detectar e identificar, y se obtiene a partir de conocer la longitud de onda de la radiación electromagnética que se desea captar, así como también depende del diámetro de la antena del radiotelescopio. A mayor diámetro, se obtiene una mejor resolución angular, razón por la cual se construyen radiotelescopios de gran tamaño. La ecuación 1.1 muestra la interpretación matemática (Wilson, 2009).

$$\theta = k \frac{\lambda}{D} \quad (1.1)$$

Donde

- θ : es la resolución angular.
- λ : es la longitud de onda de la radiación recibida.
- D : es el diámetro de la antena del instrumento.
- k : es un factor dependiente de los detalles en la iluminación de la antena.

Cuando instrumentos de gran tamaño no pueden ser implementados, entonces se aplican técnicas de interferometría, las cuales simulan una superficie de diámetro D utilizando varias antenas pequeñas de diámetro d , donde $d \ll D$ (Wilson, 2009). Esta descripción únicamente muestra el objetivo de la interferometría, pero no hace referencia a los fenómenos físicos involucrados en la misma, como lo son la *interferencia* y la *difracción*, que son la base para entender el porqué funciona la interferometría.

La *interferencia* se define como *una interacción de dos o más ondas electromagnéticas que producen una irradiancia resultante que se desvía de la suma de las irradiancias componentes* (Hecht, 2002). Analizando el concepto, se puede interpretar una "interacción" como perturbaciones debidas a una superposición de ondas. La "irradiancia resultante" es un término usado en Óptica, pero mantiene una analogía con la radioastronomía, interpretado como la cantidad de potencia captada en una superficie y es medida en Wm^{-2} . Entonces "la potencia resultante que se desvía de la suma de las potencias componentes",

indica que al momento de existir una superposición de ondas coherentes en espacio y tiempo, se genera una componente capaz de definir las propiedades de la interferencia. La idea principal es que la interferencia aparece debido a la superposición de ondas, la única condición es que las ondas superpuestas presenten coherencia espacial y temporal.

El otro concepto a tener en cuenta es la *difracción*, la cual se trata de un fenómeno ocurrido debido a una desviación de la onda de su propagación rectilínea. Siendo más explícito: un frente de onda es obstruido, el obstáculo altera la amplitud y/o la fase de la onda y se produce una superposición, generando así interferencia. El hecho de que se genere una superposición de ondas se debe al principio de Huygens, que indica que una onda se propaga como si el frente de onda estuviera formado por una serie de fuentes puntuales, cada una emitiendo una onda secundaria. Todas estas ondas secundarias son las que provocan la superposición descrita (Hecht, 2002).

La unión de todos los fenómenos previamente explicados permiten el desarrollo de una técnica interferométrica. Su aplicación en el presente proyecto se observa después de la detección de la radiación electromagnética. Para ello hay que partir suponiendo un interferómetro básico, formado por dos antenas separadas una distancia específica. Una vez que cada antena, simultáneamente, ha detectado una fuente de radiación electromagnética para tener una onda guiada a través de una línea de transmisión, entonces se aplica una técnica interferométrica para deducir la diferencia de fase relativa entre las señales detectadas. De manera general, existen tres tipos básicos de interferómetros: el simple o de suma, el de switcheo de fase o de multiplicación y el de correlación. Para los dos primeros tipos de interferómetros enlistados, la manera en que matemáticamente se procesan las señales queda implícito, mientras que para el de correlación las señales son multiplicadas directamente y además promediadas en el tiempo. Como se verá en capítulos posteriores, el sistema implementado en esta aplicación se trata de un interferómetro de correlación, en el que físicamente, el dispositivo encargado de realizar la interferometría es un demodulador IQ, donde el valor I representa el resultado de un interferómetro de correlación, mientras que la comparación entre I y Q permite obtener la diferencia de fase, que matemáticamente equivale a una relación trigonométrica entre ambos valores.

Cuando la técnica interferométrica ha sido llevada a cabo, solamente resta procesar los datos obtenidos. Lo cual se consigue realizando procesos de ingeniería, tales como la digitalización de los datos mediante algún módulo de conversión analógico-digital, la transmisión de los datos digitalizados usando un protocolo de comunicación estándar, la adquisición y cuantificación de dichos datos mediante algún lenguaje de programación y el almacenamiento de los mismos, para posteriormente realizar el análisis necesario.

Hasta este punto se tiene una idea general de todos los fenómenos físicos necesarios para el desarrollo del interferómetro. En el capítulo 2 se pretende ampliar las descripciones de cada fenómeno y describir matemáticamente conceptos necesarios, que deben ser comprendidos para la correcta implementación del instrumento.

1.4. Organización de la Tesis

En este primer capítulo se presentó una introducción del proyecto a realizar, especificando los temas a tratar, planteando los objetivos de la investigación y describiendo, de manera general, la física involucrada en cada etapa que forma parte del interferómetro.

El capítulo 2 contiene la base teórica sobre la que se sustenta el proyecto de investigación aquí descrito. Se incluyen de manera detallada los conceptos de onda electromagnética, interferencia, difracción e interferometría, necesarios para entender el funcionamiento del instrumento desarrollado.

En el capítulo 3 se presentan experimentos preliminares, involucrando actividades que permitieron conocer, tanto de manera teórica como práctica, los elementos y dispositivos que posteriormente serían utilizados en la implementación del interferómetro. Las actividades consistieron en el apuntado de una antena parabólica hacia un satélite geostacionario y la observación de un fenómeno de tránsito solar que afectó a dicho satélite.

El capítulo 4 muestra los procedimientos realizados para construir el interferómetro. Se describe con detalle cada una de las etapas del instrumento, especificando los dispositivos utilizados, sus características y su función.

El análisis de las mediciones realizadas con el interferómetro y los resultados obtenidos son descritos en el capítulo 5. Se hace una interpretación de las fluctuaciones de fase detectadas por el instrumento, para correlacionarlas con distintas variables meteorológicas e inferir afectaciones en señales de microondas debidas a la turbulencia atmosférica. Además de la turbulencia atmosférica, se mencionan algunas otras aplicaciones que pueden ser estudiadas con el interferómetro.

En el capítulo 6 se describen las conclusiones y el trabajo futuro. Se dan a conocer los objetivos cumplidos y, en base a las aplicaciones citadas en el capítulo 5, se proponen nuevas investigaciones que pueden ser desarrolladas a partir del interferómetro y de los resultados obtenidos hasta el momento.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Ondas electromagnéticas

Conceptualmente, una *onda electromagnética* obedece a la descripción de una onda clásica: es un elemento continuo, se genera debido a una perturbación de un medio y se mueve en el espacio transportando energía. La electrodinámica clásica describe esta idea de transferencia continua de energía, aunque también existe la electrodinámica cuántica en la que las interacciones electromagnéticas y el transporte de energía se estudian como partícula. Esta dualidad de la energía electromagnética se manifiesta al observar su propagación en el espacio en forma de onda, y por otro lado se puede ver como partícula en procesos de absorción y emisión, en los que la energía es creada o destruida en cuantos o fotones y no de manera continua como una onda clásica (Hecht, 2002).

Para la aplicación realizada, es suficiente conocer y entender la naturaleza ondulatoria de las interacciones electromagnéticas. Es por ello que desde un inicio se utilizó el término de *onda electromagnética* y sus características son explicadas enseguida.

La propagación de ondas electromagnéticas se describe a partir de las ecuaciones de Maxwell, que especifican la relación entre el vector de campo eléctrico \mathbf{E} y el vector de campo magnético \mathbf{B} . La intensidad de \mathbf{E} se mide en Volts por metro (V/m) y se genera debido a un campo magnético variante en el tiempo o a la presencia de alguna carga en reposo, mientras que la intensidad de \mathbf{B} es medida en Amperes por metro (A/m) y es generado debido a un campo eléctrico variante en el tiempo o a la existencia de una corriente. Enseguida se muestra una sencilla explicación matemática basada en (Hecht, 2002).

Una carga puntual q , posee un campo eléctrico \mathbf{E} . Si la carga experimenta una fuerza \mathbf{F}_E , entonces para la posición de dicha carga se tiene la expresión:

$$\mathbf{F}_E = q \cdot \mathbf{E} \tag{2.1}$$

La fuerza \mathbf{F}_E provoca que la carga q , adquiera una velocidad \mathbf{v} . La carga en movimiento experimenta otra fuerza \mathbf{F}_M proporcional a su velocidad y genera un campo magnético \mathbf{B} :

$$\mathbf{F}_M = q \cdot \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.2)$$

Si las fuerzas \mathbf{F}_E y \mathbf{F}_M surgen simultáneamente, la carga se mueve en una región ocupada tanto por el campo eléctrico como por el campo magnético, teniendo que:

$$\mathbf{F}_{EM} = q \cdot \mathbf{E} + q \cdot \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.3)$$

Esta dependencia entre \mathbf{E} y \mathbf{B} describe de manera muy general la generación de ondas electromagnéticas. Además se tiene ahora una interpretación sencilla de lo que es un campo eléctrico y un campo magnético, elementos básicos que permiten describir de manera más clara las ecuaciones de Maxwell.

2.1.1. Ecuaciones de Maxwell

Las cuatro leyes básicas de la teoría electromagnética son conocidas como las ecuaciones de Maxwell. El objetivo de la presente sección es revisar dichas ecuaciones, describir su relación con los campos eléctricos y magnéticos, para obtener las ideas necesarias para entender exactamente el comportamiento de una onda electromagnética, incluyendo tanto un punto de vista teórico como uno práctico.

Ley de inducción de Faraday

Como su nombre lo indica, esta primera ley es una contribución de Michael Faraday, la cual parte del concepto de un flujo magnético variable en el tiempo (Φ_M) pasando a través de un circuito o trayectoria cerrada. Como ya se mencionó, la presencia de un flujo magnético variable en el tiempo genera un campo eléctrico, que físicamente podría interpretarse como líneas de campo circulando a lo largo de la trayectoria cerrada, la cual se definirá como C . Por lo tanto también existe una fuerza (F_E) que hace posible dicho desplazamiento de las líneas de campo. Matemáticamente:

$$\mathbf{F}_E = \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.4)$$

Lo interesante en la propuesta de Faraday, es la explicación de que un campo eléctrico no necesariamente es generado por la presencia de una carga, demostrando que la presencia de un campo magnético variante en el tiempo también es capaz de crear un campo eléctrico.

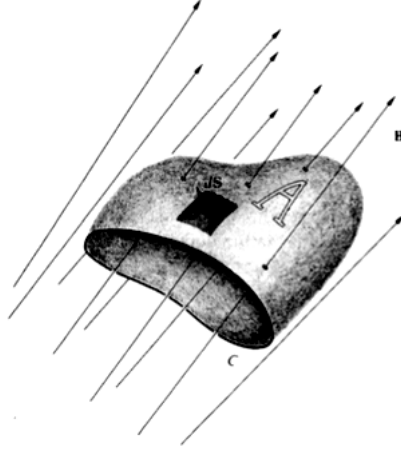


Figura 2.1: Flujo magnético \mathbf{B} atravesando una superficie abierta A , limitada por una trayectoria cerrada C . Tomada de (Hecht, 2002).

Por lo tanto también debe existir una fuerza (F_M) relacionada a dicho flujo de campo magnético (Φ_M):

$$\mathbf{F}_M = \frac{d\Phi_M}{dt} \quad (2.5)$$

Entonces, siguiendo con el análisis del mismo flujo magnético variable en el tiempo (Φ_M) atravesando la trayectoria cerrada (C), pero suponiendo además un área abierta cualquiera (A) limitada por C (Figura 2.1), se tiene que:

$$\Phi_M = \iint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.6)$$

Donde el flujo magnético (Φ_M) queda relacionado con un campo magnético (B) que también resultará ser variable en el tiempo.

Por lo tanto, considerando la ecuación 2.3 en secciones anteriores, y utilizando las ecuaciones obtenidas previamente, 2.4, 2.5 y 2.6, se llega a lo descrito enseguida:

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \frac{d\Phi_M}{dt} = 0 \quad (2.7)$$

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \iint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.8)$$

Por último, con lo que se ha explicado hasta ahora, se entiende que no existen cargas que afecten las líneas de campo, por lo que se puede concluir que el comportamiento de los campos depende únicamente del transcurso del tiempo. Matemáticamente:

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \iint_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.9)$$

Ley de Gauss-Eléctrica

Son dos las leyes básicas del electromagnetismo que llevan el nombre de Karl Friedrich Gauss. La primera de ellas es la eléctrica, en la cual se estudia el flujo de la intensidad de campo eléctrico (Φ_E) atravesando una superficie cerrada (A):

$$\Phi_E = \oiint_A \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.10)$$

Enseguida, se supone que la superficie cerrada (A) contiene una carga total de volumen (V), teniendo una distribución continua de carga con densidad ρ . Matemáticamente:

$$\oiint_A \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho dV \quad (2.11)$$

Esta ley compara la cantidad de flujo del campo eléctrico que entra a la superficie A con el flujo que sale de ella. En caso de existir alguna diferencia entre la entrada y la salida de flujo, esta será proporcional a la carga total encerrada en A , ya que dicha carga interactúa con las líneas de campo entrante, provocando un cambio en el flujo de la intensidad de campo saliente.

Ley de Gauss-Magnética

Esta ley representa el equivalente magnético de la ley de Gauss-Eléctrica. De manera similar al caso anterior, se tiene en cuenta un flujo magnético (Φ_M) atravesando una superficie cerrada (A).

$$\Phi_M = \oiint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.12)$$

Sin embargo, hasta hoy en día es un hecho afirmar que no existe un equivalente magnético de la carga eléctrica, lo que significa que el flujo magnético que entra a la superficie A siempre será idéntico al flujo magnético que sale de la misma, ya que no habrá un elemento contenido en A que altere las líneas de campo magnético. Entonces:

$$\oiint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.13)$$

Ley circuital de Ampère

La cuarta ley fundamental del electromagnetismo se debe a André Marie Ampère. Para su comprensión hay que comenzar teniendo en mente la figura 2.1, utilizada previamente para ejemplificar la ley de inducción de Faraday. A partir de dicha figura, hay que recordar que se tiene una trayectoria cerrada (C) que sirve como límite de un área abierta (A). La diferencia es que para la ley circuital de Ampère, se debe suponer una densidad de corriente (J) atravesando el área abierta (A) limitada por C .

Al hacer circular una corriente eléctrica a través de A , se genera un campo magnético. Lo primero, es definir la componente del campo magnético (\mathbf{B}), contenido en la trayectoria cerrada (C), es decir:

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.14)$$

Y como ya se mencionó, dicho campo magnético \mathbf{B} fue generado debido a la presencia de una corriente eléctrica, que por ahora será nombrada como i , entonces se tiene que:

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu i \quad (2.15)$$

Donde μ es la constante de permeabilidad del medio.

Haciendo un enfoque en la corriente eléctrica (i), se puede observar que se encuentra representada por la densidad de corriente (J) que atraviesa el área abierta A . Por lo tanto se puede afirmar que:

$$i = \iint_A \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.16)$$

Entonces, relacionando las ecuaciones 2.15 y 2.16 se obtiene la ecuación 2.17.

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu \iint_A \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.17)$$

Sin embargo, la ecuación 2.17 que representa la ley circuital de Ampère, en la práctica no obedece a cualquier área abierta (A) que se elija. Es decir, existen materiales que no permiten el paso de corriente eléctrica a través de ellos, lo cual depende de su permitividad eléctrica ϵ , lo que significa que si se elige un área A cuyo material no permite el paso de corriente eléctrica, entonces el campo magnético \mathbf{B} también tendría que ser nulo, lo cual en la práctica no se cumple. La resolución a este problema fue realizada por James Clerk Maxwell al suponer la existencia de una densidad de corriente de desplazamiento, a partir de saber que las cargas en movimiento no son la única fuente capaz de generar un campo magnético. Otra manera de crear un campo magnético es mediante la existencia de un campo eléctrico variante en el tiempo, y a partir de este razonamiento propuso lo siguiente:

$$\mathbf{E} = \frac{Q}{\epsilon A} \quad (2.18)$$

Donde Q representa la carga y A es el área de una placa con permitividad eléctrica ϵ .

Entonces, se requiere un campo eléctrico \mathbf{E} variante en el tiempo para generar un campo magnético, por lo tanto:

$$\epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \frac{i}{A} \quad (2.19)$$

Y por último, observando la ecuación 2.19 se puede notar que un campo eléctrico variante en el tiempo, es proporcional a una densidad de corriente, es decir:

$$\mathbf{J}_D = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.20)$$

Y reformulando la ley de Ampère, se obtiene:

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu \iint_A \left(\mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S} \quad (2.21)$$

Un resumen de las cuatro leyes que conforman las ecuaciones de Maxwell, y las ideas principales de cada una de ellas, puede observarse en el Cuadro 2.1.

2.1.2. La ecuación de onda electromagnética

Las expresiones mostradas en la tabla 2.1 representan las ecuaciones de Maxwell en su forma integral, aunque para explicar las características ondulatorias del campo electromagnético resulta más útil definir las en su forma diferencial. A partir de los conceptos

Nombre	Ecuación	Ideas principales
Ley de inducción de Faraday	$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \iint_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$	La presencia de un campo magnético variante en el tiempo, siempre generará un campo eléctrico.
Ley de Gauss-Eléctrica	$\oiint_A \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho dV$	La diferencia entre la cantidad de flujo de un campo eléctrico entrante en una superficie cerrada y el flujo de campo eléctrico saliente de la misma, es proporcional a la carga total encerrada en dicha superficie.
Ley de Gauss-Magnética	$\oiint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$	El flujo magnético que entra en una superficie cerrada siempre es igual al flujo magnético que sale de la misma.
Ley circuital de Ampère	$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu \iint_A \left(\mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S}$	Si se tiene una densidad de corriente eléctrica atravesando una superficie y/o una densidad de corriente de desplazamiento debida a la variación de un campo eléctrico, siempre se generará un campo magnético.

Tabla 2.1: Ideas principales de las cuatro ecuaciones de Maxwell.

teóricos revisados en (Hecht, 2002), se muestra el proceso y el resultado de pasar dichas ecuaciones de su forma integral a su forma diferencial.

Antes de iniciar, es necesario recordar dos conceptos del cálculo vectorial: el teorema de la divergencia de Gauss y el teorema de Stokes, definidos por la ecuación 2.22 y 2.23 respectivamente.

$$\oiint_A \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} = \iiint_V \nabla \cdot \mathbf{F} dV \quad (2.22)$$

$$\oint_C \mathbf{F} \cdot d\mathbf{l} = \iint_A \nabla \times \mathbf{F} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.23)$$

Para las dos expresiones previas, \mathbf{F} es un campo vectorial, que puede representar el campo eléctrico (\mathbf{E}) o magnético (\mathbf{B}).

Aplicando el teorema de Stokes a un campo eléctrico (\mathbf{E}), se tiene la expresión 2.24.

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \iint \nabla \times \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.24)$$

Al relacionar la ecuación 2.24 con la ley de inducción de Faraday definida previamente en la expresión 2.9, se deduce que

$$\iint \nabla \times \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = - \iint \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.25)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.26)$$

De manera similar, aplicando el teorema de Stokes al campo magnético (\mathbf{B}), y utilizando la ecuación 2.21 de la ley circuital de Ampère, se obtiene

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \iint \nabla \times \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.27)$$

$$\iint \nabla \times \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \mu \iint \left(\mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S} \quad (2.28)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu \left(\mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (2.29)$$

Así se obtienen dos de las cuatro ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial, representadas en las expresiones 2.26 y 2.29. Para mostrar de forma diferencial las dos ecuaciones que faltan, se aplica la expresión 2.22 del teorema de la divergencia de Gauss, en un campo eléctrico (\mathbf{E}) y en un campo magnético (\mathbf{B}), como se muestra enseguida.

$$\oiint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \iiint \nabla \cdot \mathbf{E} dV \quad (2.30)$$

Si la expresión 2.30 se relaciona con la ley de Gauss-Eléctrica, de la ecuación 2.11 se tiene que

$$\iiint_V \nabla \cdot \mathbf{E} dV = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho dV \quad (2.31)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.32)$$

Mientras que para el teorema de la divergencia de Gauss, aplicado en un campo magnético (\mathbf{B}) se tiene que

$$\oiint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \iiint \nabla \cdot \mathbf{B} dV \quad (2.33)$$

De igual manera, relacionando la expresión anterior con la ley de Gauss-Magnética de la ecuación 2.13 se obtiene

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.34)$$

Encontrando así, las expresiones 2.32 y 2.34 que representan las otras dos ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial.

Las cuatro ecuaciones de Maxwell contienen dos tipos de fuentes que generan los campos eléctrico y magnético: las cargas eléctricas, quietas o en movimiento, y las variaciones en el tiempo de los propios campos. Sin embargo, proponiendo como condiciones iniciales $\rho = 0$ y $J = 0$, lo cual significa despreciar las cargas eléctricas y proponer una propagación de los campos en el vacío, entonces las cuatro ecuaciones de Maxwell pueden ser expresadas como sigue.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.35)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.36)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.37)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.38)$$

Al no existir cargas eléctricas, en las ecuaciones 2.37 y 2.38 no se genera ningún campo eléctrico o magnético. Sin embargo, es interesante observar que esto no sucede en las ecuaciones 2.35 y 2.36, ya que a pesar de no tener cargas ni corrientes eléctricas, existe una generación de campos, tanto eléctrico como magnético, e incluso aparece un campo en función del otro, mostrando una dependencia entre ambos.

Lo ideal sería encontrar una ecuación para cada uno de los campos, una para el campo eléctrico y otra para el campo magnético, teniendo información de sí mismo que no dependa explícitamente del otro.

A partir de la ley de inducción de Faraday (ecuación 2.35) y de la ley circuital de Ampère (ecuación 2.36), ambas en su forma diferencial, pueden hallarse dichas ecuaciones "ideales" que describen independientemente tanto al campo eléctrico como al campo magnético. Matemáticamente, esto se consigue aplicando un operador rotacional.

De la ecuación 2.35 se tiene que

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times \mathbf{B}) \quad (2.39)$$

Sustituyendo $(\nabla \times \mathbf{B})$ de la ecuación 2.36 en la ecuación 2.39 se obtiene

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (2.40)$$

Aplicando identidades vectoriales

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (2.41)$$

Finalmente, la expresión 2.42 representa la ecuación de onda para el campo eléctrico, y repitiendo el mismo proceso, pero teniendo como base la ley circuital de Ampère de la expresión 2.36, se obtiene la ecuación de onda para el campo magnético (ecuación 2.43).

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.42)$$

$$\nabla^2 \mathbf{B} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.43)$$

Concluyendo así, que las dos expresiones obtenidas describen campos dependientes del espacio-tiempo y ambas tienen la forma de la ecuación diferencial de onda.

2.1.3. Mecanismos de radiación

El término *radiación* se define como *la emisión y propagación de energía electromagnética o partículas subatómicas a través del espacio* (Hecht, 2002). Se trata de una definición muy general, que no especifica un rango o límite de emisión y propagación, ya que referirse a energía electromagnética y partículas subatómicas significa incluir prácticamente todas las longitudes de onda o frecuencias existentes. Por ello, es necesario limitar la definición de acuerdo al tipo de radiación que detecta el instrumento desarrollado.

La idea principal es conocer la manera en que se genera la radiación electromagnética, específicamente para una frecuencia de 11.715 GHz, equivalente a una longitud de onda de 2.56 cm, que es la señal a detectar.

En secciones anteriores se ha explicado que las cargas libres, es decir, aquellas que no se encuentran enlazadas en un átomo, emiten radiación electromagnética al ser aceleradas, ya sea linealmente, moviéndose en círculos u oscilando hacia adelante y hacia atrás en una antena de radio. Cada uno de estos métodos representa un distinto mecanismo de radiación continua y no térmica. En esta aplicación se detectan este tipo de mecanismos de radiación, específicamente el basado en la aceleración circular de cargas libres, conocida como sincrotrón.

Los mecanismos de radiación basados en la aceleración de cargas, a diferencia de los mecanismos térmicos, no dependen de la temperatura de la fuente, sino que dependen sólo de la interacción de las partículas cargadas con los campos magnéticos.

Radiación sincrotrón

La comprensión de la radiación sincrotrón se facilita al entender primero el proceso mediante el cual las cargas son aceleradas linealmente. Suponiendo una carga en reposo, el simple hecho de su presencia genera un campo eléctrico (\mathbf{E}) alrededor de la misma, el cual se mantendrá constante debido a la posición fija de la carga. Otro aspecto importante en este caso, es la ausencia de un campo magnético (\mathbf{B}), ya que para generarlo se necesitaría un desplazamiento de la carga o un campo eléctrico variante en el tiempo.

Cuando por alguna razón, la carga comienza a moverse a velocidad constante, a pesar de existir un movimiento, el hecho de ser uniforme mantendría un mismo campo eléctrico (\mathbf{E}) invariante. La diferencia sería que ahora también existiría un campo magnético, aunque invariante en el tiempo. La idea es entender que el movimiento uniforme de una carga es relativo, y como consecuencia, aunque dicho movimiento es capaz de generar tanto un campo eléctrico, como un campo magnético, los mantiene sujetos a la carga, desplazándose conjuntamente con ella, y eso no es suficiente para emitir una radiación electromagnética.

Para conseguir una radiación electromagnética, es necesario que el campo eléctrico (\mathbf{E}) se separe de la carga que lo ha generado, logrando así propagarse a través del espacio. Dicha propagación se consigue acelerando las cargas. Cada que se registra una aceleración, las líneas de campo se distorsionan y aparece una discontinuidad, lo que significa que el campo eléctrico ha sido separado de la carga que lo generó, dando lugar a la propagación del mismo y generando radiación electromagnética, ya que en algún punto del espacio, dicho campo eléctrico será una función del tiempo, lo que significa la generación de un campo magnético que también llegará ser variante en el tiempo.

Lo anterior describe la generación de radiación sincrotrón, donde únicamente hace falta especificar la trayectoria seguida por las cargas aceleradas, la cual queda definida cuando una partícula cargada entra en un campo magnético, experimentando una fuerza que la obliga a trazar una trayectoria circular o espiral alrededor de las líneas de campo. Por lo tanto, la partícula sufre una aceleración angular que induce la emisión de radiación. Esto ocurre en condiciones relativistas, es decir, cuando las velocidades implicadas son muy cercanas a la velocidad de la luz. Por último, este tipo de radiación es continua, ya que su frecuencia depende del campo magnético y de la velocidad de la partícula, que se tratan de elementos no discretizados.

2.2. Interferencia

La propagación de ondas electromagnéticas es un fenómeno vectorial, ya que los campos eléctricos y magnéticos son campos vectoriales. Por tal motivo, cuando dos o más ondas se superponen, se obtiene la suma vectorial de las perturbaciones que la constituyen, generando así el fenómeno de interferencia.

El principio de superposición indica que la intensidad de un campo, por ejemplo \mathbf{E} , en un punto específico, procedente de distintos campos separados $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2, \dots$ está dada por

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 + \dots \quad (2.44)$$

Las ecuaciones de interferencia en su forma vectorial, pueden encontrarse partiendo del principio de superposición y de los valores de la irradiancia, que como ya se explicó en la sección 1.3, para la radioastronomía se definirá como la cantidad de potencia captada en una superficie, se medirá en Wm^{-2} y se representará como P_I .

Se puede iniciar el análisis considerando dos fuentes puntuales S_1 y S_2 emitiendo ondas monocromáticas de la misma frecuencia a través de un medio homogéneo, separadas una distancia a mucho mayor que su longitud de onda y colocando puntos de observación x suficientemente lejos de las fuentes para tener frentes de onda planos.

Conociendo que la potencia captada en cada punto x , está dada por

$$P_I = \langle \mathbf{E}^2 \rangle_T \quad (2.45)$$

Que expresa el promedio temporal de la magnitud de la intensidad del campo eléctrico al cuadrado, lo que matemáticamente significa

$$\mathbf{E}^2 = \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} \quad (2.46)$$

Teniendo en cuenta las dos fuentes puntuales que se han propuesto, se obtiene

$$\mathbf{E}^2 = (\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2) \cdot (\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2) \quad (2.47)$$

$$\mathbf{E}^2 = \mathbf{E}_1^2 + \mathbf{E}_2^2 + 2\mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \quad (2.48)$$

Y en base a la ecuación 2.45, se puede definir la expresión 2.48 como

$$P_I = P_{I1} + P_{I2} + P_{I12} \quad (2.49)$$

Considerando cada uno de los términos como sigue

$$P_{I1} = \langle \mathbf{E}_1^2 \rangle_T \quad (2.50)$$

$$P_{I2} = \langle \mathbf{E}_2^2 \rangle_T \quad (2.51)$$

$$P_{I12} = 2\langle \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \rangle_T \quad (2.52)$$

Hasta finalmente llegar a la expresión 2.52 denominada *término de interferencia*, que puede ser calculado de manera más específica, a partir de considerar dos ondas de la forma

$$\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}_{01} \cos(\mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{r} - \omega t + \epsilon_1) \quad (2.53)$$

$$\mathbf{E}_2(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}_{02} \cos(\mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{r} - \omega t + \epsilon_2) \quad (2.54)$$

Al relacionar la ecuación 2.52 con las expresiones 2.53 y 2.54, según lo anlizado en (Hecht, 2002), se obtiene una expresión específica para el *término de interferencia*.

$$P_{I12} = 2\langle \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \rangle_T = \mathbf{E}_{01} \cdot \mathbf{E}_{02} \cos(\mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{r} + \epsilon_1 - \mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{r} - \epsilon_2) \quad (2.55)$$

Definiendo $\delta = \mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{r} + \epsilon_1 - \mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{r} - \epsilon_2$, que representa la diferencia de fase resultante de la combinación de una diferencia de longitud de camino y de una diferencia del ángulo de fase inicial, la expresión 2.55 para el *término de interferencia* se simplifica como se muestra en la ecuación 2.56

$$P_{I12} = \mathbf{E}_{01} \cdot \mathbf{E}_{02} \cos \delta \quad (2.56)$$

Este *término de interferencia*, definido principalmente por el factor δ , define cuando el valor de la potencia detectada es mayor, menor o igual a $P_{I1} + P_{I2}$. Específicamente se observan dos casos ideales de interferencia: si el desfase entre las dos ondas es un múltiplo de 2π las perturbaciones están en fase, generando una *interferencia constructiva total*, y cuando las ondas están desfasadas 180° , es decir, para $\delta = \pm\pi, \pm3\pi, \pm5\pi \dots$ se tiene una *interferencia destructiva total*.

Es importante mencionar que los dos casos de interferencia citados no son siempre ideales, ya que dependiendo del valor de δ , pueden existir interferencias constructiva o destructiva parciales.

2.2.1. Condiciones para la interferencia

Para que la interferencia aparezca al interactuar dos ondas, es necesario cumplir con dos aspectos: la coherencia temporal y la coherencia espacial. Explicado de manera sencilla, la coherencia temporal se refiere a que las ondas que se harán interferir, deben tener una frecuencia casi igual, ya que una diferencia significativa en frecuencia da lugar a un desfase dependiente del tiempo, provocando que el *término de interferencia*, P_{I12} , tenga un valor igual a cero durante el intervalo de detección. Mientras que para la coherencia espacial, las ondas que se analizan deben provenir de fuentes puntuales, ya que una fuente ancha no permite la generación de interferencia, el porqué de esta situación se explica en esta sección.

Coherencia temporal

La coherencia temporal se refiere al intervalo de tiempo medio en el que la onda oscila de manera previsible, el cual aumenta al tener una frecuencia de la onda estable. Este intervalo de tiempo es conocido como tiempo de coherencia de la radiación, y mientras más grande sea su valor, la coherencia temporal de la fuente mejora.

El tiempo de coherencia (Δt) se relaciona inversamente con el ancho de banda de la frecuencia de la onda ($\Delta\nu$). Es decir, un ancho de banda estrecho, permite obtener un mejor tiempo de coherencia. Matemáticamente:

$$\Delta t \approx \frac{1}{\Delta\nu} \quad (2.57)$$

Coherencia espacial

Para comprender la coherencia espacial se puede considerar una fuente extensa, donde a pesar de tratarse de una sola fuente, debido a su tamaño, aparenta estar formada por muchas fuentes puntuales ampliamente espaciadas, por lo que las ondas que genera parecieran no provenir todas de una misma fuente, disminuyendo así la coherencia espacial.

La coherencia espacial también depende de la frecuencia de la onda, sin embargo, en la práctica es difícil tener una frecuencia que sea totalmente estable, por ello se maneja un ancho de banda en lugar de una sola frecuencia. Esta relación que describe la coherencia espacial, es la extensión en el espacio en la que la onda tiene una forma que permite

predecir con seguridad su fase y es conocida como la longitud de coherencia (Δl_c), que depende de la velocidad de propagación de la onda (c) y del tiempo de coherencia (Δt), quedando definida mediante la expresión

$$\Delta l_c = \frac{c}{\Delta \nu} \quad (2.58)$$

2.2.2. Interferometría

La interferometría puede considerarse una aplicación de la interferencia. Se trata de una técnica que combina la radiación proveniente de diferentes antenas para observar objetos astronómicos con mayor resolución.

El interferómetro es el instrumento utilizado para aplicar esta técnica. Existen interferómetros de división de amplitud y de división de frente de onda. En este caso, sólo se explica el funcionamiento del segundo, que es el utilizado en la presente investigación. Su principio se basa en el experimento de Thomas Young, quien tomó un frente de onda individual, recortó dos secciones coherentes del mismo y los hizo interferir.

El experimento de Young

En 1655, se describió un experimento realizado con el fin de analizar la interacción entre dos haces de luz. En una habitación oscura se dejaba pasar luz solar a través de dos agujeros diminutos cercanos, cada uno proyectaba una imagen del Sol en una superficie distante. Lo que se trataba de demostrar era que se producía oscuridad en el punto donde los círculos de luz se superponían. El experimento fracasó debido a que la fuente primaria era demasiado ancha, ya que el Sol ocupa aproximadamente 30 minutos de arco al observarlo en el cielo, por lo tanto la fuente primaria no presentaba coherencia espacial.

Cerca del año 1800, Young repitió dicho experimento para tratar de demostrar la naturaleza ondulatoria de la luz. Pero esta vez hizo pasar la luz solar a través de un pequeño agujero que se convirtió en la fuente primaria, para posteriormente iluminar los dos diminutos agujeros, generando así un sistema alternado de franjas brillantes y oscuras, conocidas como franjas de interferencia (figura 2.2).

2.3. Difracción

La difracción es un fenómeno que afecta a cualquier parte de un frente de onda que es obstruido de alguna manera. Puede definirse como una desviación en la propagación rectilínea de una onda, debida a la presencia de un obstáculo entre la fuente y el detector de la radiación (Hecht, 2002).

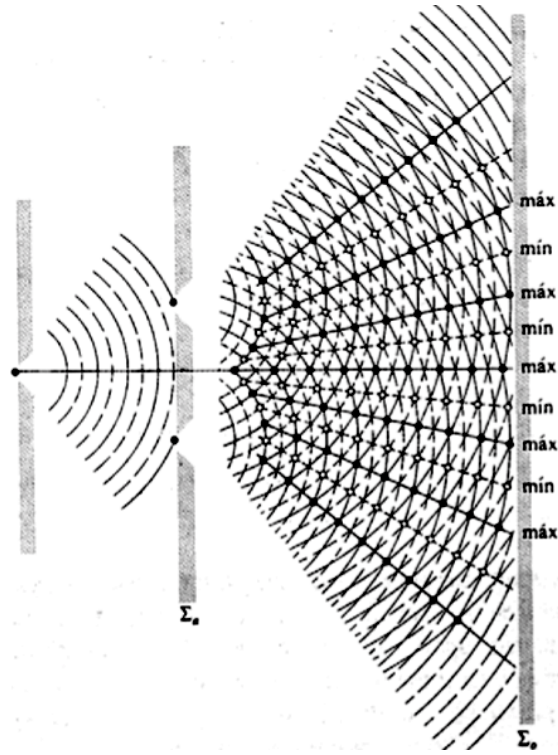


Figura 2.2: Representación gráfica del experimento de Young. Tomada de (Hecht, 2002).

2.3.1. Principio de Huygens-Fresnel

El problema planteado por Huygens, consistió en suponer una onda electromagnética pasando a través de un obstáculo, el cual afectaría de alguna manera la propagación del frente de onda. El objetivo fue determinar cómo la obstrucción afectaba al frente de onda y cuál sería su nueva forma después de haber superado el obstáculo.

Para solucionar el problema, Huygens propuso que cada uno de los puntos en un frente de onda, representara una fuente esférica secundaria, que en su conjunto crearían una envolvente que determina la forma del frente de onda.

Huygens utilizó este principio para describir la envolvente del frente de onda definida por algunas de las fuentes secundarias, sin embargo no incluía todo el conjunto de fuentes secundarias, razón por la cual no era posible explicar los detalles del proceso de difracción, lo cual fue complementado por Fresnel al añadir el concepto de interferencia. Así, el principio de Huygens-Fresnel establece que *cada uno de los puntos en un frente de onda, en un instante de tiempo determinado, forman un conjunto de fuentes esféricas secundarias de la misma frecuencia que la onda primaria. Mientras que la amplitud del campo en un punto más allá, lo determina la superposición del conjunto de todas las fuentes secundarias* (Hecht, 2002).

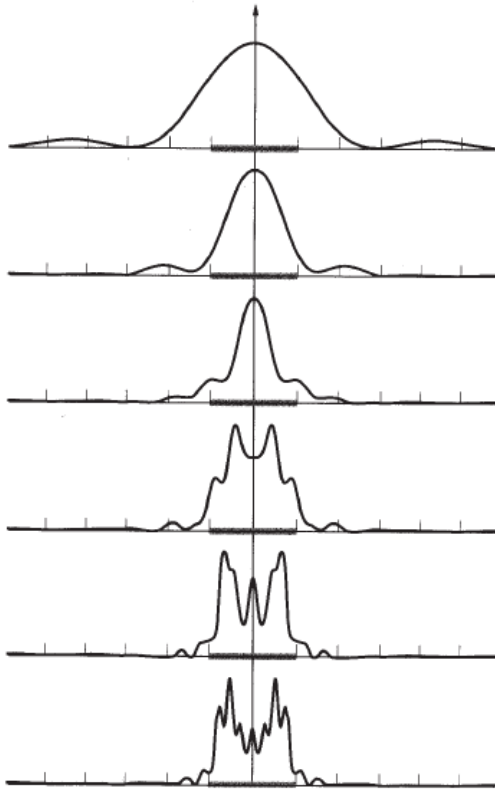


Figura 2.3: Sucesión de distribuciones de difracción aumentando la distancia entre abertura y plano de observación, desde Fresnel (abajo) hasta Fraunhofer (arriba). Tomada de (Hecht, 2002).

2.3.2. Difracción de Fraunhofer

Para comprender el fenómeno, considerar una placa con una abertura pequeña, iluminada por ondas planas provenientes de una fuente puntual lejana. Además de tener un plano de observación paralelo y muy cercano a la placa con la abertura. Bajo estas condiciones, sobre el plano de observación, es posible ver la imagen de la abertura proyectada.

Si el plano de observación va alejándose de la abertura, la imagen de la abertura aún se puede distinguir sobre el plano de observación, sin embargo comienza a aparecer una estructura de franjas a su alrededor. Este fenómeno es denominado *difracción de Fresnel* o *de campo cercano*.

Si el plano de observación se va alejando cada vez más, se produce un cambio en las franjas, las cuales se extenderán considerablemente hasta llegar a un punto en el que seguir alejando el plano de observación, ya no cambia su forma y sólo altera el tamaño de la distribución de las franjas. Esta es la *difracción de Fraunhofer* o *de campo lejano*.

Continuando con el análisis, se puede afirmar que siempre que la onda incidente en la abertura y la emitida por la misma sean planas, se obtiene la difracción de Fraunhofer. Por otro lado, cuando la fuente o el plano de observación están demasiado cerca de la abertura, entonces prevalece la difracción de Fresnel.

Matemáticamente, la difracción de Fraunhofer o de campo lejano, se produce en una abertura u obstáculo al cumplir la siguiente relación (Hecht, 2002):

$$R > \frac{a^2}{\lambda} \quad (2.59)$$

Donde

R : es la distancia de la abertura a la fuente o al observador (la más pequeña).

a : es la longitud de la abertura.

λ : es la longitud de onda de la radiación recibida.

La comparación entre la difracción de Fresnel y la de Fraunhofer descrita previamente, se observa gráficamente en la figura 2.3. Para este caso, de acuerdo a la ecuación 2.59, se determinó que la aplicación aquí presentada utiliza la difracción de Fraunhofer, razón por la cual se explica con mayor detalle este tipo de difracción de campo lejano.

Difracción de Fraunhofer por una rendija

Para el análisis de este tipo de difracción, se comenzará revisando la figura 2.4 que muestra una fuente lineal coherente, la cual representa cada una de las fuentes secundarias en una rendija larga iluminada por ondas planas. Cada punto de la rendija emite una onda esférica secundaria descrita como

$$E = \left(\frac{\mathcal{E}_0}{r} \right) \text{sen}(\omega t - kr) \quad (2.60)$$

Donde \mathcal{E}_0 se denomina *eficacia de la fuente*. Además se puede notar una dependencia de la amplitud de la onda con el inverso de la distancia r .

El número de fuentes secundarias (N) que existen en la rendija es enorme, y la separación entre cada una es sumamente pequeña. Suponiendo un segmento diminuto Δy_i de la rendija, este contendrá $\Delta y_i(N/D)$ fuentes, donde D es la longitud de la rendija. Considerando que el número de fuentes secundarias (N) tiende a infinito, la eficacia de cada una de ellas tiene que disminuir hasta casi cero, ya que la eficacia total \mathcal{E}_0 debe conservarse finita. Por lo tanto, se puede definir una constante \mathcal{E}_L como la *eficacia de fuente por unidad de longitud*. Matemáticamente

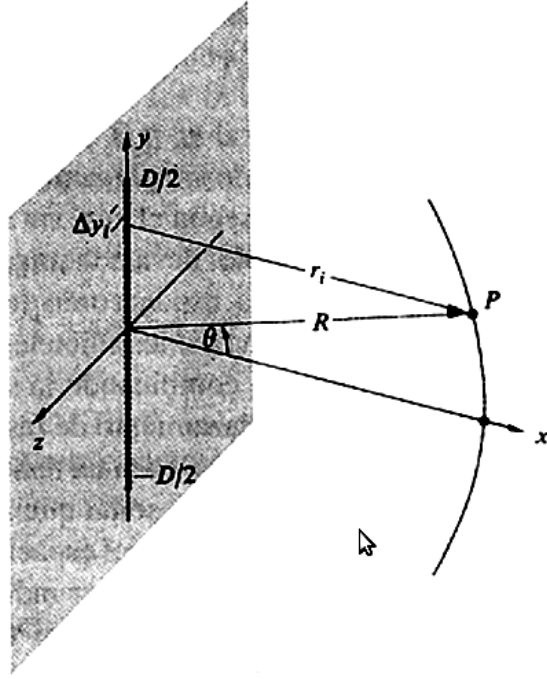


Figura 2.4: Fuente lineal coherente. Tomada de (Hecht, 2002).

$$\mathcal{E}_L \equiv \frac{1}{D} \lim_{N \rightarrow \infty} (\mathcal{E}_0 N) \quad (2.61)$$

Así, el campo total en el punto P, en base a las expresiones 2.60 y 2.61 se define como

$$E = \mathcal{E}_L \int_{-D/2}^{+D/2} \frac{\text{sen}(\omega t - kr)}{r} dy \quad (2.62)$$

Donde r tiene una dependencia con la posición y , es decir $r = r(y)$.

Siguiendo con el análisis de la figura 2.4, si el punto de observación P está muy distante de la fuente lineal coherente, siendo $R \gg D$, entonces $r(y)$ conserva su valor medio R , de tal manera que \mathcal{E}_L/R se considera constante para todos los elementos dy . Por lo tanto, para una difracción de campo lejano, la ecuación 2.62 puede representarse como:

$$E = \frac{\mathcal{E}_L}{R} \int_{-D/2}^{+D/2} \text{sen}(\omega t - kr) dy \quad (2.63)$$

En la ecuación 2.63 se observa como la amplitud ha quedado en función de la distancia R , sin embargo la fase se mantiene sensible a las variaciones de $r(y)$. Teniendo en cuenta

la condición de Fraunhofer en la que R es lo suficientemente grande, $r(y)$ puede expresarse como una función explícita de y como sigue (Hecht, 2002):

$$r = R - y \operatorname{sen} \theta \quad (2.64)$$

Sustituyendo r en la ecuación 2.63 y resolviendo la integral

$$E = \frac{\mathcal{E}_L}{R} \int_{-D/2}^{+D/2} \operatorname{sen}[\omega t - k(R - y \operatorname{sen} \theta)] dy \quad (2.65)$$

$$E = \frac{\mathcal{E}_L D}{R} \frac{\operatorname{sen}[(kD/2) \operatorname{sen} \theta]}{(kD/2) \operatorname{sen} \theta} \operatorname{sen}(\omega t - kR) \quad (2.66)$$

De la expresión 2.66, puede observarse que $(\mathcal{E}_L D/R)$ y $\operatorname{sen}(\omega t - kR)$ son constantes. También, es posible inferir la potencia captada a partir de la ecuación 2.45 revisada en secciones anteriores. En base a las consideraciones descritas se afirma que

$$P_I(\theta) = \left(\frac{\mathcal{E}_L D}{R} \right)^2 [\operatorname{sen}(\omega t - kR)]^2 \left[\frac{\operatorname{sen}[(kD/2) \operatorname{sen} \theta]}{(kD/2) \operatorname{sen} \theta} \right]^2 \quad (2.67)$$

Donde los elementos constantes corresponden a la potencia máxima detectada, obtenida cuando $\theta = 0$ y definida como

$$P_I(0) = \left(\frac{\mathcal{E}_L D}{R} \right)^2 [\operatorname{sen}(\omega t - kR)]^2 \quad (2.68)$$

Por lo tanto, relacionando las ecuaciones 2.67 y 2.68, se obtiene la potencia procedente de una fuente lineal coherente en la aproximación de Fraunhofer, representada por la expresión 2.69.

$$P_I(\theta) = P_I(0) \left[\frac{\operatorname{sen}[(kD/2) \operatorname{sen} \theta]}{(kD/2) \operatorname{sen} \theta} \right]^2 \quad (2.69)$$

Para simplificar la expresión, la literatura acostumbra definir a $\beta \equiv (kD/2) \operatorname{sen} \theta$ y así representarlo mediante una función *sinc*.

$$P_I(\theta) = P_I(0) \left(\frac{\operatorname{sen} \beta}{\beta} \right)^2 \quad (2.70)$$

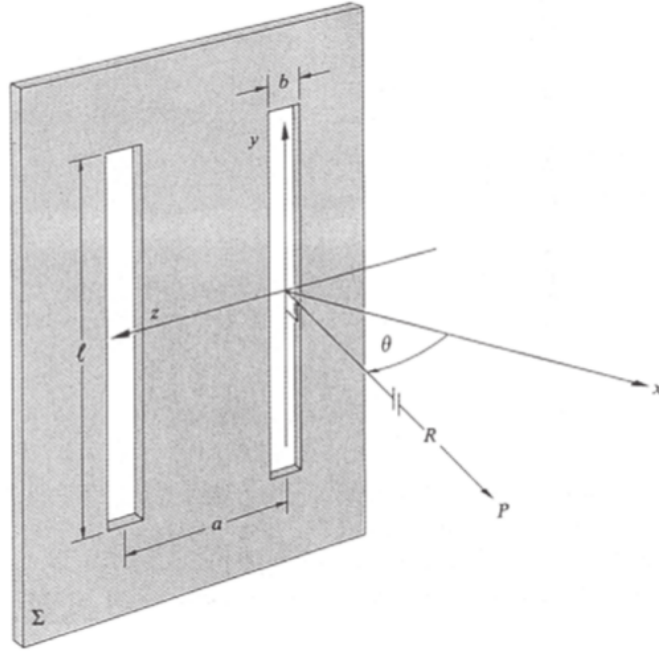


Figura 2.5: Geometría de doble rendija. Tomada de (Hecht, 2002).

Difracción de Fraunhofer por doble rendija

Para este caso, teniendo dos rendijas largas de ancho b separadas una distancia a , cada abertura, de manera independiente, generaría la misma figura de difracción de una sola rendija en el plano de observación, con la diferencia de que las contribuciones de las dos rendijas se superponen y, aunque la amplitud de ambas son idealmente iguales, sus fases pueden diferir significativamente. Como la misma onda plana primaria genera las fuentes secundarias en cada rendija, las ondas resultantes serán coherentes y por lo tanto existirá interferencia. La franja de interferencia en un punto específico del plano de observación lo determinan las diferencias en las longitudes de camino recorrido por las ondas que se superponen desde las dos rendijas.

Modificando un poco el análisis realizado para la difracción de una rendija, se puede obtener una expresión que describa la difracción por doble rendija. Cada una de las dos aberturas se divide de manera diferencial, comportándose como un número infinito de fuentes secundarias alineadas a lo largo del eje z , observado en la figura 2.5.

En base a lo anterior, la ecuación 2.65 de una sola rendija, aplicada para la difracción de una doble rendija quedaría como

$$E = C \int_{-b/2}^{+b/2} \text{sen}[\omega t - k(R - z \text{sen } \theta)] dz + C \int_{a-b/2}^{a+b/2} \text{sen}[\omega t - k(R - z \text{sen } \theta)] dz \quad (2.71)$$

La integración de la expresión 2.71 da como resultado

$$E = bC \frac{\text{sen}[(kb/2) \text{sen } \theta]}{(kb/2) \text{sen } \theta} \{ \text{sen}(\omega t - kR) + \text{sen}[\omega t - kR + 2(ka/2) \text{sen } \theta] \} \quad (2.72)$$

Para simplificar la expresión 2.72 se define $\alpha \equiv (ka/2) \text{sen } \theta$ y $\beta \equiv (kb/2) \text{sen } \theta$. Además, teniendo en cuenta las diferencias de fase conocidas, debidas a la diferencia de caminos recorridos entre las ondas provenientes desde la primera o la segunda rendija, se obtiene la ecuación

$$E = 2bC \left(\frac{\text{sen } \beta}{\beta} \right) \cos \alpha \text{sen}(\omega t - kR + \alpha) \quad (2.73)$$

Por último, al inferir la potencia recibida al igual que se hizo para la difracción de una sola rendija, se llega a la expresión que caracteriza la difracción en campo lejano para una doble rendija

$$P_I(\theta) = 4P_I(0) \left(\frac{\text{sen}^2 \beta}{\beta^2} \right) \cos^2 \alpha \quad (2.74)$$

Capítulo 3

Antecedentes

Como antecedente a la implementación del interferómetro, se realizó una experimentación preliminar para comprender de mejor manera el funcionamiento práctico del instrumento. Se planearon experimentos que involucran el uso de únicamente una antena receptora, para conocer el comportamiento de los fenómenos físicos que la describen y obtener los distintos parámetros que la caracterizan.

3.1. Objetivos

- Realizar el apuntado de una antena parabólica hacia algún satélite geoestacionario, con el fin de observar y analizar un fenómeno de tránsito solar que ocurrió, específicamente para el estado de Puebla, del 26 de septiembre al 4 de octubre de 2011. Para el experimento no es necesario utilizar un satélite geoestacionario específico, en este caso se eligió el Satmex 5 y el Satmex 6 únicamente por la facilidad para obtener datos de sus parámetros y funcionamiento a través de su sitio web.
- Obtener espectros en frecuencia de las señales emitidas por los satélites Satmex 5 y Satmex 6, realizando mediciones antes, durante y después del transcurso del tránsito solar.
- Analizar las señales obtenidas y determinar si contienen datos capaces de identificar y caracterizar al Sol.

3.2. Introducción

Un tránsito solar que afecta a un satélite geoestacionario, nombrado comúnmente por los proveedores de servicio satelital como *interferencia solar*, es un fenómeno predecible, depende de la ubicación geográfica de la antena receptora y de la posición del satélite, tiene una duración de algunos minutos y ocurre cuando el Sol cruza el plano ecuatorial de la Tierra y se alinea con el satélite y el haz de la antena (Figura 3.1).

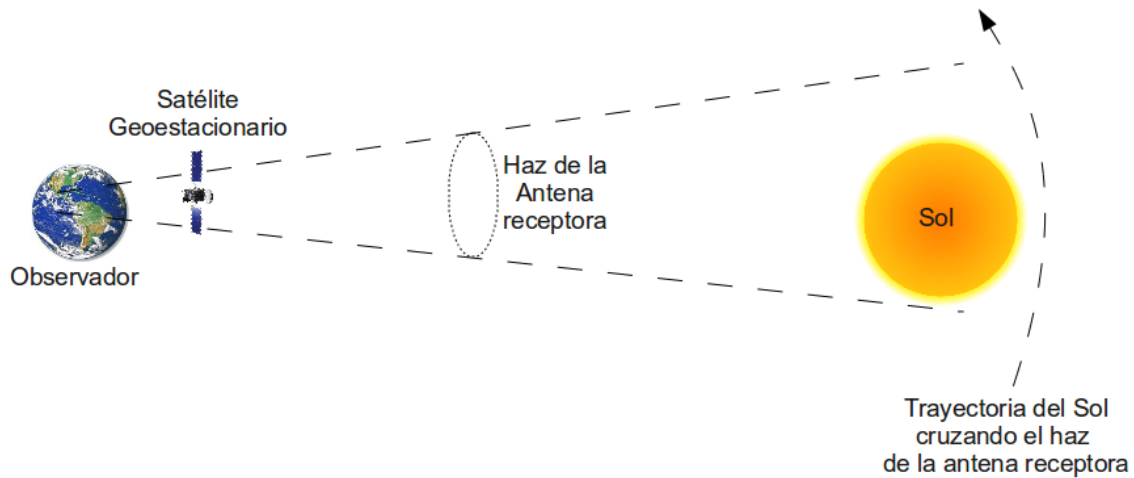


Figura 3.1: Tránsito solar afectando a un satélite geoestacionario.

El fenómeno se presenta dos veces al año, a principios de marzo en el equinoccio de primavera y a finales de septiembre en el equinoccio de otoño, ambos para el hemisferio norte. Las fechas de los tránsitos solares del año 2011 que fueron aquí revisados, para el satélite Satmex 5 ubicado a 116.8° Oeste y para el satélite Satmex 6 ubicado a 113° Oeste, teniendo como referencia el estado de Puebla, fueron obtenidas a través del sitio web de los satélites geoestacionarios y se muestran en las tablas 3.1 y 3.2.

Fecha	Hora
26/Sep/2011	14:48:30 a 14:52:30
27/Sep/2011	14:45:09 a 14:55:09
28/Sep/2011	14:42:49 a 14:56:49
29/Sep/2011	14:41:29 a 14:57:29
30/Sep/2011	14:41:09 a 14:57:09
01/Oct/2011	14:40:50 a 14:56:50
02/Oct/2011	14:40:31 a 14:56:31
03/Oct/2011	14:41:12 a 14:55:12
04/Oct/2011	14:41:54 a 14:53:54

Tabla 3.1: Fechas de tránsito solar para el satélite Satmex 5.

Fecha	Hora
26/Sep/2011	14:31:55 a 14:33:55
27/Sep/2011	14:27:35 a 14:37:35
28/Sep/2011	14:25:15 a 14:39:15
29/Sep/2011	14:23:55 a 14:39:55
30/Sep/2011	14:23:35 a 14:39:35
01/Oct/2011	14:23:16 a 14:39:16
02/Oct/2011	14:22:57 a 14:38:57
03/Oct/2011	14:23:38 a 14:37:38
04/Oct/2011	14:23:19 a 14:37:19

Tabla 3.2: Fechas de tránsito solar para el satélite Satmex 6.

Para el desarrollo del experimento se usó un plato parabólico con diámetro de 0.76 m, suficiente para captar la señal deseada del satélite geoestacionario (ver sección 4.2).

La antena es de foco desplazado, donde se tiene colocado un bloque de bajo ruido modelo Universal Ku LNBF de la marca Chaparral, con las siguientes características:

- Es un LNB (Low Noise Block) comercial utilizado en servicios de televisión satelital.
- Capta señales de frecuencia Ku en el rango de 10.7 a 12.75 GHz.
- Frecuencia intermedia de salida de 950 a 2150 MHz.
- Polarización lineal: horizontal y vertical.

De las señales recibida por la antena, se obtuvieron sus espectros de frecuencia utilizando un analizador de espectros BK PRECISION modelo 2650. Sus características generales son las siguientes:

- Rango de frecuencia de 50 kHz a 3.3 GHz.
- Resolución de 100 kHz.
- Unidades de amplitud dBm , dBV , $dBmV$, $dB\mu V$.
- Nivel de ruido promedio de -110 dBm.
- Impedancia de entrada 50Ω .
- Tiempo de integración de 10 ms a 30 s.
- Interfaz de comunicación por puerto serial RS-232C, de 2400 a 38400 bps.

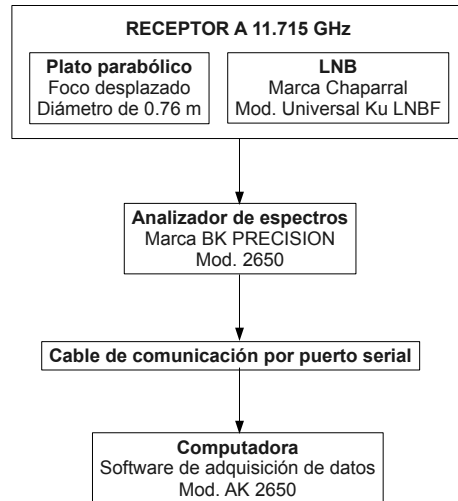


Figura 3.2: Diagrama a bloques del sistema de detección y medición para una sola antena.



(a) Antena parabólica con diámetro de 0.76 m utilizada para la detección.



(b) Analizador de espectros y computadora utilizados para la medición.

Figura 3.3: Sistema de detección y medición de la señal satelital.

El diagrama a bloques de la figura 3.2 muestra el sistema de detección y medición usado para este experimento, donde la antena de 0.76 m está apuntada hacia el satélite geostacionario deseado, la señal detectada se procesa mediante el analizador de espectros descrito previamente, el cual ya incluye un software para la adquisición de datos a través del puerto serial para almacenarlos en una computadora. En las figuras 3.3a y 3.3b se observan cada uno de los elementos que forman el sistema descrito.

3.2.1. Conceptos teóricos del sistema heterodino

La antena contiene un receptor LNB, por sus siglas en inglés de *Low Noise Block*, el cual es el dispositivo encargado de recibir y convertir una señal de alta frecuencia a una frecuencia equivalente más baja, conocida como frecuencia intermedia (FI). Este proceso es llamado *sistema heterodino*. El objetivo de utilizarlo es trabajar con frecuencias bajas, lo que facilita la manipulación de las señales, permitiendo emplear dispositivos comerciales usados para telecomunicaciones, bajando así el costo de implementación.

En la presente aplicación, se recibe una señal en banda Ku de 11.715 GHz, que es procesada por el LNB para generar a su salida una FI de entre 950 y 2150 MHz. Para obtener dicha señal de salida, el LNB contiene un mezclador que combina la señal de un oscilador local interno con la señal de entrada en banda Ku. Este procedimiento, matemáticamente, equivale a una resta entre las frecuencias de las señales, para así obtener la FI mencionada.

El proceso heterodino realizado por el LNB se muestra gráficamente y de manera simple en la figura 3.4, donde puede observarse el uso de un oscilador y un mezclador, elementos fundamentales en el sistema heterodino de la antena, por lo que es necesario conocer las características y la operación de estos dispositivos.

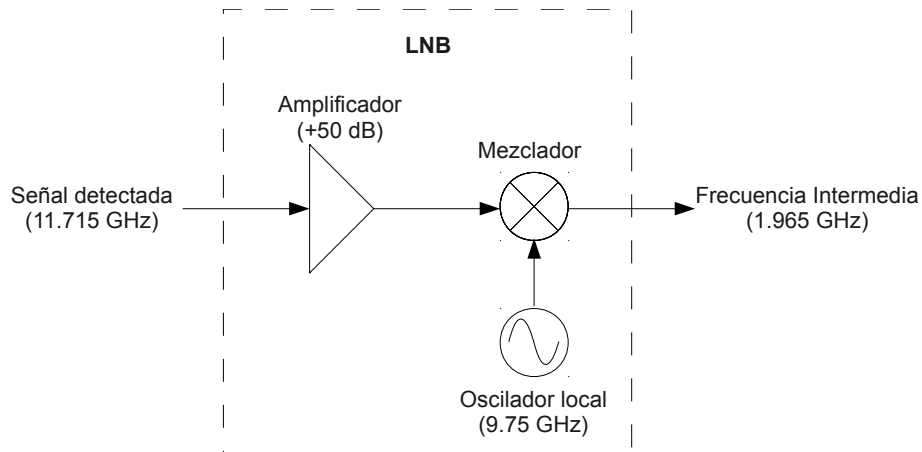


Figura 3.4: Diagrama a bloques del proceso heterodino realizado por el LNB.

Osciladores

Un oscilador es un circuito capaz de generar una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud constantes. La señal generada por un oscilador constituye una referencia de frecuencia para cualquier sistema de comunicaciones, por ello es indispensable cumplir con la característica de ser una señal constante.

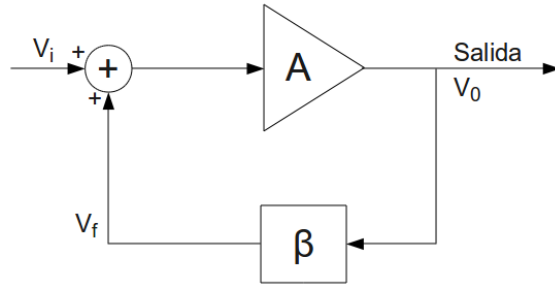


Figura 3.5: Oscilador retroalimentado.

La estabilidad en frecuencia se expresa en partes por millón o ppm, lo que equivale a expresar la variación de frecuencia en Hz/MHz . Por ejemplo, un oscilador de 100 MHz con una estabilidad de 0.1 ppm, significa que varía su frecuencia en ± 10 Hz.

El principio de funcionamiento básico de un oscilador se basa en la retroalimentación positiva mostrada en la figura 3.5, a partir de la cual puede definirse, que la función del oscilador es convertir energía de corriente continua de la fuente de alimentación (V_i) en energía útil de señal, es decir, la señal de entrada a un oscilador la proporciona la fuente de alimentación, y el circuito retroalimentado produce a su salida (V_0) una oscilación autosostenida, sin necesidad de otras señales de entrada externas a él. El punto interesante, es observar como la diferencia de potencial entregada por la fuente de alimentación, lleva a cabo dos funciones: suministrar la energía que consume el propio circuito del oscilador y servir como un escalón de voltaje, el cual es convertido en una señal oscilatoria de salida.

Siguiendo con la figura 3.5, el sistema básico de retroalimentación lo constituye un amplificador (A) que compensa las pérdidas internas en la señal, un circuito resonante, ya sea un circuito sintonizado LC, un resonador a cristal o una cavidad resonante, para mantener la frecuencia de oscilación, y finalmente tiene una red de retroalimentación (β), que debe cumplir con los criterios de Barkhausen (Young, 1990), que indican que la señal (V_f) debe estar exactamente en fase con la señal de entrada (V_i), y la ganancia total del lazo cerrado dada por el amplificador (A) y la red de retroalimentación (β), debe ser exactamente igual a 1. Matemáticamente queda definido por la ecuación 3.1.

$$A\beta = 1 \tag{3.1}$$

Mezcladores

Un mezclador es un dispositivo no lineal que recibe dos señales de entrada con anchos de banda diferentes, para generar a su salida señales con otros rangos en su ancho de

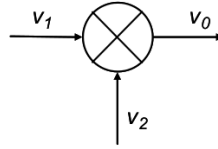


Figura 3.6: Símbolo de un mezclador.

banda, pero equivalentes a las señales de entrada. Esto significa, por ejemplo, obtener una salida igual a la suma y otra igual a la resta de los anchos de banda de las señales de entrada. Esto es cierto únicamente si a la salida del mezclador se utilizan filtros adecuados, ya que un mezclador produce varias señales de salida designadas como *espurias* o no deseadas, que es necesario eliminar (Young, 1990).

Un concepto importante en este tema, es no confundir un mezclador con un sumador. Este último, es un dispositivo lineal que puede considerarse como un combinador de señales, bien sea en potencia o en voltaje, pero manteniendo el espectro de cada una de las señales sumadas. Por otro lado, el mezclador es un dispositivo no lineal que traslada y modifica el espectro de las señales mezcladas. Matemáticamente, el mezclador no suma las señales, sino que las multiplica en el dominio del tiempo.

Físicamente, un mezclador tiene dos puertos de entrada y uno de salida. En una de las entradas se aplica la señal de un oscilador local y en la otra la señal que se desea trasladar en el espectro de frecuencia, en este caso, la señal en banda Ku a 11.715 GHz. El símbolo del mezclador se muestra en la figura 3.6.

Una forma simple de interpretar el comportamiento de un mezclador es como un multiplicador, en el que la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. La salida del mezclador se designa como frecuencia intermedia (FI). Si la FI de salida es inferior a la de radiofrecuencia de entrada, entonces el mezclador realiza una conversión descendente, en caso contrario, la conversión es ascendente. Una aclaración más sería que todos los mezcladores son multiplicadores, en el sentido de que la señal de salida que producen puede describirse matemáticamente como productos de las señales de entrada. Sin embargo, desde el punto de vista de implementación, un mezclador puede caracterizarse como aditivo o multiplicativo, dependiendo de la forma en que se le apliquen las señales de radiofrecuencia y la del oscilador local. La mezcla aditiva ocurre cuando las señales se aplican en serie al mismo puerto de entrada. Físicamente, esta mezcla aditiva pasa luego por un dispositivo no lineal, como un diodo, que produce una respuesta multiplicativa. La mezcla directamente multiplicativa ocurre cuando las señales de radiofrecuencia y la del oscilador local se aplican a puertos separados.

Como ya se mencionó, los mezcladores son dispositivos no lineales, y de manera general pueden ser modelados a partir de la ecuación 3.2 (Rode y Bucher, 1988).

$$v_M = K(V + v_1 + v_2)^n \quad (3.2)$$

Donde el exponente, n , no es necesariamente entero. V puede ser un voltaje de corriente continua o puede ser cero, y los voltajes de señal v_1 y v_2 pueden expresarse como:

$$v_1 = V_1 \cos(\omega_1 t)$$

$$v_2 = V_2 \cos(\omega_2 t)$$

La diferencia entre un sumador y un mezclador, se infiere a partir de la ecuación 3.2, donde se puede analizar que si $n = 1$, entonces el dispositivo es lineal y es un sumador. Analizando otros casos, si $n = 2$ la señal de salida sería la de un dispositivo de característica cuadrática y para un valor de $n > 2$ se tendría la generación de otros productos de mezcla.

En el experimento realizado con una antena se usa un mezclador y un oscilador contenidos en el LNB. Mientras que en la implementación del interferómetro, en cada antena se utiliza el mismo principio para obtener la FI, además de que en la demodulación IQ, explicada en la sección 4.4, también se usa un mezclador, ya que su resultado matemático equivale a la multiplicación de las señales que recibe.

3.2.2. Cálculo de los parámetros de antena

Antes de realizar el experimento, otro punto importante fue conocer la sensibilidad y los parámetros característicos de la antena utilizada, lo cual permitió tener una idea de los alcances que podía llegar a tener el receptor.

La presente sección describe los parámetros de la antena de 0.76 m, obtenidos teóricamente en base a conceptos y fórmulas revisadas en (Kraus, 1966b).

Primero se muestra el patrón de antena que define al plato parabólico utilizado. Una vez conociendo como queda definida la antena matemáticamente, se encuentra la sensibilidad que puede alcanzar.

Caracterización del patrón de antena

Partiendo de una superficie parabólica iluminada uniformemente, se tiene una abertura circular de la cual puede ser obtenido su patrón de radiación normalizado mediante la ecuación 3.3.

$$E(\phi) = \frac{2\lambda}{\pi D} \frac{J_1[(\pi D/\lambda) \sin \phi]}{\sin \phi} \quad (3.3)$$

Donde

- D : es el diámetro de la apertura. $D = 0.76$ m.
- λ : es la longitud de onda en el espacio libre. $\lambda = 0.0256$ m.
- ϕ : es el ángulo con respecto a la normal de la abertura.
- J_1 : es la función de Bessel de primer orden.

Conociendo los parámetros necesarios para evaluar la ecuación 3.3, se obtiene el patrón de radiación mostrado en la figura 3.7. Dicha ecuación se basa en el principio de Huygens, en donde la superficie de la antena utilizada representa la abertura que genera un patrón de difracción, que es equivalente al patrón de radiación producido por la antena.

Es importante comprobar que el patrón de antena es correcto. Para ello la figura 3.7 debe cumplir con algunas características que son evaluadas enseguida.

El ángulo ϕ_0 indica la primera anulación del patrón de radiación, es decir, el tamaño del lóbulo principal. Físicamente este parámetro se conoce como la resolución y está dado por la expresión 3.4, basada en la ecuación 1.1 descrita en la sección 1.3:

$$\phi_0 = \arcsin \frac{1.22\lambda}{D} = \arcsin \frac{1.22(0.0256m)}{0.76m} = 2.36^\circ \quad (3.4)$$

El ancho del lóbulo, conocido como BWFN por sus siglas en inglés de *Beam width between first nulls* es el doble de ϕ_0 . Es decir de 4.72° .

El ancho del lóbulo en base a la potencia media, HPBW, se obtiene mediante:

$$HPBW = \frac{58}{D/\lambda} = \frac{58}{0.76m/0.0256m} = 1.95^\circ \quad (3.5)$$

Para la directividad (d) de una abertura circular iluminada uniformemente se tiene:

$$d = 4\pi \frac{area}{\lambda^2} = 9.87 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 = 8699 \sim 39dB_i \quad (3.6)$$

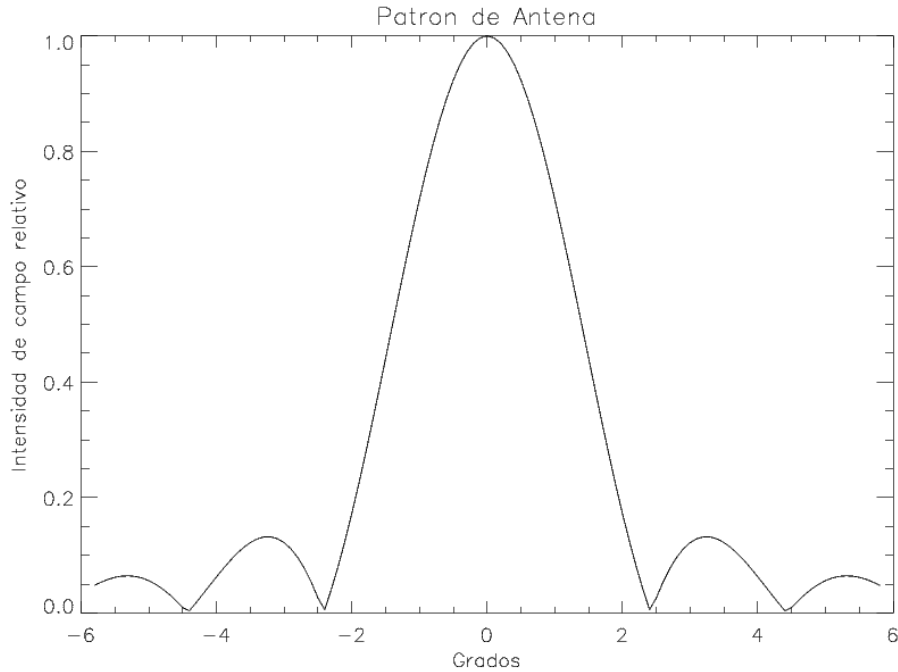


Figura 3.7: Patrón de radiación para la apertura circular de 0.76 m con una distribución uniforme.

Y la ganancia de la antena se determina usando:

$$G = 6 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 = 5288 \sim 37dB_i \quad (3.7)$$

Si la eficiencia de la antena no es del 100 %, entonces la ganancia es menor que la directividad, y se tiene que:

$$G = kd \quad (3.8)$$

Donde k es el factor de eficiencia de la antena. Específicamente para este caso, se obtiene que $k = G/d = 5288/8699 = 0.6$. Lo que significa que la antena tiene una eficiencia del 60 %.

Un resumen de los parámetros de antena calculados, es mostrado en la tabla 3.3. Puede observarse que los valores obtenidos cumplen con la representación gráfica del patrón de radiación de la antena, mostrado previamente en la figura 3.7.

Parámetro	Valor
Resolución (ϕ_0)	2.36°
BWFN	4.72°
HPBW	1.95°
Directividad (d)	39 dBi
Ganancia (G)	37 dBi
Eficiencia de la antena (k)	60 %

Tabla 3.3: Parámetros de antena obtenidos para una apertura de 0.76 m.

Sensitividad

Para encontrar la sensibilidad, se comienza teniendo en cuenta que la temperatura de antena debida a la detección de una fuente está dada por:

$$T_A = \frac{A_e S}{2k} \quad (3.9)$$

Donde

A_e : es el área efectiva de la antena en m^2 .

S : es la densidad de flujo de la fuente observada, dada en Jy .

k : es la constante de Boltzman igual a 1.38×10^{-23} J/K.

Para la densidad de flujo de la fuente observada (S), se sabe que en longitudes de onda (λ) situadas en un rango entre 1 y 10 cm, la densidad de flujo del Sol quieto alcanza valores entre 10^6 y 10^7 Jy (Zheleznyakov, 1983). Teniendo en cuenta lo anterior y en base a la longitud de onda de 2.56 cm a la que opera el receptor que se tiene, se utiliza un valor para S de 2.56×10^6 Jy , y conociendo que $1 \text{ } Jy = 10^{-26} \text{ } W \text{ } m^{-2} \text{ } Hz^{-1}$, entonces:

$$S_{Sol} = (2.56 \times 10^6)(1 \times 10^{-26}) = 2.56 \times 10^{-20} \text{ } W \text{ } m^{-2} \text{ } Hz^{-1} \quad (3.10)$$

Sustituyendo 3.10 en la ecuación 3.9, la temperatura de antena inducida por el Sol es:

$$T_{A_{Sol}} = \frac{\pi(0.38)^2(2.56 \times 10^{-20})}{2(1.38 \times 10^{-23})} \sim 421K \quad (3.11)$$

Para la temperatura de antena inducida por el Sol activo no se realizó el cálculo, ya que en la figura 3.8 se observa que para una longitud de onda cercana a 2.56 cm o una frecuencia de 11.715 GHz, la densidad de flujo del Sol quieto es muy similar a la del Sol activo.

Para la temperatura de antena debida al cielo, utilizando una densidad de flujo aproximada de 1×10^5 Jy (Rodríguez, 2010), es decir $1 \times 10^{-21} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$, se obtiene

$$T_{A_{\text{cielo}}} = \frac{\pi(0.38)^2(1 \times 10^{-21})}{2(1.38 \times 10^{-23})} \sim 16K \quad (3.12)$$

La temperatura de antena total es la suma de las contribuciones del Sol y del cielo, además de ser necesario incluir los elementos de atenuación debido a la línea de transmisión y el ruido térmico del receptor, como se muestra en la ecuación 3.13.

$$T_{\text{sys}} = T_{A_{\text{Sol}}} + T_{A_{\text{cielo}}} + T_{R_x} \quad (3.13)$$

En este caso no se tiene un valor experimental del ruido del receptor. Sin embargo, al tratarse de un receptor comercial, es posible conocer un valor aproximado de 1000 K propuesto por el fabricante, lo cual es suficiente para continuar con el análisis teórico aquí presentado y cumplir el propósito de inferir los alcances que puede tener la antena en lo que a detección se refiere.

Entonces, partiendo de la ecuación 3.13 y usando un valor de $T_{R_x} = 1000 \text{ K}$, se tiene

$$T_{\text{sys}} = 421K + 16K + 1000K = 1437K \quad (3.14)$$

A partir de la *ecuación del radiómetro* mostrada en la expresión 3.15, se puede obtener la sensibilidad o temperatura mínima detectable.

$$\Delta T_{\text{min}} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{\Delta\nu\Delta t}} \quad (3.15)$$

Donde

$\Delta\nu$: es el ancho de banda. Para este caso 500 MHz.

Δt : es el tiempo de integración de 0.3 s.

Los valores de $\Delta\nu$ y Δt quedan definidos por la sensibilidad del instrumento de medición utilizado para el experimento, es decir, el analizador de espectros BK PRECISION modelo 2650, cuyos datos obtenidos son mostrados en la sección 3.3.2.

Entonces, sustituyendo los valores conocidos en la ecuación 3.15 se obtiene

$$\Delta T_{\text{min}} = \frac{1437}{\sqrt{(500 \times 10^6)(0.3)}} \sim 117mK \quad (3.16)$$

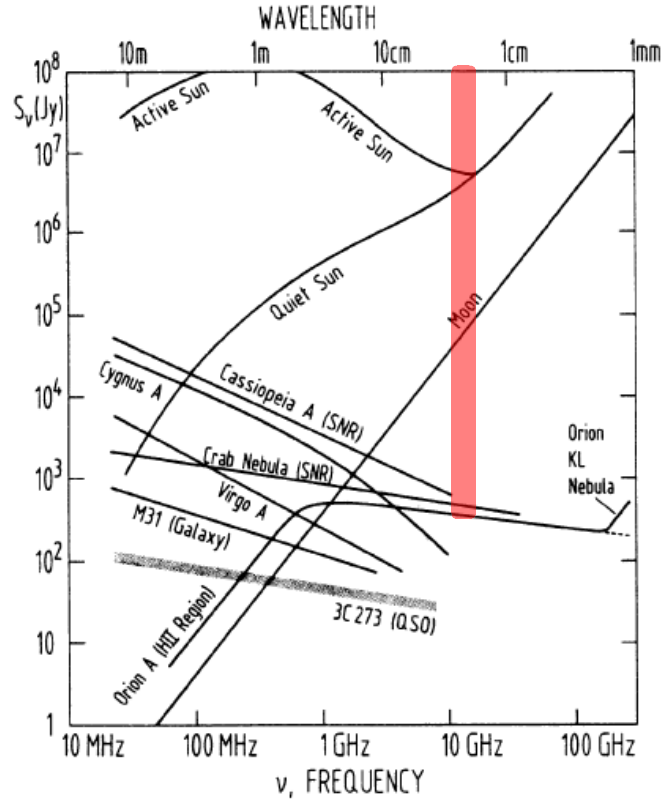


Figura 3.8: Espectros para fuentes de radio comunes. La línea roja indica la sensibilidad de la antena en frecuencias cercanas a 11.7 GHz. Tomada de (Kraus, 1966b).

y conociendo la temperatura mínima detectable, obtenida en la expresión 3.16, es posible obtener la densidad de flujo mínima detectable, dada por la ecuación 3.17.

$$\Delta S_{min} = \frac{2k}{A_e} \Delta T_{min} \quad (3.17)$$

Con este análisis teórico, se concluye que aproximadamente la antena es capaz de detectar densidades de flujo mayores a 500 Jy, para longitudes de onda cercanas a 2.5 cm, equivalentes a una frecuencia de 11.7 GHz.

A pesar de sólo tratarse de una aproximación teórica, el resultado obtenido permite tener una idea de lo que la antena es capaz de detectar. La figura 3.8 sirve como referencia y muestra algunos ejemplos de las fuentes que podrían ser detectables con una antena parabólica de 0.76 m y a una frecuencia cercana a los 11.7 GHz.

3.3. Desarrollo del experimento

Durante la semana del 26 al 30 de septiembre de 2011 se realizaron distintas mediciones de las señales provenientes tanto del satélite Satmex 5 como del satélite Satmex 6. Los objetivos principales fueron realizar el apuntado de la antena y analizar los espectros en frecuencia obtenidos, para describir como son afectadas dichas señales al momento en que el Sol queda alineado con el satélite y el haz de la antena.

Para la recepción de las señales provenientes de los satélites Satmex 5 y Satmex 6 se utilizó una antena comercial de 0.76 m de diámetro, con foco desplazado y equipada con un receptor LNB sensible a una frecuencia central en banda Ku de 11.715 GHz. Con la utilización del oscilador interno del receptor se convierte la señal recibida a una señal de FI, ubicada entre el rango de 950 a 2150 MHz para ser analizada. Posteriormente, utilizando un analizador de espectros, se generó un espectro para cada señal captada por la antena. La metodología utilizada y los resultados obtenidos se describen en las siguientes secciones.

3.3.1. Apuntado de la antena

El primer punto fue identificar la posición en el cielo de los satélites a utilizar. Revisando el sitio web de Satmex, se sabe que el satélite Satmex 5 se ubica a 116.8° Oeste y el satélite Satmex 6 a 113.0° Oeste. Sólo se tiene una coordenada en longitud, debido a que la órbita geostacionaria se encuentra en el plano del ecuador, donde la latitud es 0.

Para tener una idea más clara de la posición de los satélites, se puede utilizar el sistema de coordenadas horizontales, en el cual se tiene como referencia el plano horizontal y tangente de la Tierra en el que se encuentra el observador. Este plano horizontal interseca la esfera celeste a través del horizonte. El otro eje de referencia de este sistema de coordenadas, queda definido por el punto más alto ubicado por encima del observador, el cual es llamado *zenit*, y el punto opuesto situado por debajo del observador, llamado *nadir*.

Las dos coordenadas en el sistema horizontal son elevación (e) y azimut (A). La figura 3.9 ejemplifica de manera sencilla el sistema de referencia para coordenadas horizontales.

Conociendo las coordenadas en longitud para cada satélite, se hallan sus respectivos valores de azimut y elevación utilizando las ecuaciones 3.18 y 3.19 (Karttunen, 2007).

La ecuación 3.18 permite obtener el valor de azimut en grados para regiones con latitud ($Latitud_{Ant}$) mayor a la del ecuador. Para este caso se considera que el este y norte son números positivos, y el oeste y el sur son números negativos.

$$A = 180 + \arctan \left[\frac{\tan(Long_{Antena} - Long_{Sat})}{\sin(Latitud_{Ant})} \right] \quad (3.18)$$

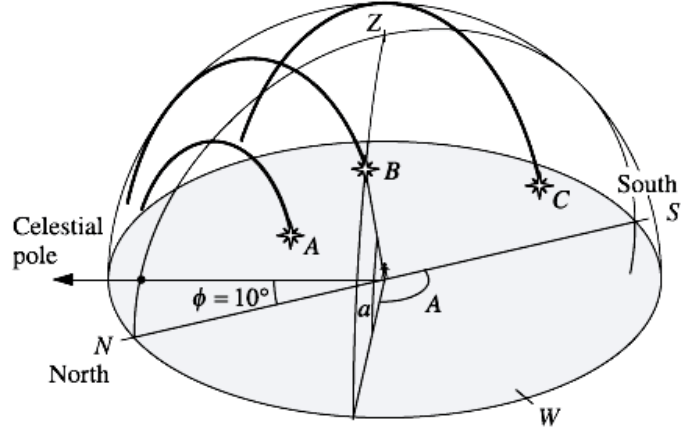


Figura 3.9: Sistema de coordenadas horizontales. Los ángulos A y a ejemplifican a las dos coordenadas del sistema: azimut y elevación, respectivamente, para definir la posición de la estrella B . Figura tomada de (Karttunen, 2007).

La ecuación 3.19 permite obtener el valor de elevación (e) en radianes.

$$e = \frac{\pi}{2} + \arctan \left[\frac{\sin(\beta)R}{d + (1 - \cos \beta)R} \right] - \beta \quad (3.19)$$

Donde

R : es el radio de la Tierra (6385.4 Km).

d : es la distancia a la órbita geoestacionaria (35787 Km).

β : está dada por

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{Latitud_{Antena}}{57.3} \right)^2 + \left(\frac{Long_{Antena} - Long_{Sat}}{57.3} \right)^2}$$

Las coordenadas obtenidas para cada satélite se muestran en la tabla 3.4.

Satélite	Azimut (A)	Elevación (e)
Satmex 5	221.2°	59.3°
Satmex 6	214.3°	62.1°

Tabla 3.4: Coordenadas horizontales para los satélites Satmex 5 y Satmex 6.

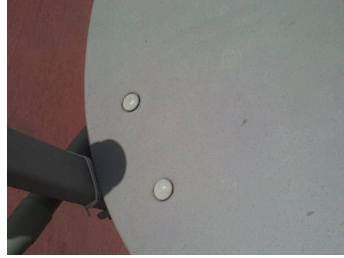


Figura 3.10: Apuntado manual de la antena utilizando la sombra del Sol como referencia.

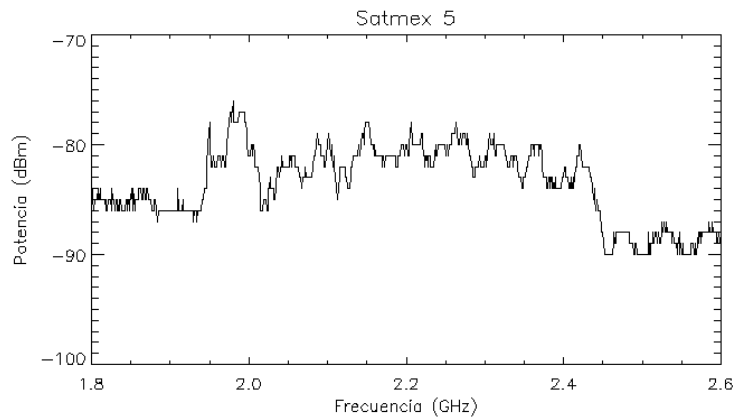


Figura 3.11: Espectro medido del satélite Satmex 5.

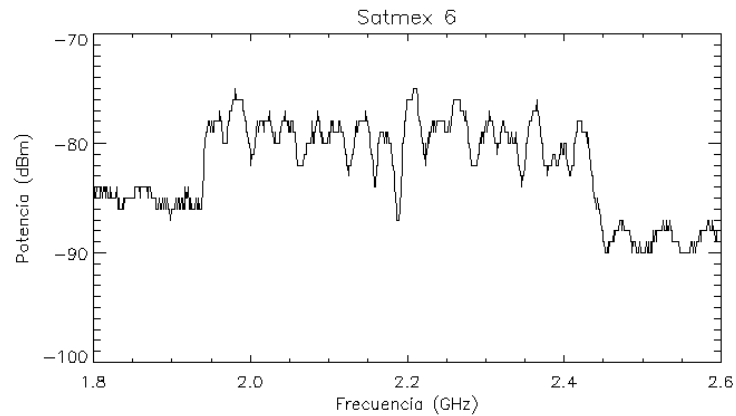


Figura 3.12: Espectro medido del satélite Satmex 6.

Con los datos anteriores como base y usando una brújula y un inclinómetro, se apuntó la antena al satélite deseado. Para comprobar el procedimiento visualmente, se aprovechó el momento en que el Sol quedó alineado al haz de la antena, y teniendo como referencia la sombra en la antena proyectada por el Sol (Figura 3.10), se registró el espectro en frecuencia detectado. Justo en ese punto la antena y la posición del LNB se mantuvieron fijas.

Después de realizar los procedimientos previamente explicados, se identificaron claramente los espectros en frecuencia de cada satélite, los cuales se muestran en la figura 3.11, para Satmex 5, y en la figura 3.12 para Satmex 6. Cada figura muestra el ancho de banda del satélite correspondiente, equivalente para ambos casos a 500 MHz aproximadamente, variando únicamente la cantidad, intensidad y distribución de cada uno de los transpondedores que forman a cada uno.

Específicamente para la implementación del interferómetro, descrita posteriormente en la sección 4, es suficiente con detectar el primer lóbulo que se observa en cada espectro de frecuencia mostrado, ya que es el de mayor intensidad y representa la señal de referencia o "beacon" del satélite.

Debido a la representación de la potencia en dBm's para las figuras 3.11 y 3.12, resulta complicado observar el "beacon" mencionado, sin embargo más adelante en la figura 3.13, la potencia es expresada en Watts, siendo más sencillo identificar la señal de referencia del satélite.

3.3.2. Datos obtenidos durante el fenómeno de tránsito solar

El tránsito solar a través del satélite geostacionario fue monitoreado durante la semana del 26 al 30 de septiembre de 2011. Utilizando el analizador de espectros, el procedimiento diario consistió en obtener las siguientes señales:

- Espectro de la radiación solar: obtenido al alinear el haz de la antena hacia el Sol y captar su espectro en frecuencia.
- Espectro del cielo o continuo: se mide el espectro en frecuencia que describe al cielo para ese día específico.
- Espectro de la señal del satélite: medición del espectro en frecuencia sin afectaciones debidas a la interferencia solar.
- Espectro de las señales del satélite afectadas por la interferencia solar: realizando mediciones en intervalos de tiempo periodicos, en promedio cada 30 segundos, mientras transcurría el tránsito solar esperado.

Los datos fueron obtenidos del 26 al 30 de Septiembre de 2011. Como ejemplo, se presentan las gráficas del satélite Satmex 5 del día lunes 26 de Septiembre de 2011.

En cada lectura realizada, el instrumento de medición genera un espectro en FI situado en un rango entre 1.25 y 3.25 GHz. Cada espectro contiene 1001 puntos de muestreo, donde cada punto representa un valor de potencia (dBm) que depende de la frecuencia a la que

se realizó la medición. La representación de los datos en las gráficas puede expresarse en dBm's o en Watts a partir de la ecuación 3.20.

$$dBm = 10 \log \left(\frac{P}{1mW} \right) \quad (3.20)$$

Obteniendo así que la potencia en Watts (P), está dada por

$$P = (1 \times 10^{-3})10^{(dBm/10)} \quad (3.21)$$

El analizador de espectros genera un espectro en frecuencia compuesto por 1001 muestras, utilizando un tiempo de integración de 0.3 s, ya que se busca obtener un espectro para un instante de tiempo específico. Los valores registrados en dBm's, y convertidos a Watts, representan la potencia infinitesimal (dW) recibida por la superficie de la antena (A), como se muestra en la ecuación 3.22 (Kraus, 1966b).

$$dW = AB \cos \theta d\Omega d\nu \quad (3.22)$$

donde

dW : es la potencia infinitesimal.

A : es la superficie total de la antena.

B : es el brillo de la parte específica del cielo que se observa.

$d\Omega$: se refiere al ángulo sólido observado en el cielo.

θ : es el ángulo formado entre $d\Omega$ y el zenit.

$d\nu$: es el rango en frecuencia ocupado por del ancho de banda del espectro.

Un ejemplo de uno de los espectros en frecuencia de la señal del satélite obtenido, se muestra en la figura 3.13. El espectro mostrado fue obtenido el 26 de Septiembre de 2011 con la antena apuntada hacia el satélite Satmex 5 y su potencia infinitesimal está representada en Watts. Es importante notar que para este rango de valores resulta sencillo observar el "beacon" del satélite, que es la señal con mayor amplitud y la que se pretende detectar en secciones posteriores al referirse al interferómetro.

Al integrar los datos de potencia infinitesimal obtenidos (dW) se obtiene la potencia total recibida (W) para el ancho de banda que abarca el espectro, aproximadamente de 500 MHz. Sin embargo, cada espectro contiene la señal del satélite geostacionario alterada por el tránsito solar. Para realizar la integración hay que eliminar antes la señal del satélite e integrar únicamente la señal recibida por el Sol.

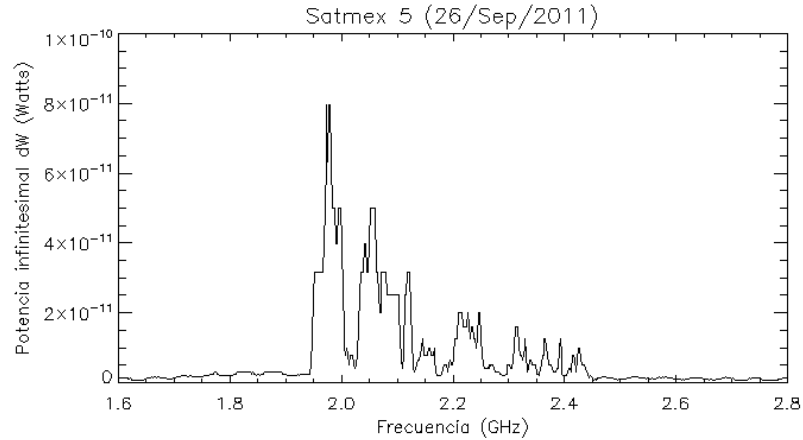


Figura 3.13: Espectro en frecuencia de la señal emitida por el satélite Satmex 5. La potencia infinitesimal dW se expresa en Watts.

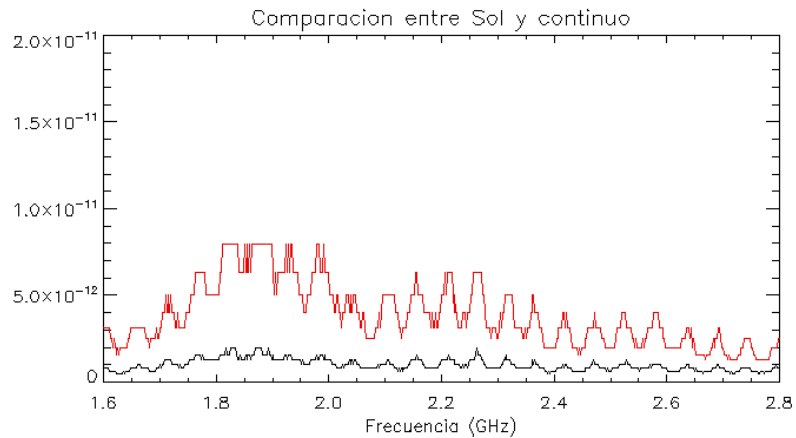


Figura 3.14: Espectro medido del Sol (rojo) comparado con un espectro del cielo o continuo (negro). Potencia infinitesimal dW expresada en Watts.

Al eliminar la señal del satélite se debe obtener un espectro similar al mostrado en la figura 3.14. La cual muestra los datos obtenidos del espectro del Sol sin la señal del satélite y comparado con un espectro del continuo o cielo.

La gráfica de comparación entre el espectro en frecuencia del Sol y el espectro en frecuencia del cielo de la figura 3.14, indica un aumento de intensidad debido a la presencia del Sol. Esta observación permite identificar el paso del Sol en una determinada posición, sin embargo no es posible conocer más información, así como tampoco se pueden obtener datos que permitan describir y estudiar con mayor detalle al Sol. Esto se debe a los parámetros de la antena utilizada, los cuales ya fueron calculados y explicados previamente en la sección 3.2.2.

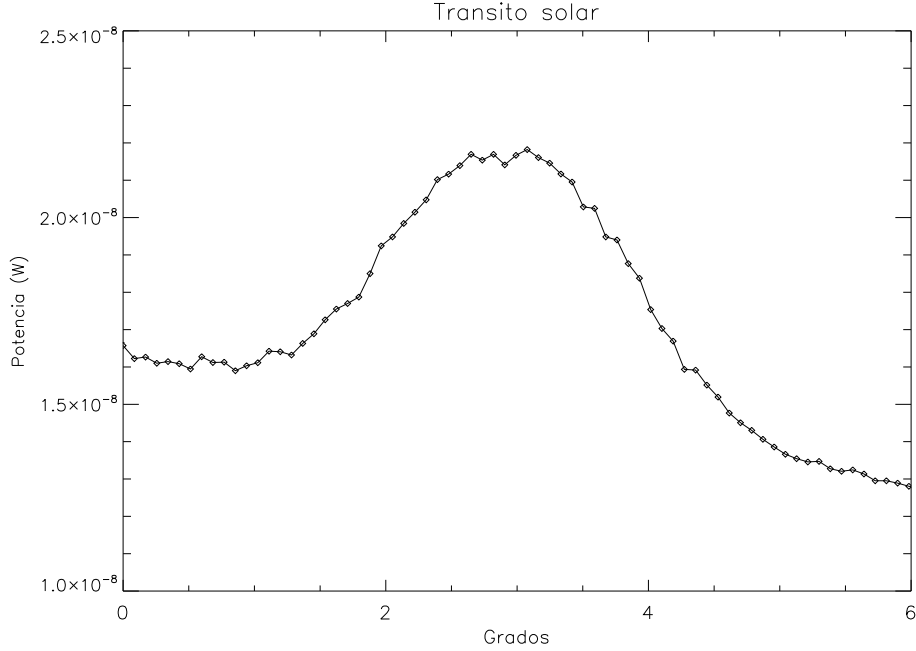


Figura 3.15: Patrón de radiación experimental medido durante el tránsito solar para el 26 de septiembre de 2011.

Una vez eliminada la señal del satélite, se realiza la integración y cada espectro en frecuencia representa un valor de potencia para un instante de tiempo específico del evento solar. Obteniendo así una curva por día (figura 3.15), que describe la variación de la potencia observada durante el transcurso del tránsito solar en los satélites.

A pesar de que el experimento no permitió estudiar con mayor detalle al Sol debido a la sensibilidad de la antena, la gráfica de mostrada en la figura 3.15, representa la obtención del patrón de antena experimental para un plato parabólico de 0.76 m.

En este caso se tuvo al Sol como una fuente moviéndose a través del haz de la antena, obteniendo la respuesta observada en la figura 3.15. Matemáticamente se tiene la convolución del patrón de radiación de la antena y la distribución del brillo de la fuente:

$$S(\phi_1) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\phi)P_n(\phi_1 - \phi)d\phi \quad (3.23)$$

donde:

$S(\phi_1)$ es la distribución de potencia observada. ($W m^{-2} Hz^{-1}$).

$B(\phi)$ es la distribución de brillo de la fuente real. ($W m^{-2} Hz^{-1} sr^{-1}$).

$P_n(\phi)$ es el patrón de antena normalizado.

ϕ_1 es el ángulo de desplazamiento.

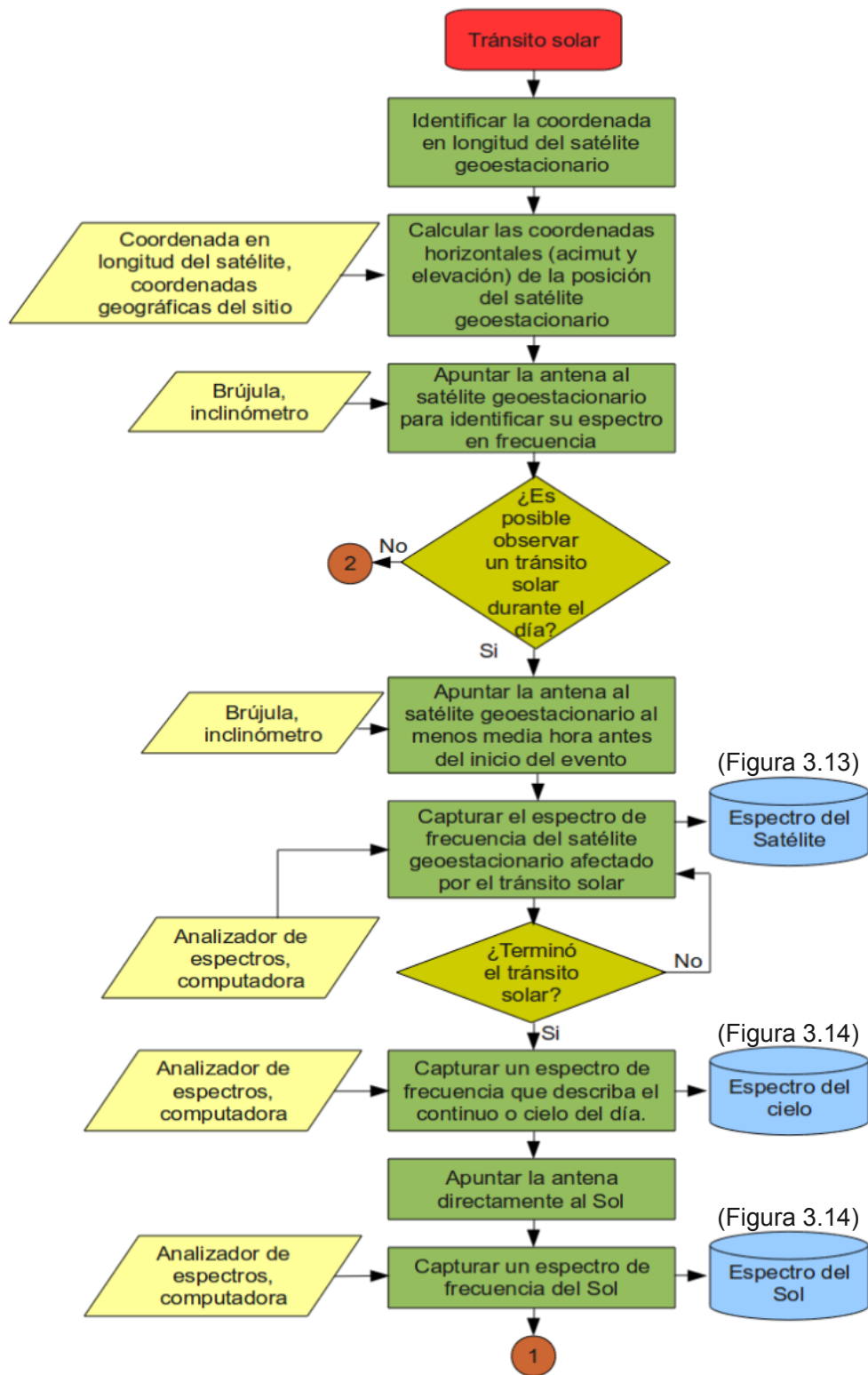


Figura 3.16: Proceso llevado a cabo para el desarrollo del experimento. Parte 1.

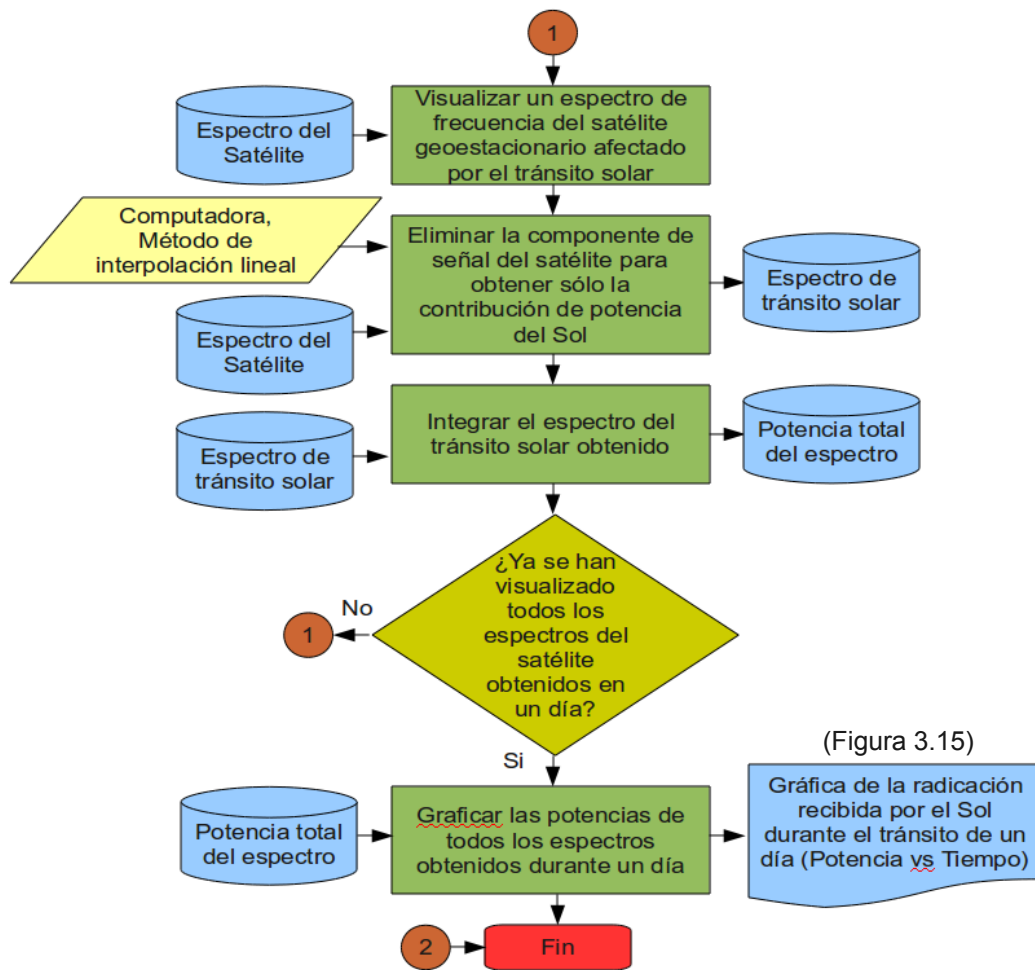


Figura 3.17: Proceso llevado a cabo para el desarrollo del experimento. Parte 2.

Por último, para una mejor comprensión de la actividad, las figuras 3.16 y 3.17 muestran gráficamente la metodología utilizada durante el experimento del tránsito solar.

Capítulo 4

Implementación del instrumento

El interferómetro a implementar se forma de dos antenas con plato parabólico separadas 50 m una con respecto de la otra. Cada una se encuentra direccionada al satélite Satmex 5 formando una línea base en dirección perpendicular al plano del satélite. Los dos elementos del sistema reciben una misma señal de referencia emitida por el satélite en banda Ku a 11.715 GHz. El objetivo es comparar periódicamente las señales recibidas por cada una de las dos antenas, para determinar en tiempo real la diferencia de fase entre las señales. Dicha diferencia en fase es provocada por los distintos caminos recorridos de cada señal a través de la atmósfera, permitiendo analizar qué tan homogéneo es el cielo y determinar en que instantes o lapsos de tiempo se tiene un lugar adecuado para realizar observaciones radioastronómicas. Además de otras posibles aplicaciones discutidas en capítulos siguientes.

4.1. Introducción

El primer punto a tener en cuenta es la colocación de las dos antenas del interferómetro. Ya se mencionó que estos elementos forman una línea base perpendicular al plano del satélite. Esta característica es muy importante en la implementación del instrumento, ya que una línea base perpendicular al satélite, asegura que la señal recibida en la primera antena, recorre la misma distancia que la señal recibida por la segunda antena. Así, el interferómetro funciona adecuadamente sin la necesidad de colocar un retardador en una de las antenas, ya que la distancia recorrida por ambas señales es la misma (figura 4.1).

La frecuencia de trabajo de 11.715 GHz equivale a una longitud de onda de 2.56 cm. Al tratarse de distancias en un rango de centímetros, no es necesario usar instrumentos de medición de gran exactitud para asegurar una línea base perpendicular al plano del satélite. Por ello es posible lograr que los dos receptores sean colocados a una misma altura, de forma manual y sin necesidad de efectuar algún proceso de medición específico y complejo, como seguramente sucede para otras longitudes de onda más pequeñas.

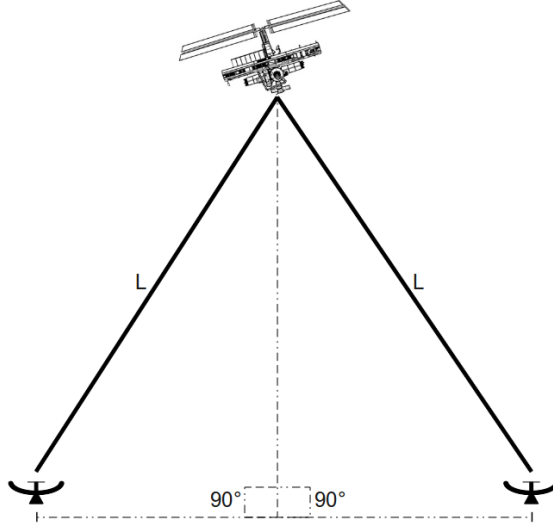


Figura 4.1: Línea base perpendicular al plano del satélite. Las señales captadas en ambas antenas recorren la misma distancia L , evitando así el uso de retardadores en algún receptor.

La recepción de la señal emitida por el satélite geoestacionario es recibida en cada antena parabólica y concentrada en su punto focal en un receptor de bajo ruido LNB, donde se mezcla la señal captada de 11.715 GHz mediante un oscilador local, generando una FI de salida a 880 MHz. Las dos señales de FI sirven como entrada al demodulador IQ, el cual proporciona a la salida una señal en fase, obtenida al combinar directamente las dos señales en FI, y otra en cuadratura, que equivale a mezclar la señal de entrada procesada por la primera antena, con la señal procesada por la segunda antena desfasada un ángulo de 90° . Los datos obtenidos son conocidos como valores I y Q y son utilizados para calcular la diferencia de fase que se desea estudiar.

Los valores I y Q obtenidos son digitalizados usando un convertidor Analógico-Digital y procesados mediante una interfaz USB conectada a una computadora que almacena los datos recibidos. Por último el cálculo del ángulo de diferencia de fase se obtiene mediante la ecuación 4.1.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{Q}{I} \right) \quad (4.1)$$

El interferómetro fue instalado en la azotea de uno de los edificios del INAOE, ubicado en la localidad de Santa María Tonantzintla en el estado de Puebla. Las coordenadas geográficas son $19^\circ 01' 48''$ en latitud y $98^\circ 19' 12''$ en longitud, a una altura de 2144 m sobre el nivel del mar.



Figura 4.2: Distribución de los elementos del interferómetro. Los círculos representan la posición de las antenas separadas 50 m. El cuadrado representa el bloque de control donde los datos se procesan y se digitalizan. Mapa tomado de: <https://maps.google.com/>.

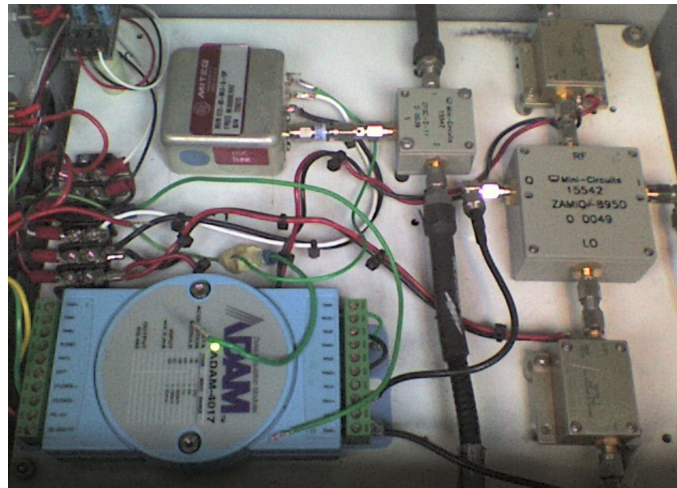


Figura 4.3: Dispositivos que forman el subsistema del bloque de control: oscilador de referencia, amplificadores para mejorar la señal proveniente de los cables coaxiales, demodulador IQ y convertidor analógico-digital.

El instrumento es dividido en tres subsistemas: dos de ellos son cada una de las antenas utilizadas y el tercero es llamado el bloque de control. La distribución de cada uno de ellos se observa en la figura 4.2.

En la figura 4.3 pueden observarse los elementos del bloque de control, formado por un oscilador de referencia, dos amplificadores para mejorar la señal proveniente de los cables coaxiales, un demodulador IQ y un convertidor analógico-digital.

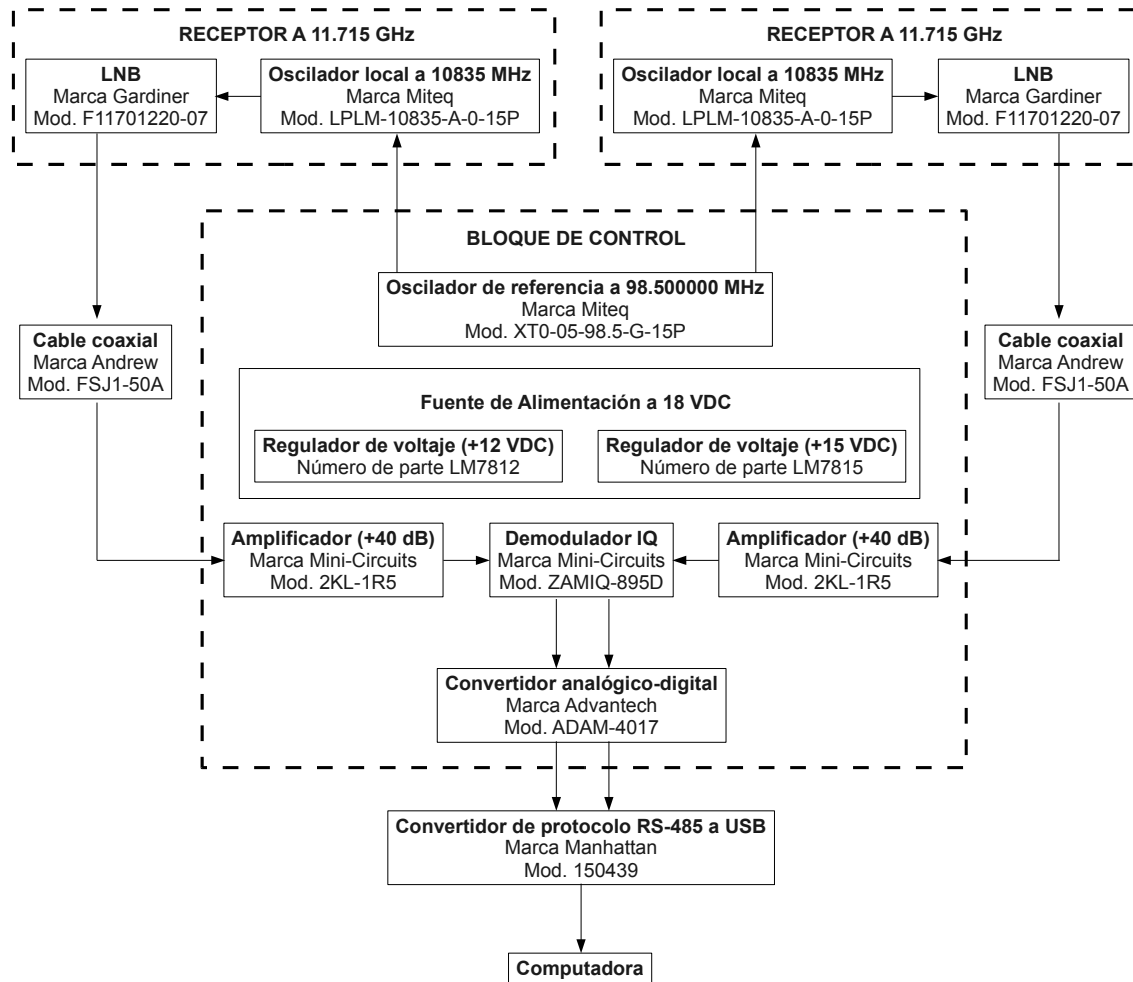


Figura 4.4: Diagrama a bloques del interferómetro implementado.

El bloque de control también contiene una fuente de voltaje que entrega a su salida 18 VDC, suficiente para alimentar todos los dispositivos del interferómetro que lo requieren, que en su totalidad consumen una corriente de 1.4 A. El voltaje de 18 VDC a la salida de la fuente, es distribuido por todo el sistema usando dos reguladores de voltaje: un *LM7812* para los dispositivos que requieren +12 V y un *LM7815* para los que requieren +15 V.

La figura 4.4 muestra un diagrama a bloques donde se observan los subsistemas citados y los dispositivos que forman a cada uno, los cuales se explican con detalle en los siguientes apartados. Es importante mencionar que no se tienen datos experimentales que muestren el comportamiento de los dispositivos, ya que al tratarse de la implementación de un diseño previamente probado en (Hiriart et al, 2002), no se caracterizaron los dispositivos, sino que únicamente se seleccionaron a partir de revisar sus especificaciones en las hojas de datos proporcionadas por el fabricante, que pueden ser revisadas en el apéndice D.

4.2. Antenas

La antena es el elemento encargado de recibir la señal proveniente del satélite. El interferómetro se forma por dos antenas, cada una formada por un plato parabólico sólido y de foco desplazado, los cuales son utilizados comercialmente como receptores en cualquier sistema de televisión satelital, constituido por un satélite geostacionario emitiendo señales en la banda Ku a 12 GHz y una antena parabólica para su recepción.

El diámetro del plato parabólico se eligió en función de la zona de cobertura del satélite, que se determina a partir de la PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente), la cual indica la potencia con que emite el satélite hacia una zona específica, se expresa en unidades de dBW definidas por la expresión

$$dBW = 10 \log \left(\frac{P_s}{1W} \right) \quad (4.2)$$

Donde P_s es la potencia de salida del satélite en Watts. El valor de la PIRE indicada en dBW permite elegir el tamaño adecuado del plato parabólico a utilizar.

Al igual que en la sección 3.3.1, se utilizó el satélite Satmex 5, que tiene una potencia de salida aproximada de 8 kW y para las coordenadas $19^\circ 01' 48''$ en latitud y $98^\circ 19' 12''$ en longitud, su valor de la PIRE es de 49.10 dBW. Los datos anteriores, además de la información de la tabla 4.1, fueron obtenidos del sitio de internet de Satmex, determinando que en esta aplicación es suficiente usar platos parabólicos con un diámetro de 0.60 m.

Potencia (dBW)	Diámetro (m)
43	0.99
45	0.90
47	0.75
49	0.60
51	0.55

Tabla 4.1: Relación entre PIRE y tamaño recomendado del receptor parabólico. Información obtenida de <http://www.satmex.com.mx/>.

En el foco de cada plato parabólico se tiene un receptor comercial de bajo ruido LNB, marca Gardiner, modelo F11701220-07, que detecta señales en frecuencias desde 11.7 hasta 12.2 GHz, tiene un oscilador local de 10.75 GHz y un mezclador que proporciona una FI de salida entre 950 y 1450 MHz, con una ganancia de 50 dB y una figura de ruido de 0.7 dB.



Figura 4.5: Oscilador local a 98.5 MHz con estabilidad de ± 0.1 ppm situado en el bloque de control. Sincroniza los osciladores de 10835 MHz ubicados en el mezclador de cada LNB.

Un punto importante en el funcionamiento del interferómetro fue sincronizar los dos osciladores locales de 10.75 GHz, contenidos uno en cada LNB. Para lograrlo fue necesario contar con un tercer oscilador de referencia que sirviera de entrada para los dos osciladores locales de los LNB's, con el fin de hacerlos operar simultáneamente para evitar diferencias de fase no deseadas debidas al instrumento. El problema fue que los osciladores locales de 10.75 GHz incluidos uno en cada LNB, funcionan individualmente, están encapsulados y no permiten ser controlados por alguna fuente externa. Para resolver el problema, el oscilador local en cada LNB fue sustituido por un oscilador de la marca Miteq y modelo *LPM-10835-A-0-15P*, que opera a 10835 MHz y es utilizado en conjunto con el mezclador del LNB, generando una FI entre 865 y 1365 MHz.

El nuevo oscilador local de 10835 MHz en cada LNB funciona aplicando un voltaje de alimentación de 15 V en corriente directa y puede ser controlado usando una frecuencia de referencia de 98.5 MHz. Para sincronizar los dos osciladores locales de los LNB's se usa un oscilador de referencia (Figura 4.5) situado en el bloque de control, es de la marca Miteq, modelo *XT0-05-98.5-G-15P* y genera una frecuencia de 98.5 MHz con una estabilidad de ± 0.1 ppm, suficiente teniendo en cuenta que la estabilidad del "beacon" del satélite es de ± 0.3 ppm. El oscilador de referencia sincroniza los osciladores locales de cada LNB y también funciona con un voltaje de alimentación de 15 V en corriente directa.

La elección del oscilador de referencia a 98.5 MHz se hizo en base al ruido de fase especificado para los dispositivos de la serie Miteq *XT0-05* (Figura 4.6), concluyendo que el ruido de fase es mínimo y se mantiene constante a partir de una frecuencia de 90 MHz.

Con los osciladores locales sincronizados, la señal de 10835 MHz se mezcla con la de 11.715 GHz recibida por el "beacon" del satélite, obteniendo una FI de 880 MHz. El LNB en cada antena representa un sistema heterodino, usado para obtener una FI de 880 MHz.

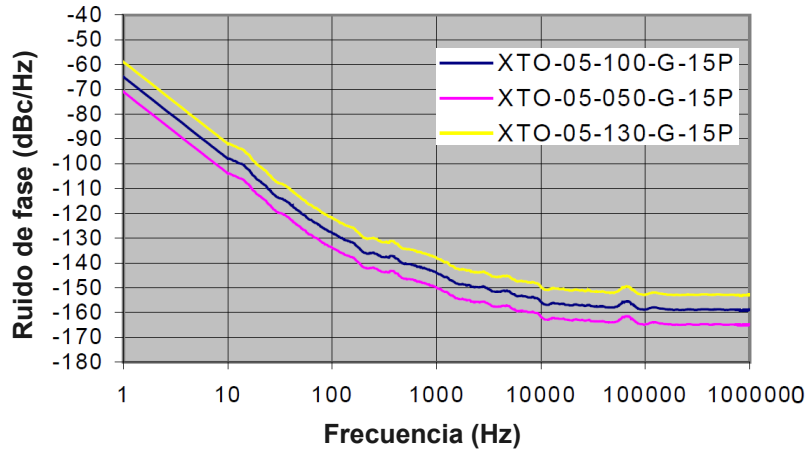


Figura 4.6: Comportamiento del ruido de fase para los osciladores de la serie Miteq *XTO-05*. Tomada de las hojas de datos del dispositivo mostradas en el apéndice D.



Figura 4.7: Antena parabólica de 0.60 m de foco desplazado, con receptor LNB y oscilador local de 10835 MHz.

El proceso para conseguirlo es el mismo que fue explicado previamente en la sección 3.2.1. De igual manera, para realizar el apuntado de las antenas hacia el satélite Satmex 5 se utilizó la metodología descrita en la sección 3.3.1. La apariencia de las antenas puede observarse en la figura 4.7.

4.3. Cables

Después del proceso heterodino realizado en cada LNB, la FI obtenida se transporta a través de cable coaxial especializado para aplicaciones de medición de fase, es de la marca Andrew tipo *FSJ1-50A*. Se usaron 30 m de cable para cada antena, el cual se caracteriza desde fábrica por el proveedor para operar a la frecuencia solicitada de 880 MHz. Físicamente, está formado por un conductor interno de cobre revestido con aluminio, tiene un material dieléctrico de espuma de polietileno, un conductor externo de cobre corrugado y un revestimiento externo de polietileno, su diámetro total es de 1/4 in.

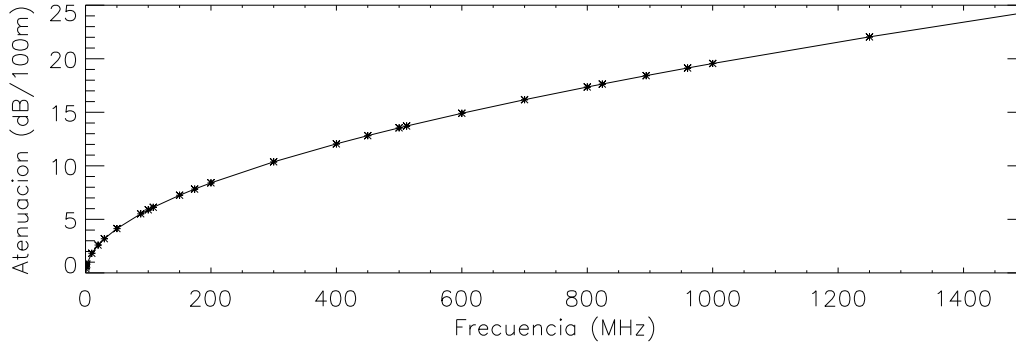


Figura 4.8: Atenuación en $dB/100\ m$ de la señal a distintas frecuencias de operación para el cable Andrew tipo *FSJ1-50A*.

Como principales especificaciones, el cable tiene una impedancia de $50\ \Omega$, una frecuencia de operación desde 1 a 18000 MHz y puede operar bajo una temperatura ambiente desde $-55\ ^\circ C$ hasta $+85\ ^\circ C$.

La atenuación es un parámetro importante a tener en cuenta. Específicamente para frecuencias de cerca de 880 MHz, que es la frecuencia de operación del interferómetro, se tiene una atenuación aproximada de $18\ dB/100\ m$. Aún así, para los 30 m de cable utilizado se tendría una atenuación de 5.4 dB, que se compensa con el uso de una etapa de amplificación después de que la señal es transportada a través del cable. De acuerdo a la hoja de datos del cable coaxial, el comportamiento de la atenuación de la señal con respecto a la frecuencia de operación puede observarse en la figura 4.8.

La función de este elemento es muy importante, pues además de transportar la señal de FI, debe ser capaz de protegerla de interferencia, ruido o cualquier otro fenómeno ambiental que pudiera degradarla o afectar su fase. Como una cubierta de protección para evitar algún daño físico en el cable, se utilizó tubería de PVC Conduit de uso pesado de 25 mm de diámetro.

4.4. Demodulador IQ

La señal llevada del cable coaxial al bloque de control, antes de llegar al demodulador IQ, pasa por un amplificador Mini-Circuits modelo *ZKL-1R5* con ganancia de +40 dBm, compensando así las pérdidas debido a la longitud del cable coaxial. Posteriormente, para la obtención de los valores I y Q , se utiliza un demodulador de la marca Mini-Circuits, modelo *ZAMIQ-895D*, que opera en un rango de frecuencias entre 868 y 895 MHz y muestra poca inestabilidad en amplitud y fase. Específicamente para la frecuencia de 880 MHz de operación del interferómetro, tiene una inestabilidad en amplitud de 0.13 dB y de 0.93° en fase. La figura 4.9, muestra el comportamiento de los parámetros de estabilidad.

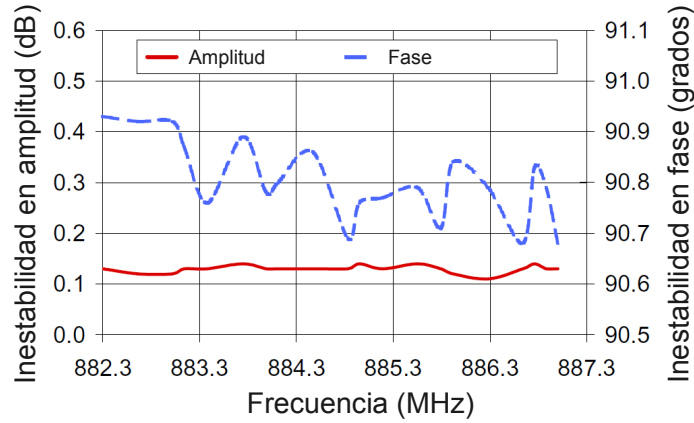


Figura 4.9: Inestabilidad reportada en la hoja de datos del demodulador ZAMIQ-895D, que muestra las variaciones en amplitud y fase a distintas frecuencias de operación.

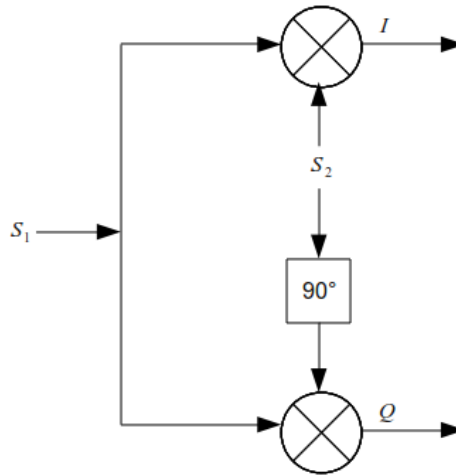


Figura 4.10: Diagrama del demodulador IQ. Donde S_1 y S_2 son las señales de entrada al dispositivo. I y Q son las señales de salida que se deben digitalizar.

La función del demodulador es llevar a cabo dos procesos: obtener el valor I , mezclando directamente las dos señales recibidas, y obtener el valor Q , tomando una de las señales de entrada como referencia y mezclándola con la otra señal de entrada desfasada 90° . Los valores de I y Q sirven para calcular la diferencia de fase como se especificó previamente en la ecuación 4.1. En la figura 4.10 se muestra un diagrama del demodulador.

4.4.1. Parámetros IQ

En un sistema de radiofrecuencia, los parámetros I y Q muestran los cambios en magnitud y fase de una onda. Dichos cambios son utilizados para codificar información contenida en la onda estudiada, que es el proceso conocido como modulación.

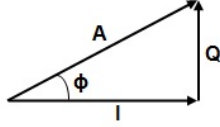


Figura 4.11: Representación trigonométrica de los parámetros IQ.

La modulación de una señal involucra los cambios llevados a cabo sobre una onda para codificar la información que transporta. El concepto anterior se aplica a los parámetros I y Q, los cuales pueden representarse en un sistema de coordenadas polares y tienen su equivalencia en un sistema cartesiano, manteniendo exactamente la misma información. Es por ello que los parámetros I y Q pueden representarse gráficamente como se muestra en la figura 4.11.

Partiendo de la identidad trigonométrica de la ecuación 4.3, y combinándola con la expresión $A \cos(2\pi ft + \phi)$ que representa una onda sinusoidal, puede darse una explicación formal de los parámetros IQ.

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\beta) \quad (4.3)$$

$$A \cos(2\pi ft + \phi) = A \cos(2\pi ft) \cos(\phi) - A \sin(2\pi ft) \sin(\phi) \quad (4.4)$$

En base al diagrama de la figura 4.11, se pueden inferir expresiones para I y Q:

$$I = A \cos(\phi) \quad (4.5)$$

$$Q = A \sin(\phi) \quad (4.6)$$

Entonces, una onda puede expresarse mediante los parámetros IQ a partir de:

$$A \cos(2\pi ft + \phi) = I \cos(2\pi ft) - Q \sin(2\pi ft) \quad (4.7)$$

Donde I indica la amplitud de la señal en fase, y Q es la amplitud de la señal en cuadratura.

4.5. Convertidor Analógico-Digital

El ADC, por sus siglas en inglés de *Analog to Digital Converter*, consiste en un módulo de conversión analógico-digital modelo ADAM-4017 marca Advantech. Contiene ocho canales analógicos de entrada, seis diferenciales y dos *single-end*. La resolución en la señal digital es de 16 bits.

Los canales analógicos son capaces de procesar señales de distintos rangos: ± 150 mV, ± 500 mV, ± 1 V, ± 5 V, ± 10 V y ± 20 mA. Los rangos se enlistan con el fin de conocer los alcances que tiene el módulo. Aunque específicamente para el sistema implementado, se utiliza el rango que va de ± 150 mV. Las velocidades de transmisión soportadas son: 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600 y 115200 bps, en este caso no es requerida una gran velocidad del módulo. La configuración y el control del convertidor se realiza mediante el envío de instrucciones en código ASCII a través de una computadora. En cuanto al enlace entre la computadora y el módulo se tiene un formato de datos asíncrono, un bit de inicio, ocho bits de datos, un bit de parada y sin paridad.

Otras características generales del módulo que resulta importante tener en cuenta, son las condiciones en el ambiente, donde la temperatura de operación debe encontrarse entre 0 y 70 °C, con un rango en la humedad de 0 a 95 %.

El módulo para su operación, demanda un voltaje de alimentación entre 10 y 30 VDC. Como un estándar se utiliza el color rojo para la terminal positiva (+) y el color negro para la terminal negativa (-). Mientras que para el par de cables de comunicación de datos, DATA+ y DATA-, se utilizaron cables de color amarillo y azul respectivamente. A continuación se explica su conexión.

4.5.1. Protocolo de comunicación RS-485

Las salidas digitales del convertidor ADAM-4017, DATA+ y DATA-, manejan el protocolo de comunicación RS-485. Este protocolo permite una máxima longitud por segmento de 1200 metros y utiliza una transmisión diferencial mediante líneas balanceadas, lo que significa tener únicamente un par de cables tanto para enviar como para recibir datos, formando una comunicación *half-duplex*, que permite una transmisión de datos en ambas direcciones pero no simultáneamente.

Los datos son llevados a un convertidor de protocolo RS-485 a USB para realizar la adquisición de datos en una computadora. En la figura 4.12 se muestra un diagrama de la conexión realizada.



Figura 4.12: Conexión de comunicación half-duplex utilizando dos cables. Tx representan las terminales para transmisión y Rx representan las terminales de recepción.

4.6. Adquisición de datos

Como ya se explicó, los valores I y Q obtenidos a la salida del convertidor ADAM-4017, son transmitidos mediante el protocolo de comunicación RS-485. Para poder reconocerlos por una computadora, se utilizó un convertidor de protocolo RS-485 a USB de la marca Manhattan, que es un dispositivo comercial con número de catálogo 150439. Se diseñó un programa basado en el lenguaje de programación Python, que almacena en un archivo de texto los datos recibidos, haciéndolo de manera automática y periódica cada segundo.

El programa creado para la adquisición de datos, debe inicializar y configurar el módulo ADAM-4017 y el puerto de la computadora usado para la transmisión de los datos. El apéndice A describe este procedimiento, mostrando los parámetros que deben configurarse en el convertidor analógico-digital, así como el fragmento del código programado en Python, donde se configura el ADC y se adquieren los datos a través del puerto de la computadora.

4.6.1. Caracterización del convertidor ADAM-4017

El módulo de conversión ADAM-4017 fue configurado para recibir señales analógicas en un rango de ± 150 mV. Después de la digitalización de las señales, fue necesario asignar un voltaje definido para cada uno de los datos digitalizados. Para ello se utilizaron señales conocidas como entrada del convertidor, conociendo así, que valores digitales en voltaje se debían obtener después de la conversión. Así se ajustó una recta que define el comportamiento en voltaje de los valores digitales entregados por el módulo ADAM-4017.

Se encontró que el factor que relaciona el voltaje de entrada con el voltaje de salida del convertidor es 1.05 y que el valor equivalente a 0 V es -1.08 . Estos valores se cumplen siempre y cuando el voltaje de entrada se mantenga en el rango especificado de ± 150 mV. Para valores ubicados fuera de dicho rango, se observó que el convertidor entrega siempre a la salida un valor de 156.25. El ADC quedó caracterizado como se muestra en la ecuación 4.8 y gráficamente en la figura 4.13.

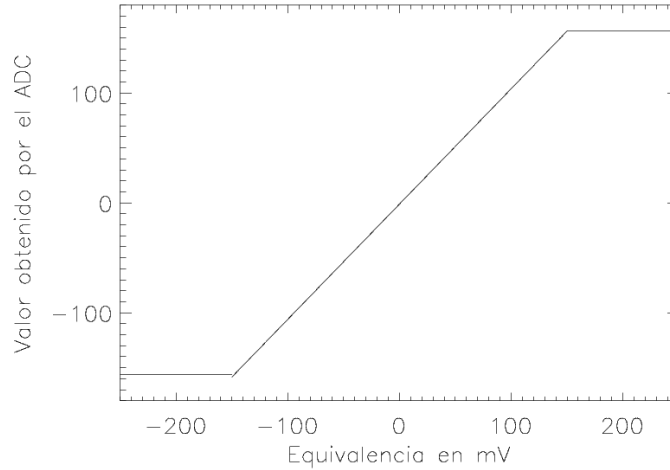


Figura 4.13: Caracterización del convertidor ADAM-4017. Para voltajes ubicados en el rango de ± 150 mV se tiene una respuesta lineal que se ajusta a la recta definida por la ecuación 4.8, mientras que para cualquier otro valor de voltaje el comportamiento es constante.

$$Valor = 1.05(mV) - 1.08 \quad (4.8)$$

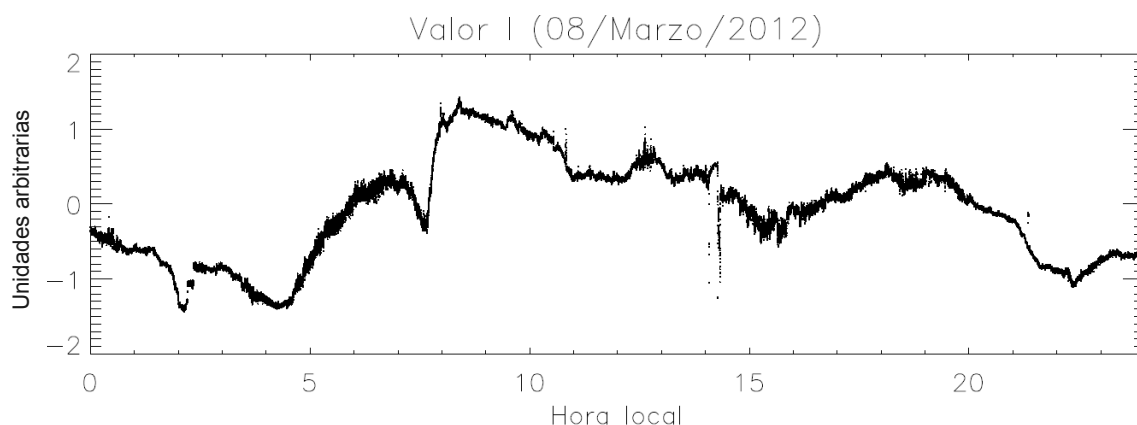
La potencia recibida se estimó a partir de la expresión 4.9 que involucra parámetros de voltaje y resistencia.

$$P = V^2/R \quad (4.9)$$

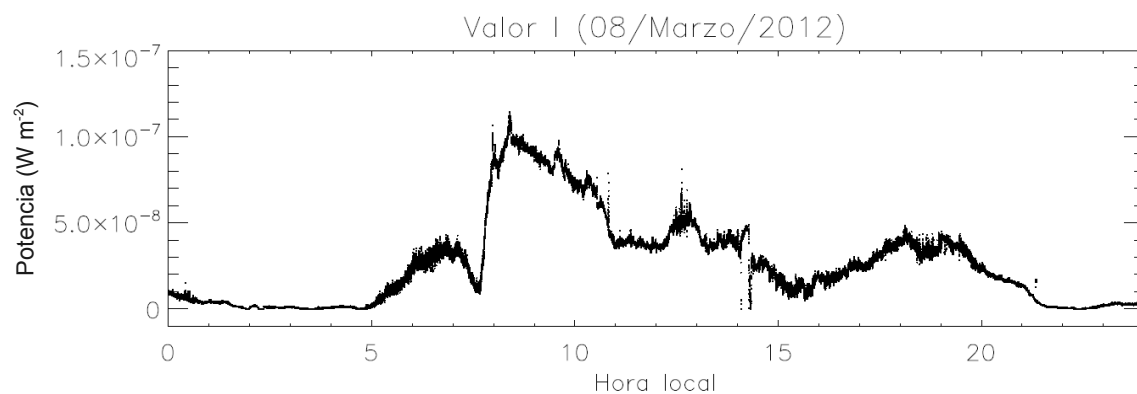
Teniendo valores de voltaje conocidos y suponiendo una resistencia de 50Ω , debido a la impedancia del cable coaxial y el demodulador IQ, entonces se puede generar un rango de potencias que es utilizado en las gráficas mostradas en la sección 6.2.

Para ejemplificar esta caracterización, la figura 4.14 muestra gráficamente una comparación en los valores de los datos obtenidos. Por un lado se han graficado los valores tal y como los digitalizó el módulo, mientras que por otro lado se muestra el rango de esos mismos valores después de haber aplicado la caracterización propuesta.

Es importante mencionar que para aplicaciones de telecomunicaciones, las antenas utilizadas reciben potencias en un rango aproximado de $10^{-10} Wm^{-2}$, según información obtenida en el sitio de Satmex. Además, estos rangos se observan de manera práctica en el experimento descrito en la sección 3.3.2, donde cada gráfica mostradas coincide con el rango mencionado. Entonces, los valores que se han propuesto en la figura 4.14, no se alejan demasiado de la realidad y pueden usarse como una primera aproximación.



(a) Gráfico con un rango arbitrario en el eje vertical que representa los valores de I , conseguido al procesar los datos directamente al ser obtenidos, sin la caracterización del convertidor analógico-digital.



(b) Gráfico con valores de I expresados en potencia, propuesto después de la caracterización del convertidor analógico-digital.

Figura 4.14: Valores de I obtenidos por el instrumento el 8 de marzo de 2012. El valor I equivale al resultado de un interferómetro de correlación, (a) mostrados antes y (b) después de haber llevado a cabo la caracterización del convertidor ADAM-4017.

Capítulo 5

Análisis y resultados

Una vez que todos los componentes descritos han sido integrados para formar el interferómetro, se comenzaron a realizar las primeras mediciones de las fluctuaciones de fase de señales satelitales. El presente capítulo pretende mostrar los datos, el análisis y los resultados obtenidos, además de describir las distintas aplicaciones en las que pueden ser utilizados, haciendo un mayor enfoque en el uso de los datos para el estudio de la turbulencia atmosférica, que fue el objetivo principal planteado.

5.1. Introducción

El instrumento ya implementado comenzó a operar a partir del día 7 de Marzo de 2012, está configurado para recibir datos de los valores I y Q periódicamente cada segundo. Los datos recibidos son almacenados en un archivo de texto, que incluye tres columnas: dos de ellas contienen los valores del demodulador IQ y la tercera especifica la hora y fecha de la adquisición.

Con los datos almacenados en el archivo de texto se generan dos gráficos, el primero representa las fluctuaciones de fase obtenidas con los valores de I y Q que se han medido, y calculada utilizando la ecuación 4.1 explicada en el capítulo anterior. El segundo gráfico muestra el parámetro I, que físicamente representa el resultado de haber utilizado un interferómetro de correlación para procesar las señales, dicho parámetro será revisado en las aplicaciones discutidas en la sección 6.2.1.

Con el fin de mostrar lo descrito previamente, la figura 5.1 representa gráficamente el comportamiento de las fluctuaciones de fase en el transcurso de un día, mientras que la figura 5.2 muestra los valores de I para ese mismo día. El procesado y análisis de los datos para interpretar y mejorar los gráficos presentados, se describen en la siguiente sección.

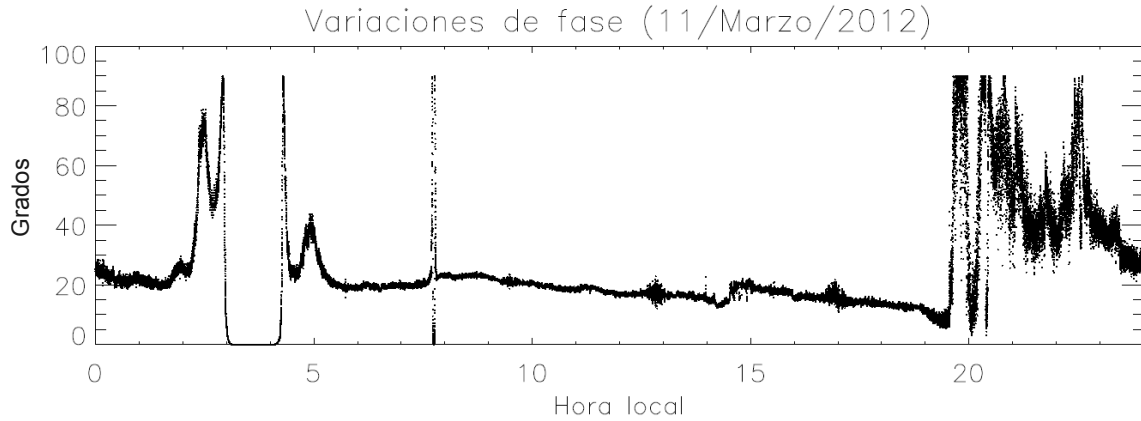


Figura 5.1: Fluctuaciones de fase medidas en intervalos periódicos de un segundo, para el día 11 de marzo de 2012.

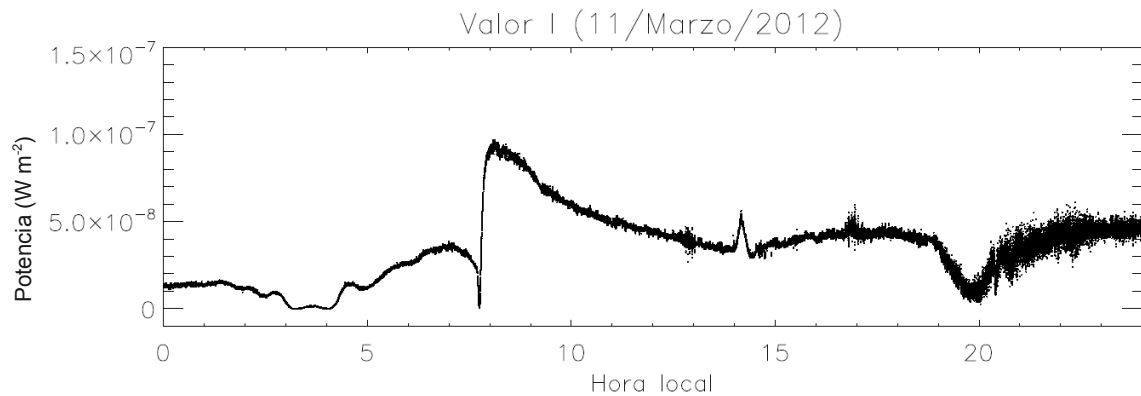


Figura 5.2: Parámetro I obtenido en intervalos periódicos de un segundo, para el día 11 de marzo de 2012.

5.2. Análisis

Para empezar es necesario explicar la importancia del estudio de la turbulencia atmosférica, lo cual significa un cambio en el índice de refracción de la atmósfera debido a la no homogeneidad de la misma. Esto provoca fluctuaciones de fase, que son monitoreadas con el fin de conocer la sensibilidad y resolución de un telescopio o radiotelescopio ubicados en un cierto sitio.

Para el caso de las ondas de radio, equivalentes a longitudes de onda de 1 mm o mayores, las fluctuaciones de fase detectadas en la atmósfera, se deben principalmente a variaciones en la cantidad de vapor de agua, que pueden medirse a través de la temperatura y la humedad relativa del lugar (Wright, 1996).

El interferómetro implementado opera en la banda Ku de las microondas, recibe una

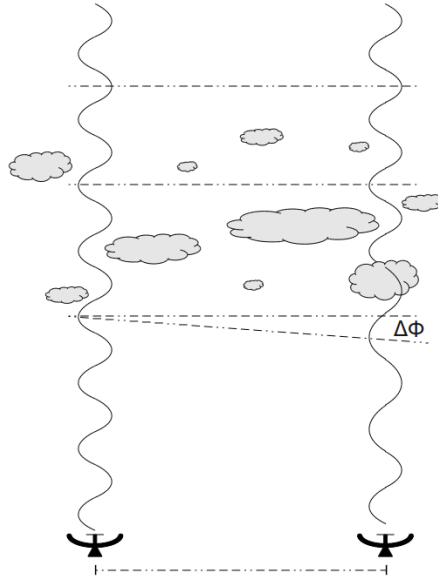


Figura 5.3: Las dos antenas parabólicas reciben una misma señal de referencia, el vapor de agua en la atmósfera distorsiona los frentes de onda y se observa una variación de fase ($\Delta\phi$), la cual se debe a una diferencia de *longitud eléctrica*, definida como el producto del número de onda y la distancia entre el receptor y el satélite.

señal de referencia de 11.715 GHz, equivalente a una longitud de onda de 2.56 cm y es generada por el satélite geostacionario Satmex 5. Con este interferómetro se observa la diferencia de *longitud eléctrica* entre las señales satelitales al atravesar la atmósfera. Esa diferencia representa una distorsión en el frente de onda de la señal recibida, y es la base para inferir la diferencia de fase de las señales (Figura 5.3).

5.2.1. Interpretación de las fluctuaciones de fase

La variación en la distribución del vapor de agua, específicamente en la troposfera, es la principal causa de las fluctuaciones de fase que degradan las mediciones realizadas por el instrumento. Para su análisis, dichas fluctuaciones ocurridas cuando un frente de onda plano atraviesa la atmósfera, se caracterizaron mediante una función de fase, definida por la ecuación 5.1.

$$D_{\Phi}(d) = \langle [\Phi(x) - \Phi(x - d)]^2 \rangle \quad (5.1)$$

Donde $\Phi(x)$ es la fase en el punto x , $\Phi(x - d)$ es la fase en el punto $x - d$ y los corchetes angulares representan el promedio temporal. Para esta caracterización D_{Φ} depende sólo de la distancia de separación entre los puntos medidos, es decir, de la distancia d entre ambos receptores del interferómetro. En este caso la atmósfera baja, o troposfera, se modela

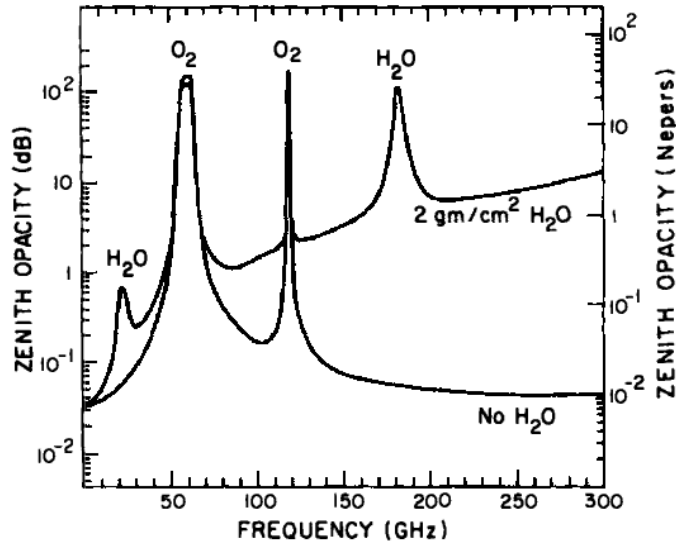


Figura 5.4: Líneas de absorción en frecuencias de radio: H_2O a 22.2 GHz y a 183 GHz, y oxígeno en la banda de 50 a 70 GHz y a 118 GHz . Tomada de (Thompson, 2004).

considerando la expresión $\Phi(x) - \Phi(x - d)$ como una variable aleatoria Gaussiana, con promedio igual a cero (Thompson, 2004). Así, la desviación rms en la fase es:

$$\rho_{\Phi} = \sqrt{D_{\Phi}(d)} \quad (5.2)$$

Donde la desviación rms en la fase, ρ_{Φ} , representa las fluctuaciones de fase que está obteniendo el interferómetro.

La importancia en este estudio es la similitud entre las fluctuaciones de fase medidas en microondas y las medidas en ondas sub milimétricas, ya que el índice de refracción de la densidad de vapor de agua, en microondas o en la región sub milimétrica, es independiente de la frecuencia, excepto para las líneas de absorción mostradas en el figura 5.4 (Thompson, 2004). Lo anterior permite establecer una relación de proporcionalidad entre las variaciones de fase a las distintas longitudes de onda mencionadas (Kimberk et al, 2012):

$$\rho_{mm} = \rho_{cm} \frac{f_{mm}}{f_{cm}} \quad (5.3)$$

Los datos detectados por el instrumento, ρ_{cm} , representan las variaciones de fase en longitudes de onda de 2.56 cm, equivalentes a una frecuencia, f_{cm} , de 11.715 GHz, que pueden ser relacionadas con las fluctuaciones de fase a frecuencias sub milimétricas f_{mm} .

5.2.2. Relación de las fluctuaciones de fase con variables meteorológicas

Las fluctuaciones de fase en señales de radio que atraviesan la atmósfera baja, o troposfera, se deben principalmente a variaciones en la densidad del vapor de agua, que pueden medirse a través de la temperatura y la humedad relativa (Wright, 1996). Esta afirmación permite proponer una correlación, entre los datos obtenidos por el interferómetro y las variables meteorológicas mencionadas, a partir de algunos conceptos físicos revisados en (Thompson, 2004) y aplicados enseguida.

Una forma de la ley del gas ideal, que vincula la presión, la densidad y la temperatura en una única fórmula, independiente de la cantidad del gas considerado, se define como

$$P = \frac{\rho RT}{\mathcal{M}} \quad (5.4)$$

Donde

P : es la presión parcial.

ρ : es la densidad de algún gas.

R : es la constante universal de los gases ideales, igual a $8.314 \text{ J mol}^{-1} \text{ K}^{-1}$.

T : es la temperatura.

\mathcal{M} : es la masa molar.

A partir de la ecuación 5.4, si se sabe que para el vapor de agua se tiene una masa molar $\mathcal{M}_V = 18.02 \text{ g mol}^{-1}$, y especificando que ρ_V representa la densidad del vapor de agua, se llega a la expresión 5.5.

$$P_V = \frac{\rho_V RT}{\mathcal{M}_V} \quad (5.5)$$

La ecuación de Clausius-Clapeyron (Hess, 1959), permite obtener la presión parcial del vapor de agua para el aire saturado, P_{VS} , y para cierta temperatura T . Esta ecuación se aproxima mediante la expresión 5.6 con una precisión mejor al 1%, siempre y cuando se aplique para temperaturas entre 240 y 310 K (Crane, 1976).

$$P_{VS} = 6.11 \left(\frac{T}{273} \right)^{-5.3} e^{25.2(T-273)/T} \quad (5.6)$$

La humedad relativa, HR , está dada por P_V/P_{VS} , entonces relacionado las ecuaciones 5.5 y 5.6 se tiene que

$$HR = \frac{\rho_V RT}{6.11 \left(\frac{T}{273} \right)^{-5.3} (\mathcal{M}_V) e^{25.2(T-273)/T}} \quad (5.7)$$

Y despejando ρ_V se obtiene la ecuación 5.8, que permite conocer la densidad del vapor de agua, a partir de la temperatura T , y la humedad relativa HR .

$$\rho_V = \frac{6.11 \left(\frac{T}{273}\right)^{-5.3} (\mathcal{M}_V)(HR)e^{25.2(T-273)/T}}{RT} \quad (5.8)$$

Con la expresión 5.8 se encuentra la densidad de vapor de agua (ρ_V) en $g\ m^{-3}$ y se propone una correlación entre las fluctuaciones de fase detectadas y las variables de humedad relativa y temperatura, que pueden ser proporcionadas por estaciones meteorológicas cercanas a la ubicación del interferómetro.

5.3. Resultados

Al interpretar y conocer lo que se está midiendo con el interferómetro, resulta más sencillo analizar y representar los datos de una manera adecuada y funcional.

Las fluctuaciones de fase detectadas fueron promediadas cada 600 s, para eliminar variaciones de fase no deseadas debido al movimiento diurno del satélite. Este ajuste es suficiente para la línea base de 50 m que se ha ocupado, ya que para líneas base mayores a aproximadamente 1 Km, es necesario realizar otras técnicas, que debido a su no utilización, no son descritas en este trabajo. En la figura 5.5 se muestra una serie de datos obtenidos con el instrumento durante cuatro días del mes de marzo de 2012, el gráfico ya muestra el ajuste mencionado para el movimiento diurno del satélite.

En la figura 5.5 es posible identificar el día de la noche, mostrando en general menores variaciones durante la noche. Sin embargo, también se observa que en algunos instantes, las fluctuaciones de fase registradas muestran un repentino y notable incremento. En la sección 6.2.2 se analiza la posibilidad de que estas afectaciones sean debidas a la interferencia provocada por el Sol, ya sea por simple calentamiento de los componentes del instrumento, o incluso por fenómenos de actividad solar registrada a lo largo del año 2012.

En cuanto a la correlación de las fluctuaciones de fase con las variables meteorológicas, específicamente la humedad relativa y la temperatura, se utilizaron datos de la estación automática *IZTA-POPO* operada por el Servicio Meteorológico Nacional (SMN), ubicada aproximadamente a 50 Km al suroeste del interferómetro.

A partir de la ecuación 5.8 y utilizando la humedad relativa y la temperatura, es posible inferir la densidad de vapor de agua. Después de aplicar este análisis con los datos proporcionados por la estación meteorológica *IZTA-POPO*, se obtuvieron similitudes entre las fluctuaciones de fase detectadas y las variables meteorológicas mencionadas.

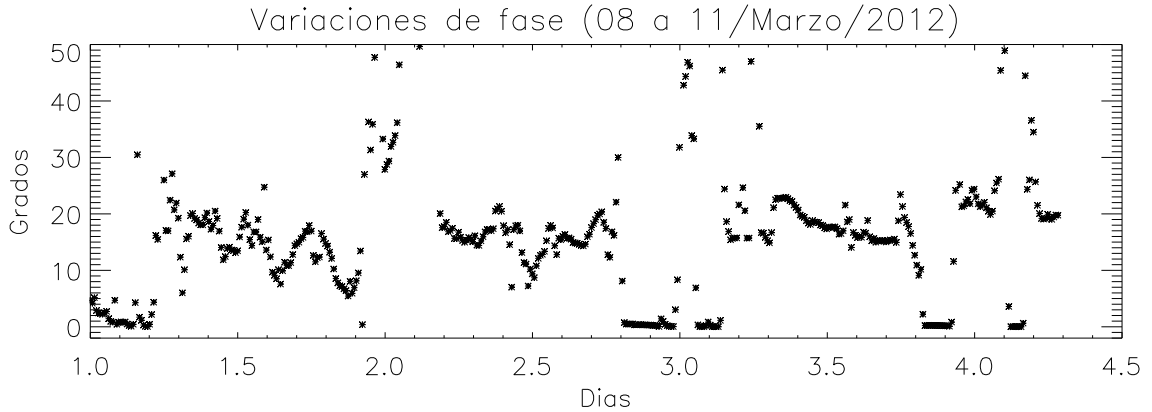


Figura 5.5: Fluctuaciones de fase a 11.715 GHz obtenidas del 8 al 11 de marzo de 2012, en intervalos promediados cada 600 s . La línea base del instrumento es de 50 m . Se pueden notar las mínimas variaciones de fase y una mejor estabilidad en los horarios nocturnos.

Para mostrar un ejemplo de los resultados obtenidos al estudiar los datos de fluctuaciones de fase medidas con el interferómetro, enseguida se presenta el proceso de análisis aplicado a las mediciones obtenidas el día 8 de marzo de 2012.

La figura 5.6 expresa las variables meteorológicas de temperatura y humedad relativa proporcionadas por la estación IZTA-POPO para ese día específico, la ecuación 5.8 permite relacionar dichas variables para generar la figura 5.7, donde se compara el comportamiento de la densidad del vapor de agua con las variaciones de fase detectadas por el interferómetro, específicamente para el día 8 de marzo de 2012.

Como observaciones generales de las figuras 5.6 y 5.7, se tiene un comportamiento constante de todas las variables en las primeras horas del día. Cerca de las $06:00\text{ hrs}$. la temperatura y la humedad relativa comienzan a variar, hasta que alrededor de las $07:00\text{ hrs}$. la temperatura registra el menor valor de todo el día y la humedad relativa alcanza su mayor valor del día. Esto se ve reflejado como una disminución en la densidad del vapor de agua. Posteriormente, entre las $08:00$ y las $10:00\text{ hrs}$. las variables de temperatura y humedad relativa mantienen una variación inversa entre ambas, mientras la primera aumenta, la segunda disminuye. Durante este lapso de tiempo, la densidad de vapor de agua alcanza su mayor valor del día. Después de las $10:00\text{ hrs}$. las dos variables estudiadas no muestran demasiada variación, hasta que cerca de las $19:00\text{ hrs}$. nuevamente la temperatura disminuye y la humedad relativa se incrementa, provocando una disminución en la densidad de vapor de agua.

En general se puede concluir, al menos para el día 8 de marzo de 2012, que la densidad de vapor de agua varió directamente proporcional con la temperatura e inversamente

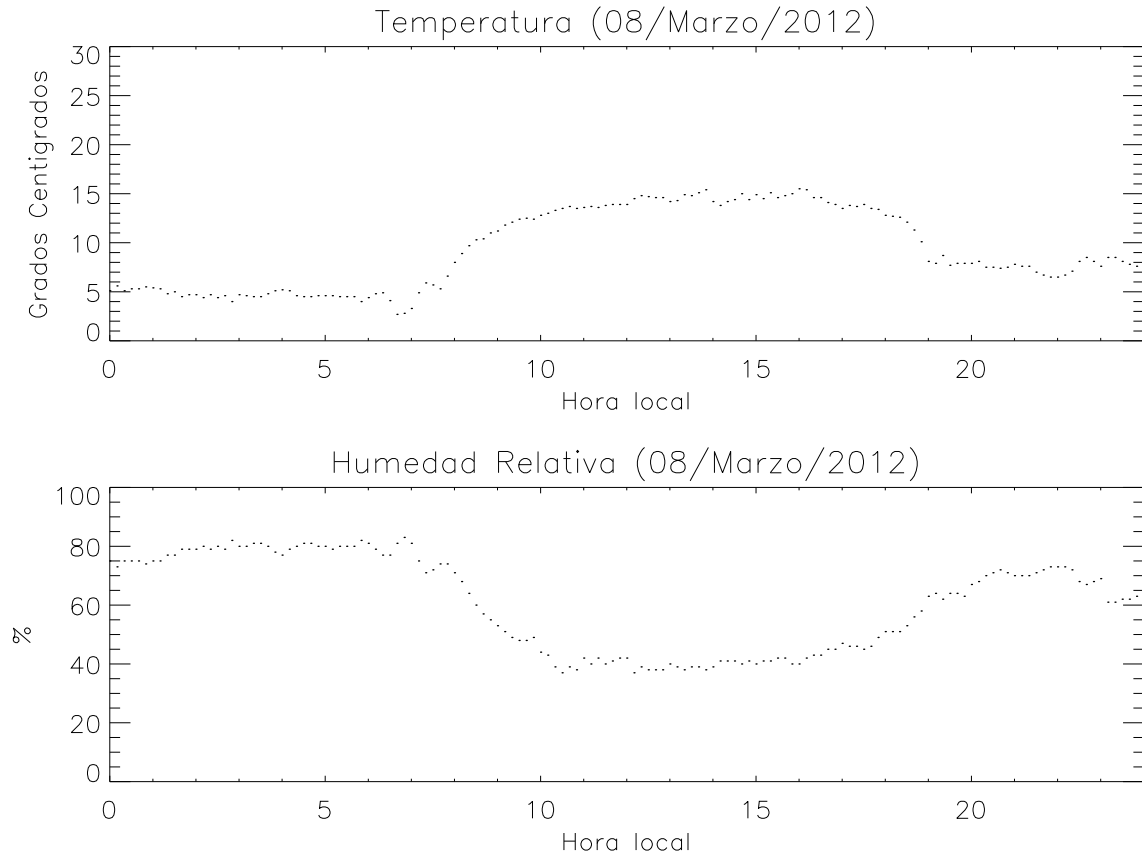


Figura 5.6: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 8 de marzo de 2012.

proporcional con la humedad relativa. Mientras que las variaciones entre la temperatura y la humedad relativa son inversamente proporcionales.

En cuanto a las variaciones de fase detectadas por el interferómetro comparadas con los datos de la densidad de vapor de agua, se observa similitud, ya que las disminuciones en vapor de agua ocurridas a las 7 : 00 y a las 19 : 00 hrs. se ven reflejadas como disminuciones en las fluctuaciones de fase en los mismos horarios, así como el aumento en vapor de agua registrado entre 08:00 y 10 : 00 hrs. también muestra un aumento en las variaciones de fase.

Otra manera de analizar los datos es mediante histogramas. Como un ejemplo de este análisis, la figura 5.8 muestra el histograma que describe al día 8 de marzo de 2012. Haciendo una comparación visual, la gráfica 5.8 registra casi nula variación de fase durante un tiempo aproximado de 160 minutos, equivalentes a ~ 2.5 horas. Observando las variaciones de fase presentadas en la gráfica 5.7, claramente se puede notar que este tiempo de casi nulas fluctuaciones ocurrió entre las 02 : 00 y las 05 : 00 horas del día.

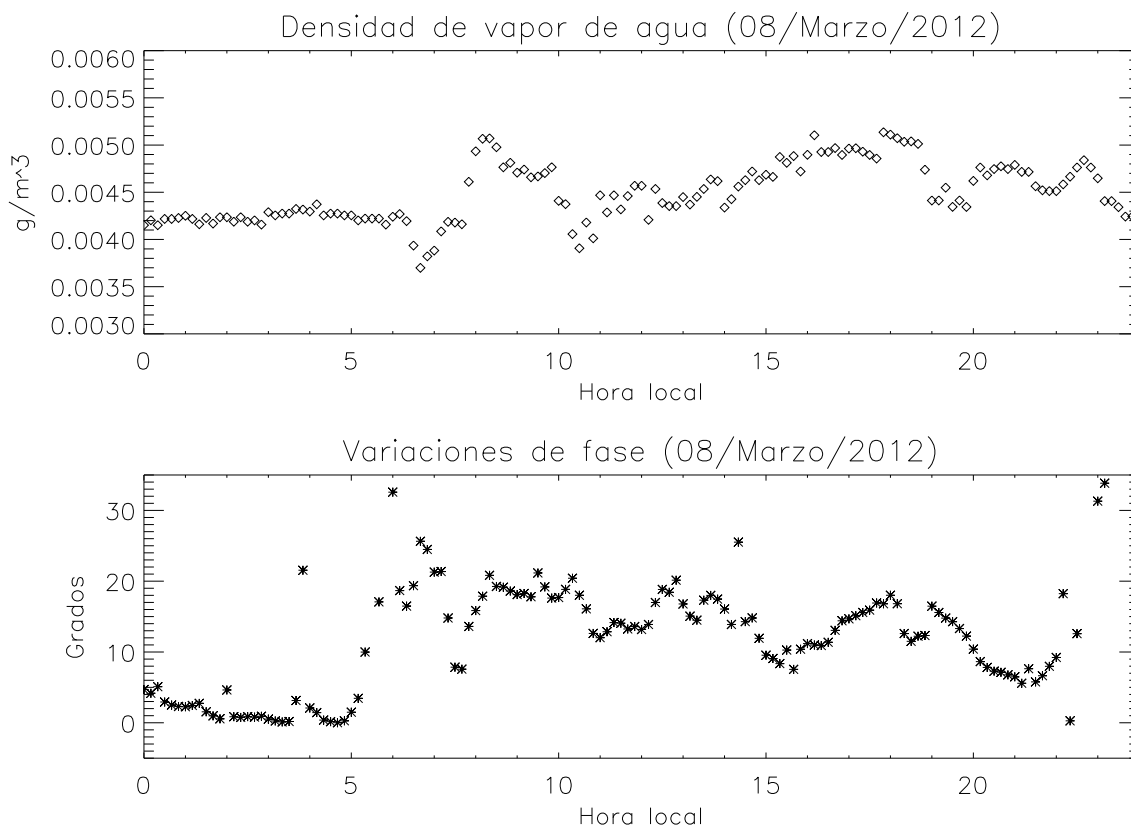


Figura 5.7: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 8 de marzo de 2012. La densidad de vapor de agua se obtuvo a partir de los datos de humedad relativa y temperatura proporcionados por la estación meteorológica automática *IZTA-POPO* del SMN.

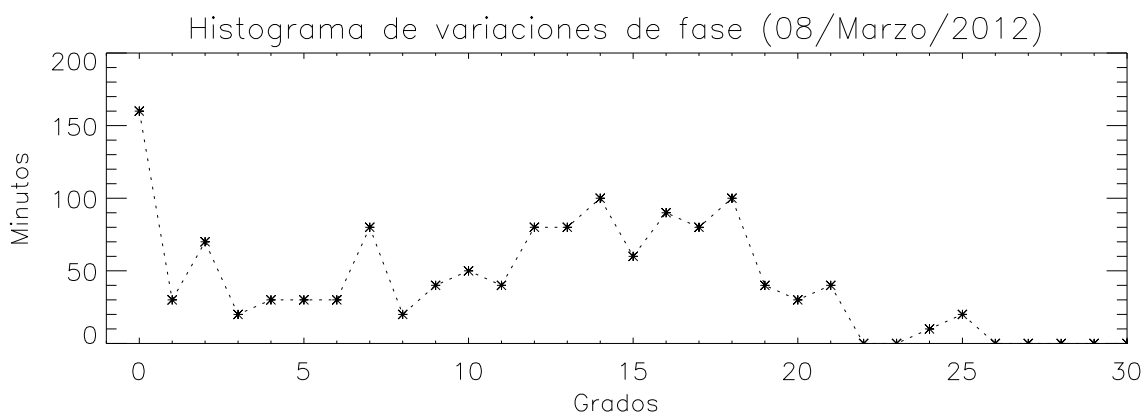


Figura 5.8: Histograma de las variaciones de fase para el 8 de marzo de 2012.

Con el análisis anterior se ha demostrado una correlación, al menos de manera visual y cualitativa, entre las fluctuaciones de fase detectadas y las variables meteorológicas de temperatura y humedad relativa. Además, la representación de los datos mediante histogramas, en conjunto con las gráficas de fluctuaciones de fase, permiten estimar los lapsos de tiempo en los cuales existen muy pocas fluctuaciones de fase.

Para un análisis cuantitativo, después de observar el comportamiento entre las variables estudiadas y notando una dependencia directamente proporcional entre la densidad de vapor de agua y las variaciones de fase medidas por el interferómetro, se decidió aplicar los métodos de correlación lineal de Pearson, Spearman y Kendall a la serie de datos que se tienen. Estos métodos de correlación lineal son descritos en el Apéndice B.

Después de utilizar la correlación lineal, los resultados obtenidos se muestran a continuación. Para cada mes se incluye el día que presentó un mejor coeficiente de correlación y el día con el peor coeficiente de correlación. De igual manera a como se hizo el ejemplo del 8 de marzo de 2012, para el análisis de cada día, se presentan sus gráficas correspondientes de temperatura, humedad relativa, densidad de vapor de agua y variaciones de fase, así como un histograma de dichas variaciones de fase. Además de incluir una tabla especificando los coeficientes de correlación que se hallaron en cada caso.

Mejor correlación lineal para el mes de marzo (día 22)

A lo largo del día se observa casi siempre disminución en la humedad relativa, pero un aumento en la temperatura (figura 5.9), generando un incremento en la densidad de vapor de agua (Figura 5.10).

Al aumentar la temperatura es muy notorio el incremento proporcional de la densidad de vapor de agua, aunque observando la figura 5.9, en lo que se refiere a la humedad relativa se notan 2 puntos interesantes, el primero es a las 10 : 00 hrs. donde se observa que la humedad relativa cae en un 10 %, lo que provoca que el valor de la densidad de vapor de agua también disminuya. Después de este punto, la humedad relativa vuelve a incrementarse y recupera el 10 % que había perdido, con este suceso y además con la temperatura incrementándose, la densidad de vapor de agua alcanza un valor máximo de $\sim 0.0045 \text{ g m}^{-3}$ en el día, cerca de las 12 : 00 hrs. El segundo punto a tener en cuenta, se da a las 17 : 00 hrs. en que la humedad relativa muestra un pequeño incremento del 5 %, lo que genera nuevamente un visible aumento en la densidad de vapor de agua. Por último, a las 20 : 00 hrs. la humedad relativa vuelve a incrementarse, con la diferencia de que ahora la temperatura ha disminuido y presenta valores constantes, lo cual no hace muy notoria la variación de la densidad de vapor de agua, que a partir de ese momento comienza a disminuir, debido a la poca variación que se registra en temperatura y humedad relativa en lo que resta del día.

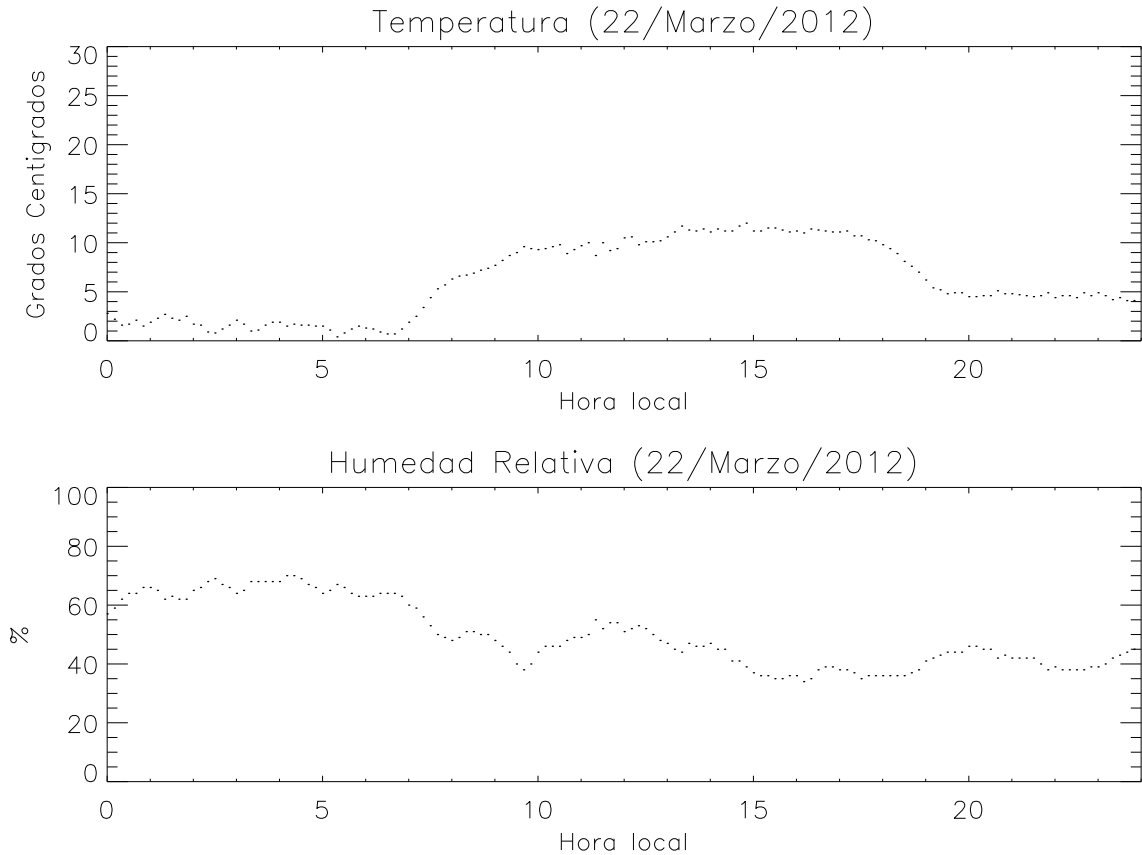


Figura 5.9: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 22 de marzo de 2012.

En conclusión, para este día se observó que la temperatura fue la variable que determinó el comportamiento general de la densidad de vapor de agua, mientras que la humedad relativa, describió a la densidad de vapor de agua en instantes específicos del día. En este caso, las dos variables estudiadas mostraron una variación directamente proporcional con la densidad de vapor de agua, siendo esta más sensible a las variaciones de la temperatura.

En cuanto a las variaciones de fase mostradas en la figura 5.10, se sigue observando una variación directamente proporcional con la densidad de vapor de agua. Matemáticamente se obtuvieron coeficientes de correlación lineal altos, mostrados en la tabla 5.1, donde se muestra que para este día, las variaciones de fase son provocadas hasta en un 70 % por la densidad de vapor de agua registrada.

En el histograma de la figura 5.11 existieron variaciones de fase mínimas, entre 0 y 1°, durante 250 minutos del día, equivalentes a ~ 4 horas. Revisando en la gráfica 5.10 se observa que ocurrieron de 02 : 00 a 03 : 00 hrs y por la noche entre 20 : 00 y 11 : 00 hrs, siendo estos los mejores horarios del día para realizar observaciones astronómicas.

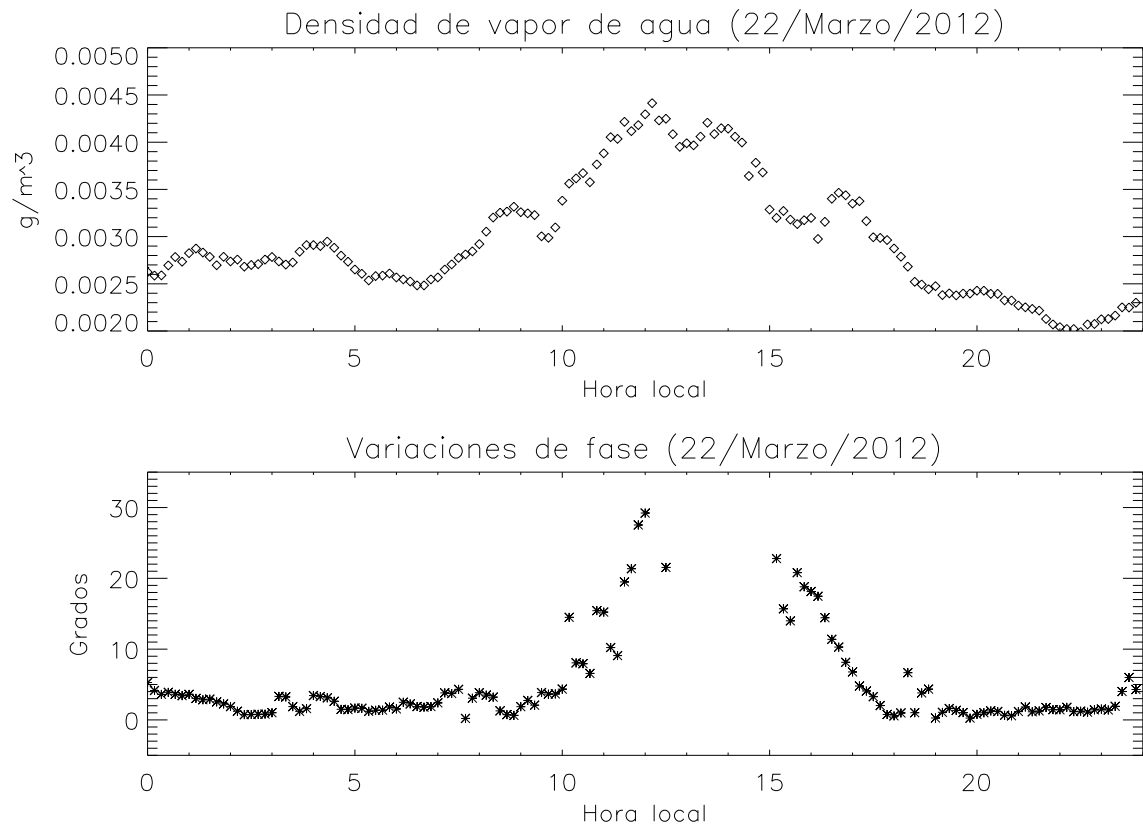


Figura 5.10: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 22 de marzo de 2012. Día de marzo de mayor correlación entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

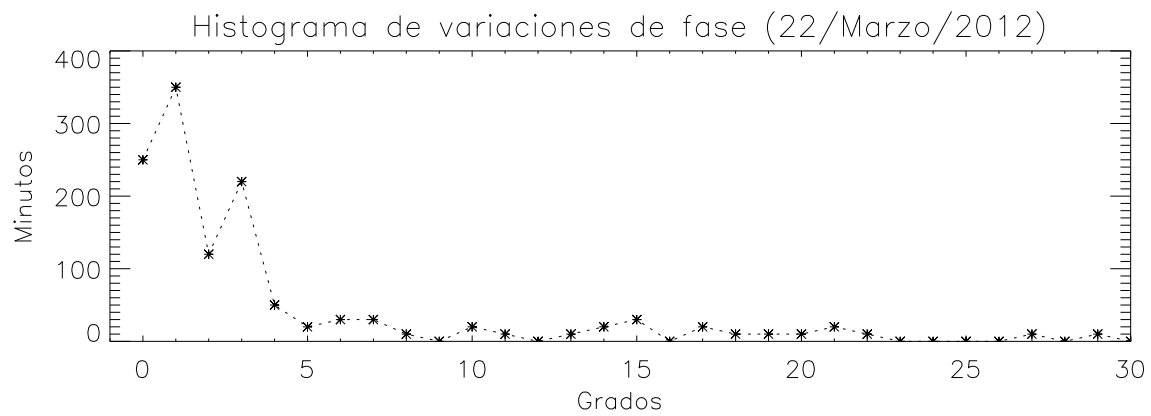


Figura 5.11: Histograma de las variaciones de fase para el 22 de marzo de 2012.

Método	Coefficiente
Pearson	0.70
Spearman	0.71
Kendall	0.52

Tabla 5.1: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 22 de marzo de 2012.

Peor correlación lineal para el mes de marzo (día 16)

El 16 de marzo de 2012 resultó ser un día con demasiadas variaciones, principalmente en la humedad relativa, registrando cambios desde 20 % hasta 80 %, mientras que la temperatura mantuvo el comportamiento de costumbre, aumentando durante el día y disminuyendo por la noche (Figura 5.12). En este día fue cuando se registró la mayor densidad de vapor de agua en el mes, alcanzando un valor de 0.0055 g m^{-3} . Para los demás días del mes se había alcanzado una densidad de vapor de agua máximo de 0.0045 g m^{-3} .

Entre las 03 : 00 y las 06 : 00 hrs. del día, la humedad relativa alcanzó un valor máximo de 80 %, que se vio reflejado en un aumento en la densidad de vapor de agua. Cerca de las 09 : 00 hrs. la humedad relativa tuvo su valor mínimo en el día, de 20 %, disminuyendo la densidad de vapor de agua a un valor de 0.0025 g m^{-3} . Cabe mencionar que para estos dos casos, la temperatura se mantuvo relativamente constante, por lo que las principales variaciones en la densidad de vapor de agua fueron determinadas por la humedad relativa.

Aproximadamente a las 16 : 00 hrs. la humedad relativa sufrió un considerable aumento de un 25 % en su valor. A diferencia del caso descrito previamente, esta vez la temperatura no estuvo constante, sino que disminuía gradualmente debido a la llegada de la tarde. El hecho de tener a las dos variables de estudio experimentando variaciones, permitió ver un gran aumento en la densidad de vapor de agua, alcanzando el valor máximo en el día de 0.0055 g m^{-3} .

Para este día, las variaciones en la densidad de vapor de agua respondieron en su mayoría al comportamiento de la humedad relativa, debido a que dicha variable presentó más fluctuaciones que las registradas en temperatura.

Las fluctuaciones de fase medidas para este día (Figura 5.13), muestran una muy baja correlación lineal con la densidad de vapor de agua detectada (Tabla 5.2). Comparando estos resultados, con los obtenidos en la tabla 5.1 para el 22 de marzo de 2012, se concluye que si la variable que más fluctuaciones presenta es la temperatura, entonces se halla una alta correlación lineal positiva. Por otro lado, si la variable con mayores fluctuaciones es la humedad relativa, entonces el coeficiente de correlación lineal positivo es bajo.

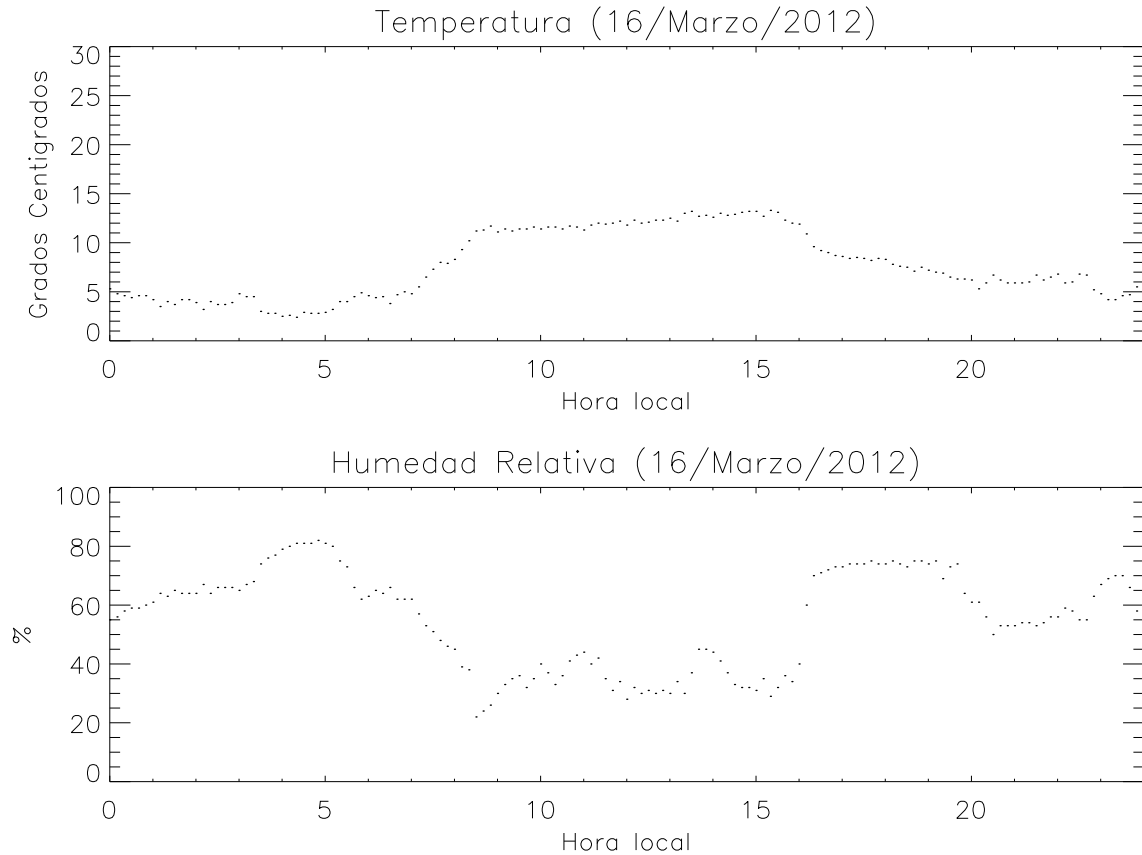


Figura 5.12: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 16 de marzo de 2012.

Por último, el histograma de la figura 5.14 indica que el día 16 de marzo de 2012 no fue un día adecuado para realizar observaciones astronómicas, ya que existieron gran cantidad de variaciones de fase, alcanzando en su mayoría desfases de cerca de 15° que se mantuvieron hasta por 5 horas, además de que por la noche las fluctuaciones de fase alcanzaron valores de hasta 25° de desfase.

Método	Coefficiente
Pearson	-0.02
Spearman	-0.06
Kendall	-0.06

Tabla 5.2: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 16 de marzo de 2012.

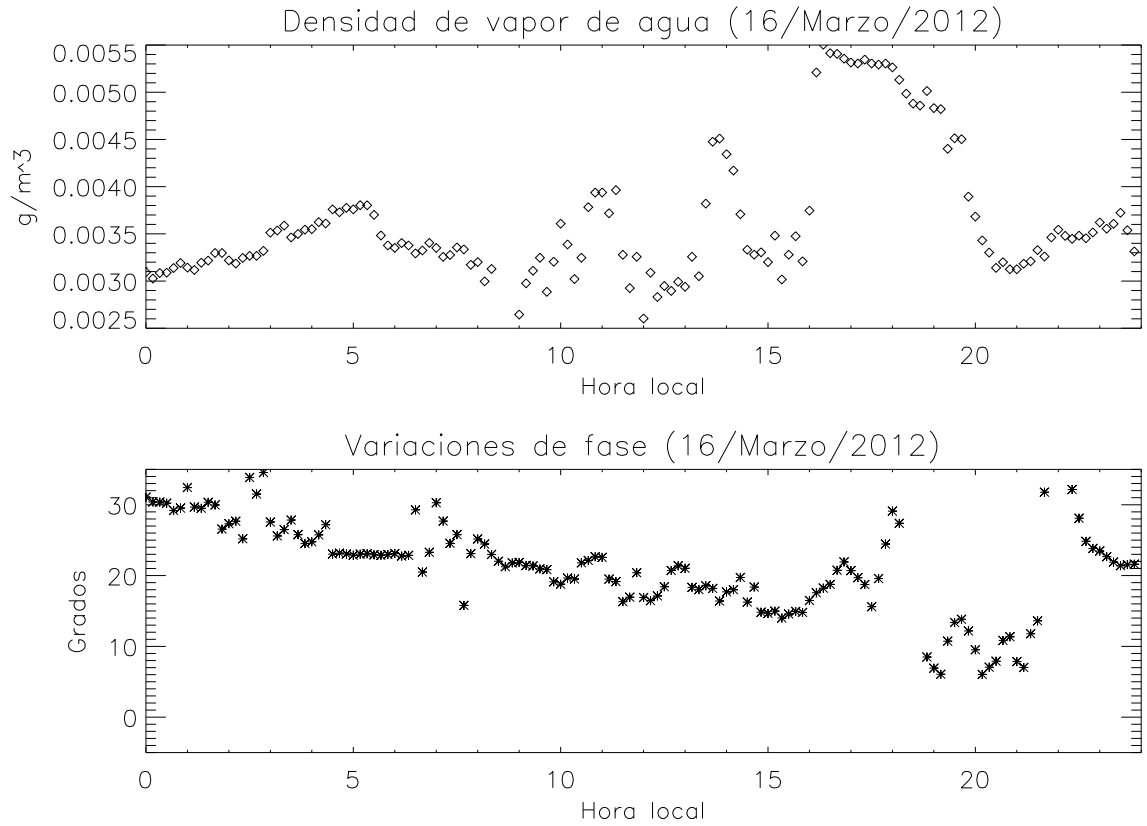


Figura 5.13: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 16 de marzo de 2012. Día de marzo de menor correlación entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

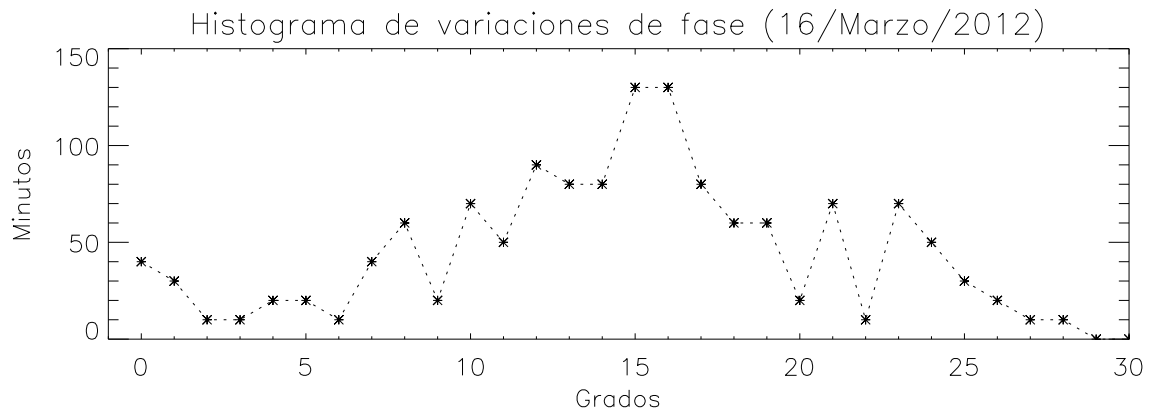


Figura 5.14: Histograma de las variaciones de fase para el 16 de marzo de 2012.

Mejor correlación lineal para el mes de abril (día 21)

De la figura 5.15 se observa que para este día, la variable meteorológica que presenta mayores fluctuaciones es la humedad relativa, teniendo valores desde 30 % hasta 90 % de saturación, mientras que la temperatura se observa relativamente constante, mostrando pocos cambios debidos principalmente a la salida y la puesta del Sol.

La gráfica de la densidad de vapor de agua de la figura 5.16 presenta una gran similitud con los datos de humedad relativa mostrados en la figura 5.15. Sin necesidad de mencionar horarios específicos, es posible observar que al aumentar la humedad relativa, la densidad de vapor de agua también lo hace, mostrando un comportamiento directamente proporcional entre ambas. Como ya se había dicho para otros días, el hecho de que la temperatura permanezca con pocas variaciones, provoca que las grandes fluctuaciones en humedad relativa determinen el comportamiento de la densidad de vapor de agua.

Como ya se había mencionado, se ha observado que cuando la densidad de vapor de agua obedece el comportamiento de la humedad relativa por encima de la temperatura, entonces la correlación lineal positiva es muy baja. Sin embargo, después de analizar este día, al comparar la densidad de vapor de agua con las fluctuaciones de fase detectadas (Figura 5.16) y aplicar la correlación lineal, se obtienen los coeficientes mostrados en la tabla 5.3, los cuales muestran una correlación lineal negativa entre la densidad de vapor de agua y las fluctuaciones de fase.

De esta manera se puede concluir, que cuando la densidad de vapor de agua se comporta muy similar a las variaciones en humedad relativa, entonces la correlación lineal obtenida con las fluctuaciones de fase es negativa. Por otro lado, si la densidad de vapor de agua se comporta muy parecido a la temperatura, entonces la correlación lineal obtenida es positiva. Gráficamente para este día, la correlación lineal negativa mencionada puede observarse en la figura 5.16.

Para el histograma de la figura 5.17 se tiene que existen variaciones entre 0 y 1° durante 70 minutos, lo cual determina un mal día para observaciones astronómicas, ya que al comparar esta información con las fluctuaciones de fase de la figura 5.16, los 70 minutos de cielo estable no son continuos, teniendo únicamente 20 minutos estables cerca de las 13 : 00 hrs., otros 20 minutos entre las 17 : 00 y las 18 : 00 hrs. y por último, 30 minutos más alrededor de las 20 : 00 hrs.

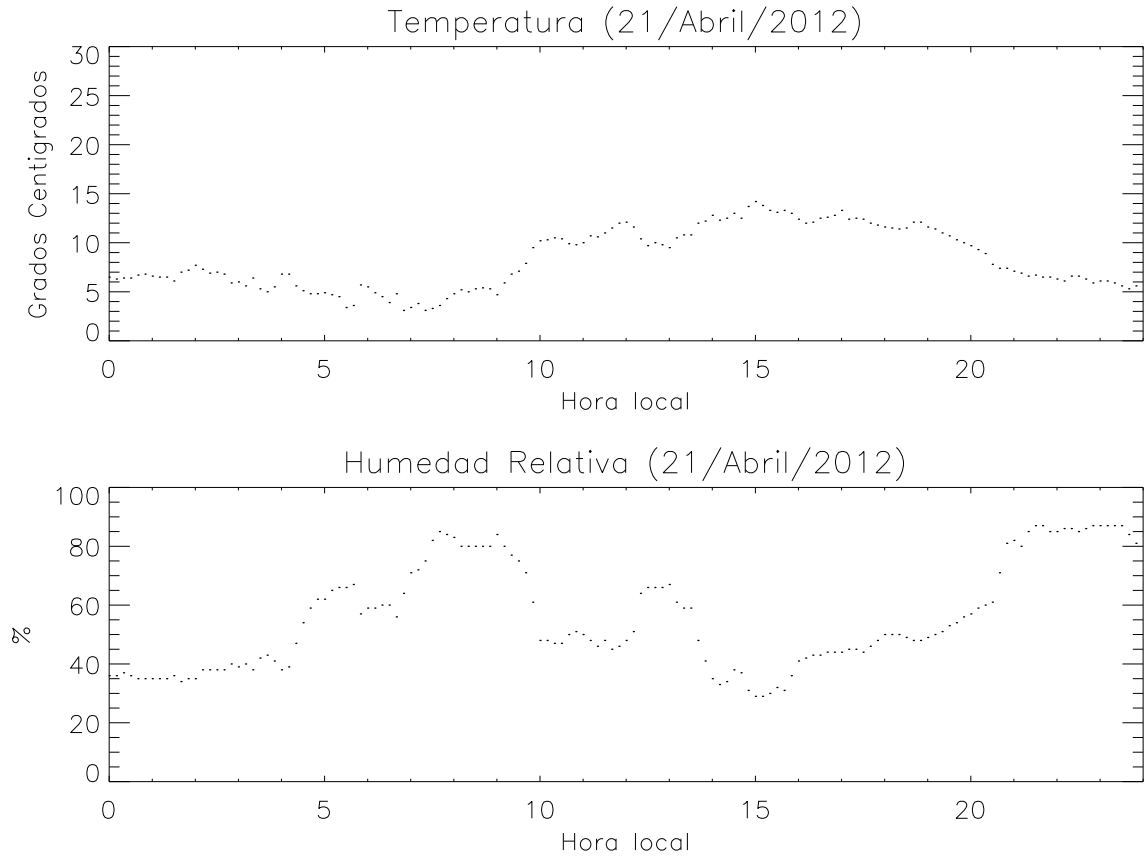


Figura 5.15: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 21 de abril de 2012.

Método	Coefficiente
Pearson	-0.51
Spearman	-0.44
Kendall	-0.33

Tabla 5.3: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 21 de abril de 2012.

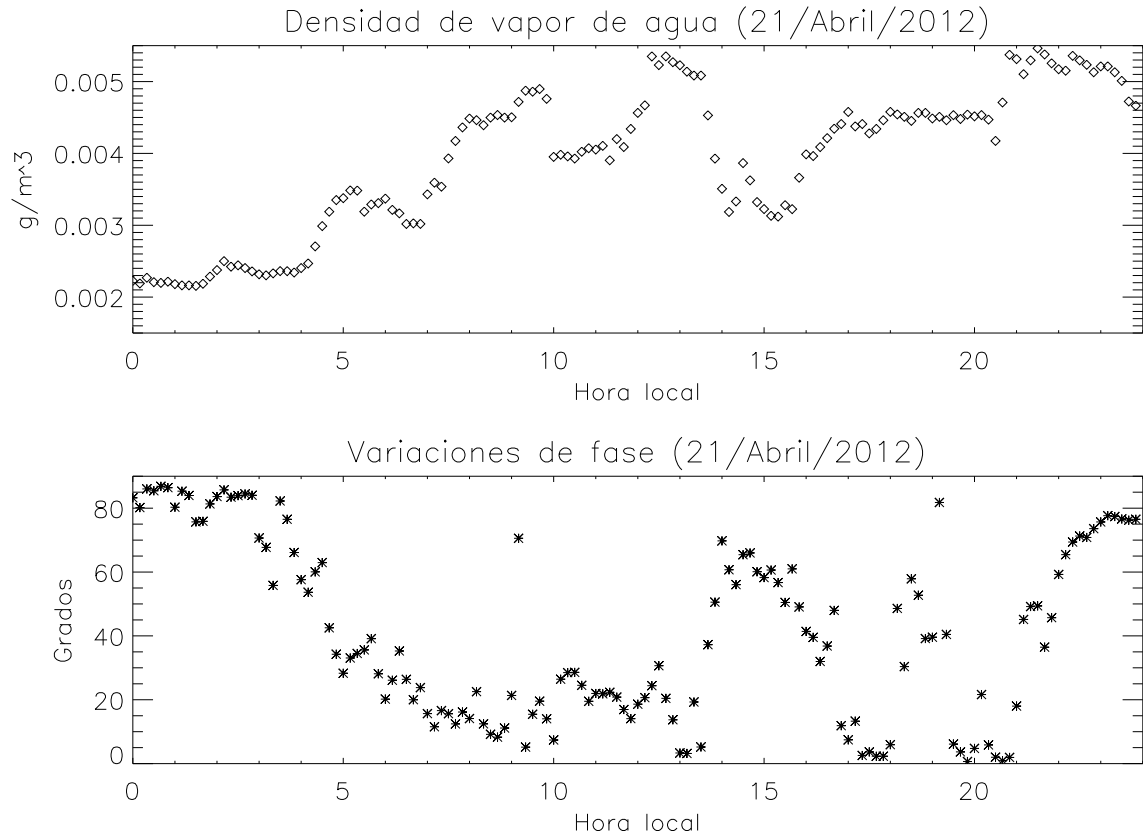


Figura 5.16: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 21 de abril de 2012. Día de abril de mayor correlación negativa entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

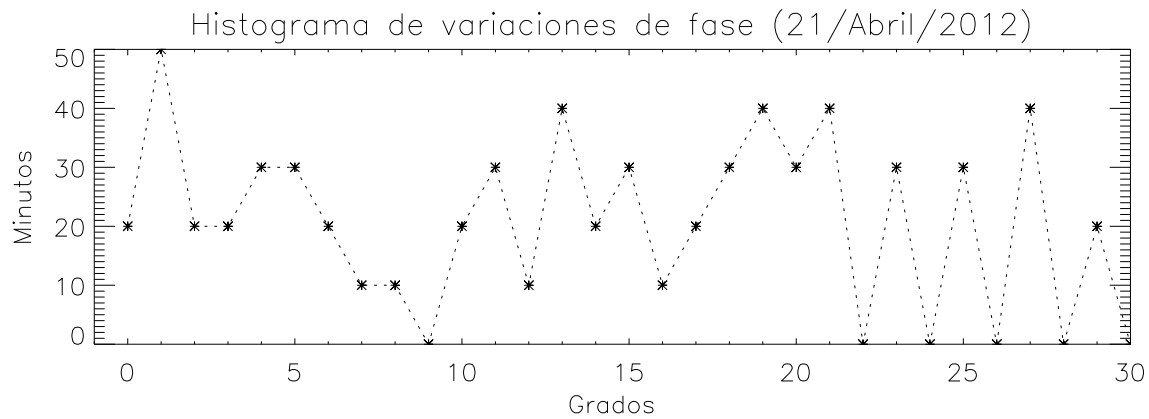


Figura 5.17: Histograma de las variaciones de fase para el 21 de abril de 2012.

Peor correlación lineal para el mes de abril (día 11)

Para el día 11 de abril de 2012, a partir de la figura 5.18 se notan pocas variaciones a lo largo del día, tanto para la temperatura como para la humedad relativa, teniendo variaciones máximas de $7^{\circ}C$ en temperatura y de 15% en humedad relativa. Debido a las pocas fluctuaciones en las variables meteorológicas, no existe una que por sí sola determine casi exactamente el comportamiento de la densidad de vapor de agua, ya que las dos lo afectan de manera similar. Por lo anterior es posible adelantar, en base a lo analizado para otros días, que existirá poca correlación entre los datos de la densidad de vapor de agua y los de fluctuaciones de fase.

En un principio los valores de temperatura y humedad relativa permanecen constantes, hasta que cerca de las 03 : 00 hrs. las dos variables experimentan una disminución, que en la figura 5.19 también se ve reflejado como una disminución en la densidad de vapor de agua. Aproximadamente a las 7 : 00 hrs. tanto la temperatura como la humedad relativa se incrementan, lo que provoca también un incremento en la densidad de vapor de agua, que a partir de este momento se comporta como si estuviera afectada sólo por la temperatura, determinada principalmente por la salida y la puesta del Sol. Esta variación descrita formaría una curva casi perfecta, de no ser por dos afectaciones en la densidad de vapor de agua, que pueden observarse una cerca de las 13 : 00 hrs. y otra entre las 16 : 00 y 17 : 00 hrs., donde la primera se debe a una disminución más notoria de la humedad relativa, mientras que la segunda se generó principalmente por una caída en la temperatura de casi $5^{\circ}C$.

Para este caso se concluye que tanto la temperatura como la humedad relativa, afectan a la densidad de vapor de agua de la misma manera. Matemáticamente esto significa que la correlación lineal existente entre las fluctuaciones de fase detectadas y la densidad de vapor de agua (Figura 5.19) es casi nula, lo cual se comprueba con los coeficientes de correlación obtenidos que son mostrados en la tabla 5.4.

En cuanto a la estabilidad del cielo, el histograma de la figura 5.20 muestra sólo 20 minutos de señales recibidas con un desfase menor a 1° , los cuales a partir de la figura 5.19 se observan entre las 13 : 00 y 14 : 00 hrs., justamente al momento en que la temperatura disminuyó bajando los niveles de densidad de vapor de agua.

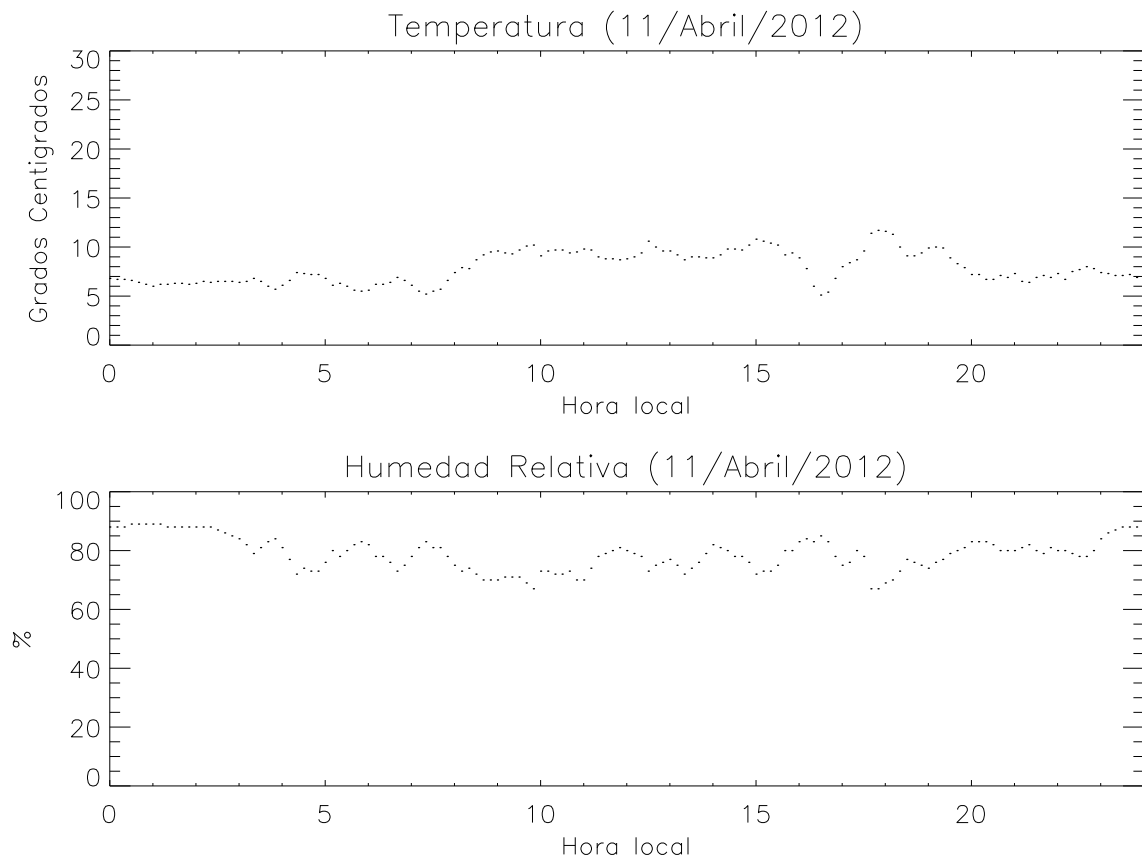


Figura 5.18: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 11 de abril de 2012.

Método	Coefficiente
Pearson	0.05
Spearman	0.03
Kendall	0.03

Tabla 5.4: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 11 de abril de 2012.

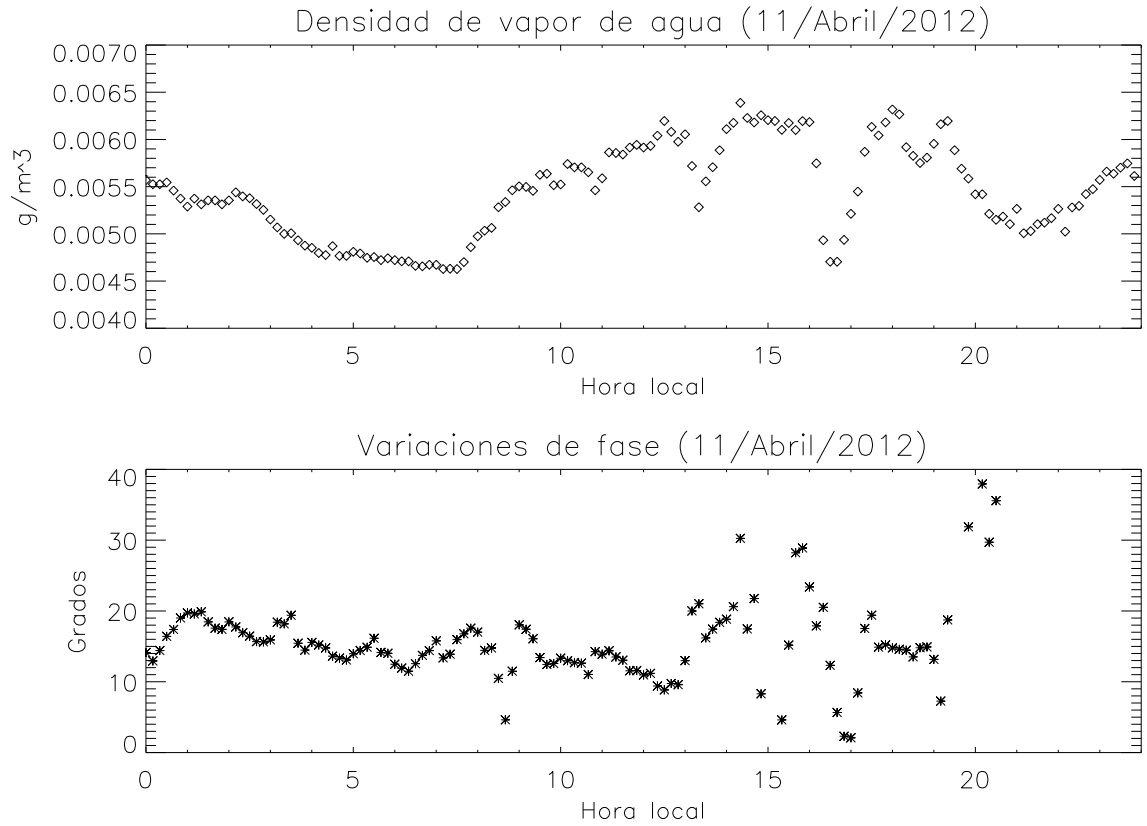


Figura 5.19: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 11 de abril de 2012. Día de abril de menor correlación entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

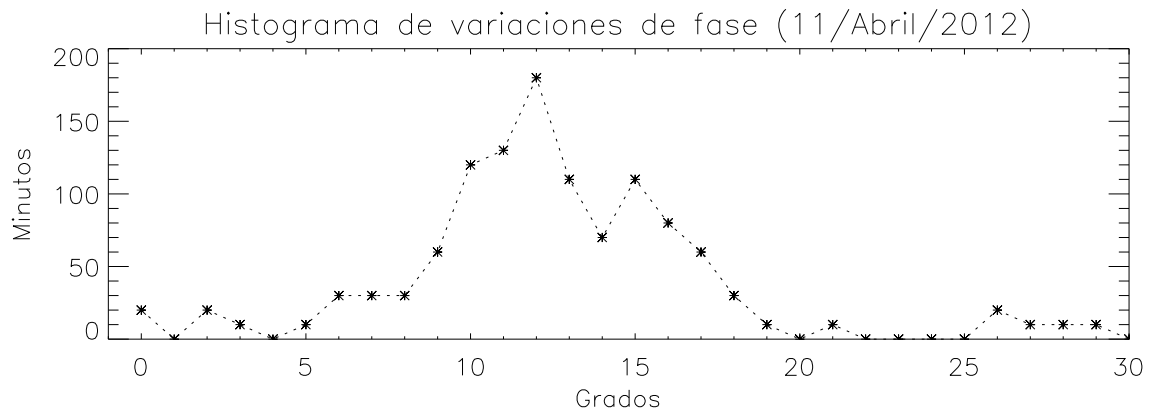


Figura 5.20: Histograma de las variaciones de fase para el 11 de abril de 2012.

Mejor correlación lineal para el mes de mayo (día 27)

Partiendo de la figura 5.21 se observa que para las primeras 7 horas del día 27 de mayo de 2012, la humedad relativa permaneció constante y la temperatura presentó variaciones de cerca de $5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Por lo que las variaciones en la densidad de vapor de agua, para casi el primer tercio del día, fueron definidas por dichas fluctuaciones de la temperatura. A partir de las 07 : 00 hrs. tanto la temperatura como la humedad relativa comienzan a presentar variaciones que se reflejan en un aumento en la densidad de vapor de agua (Figura 5.22), afectada en su mayoría por las variaciones que se han presentado en la temperatura.

Las únicas dos contribuciones notables de la humedad relativa para definir el comportamiento de la densidad de vapor de agua, se observan primero cerca de las 16 : 00 hrs. al notar una disminución en la humedad relativa que permite que la densidad de vapor de agua actúe de la misma manera y, segundo, al final del día se registra un incremento en la humedad relativa que provoca variaciones notables en la densidad de vapor de agua.

Para este caso, comparando las gráficas 5.21 y 5.22, la temperatura resulta ser la variable que más afecta a la densidad de vapor de agua, es por ello que al realizar la correlación lineal entre la densidad de vapor de agua y las fluctuaciones e fase detectadas, se obtienen coeficientes de correlación positivos, como se muestra en la tabla 5.5.

En cuanto al histograma de la figura 5.23, se tienen variaciones de fase entre 0 y 1° , durante 90 minutos del día, que al revisarlos mediante las fluctuaciones de fase detectadas en la figura 5.22, estos se dieron durante la primera media hora del día y entre las 02 : 00 y 03 : 00 hrs., por lo cual tampoco se tuvo un día adecuado para la realización de observaciones astronómicas.

Método	Coefficiente
Pearson	0.50
Spearman	0.51
Kendall	0.35

Tabla 5.5: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 27 de mayo de 2012.

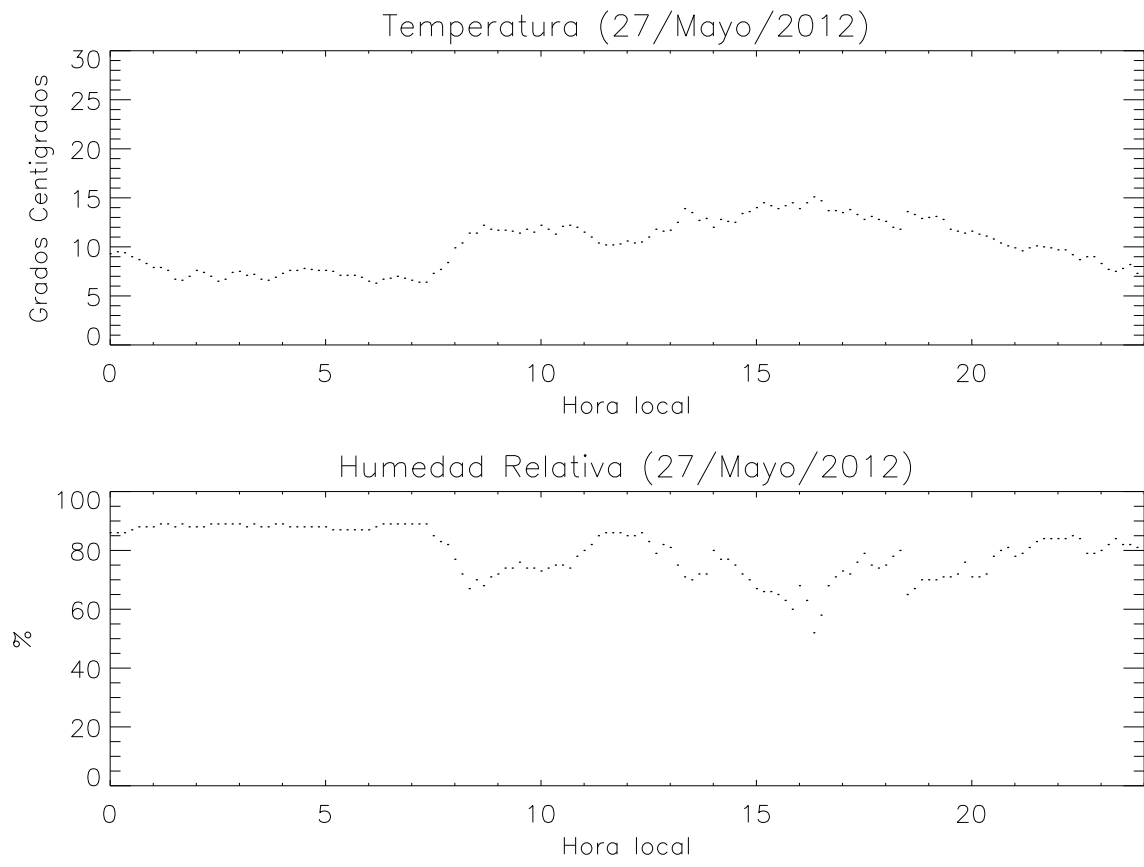


Figura 5.21: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 27 de mayo de 2012.

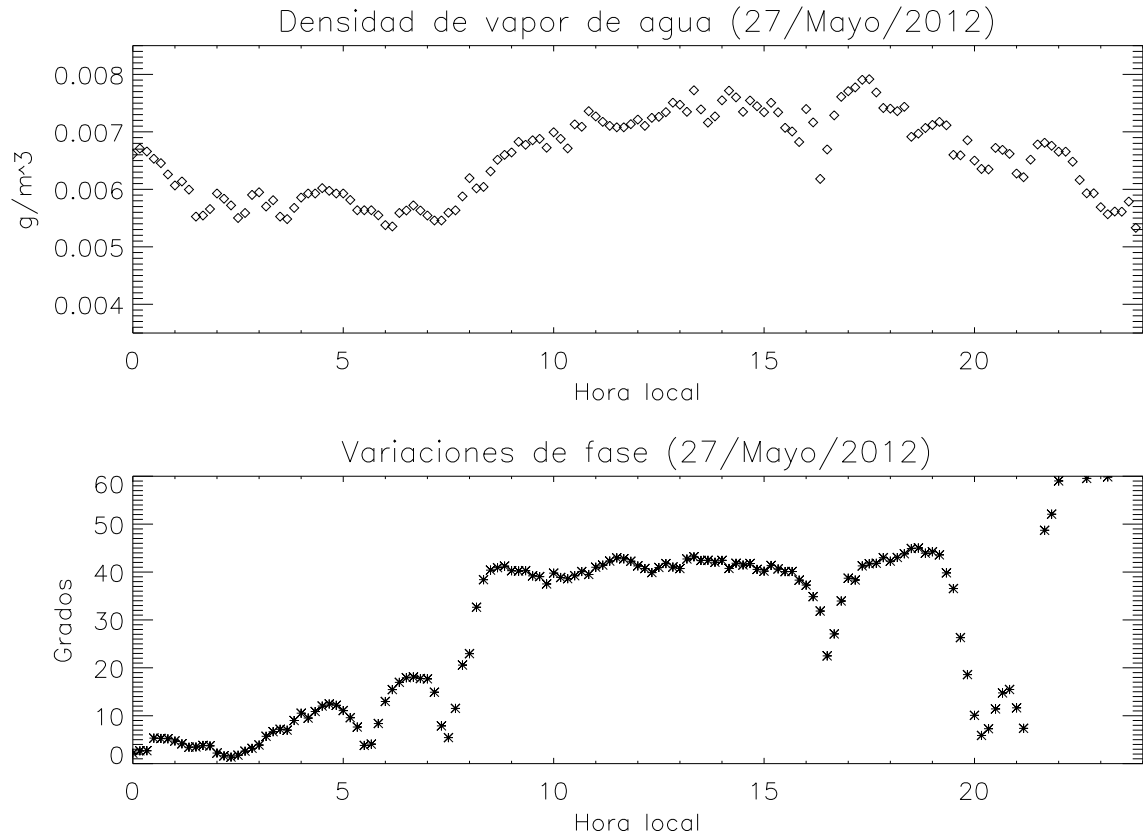


Figura 5.22: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 27 de mayo de 2012. Día de mayo de mayor correlación entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

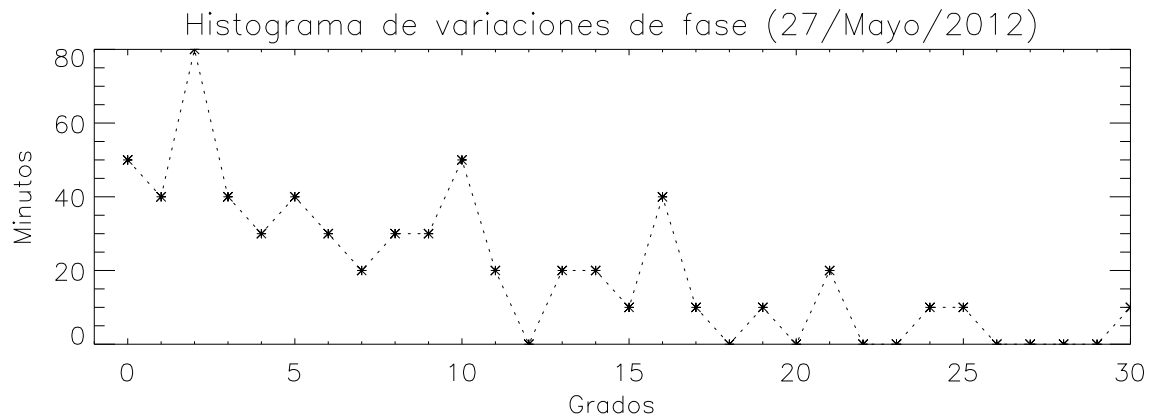


Figura 5.23: Histograma de las variaciones de fase para el 27 de mayo de 2012.

Peor correlación lineal para el mes de mayo (día 25)

Para el día 25 de mayo de 2012 se observan variaciones directamente proporcionales entre la temperatura y la humedad relativa (Figura 5.24), lo que provocó un gran aumento en la densidad de vapor de agua, alcanzando un valor máximo de 0.008 g m^{-3} .

Las variaciones más sobresalientes en la densidad de vapor de agua (Figura 5.25), se observaron alrededor de las 06 : 00 hrs., momento en el cual tuvo un valor mínimo de 0.0035 g m^{-3} , generado a partir de una disminución de un 10 % en la humedad relativa.

A partir de la 08 : 00 hrs. las dos variables meteorológicas comenzaron a incrementarse. La temperatura provocó que la densidad de vapor de agua alcanzara el valor máximo mencionado de 0.008 g m^{-3} , mientras que la humedad relativa describió el comportamiento de la densidad de vapor de agua en dos momentos específicos, observados uno entre 08 : 00 y 10 : 00 hrs. y otro cerca de las 13 : 00 hrs. Posteriormente a las 19 : 00 hrs. tanto la temperatura como la humedad relativa registraron variaciones que volvieron a afectar la densidad de vapor de agua, lo cual se mantuvo hasta las últimas horas del día, donde principalmente la densidad de vapor de agua siguió el comportamiento de la humedad relativa.

Con lo anterior se concluye que la densidad de vapor de agua fue alterada de manera similar por las dos variables meteorológicas estudiadas, ya que matemáticamente al aplicar la correlación lineal entre la densidad de vapor de agua y las fluctuaciones de fase de la figura 5.25, se obtuvieron coeficientes de correlación muy cercanos a cero (Tabla 5.6).

En el histograma de la figura 5.26 se observan únicamente 40 minutos de estabilidad en cuanto a las variaciones de fase se refiere, los cuales sucedieron en los últimos minutos del día, según la figura 5.25.

Método	Coficiente
Pearson	0.16
Spearman	0.03
Kendall	0.02

Tabla 5.6: Coeficientes de correlación lineal obtenidos para el 25 de mayo de 2012.

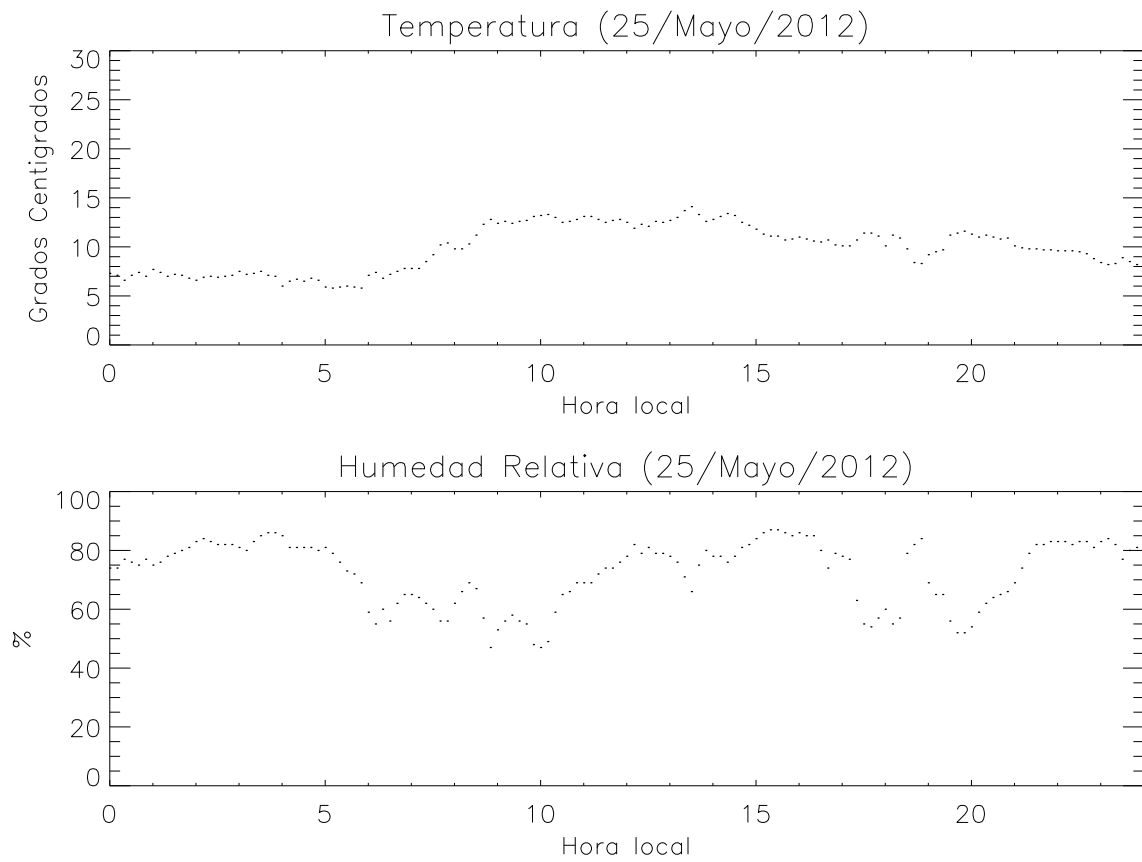


Figura 5.24: Temperatura y humedad relativa medidas por la estación IZTA-POPO el 25 de mayo de 2012.

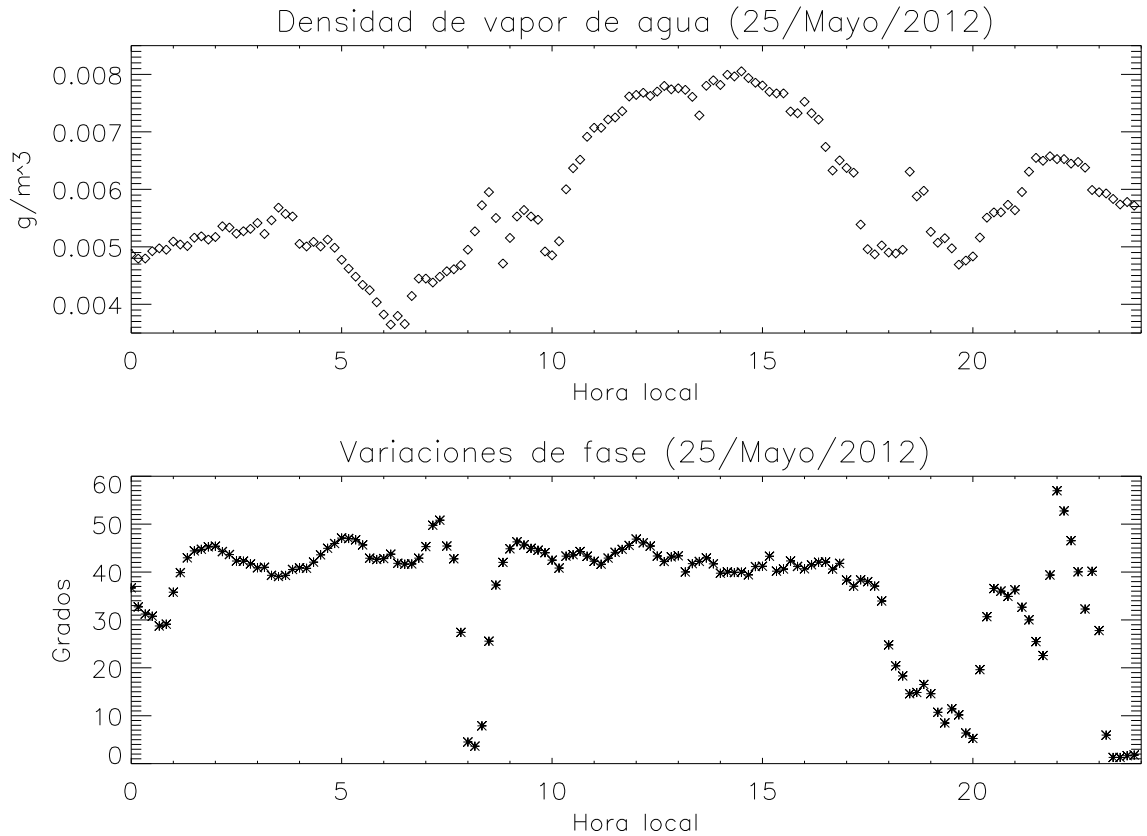


Figura 5.25: Densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase a 11.715 GHz registradas el 25 de mayo de 2012. Día de mayo de menor correlación entre fluctuaciones de fase y densidad de vapor de agua.

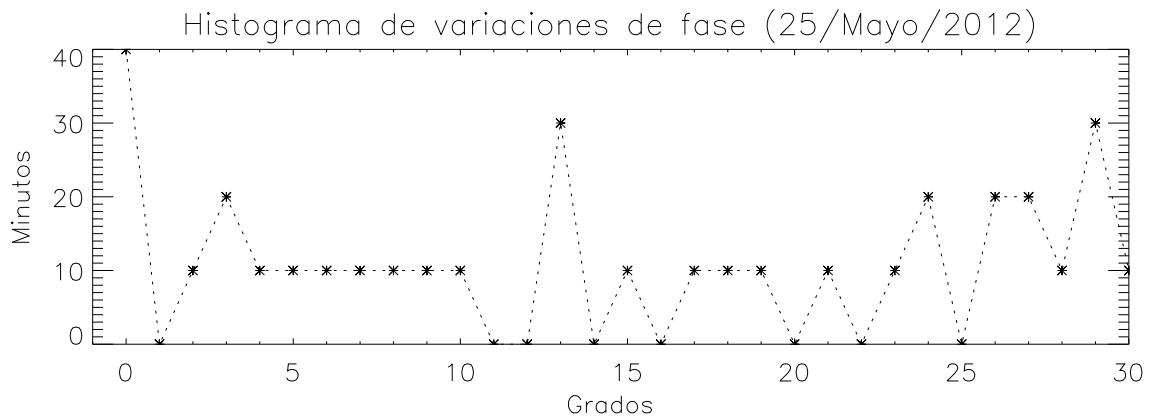


Figura 5.26: Histograma de las variaciones de fase para el 25 de mayo de 2012.

5.3.1. Observaciones

El análisis mostrado previamente permitió encontrar la relación entre las variables meteorológicas de temperatura y humedad relativa, con el fin de inferir la densidad de vapor de agua contenido en la troposfera y mostrar la correlación lineal existente con las fluctuaciones de fase detectadas por el interferómetro que se implementó. Solamente se analizaron los meses de marzo, abril y mayo del 2012 debido a que, por ahora, únicamente se tienen datos de las variables meteorológicas para dichos meses.

En el análisis se incluyeron dos días por cada mes, uno que muestra una buena correlación lineal entre la densidad de vapor de agua y las fluctuaciones de fase detectadas por el interferómetro, y otro que muestra una mala correlación lineal entre los datos mencionados. En el apéndice C se anexan todos los coeficientes de correlación obtenidos para los tres meses estudiados.

Hasta ahora se logró que los histogramas mostrados, por si solos definan el tiempo en el que se tiene una variación de fase mínima y constante para realizar observaciones astronómicas. Sin embargo para conocer exactamente los horarios en los que ocurren esas variaciones mínimas, es necesario utilizar el histograma en conjunto con la gráfica que muestra las variaciones de fase a lo largo de todo un día. Cabe mencionar que al referirse de observaciones astronómicas, se trata específicamente de detecciones que se realizan a 11.715 GHz, que es la frecuencia de operación del instrumento que se implementó, equivalente a una longitud de onda de 2.56 cm. Aunque a partir de la ecuación 5.3 propuesta en (Kimberk et al, 2012) es posible aplicar estas mediciones para longitudes de onda milimétricas, al menos de 1 a 4 mm.

Durante el análisis realizado se observaron distintos comportamientos en los datos, que resultan interesantes al relacionarlos con los coeficientes de correlación que se calcularon. Estos puntos son los siguientes:

- Cuando el coeficiente de correlación lineal obtenido es positivo, significa que la densidad de vapor de agua es afectada en su mayoría por la variable meteorológica de temperatura.
- Si el coeficiente de correlación lineal que se obtiene es negativo, entonces la densidad de vapor de agua es afectada mayormente por las variaciones en la humedad relativa.
- Cuando el coeficiente de correlación lineal es muy cercano a cero, significa que tanto la temperatura como la humedad relativa afectaron en la misma proporción a la densidad de vapor de agua.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1. Conclusiones

Se construyó un interferómetro de dos elementos separados 50 m uno del otro. Es capaz de detectar la señal monocromática de referencia ("*beacon*") de 11.715 GHz emitida por el satélite geoestacionario Satmex 5. Las señales satelitales son detectadas en tiempo real utilizando dispositivos de telecomunicaciones comerciales, permitiendo obtener un instrumento funcional y económico, con un costo no mayor a \$10000.00 M.N.

La implementación se basó en el diseño propuesto en (Hiriart et al, 2002), conservando el mismo principio de funcionamiento, así como también los dispositivos con las especificaciones ahí propuestas. Como mejoras al diseño, se utilizó una tubería de PVC Conduit de tipo pesado para proteger el cable coaxial de posibles daños físicos, el sistema de adquisición de datos dejó de ser por un puerto serial y se realizó utilizando el puerto USB de cualquier computadora, a partir de programar un código de adquisición de datos a través del lenguaje de programación *Python*, que recibe los datos digitalizados en tiempo real y los almacena en la computadora en un archivo de texto.

Con el instrumento funcionando, es posible medir cada 200 milisegundos la diferencia de fase de las señales de 11.715 GHz recibidas en cada una de las antenas del interferómetro, identificando fluctuaciones de fase mínimas de hasta 33".

Utilizando variables meteorológicas de temperatura y humedad relativa proporcionadas por la estación automática *IZTA-POPO*, operada por el SMN y ubicada a 50 km al suroeste del interferómetro implementado, se infirió la densidad de vapor de agua contenida en la troposfera para los meses de marzo, abril y mayo de 2012, ya que la densidad de vapor de agua es el principal fenómeno causante de turbulencia atmosférica que afecta señales en microondas en banda Ku a 11.715 GHz.

Utilizando los métodos de correlación lineal de Pearson, Spearman y Kendall, se correlacionaron la densidad de vapor de agua calculada para la troposfera con las fluctuaciones de fase medidas con el interferómetro, concluyendo que un coeficiente de correlación positivo, significa que la densidad de vapor de agua es afectada en su mayoría por la variable meteorológica de temperatura. Un coeficiente de correlación negativo, indica que la densidad de vapor de agua es afectada mayormente por las variaciones en la humedad relativa y por último, si el coeficiente de correlación es muy cercano a cero, significa que tanto la temperatura como la humedad relativa afectaron en la misma proporción a la densidad de vapor de agua.

Se encontró, a partir de (Kimberk et al, 2012), que las fluctuaciones de fase detectadas por el interferómetro operando a 11.715 GHz, pueden representar las fluctuaciones de fase si la frecuencia de operación estuviera entre 75 GHz y 300 GHz. Esto usando la ecuación 5.3 mencionada a lo largo del texto.

Como propuestas para utilizar el interferómetro en otras aplicaciones, se utilizó el instrumento como un interferómetro de correlación de dos elementos separados 50 m, para detectar una señal de la radiación solar emitida a 11.715 GHz. Se obtuvo una señal que contiene la radiación solar convolucionada con el patrón de radiación del interferómetro, que aún debe ser analizada para obtener una observación solar a 11.715 GHz.

Otra aplicación propuesta consistió en correlacionar las fluctuaciones de fase detectadas por el interferómetro, con el flujo solar de rayos X arribando a la Tierra. En un estudio cualitativo se encontró que cuando el flujo solar en rayos X llega a la Tierra, aproximadamente dos horas después se detectan en el interferómetro variaciones de fase mayores a 30° . Aunque se trata de un tema que no ha sido analizado con detalle.

6.2. Trabajo futuro

El interferómetro se construyó a partir del diseño presentado en (Hiriart et al, 2002). Actualmente, existen nuevos dispositivos que pueden utilizarse para actualizar el instrumento, lograr una mayor precisión y poder utilizarlo en otras aplicaciones.

Actualmente, el interferómetro se ve limitado a observar la región del cielo donde se ubica el satélite geoestacionario. Existe la posibilidad de detectar señales provenientes de satélites de órbita baja LEO (Low Earth Orbit), permitiendo estudiar una mayor porción del cielo para logrando una mejor caracterización del cielo observado. Para ello es necesario utilizar una montura que permita seguir la trayectoria de alguna flota específica de satélites de órbita baja.

El proyecto se limitó al estudio de turbulencia atmosférica, sin embargo, este mismo instrumento con algunas modificaciones puede ser utilizado para aplicaciones de holografía de superficie. Como un ejemplo, la figura 6.1 muestra un diagrama a bloques presentado años atrás por Gopal Narayanan, Neal Erickson y Mike Brewer de la universidad de Massachusetts, el cual fue propuesto para el estudio de holografía de superficie. En dicho diagrama se nota que el principio básico de funcionamiento es el mismo usado en el interferómetro que se implementó. El trabajo futuro consistiría en incluir nuevas etapas que complementen el instrumento que se tiene hasta ahora, para así utilizarlo en este tipo de aplicaciones.

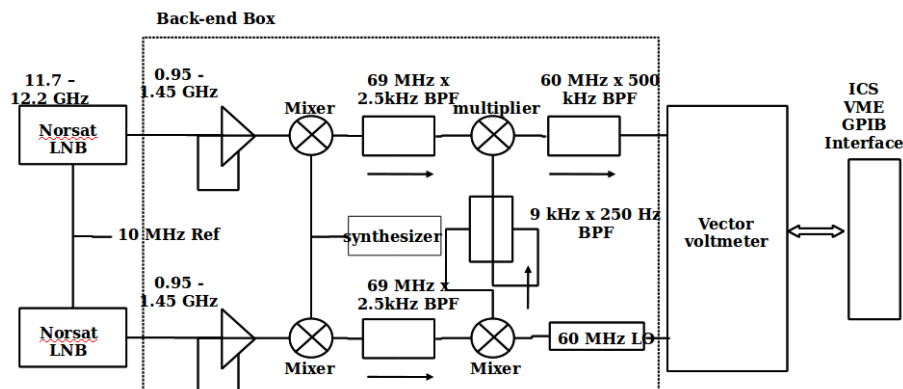


Figura 6.1: Diagrama a bloques de un instrumento para el estudio de holografía de superficie. Tomado de la propuesta hecha por Gopal Narayanan, Neal Erickson y Mike Brewer: *Holography Receiver for LMT*.

Además, durante la implementación del instrumento, se encontraron otras aplicaciones relacionadas con el Sol para las que se propone la utilización del interferómetro. Estas aplicaciones son el tránsito solar en un satélite geostacionario y el registro de llamaradas solares. Ambas pueden ser consideradas como trabajo futuro, sin embargo se obtuvieron algunos datos que, a grandes rasgos, son mostrados enseguida.

6.2.1. Tránsito solar

El tránsito solar, previamente explicada en la sección 3.2, sirve de base para entender la aplicación descrita en la presente sección. En este caso, el Sol cruzó justo por detrás del satélite al que se encuentra alineado el interferómetro, al revisar los datos obtenidos durante esos instantes, de aproximadamente 15 minutos, se observó que era posible utilizar los valores I generados por el instrumento, para representar el resultado de un interferómetro de correlación de dos elementos observando la emisión del Sol a 11.715 GHz.

Un punto importante antes de mostrar los datos, es conocer la resolución que tendría el

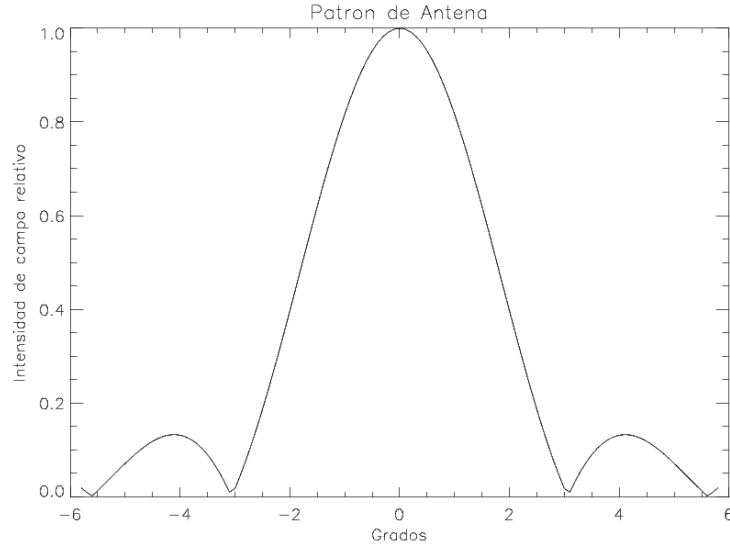


Figura 6.2: Patrón de radiación para la apertura circular de 0.60 m con distribución uniforme.

instrumento si se decidiera utilizarlo como un interferómetro de correlación. Esto a partir del cálculo de su patrón de antena.

Patrón de una antena

Para conocer el alcance del interferómetro, se usó la caracterización teórica del patrón de antena realizado previamente en la sección 3.2.2. En este caso, las antenas del interferómetro son superficies parabólicas con diámetro de 0.60 m. A partir de la ecuación 3.3, teniendo un diámetro de la apertura $D = 0.60$ m y una longitud de onda $\lambda = 0.0256$ m, se obtiene el patrón mostrado en la figura 6.2 y siguiendo los procedimientos descritos en la sección 3.2.2, se obtienen los parámetros listados en la tabla 6.1.

Parámetro	Valor
Resolución (ϕ_0)	2.98°
BWFN	5.96°
HPBW	2.47°
Directividad (d)	39 dBi
Ganancia (G)	37 dBi
Eficiencia de la antena (k)	60 %

Tabla 6.1: Parámetros de antena obtenidos para una apertura de 0.60 m.

Patrón para el interferómetro de dos elementos

La resolución de una antena o un radiotelescopio siempre está en función de la apertura y la longitud de onda a la que opera. Una manera de mejorar la resolución es incrementando el tamaño de la apertura, lo cual no es sencillo y además es costoso. Otra manera, que es la aquí revisada, consiste en utilizar interferometría, técnica mediante la cual es posible deducir la distribución real de la fuente observada.

El patrón normalizado de campo lejano que describe un arreglo interferométrico de dos elementos está dado por la expresión 6.1 dada en (Kraus, 2002a).

$$E(\phi) = E_n(\phi) \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (6.1)$$

Donde $E_n(\phi)$ es el patrón de radiación de uno de los elementos del arreglo interferométrico, definido en secciones previas por la ecuación 3.3 y observado en la figura 6.2.

Mientras que ψ está definido como:

$$\psi = 2\pi s_\lambda \sin \phi \quad (6.2)$$

Donde s_λ puede entenderse como el número de longitudes de onda contenidas en la distancia entre los elemento del arreglo, y se representa como s/λ . Para este caso s es de 50 m.

Conociendo la función que describe el patrón de antena $E_n(\phi)$ y la distancia entre antenas, es posible generar el patrón que describe el arreglo interferométrico de dos elementos, el cual es mostrado en la figura 6.3.

Mientras mayor sea la distancia entre los elementos del sistema, se consigue una mayor cantidad de lóbulos. El ancho del lóbulo, BWFN, o también llamado espaciado entre franjas por tratarse de un patrón de interferencia, se define, según (Kraus, 2002a), como:

$$BWFN = \frac{57.3}{s_\lambda} = \frac{57.3}{50/0.0256} = 0.03^\circ \quad (6.3)$$

Un valor máximo en el patrón ocurre en un determinado ángulo ϕ_{max} , el cual queda definido por $\psi = 2\pi n$, donde $n(= 0, 1, 2, 3, \dots)$. Equivalente a múltiplos del valor BWFN:

$$\phi_{max} = \frac{57.3n}{s_\lambda} \quad (6.4)$$

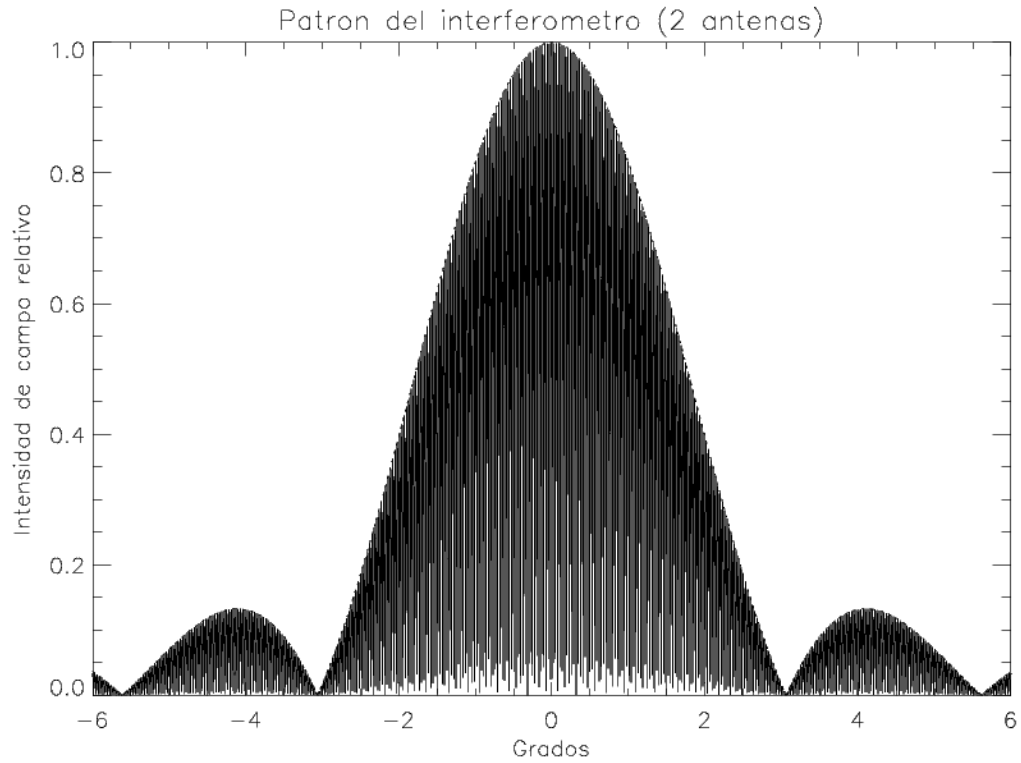


Figura 6.3: Patrón de radiación del arreglo de dos elementos con apertura circular de 0.60 m. Con una distribución uniforme y una distancia de 50 m entre antenas .

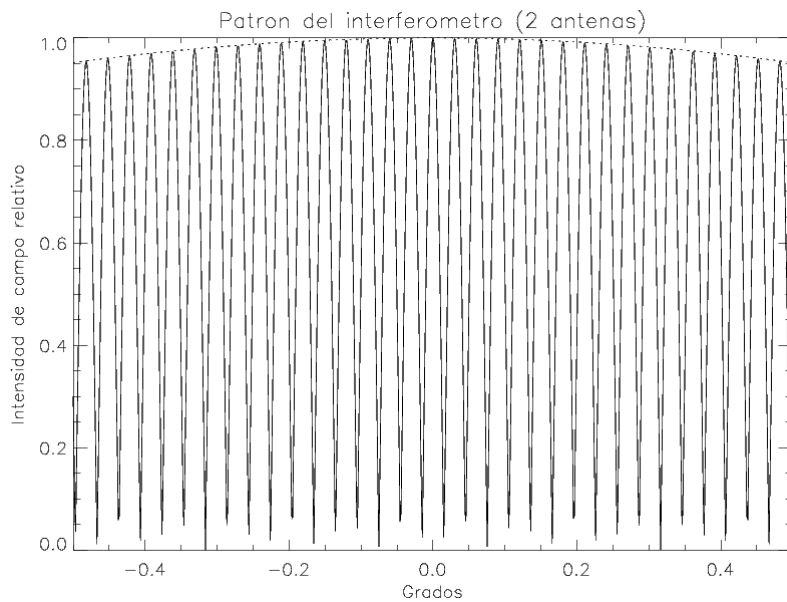


Figura 6.4: Acercamiento del patrón de radiación para el arreglo de dos elementos. Así se ejemplifica el número de máximos existentes en un grado, dados cada 0.03° .

Lo cual significa que cada 0.03° se tendrá un valor máximo. Sin embargo esto, aunque es representado en la figura 6.3, no es posible observarse a simple vista. Para mostrarlo, se presenta la figura 6.4, que representa un acercamiento en el patrón del interferómetro, observando así la separación entre máximos y notando que en un grado se tienen aproximadamente 33 valores máximos.

Datos obtenidos durante la interferencia solar

Del 8 al 16 de marzo de 2012 entre las 13:30 y 14:30 hrs, el Sol transitó por detrás del satélite geostacionario Satmex 5, al cual están direccionadas las antenas del interferómetro. Así, se obtuvieron datos que muestran el resultado de un interferómetro de correlación, a partir de los valores del parámetro I medidos por el instrumento.

Los datos obtenidos con el instrumento son presentados en la figura 6.5, donde se observa el paso del diámetro solar a través de los haces de las antenas del interferómetro.

Teóricamente, la gráfica debería mostrar la señal emitida por el Sol a 11.715 GHz y detectada por un interferómetro de correlación con resolución de 0.03° , sin embargo, la señal del Sol mostrada se encuentra convolucionada con el patrón del interferómetro.

La idea es que posteriormente, como un trabajo futuro, se pueda analizar con detalle esta información para obtener una observación final del Sol emitiendo a 11.715 GHz.

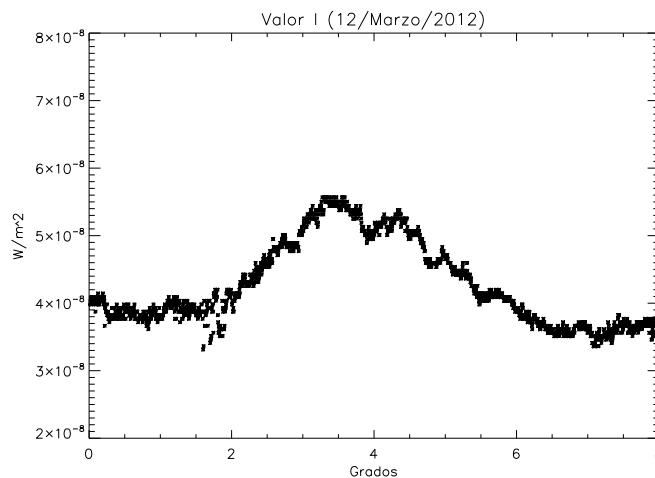


Figura 6.5: Paso del diámetro solar a través de los haces de las antenas del interferómetro.

6.2.2. Llamaradas solares

En esta sección se presenta un análisis cualitativo de la relación que pudiera existir entre las llamaradas solares y los datos obtenidos con el interferómetro. La idea surge a partir de lo revisado en (S. M. White et al, 2011), donde se desarrolla un estudio de la correlación entre observaciones solares hechas en el rango de rayos X y emisiones solares en radio. La idea es definir si el interferómetro, al detectar señales de 11.715 GHz, muestra diferencias de fase debidas al arribo a la Tierra de radiación debida a llamaradas solares.

Para el análisis, se revisaron datos de flujo en rayos X generados por el satélite RHESSI (The Reuven Ramaty High Energy Solar Spectroscopic Imager), ubicado en una órbita baja (LEO) a una altitud de 600 Km, teniendo un periodo orbital de 96.68 minutos y una inclinación de 38° . Su objetivo es la detección de partículas con rango de energía de 3 keV a 20 MeV. Este satélite, debido a su órbita, tiene una cobertura terrestre que no siempre se sitúa en la misma ubicación geográfica. Por esta razón, las gráficas en este apartado, utilizan datos proporcionados por el RHESSI complementados con información obtenida del satélite GOES-15, ubicado en una órbita geostacionaria.

Las gráficas proporcionadas por los satélites RHESSI y GOES-15 son sólo imágenes, ya que por ahora no se tiene acceso ficheros con datos numéricos que permitan crear gráficas propias, para compararlas exactamente con las fluctuaciones de fase detectadas por el interferómetro. Por ello el análisis aquí propuesto, se trata de una simple comparación visual.

La figura 6.6 muestra un ejemplo de una imagen proporcionada por NOAA (National Weather Service. Space Weather Prediction Center), donde presenta el flujo solar en rayos X de tres días de marzo de 2012.

En la figura 6.7 del día 8 de marzo de 2012, se muestra una comparación entre las fluctuaciones de fase obtenidas con el interferómetro y el flujo solar en rayos X detectado por los satélites RHESSI y GOES-15. Se observa que al detectar actividad solar en rayos X, después de transcurrir aproximadamente dos horas, existen notables variaciones en la fase de las señales recibidas por el interferómetro, incluso superiores a 30° . Esta es otra aplicación propuesta en la que aún hay que revisar si es posible utilizar el instrumento para su estudio.

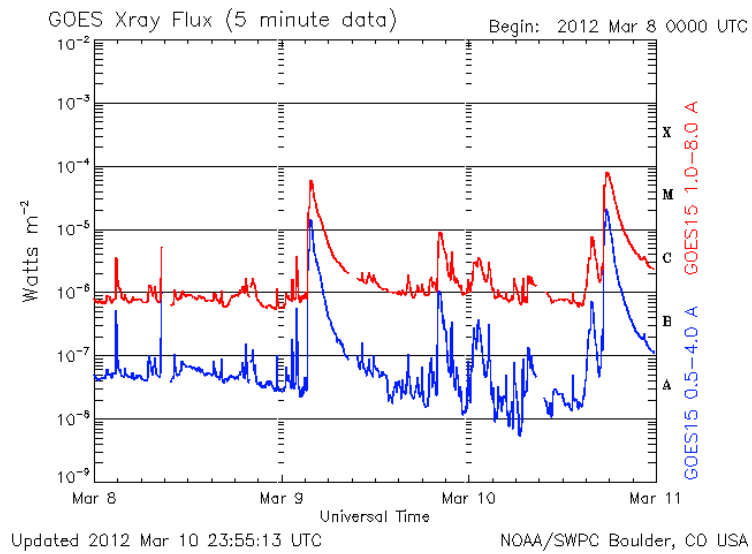


Figura 6.6: Flujo solar en rayos X obtenidos por los satélites RHESSI y GOES-15 del 8 al 11 de marzo de 2012 (horario UTC). Rangos: 1 a 8 Armstrongs (Rojo) y 0.5 a 4 Armstrongs (Azul). Tomada de <http://www.swpc.noaa.gov/>.

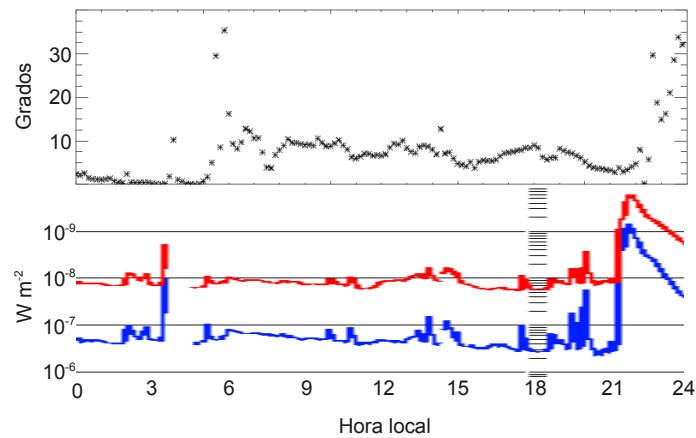


Figura 6.7: Comparación cualitativa entre fluctuaciones de fase obtenidas con el interferómetro y el flujo solar en rayos X del día 8 de marzo de 2012.

Apéndice A

Configuración del ADC

Para poner en funcionamiento el convertidor ADAM-4017, se debe seleccionar y configurar la velocidad de transmisión, el rango de voltajes de operación y los canales analógicos que recibirán las señales para procesarlas y digitalizarlas. De acuerdo al manual de usuario proporcionado por el fabricante del ADC, una instrucción debe cumplir con el siguiente orden y debe escribirse en letras mayúsculas, aunque es importante mencionar que existen comandos que no requieren de la inclusión de los seis elementos mostrados en la sintaxis.

Sintaxis: [Delimitador][Dirección][Comando][Datos][Checksum][Acarreo]

Donde se contiene un carácter delimitador, seguido por una dirección hexadecimal de dos caracteres, que especifica el elemento del módulo que se está configurando. El comando indica la tarea a ejecutar del dispositivo y también se forma por la combinación de dos caracteres. Dependiendo del comando utilizado, puede existir o no un segmento de datos. Además, de manera opcional pueden incluirse dos caracteres más como una confirmación o comprobación de la realización de la tarea. Por último, cada instrucción es terminada con un *retorno de carro*, que equivale a colocar el cursor a la primera posición de una línea para esperar una nueva instrucción.

La lista completa de los comandos de configuración del ADC puede ser consultada directamente en el manual de usuario del convertidor.

En este caso el módulo quedó configurado como se indica enseguida.

- Velocidad de transmisión: 9600 bps.
- Rango de señales analógicas recibidas: ± 150 mV.
- Salida de valor I por canal 0.
- Salida de valor Q por canal 1.

De acuerdo a la configuración propuesta, para la programación en Python, primero se inicializa el puerto que será utilizado para la adquisición de datos mediante las siguientes instrucciones:

```
ser = serial.Serial('COM4')
ser.baudrate = 9600
ser.bytesize = 8
ser.stopbits = 1
ser.parity = 'N'
ser.timeout = 1.0
ser.writeTimeout = 0.0
```

La lectura de los datos digitalizados se realiza enviando al módulo ADAM-4017 los siguientes comandos, también a través de Python:

```
ser.write(b'#010\r') #Solicitar al ADC el valor I del canal analog num0
i = ser.readline() #Leer el valor I
ser.write(b'#011\r') #Solicitar al ADC el valor Q del canal analog num1
q = ser.readline() #Leer el valor Q
```

Por último los datos adquiridos son almacenados en un archivo de texto y el proceso se repite periódicamente, obteniendo un par de datos por segundo.

Apéndice B

Métodos de correlación

La *correlación* indica la proporcionalidad entre dos variables estadísticas, considerando que dos variables cuantitativas están correlacionadas cuando los valores de una de ellas varían sistemáticamente con respecto a los valores de la otra. Existen distintos coeficientes que miden el grado de correlación, los cuales son revisados a continuación.

B.1. Coeficiente de correlación de Pearson

Considerando pares de datos pertenecientes a dos conjuntos $(x_i, y_i), i = 0, \dots, N - 1$, el coeficiente de correlación lineal r , también conocido como coeficiente de correlación producto-momento o r de Pearson, es calculado al dividir la covarianza de dos variables entre el producto de sus desviaciones estándar. Matemáticamente

$$r = \frac{\sum_i (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_i (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_i (y_i - \bar{y})^2}} \quad (\text{B.1})$$

Donde

\bar{x} : es la media de los valores x_i .

\bar{y} : es la media de los valores y_i .

El coeficiente de correlación lineal r toma valores entre -1 y 1 . Un valor de 1 indica una correlación positiva perfecta, donde los puntos de datos forman una recta con pendiente positiva, con x y y incrementándose proporcionalmente. Si r vale -1 , los puntos forman una recta con pendiente negativa y y decrece mientras x se incrementa, lo cual indica una correlación negativa perfecta. Un valor de r cercano a cero, indica que las variables x y y no están correlacionadas. Se observa que r no tiene en cuenta las distribuciones individuales de x y y , razón por la cual se trata de una estadística pobre para decidir si una correlación observada es estadísticamente significativa y/o si es significativamente más débil o más fuerte que otra.

B.2. Correlación de rangos o no paramétrica

La incertidumbre al interpretar el significado del coeficiente de correlación lineal r , lleva a la aplicación de una correlación de rangos o no paramétrica.

Para este caso también se tienen N pares de mediciones (x_i, y_i) , y su concepto consiste en reemplazar el valor de cada x_i por el valor de su rango en medio de todas las otras x_i 's de la muestra. Entonces, la lista de números resultantes expresarán una función de distribución conocida y uniforme formada a partir de los números enteros entre 1 y N . Si todos los valores de x_i son distintos, cada número entero tendrá lugar exactamente una vez. Si alguno de los valores x_i son iguales, es conveniente asignar a todos esos "lazos" la media de los rangos que tendrían si sus valores hubieran sido ligeramente distintos.

El mismo procedimiento se realiza para el conjunto de valores y_i , reemplazando cada dato por su rango en medio de los otros y_i 's de la muestra.

Es importante mencionar que los coeficiente de correlación mostrados enseguida, también toman valores entre -1 y 1 , teniendo la misma interpretación descrita para el coeficiente de correlación de Pearson.

B.2.1. Coeficiente de correlación de Spearman

Definiendo a R_i como el rango de x_i en medio de los otros valores x_i 's, y a S_i como el rango de y_i en medio de los otros valores y_i 's. Entonces el coeficiente de correlación de Spearman, r_s , queda definido como

$$r_s = \frac{\sum_i (R_i - \bar{R})(S_i - \bar{S})}{\sqrt{\sum_i (R_i - \bar{R})^2} \sqrt{\sum_i (S_i - \bar{S})^2}} \quad (\text{B.2})$$

B.2.2. Coeficiente de correlación de Kendall

El coeficiente de correlación de Kendall, conocido como τ de Kendall, utiliza sólo un orden relativo en los rangos: superior en rango, inferior en rango o mismo rango.

Para definir τ , se tienen en cuenta los N puntos de datos (x_i, y_i) . Si se consideran todos los $\frac{1}{2}N(N-1)$ como pares de datos de la muestra, donde cada punto no puede ser vinculado consigo mismo y los puntos en cualquier orden cuentan como un par. Entonces:

- Un *par concordante* se da si el orden relativo de los rangos de dos x_i 's es el mismo que el orden relativo de los rangos de dos y_i 's.

- Un *par discordante* aparece si el orden relativo de los rangos de dos x_i 's es opuesto al orden relativo de los rangos de dos y_i 's.
- Si existen *lazos* en cualquiera de los dos rangos de x_i 's o y_i 's, entonces no hay pares concordantes ni discordantes.
- Si hay un *lazo* en los valores x_i 's, se nombra *par adicional y*.
- Si hay un *lazo* en los valores y_i 's, se nombra *par adicional x*.
- Si existen *lazos* tanto en los valores x_i 's como en los y_i 's, no se considera ningún par.

Con todo lo anterior, el τ de Kendall se define mediante la combinación siguiente:

$$\tau = \frac{\text{concord} - \text{discord}}{\sqrt{(\text{concord} + \text{discord} + \text{extra}_y)} \sqrt{(\text{concord} + \text{discord} + \text{extra}_x)}} \quad (\text{B.3})$$

Apéndice C

Coeficientes de correlación

Para el análisis de los meses de marzo, abril y mayo de 2012, se muestran los coeficientes de correlación obtenidos, al aplicar los distintos métodos lineales a los datos de densidad de vapor de agua y fluctuaciones de fase detectadas con el interferómetro.

Día	Pearson	Spearman	Kendall
08	0.02	0.16	0.09
09	-0.42	-0.49	-0.33
10	-0.16	-0.07	-0.05
11	-0.29	-0.47	-0.30
12	0.06	0.19	0.14
13	0.03	0.01	0.01
14	0.41	0.19	0.12
15	-0.19	-0.29	-0.17
16	-0.02	-0.06	-0.06
18	-0.44	-0.75	-0.51
19	-0.01	-0.35	-0.22
21	-0.08	-0.26	-0.19
22	0.70	0.71	0.52
23	0.56	0.44	0.30
24	-0.51	-0.50	-0.28
25	0.57	0.27	0.20
27	-0.07	-0.60	-0.42

Tabla C.1: Coeficientes de correlación lineal calculados para el mes de marzo de 2012.

Día	Pearson	Spearman	Kendall
07	-0.24	-0.48	-0.33
08	-0.01	-0.44	-0.27
11	0.05	0.03	0.03
17	-0.47	-0.47	-0.28
18	-0.47	-0.45	-0.32
19	-0.48	-0.42	-0.27
20	-0.43	-0.41	-0.27
21	-0.51	-0.44	-0.33
22	-0.25	-0.49	-0.36
24	-0.52	-0.41	-0.21

Tabla C.2: Coeficientes de correlación lineal calculados para el mes de abril de 2012.

Día	Pearson	Spearman	Kendall
04	-0.14	-0.07	-0.04
11	0.09	0.12	0.08
12	-0.11	-0.13	-0.07
13	-0.50	-0.48	-0.28
14	-0.40	-0.43	-0.30
15	0.02	0.01	0.01
16	-0.07	-0.07	-0.05
19	0.21	0.24	0.16
20	0.12	0.25	0.16
22	-0.22	-0.23	-0.17
23	-0.47	-0.49	-0.32
24	-0.22	-0.43	-0.28
25	0.16	0.03	0.02
26	-0.25	-0.43	-0.29
27	0.48	0.51	0.35
29	0.17	0.04	0.02
30	0.18	0.39	0.26

Tabla C.3: Coeficientes de correlación lineal calculados para el mes de mayo de 2012.

Apéndice D

Hojas de datos

En esta sección se presentan las especificaciones técnicas de los dispositivos más importantes utilizados para la implementación del interferómetro. Específicamente, se muestran en el siguiente orden:

- Oscilador local.
- Oscilador de referencia.
- Cable coaxial.
- Demodulador IQ.

MULTIPLIED PHASE-LOCKED COAXIAL RESONATOR OSCILLATOR

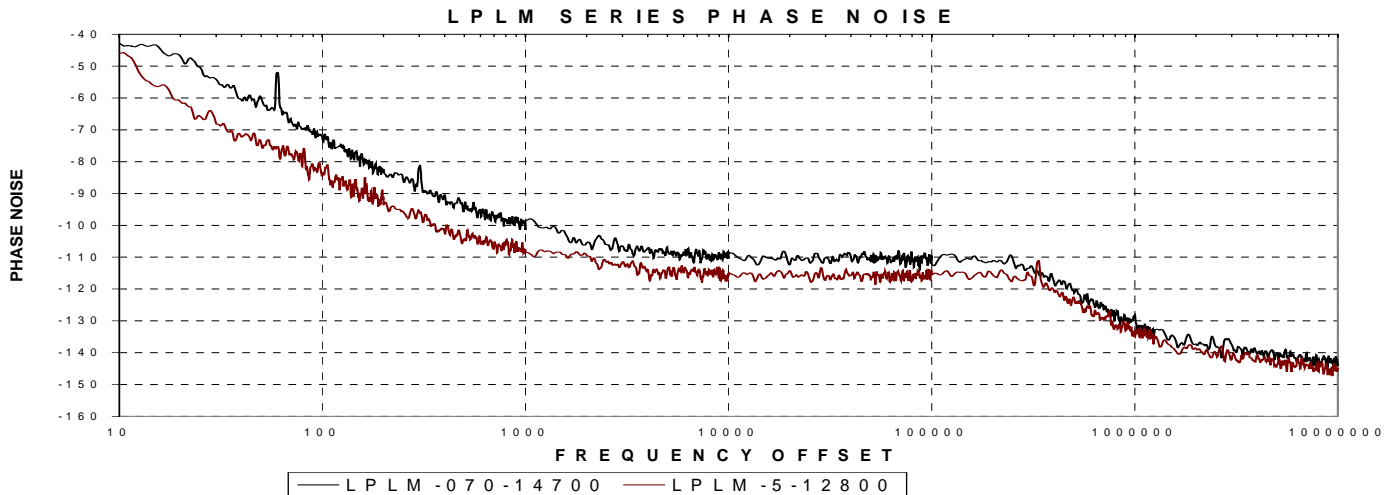
LPLM SERIES: 8 – 15 GHz

FEATURES

- Superior phase noise
- Ideal for digital radio links
- 100% burn in, 3 year warranty

OPTIONS

- Internal crystal reference (mechanically adjustable)
- 1 – 20 MHz input reference (dual-loop design)



ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Output frequency range	8 – 15 GHz
Output power	+13 dBm minimum
Output power variation	±1.5 dB maximum
Output impedance	50 ohms nominal
Output tuning range	2% Typical
Phase noise	See graphs
Harmonic output	-50 dBc minimum
Spurious output	-70 dBc minimum (standard) -65 dBc minimum (dual loop)
Input reference frequency	50 – 550 MHz (Reference Option A) 1 – 20 MHz (optional)
Input power level	0 ±3 dBm
Load VSWR	1.5:1 nominal
DC power requirements	+15, +20 volts @ 400 mA typical (standard) @ 600 mA (optional)

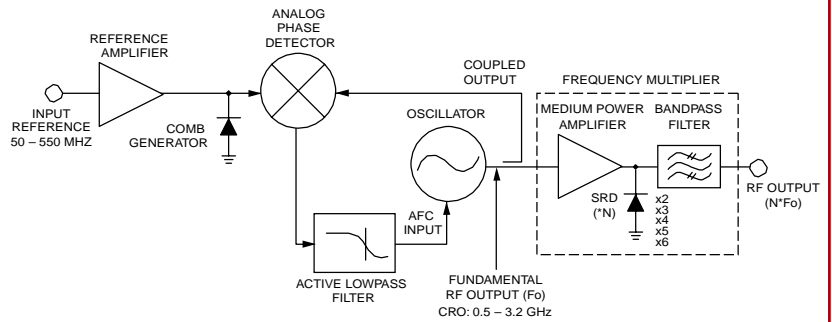
MULTIPLIED PHASE-LOCKED COAXIAL RESONATOR OSCILLATOR

GUARANTEED PHASE NOISE

Offset from Carrier	Phase Noise at 15 GHz Carrier (dBc/Hz)
100 Hz	-75
1 kHz	-95
10 kHz	-100
100 kHz	-100
1 MHz	-120
10 MHz	-140

Note: Applies to Ref. Option A, 100 MHz (typ). Reference phase noise must be at least -121 @ 100 Hz, -141 @ 1 kHz, -153 @ 10 kHz for guaranteed performance.

BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Standard (input reference 50 – 550 MHz), For internal reference option specify C.

LPLM - _____ - _____ - _____ - _____ - _____ P

Reference freq. (MHz) Output freq. (MHz) Ref. Option Alarm Option Supply Voltage

Optional (dual loop, input reference 1 – 20 MHz) Temperature range 0 to 60 C

LPLM- _____ - _____ - _____ - _____ - _____ - _____

Input freq. (MHz) Reference freq. (MHz) Output freq. (MHz) Ref. Option Alarm Option Supply Voltage

REFERENCE OPTIONS

A. External reference (50 – 550 MHz).

C. ±5 ppm (-20 to +70°C).

Note: For Option C specify output frequency to 6 decimal places.

SUPPLY VOLTAGE OPTIONS

15. +15 VDC.

20. +20 VDC.

ALARM OPTIONS

0. 0 volts in-lock, +V out-of-lock.

1. Relay, open in-lock, closed out-of-lock, (contact closure to ground).

2. Relay, closed in-lock, open out-of-lock, (contact closure to ground).

3. TTL Low in-lock, High out of lock

4. TTL High in-lock, Low out of lock

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Outline drawings 165653

Weight 350 grams maximum

RF connectors SMA female

DC connectors Feedthru filter

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Temperature

Operating see reference option

Storage -45 to +85°C (standard)

Humidity 95% at 40°C noncondensing

Shock (survival) 30 g's, 10 ms pulse

Vibration (survival) 20 to 2000 Hz random to 4 g's



ULTRA LOW-NOISE CRYSTAL OSCILLATOR

XTO-05 SERIES: 5 – 130 MHz

FEATURES

- Ultra low phase noise
- Low current consumption
- Low cost
- Oven controlled

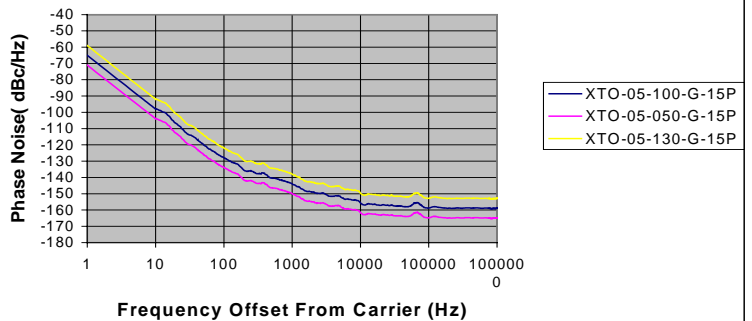


ORDERING INFORMATION

XTO - 05 - - - P

Output freq. (MHz) Stability Option Supply voltage

XTO-05 Series Phase Noise (Typical)



ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Output frequency range	5 – 130 MHz
Output power	+11dBm minimum (standard) +15 dBm maximum (optional)
Output power variation (0 to 60°C)	±1 dB maximum
Output impedance	50 ohms
Phase noise	See graph
Harmonic output	-30 dBc minimum
Load VSWR	1.5:1 nominal
Frequency stability	See Stability Options
Aging rate	2 x 10 ⁻⁹ per 24 hours
DC power requirements	+15, +20volts @ 300 mA (warm-up) @ 175 mA (continuous)

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Outline drawing..... 138427
Weight..... 100 grams nominal
RF connector SMA female
DC connectors..... Feedthru filter

STABILITY OPTIONS

G. ±0.1 ppm (0 to 60°C).
J. ±0.01 ppm (0 to 50°C).

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Temperature
Operating 0 to 60°C
Storage -45 to +85°C
Humidity 95% at 45°C noncondensing
Shock (survival) 30 g's, 10 ms pulse
Vibration (survival) 20 to 2000 Hz random to 4 g's

FSJ1-50A

FSJ1-50A, HELIAX® Superflexible Foam Coaxial Cable, corrugated copper, 1/4 in, black PE jacket



CHARACTERISTICS

Construction Materials

Jacket Material	PE
Dielectric Material	Foam PE
Flexibility	Superflexible
Inner Conductor Material	Copper-clad aluminum wire
Jacket Color	Black
Outer Conductor Material	Corrugated copper

Dimensions

Nominal Size	1/4 in
Cable Weight	0.05 lb/ft
Diameter Over Dielectric	0.190 in 4.826 mm
Diameter Over Jacket	0.290 in 7.366 mm
Inner Conductor OD	0.080 in 2.032 mm
Outer Conductor OD	0.250 in 6.350 mm

Electrical Specifications

Cable Impedance	50 ohm \pm 1 ohm
Capacitance	24 pF/ft 7940 pF/m
dc Resistance, Inner Conductor	3.000 ohms/kft
dc Resistance, Outer Conductor	2.000 ohms/kft
dc Test Voltage	3000 V
Inductance	0.061 μ H/ft 0.200 μ H/m
Insulation Resistance	100000 MOhm
Jacket Spark Test Voltage (rms)	5000 V
Operating Frequency Band	1 – 18000 MHz
Peak Power	6.4 kW
Pulse Reflection	1%
Velocity	84%

Product Specifications



Environmental Specifications

Installation Temperature	-40 °C to +60 °C (-40 °F to +140 °F)
Operating Temperature	-55 °C to +85 °C (-67 °F to +185 °F)
Storage Temperature	-70 °C to +85 °C (-94 °F to +185 °F)

Mechanical Specifications

Bending Moment	0.8 ft lb 1.1 N·m
Flat Plate Crush Strength	100.0 lb/in
Minimum Bend Radius, Multiple Bends	1.00 in 25.40 mm
Minimum Bend Radius, Single Bend	1.00 in 25.40 mm
Number of Bends, minimum	15
Number of Bends, typical	20
Tensile Strength	150 lb 68 kg

Standard Conditions

Attenuation, Ambient Temperature	68 °F 20 °C
Average Power, Ambient Temperature	104 °F 40 °C
Average Power, Inner Conductor Temperature	212 °F 100 °C

Attenuation

Frequency (MHz)	Attenuation (dB/100 ft)	Attenuation (dB/100 m)	Average Power (kW)
0.5	0.124	0.407	6.40
1	0.176	0.577	6.40
1.5	0.215	0.707	6.40
2	0.249	0.816	6.40
10	0.559	1.833	3.99
20	0.792	2.6	2.81
30	0.973	3.192	2.29
50	1.261	4.136	1.77
88	1.681	5.516	1.33
100	1.795	5.889	1.24
108	1.867	6.125	1.19
150	2.21	7.25	1.01
174	2.385	7.825	0.93
200	2.563	8.408	0.87
300	3.162	10.373	0.71
400	3.673	12.051	0.61
450	3.906	12.817	0.57
500	4.128	13.545	0.54
512	4.18	13.715	0.53
600	4.544	14.909	0.49
700	4.93	16.175	0.45
800	5.292	17.362	0.42
824	5.376	17.637	0.41
894	5.614	18.42	0.40

Product Specifications



960	5.832	19.134	0.38
1000	5.96	19.556	0.37
1250	6.719	22.044	0.33
1500	7.414	24.326	0.30
1700	7.936	26.038	0.28
1800	8.187	26.862	0.27
2000	8.673	28.455	0.26
2100	8.908	29.227	0.25
2200	9.139	29.984	0.24
2300	9.365	30.727	0.24
2500	9.806	32.174	0.23
2700	10.233	33.576	0.22
3000	10.851	35.602	0.21
3400	11.638	38.183	0.19
4000	12.753	41.841	0.17
5000	14.477	47.5	0.15
6000	16.077	52.747	0.14
8000	19.01	62.37	0.12
10000	21.693	71.173	0.10
12000	24.198	79.393	0.09
14000	26.569	87.172	0.08
16000	28.833	94.601	0.08
18000	31.01	101.745	0.07

Regulatory Compliance/Certifications

Agency

RoHS 2002/95/EC

Classification

Compliant



Coaxial I&Q Demodulator

ZAMIQ-895D

50Ω

868 to 895 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
LO/RF Power	50mW
I&Q Current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

LO (carrier)	1
RF (signal)	3
I (0°)(ref.)	4
Q (90°)*	2

*Q= I+90° for LO<RF
Q= I-90° for LO>RF

Features

- rugged, shielded case
- excellent 3rd and 5th order harmonic suppression
- good phase and amplitude unbalance

Applications

- cellular
- communication systems



CASE STYLE: HHH141

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZAMIQ-895D	\$149.95	(1-9)

Demodulator Electrical Specifications

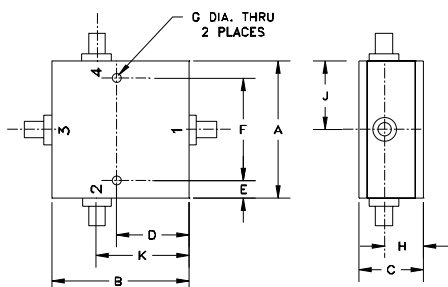
MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)				CONVERSION LOSS (dB)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		PHASE UNBALANCE (Deg.)		HARMONIC SUPPRESSION (dBc)				
	RF (SIGNAL)		LO (CARRIER)		I&Q		\bar{x}	σ	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	3X1/Q		5X1/Q
fL	fU	Min.	Max.	\bar{x}	σ	Max.								Typ.	Max.	Typ.
ZAMIQ-895D	868	895	DC	5	8.0	0.20	10.5	0.15	0.3	1.5	4.0	52	35	58	50	

Notes:
1. Operating LO Power: 10±0.5 dBm
2. 1 dB Compression at +4 dBm RF input
3. DC offset 1mV typ.
4. Conversion Loss=RF power, dBm - (I+Q) power, dBm

Typical Performance Data

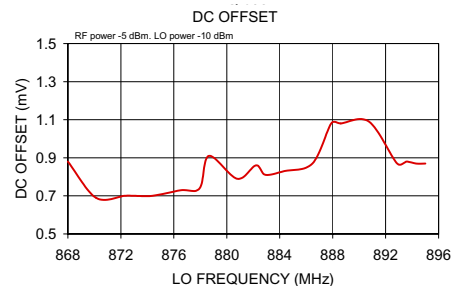
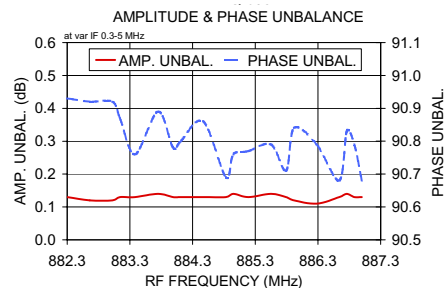
Frequency (MHz)	Conversion Loss (dB)	Amplitude Unbalance (dB)	Phase (I&Q) (deg.)	Frequency (MHz)		DC Offset (mV)
				LO	RF	
882.30	0.30	8.79	90.93	868.00	868.10	0.88
882.66	0.65	8.78	90.92	870.13	870.23	0.69
883.02	1.03	8.77	90.92	872.26	872.36	0.70
883.14	1.15	8.77	90.87	872.97	873.07	0.70
883.38	1.38	8.76	90.76	874.39	874.50	0.70
883.75	1.76	8.75	90.89	876.53	876.63	0.73
883.99	1.99	8.74	90.78	877.95	878.05	0.74
884.11	2.11	8.73	90.80	878.66	878.76	0.91
884.47	2.46	8.71	90.86	880.79	880.89	0.79
884.83	2.84	8.70	90.69	882.21	882.31	0.86
884.95	2.96	8.69	90.76	882.92	883.02	0.81
885.19	3.19	8.68	90.77	884.34	884.44	0.83
885.55	3.54	8.65	90.79	886.47	886.57	0.87
885.79	3.80	8.63	90.71	887.89	888.00	1.08
885.92	3.92	8.62	90.84	888.61	888.71	1.08
886.28	4.27	8.60	90.79	890.74	890.84	1.09
886.64	4.65	8.59	90.68	892.87	892.97	0.87
886.76	4.76	8.60	90.83	893.58	893.68	0.88
886.88	4.88	8.60	90.79	894.29	894.39	0.87
887.00	5.00	8.59	90.68	895.00	895.10	0.87

Outline Drawing

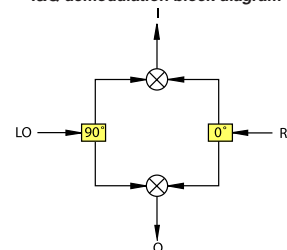


Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F
2.00	2.00	.95	1.062	.125	1.75
50.80	50.80	24.13	26.97	3.18	44.45
G	H	J	K	wt	
.125	.575	1.00	1.35	grams	
3.18	14.61	25.40	34.29	200	



I&Q demodulation block diagram



For detailed performance specs & shopping online see web site

Mini-Circuits
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine www.minicircuits.com Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

REV. OR
M97747
ZAMIQ-895D
DJ/VV/CP/AM
060726

Bibliografía

- Crane, R. K. *Refraction Effects in the Neutral Atmosphere*. Methods of Experimental Physics, Vol. 12B, M. L. Meeks, Ed., Academic Press, New York, 1976, pp. 186-200.
- Hecht, E. *Optics*. Wesley, tercera edición, 2002.
- Hess, S. L. *Introduction to Theoretical Meteorology*. Holt, Rinehart, Winston, New York, 1959.
- Hiriart, D., Medina, J., Valdéz, J. y Zaca, P. *Radio Seeing Monitor Interferometer*. The Astronomical Society of the Pacific, 114:1150-1155. 2002.
- Karttunen, H. *Fundamental Astronomy*. Springer, New York, 2007.
- Kimberk, R., Hunter, T., Leiker, P. y Blundell, R. *A Multi-Baseline 12 GHz Atmospheric Phase Interferometer with One Micron Path Length Sensitivity*. arXiv:1206.0039v1. astro-ph.IM. Mayo, 2012.
- Kraus, J. *Antennas and Wave Propagation*. Mc Graw Hill, cuarta edición, 2002.
- Kraus, J. *Radio Astronomy*. Mc Graw Hill, 1966.
- Masakazu Suematsu and Mitsuo Takeda. *Wavelength-shift interferometry for distance measurements using the Fourier transform technique for fringe analysis*. Appl. Opt. 30, 4046-4055 (1991)
- Mitsuo Takeda, Hideki Ina, and Seiji Kobayashi. *Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry*. J. Opt. Soc. Am. 72, 156-160 (1982)
- Press, W. *Numerical recipes. The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, tercera edición, 2007.
- Rhode, U. y Bucher, T. *Communications Receivers. Principles and Design*. McGraw-Hill Book Co, 1988.
- Rodriguez, C. *Construcción de un interferómetro de 2 elementos*. UANL, 2010.

- S. M. White. *The Relationship Between Solar Radio and Hard X-ray Emission*. Dept. of Astronomy, University of Maryland. *Astrophys J.* 2011.
- Thompson, A., Moran, J. y Swenson Jr, G. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. Segunda edición. Alemania: Wiley & Son, 2004.
- Wilson, T. *Tools of Radio Astronomy*. Springer, quinta edición. Berlín, 2009.
- Wright M. C. H. *Atmospheric Phase noise and aperture synthesis imaging at millimeter wavelengths*. Radio Astronomy Laboratory, University of California, Berkeley, CA.
- Young, P. H. *Electronic Communication Techniques*. Merrill Publishing Company, 2nd Ed. 1990.
- Zheleznyakov, V. *Microwave radiation from magnetic stars*. Institute of Applied Physics, Academy of Sciences of the USSR, Gorky, 1983.
- NOAA. *SWPC Anonymous FTP Server. Alerts, Forecasts, and Summaries. Forecast - Report of Solar and Geophysical Activity*. <http://www.swpc.noaa.gov/ftpmenu/forecasts/RSGA.html>.
- SMN. *Servicio Meteorológico Nacional. Estaciones automáticas*. <http://smn.cna.gob.mx/emas/>.
- NOAA. *National Weather Service. Space Weather Prediction Center*. <http://www.swpc.noaa.gov/>.
- NASA. *SOHO. Solar and Heliospheric Observatory*. <http://sohowww.nascom.nasa.gov/>.

*”Que la vida iba en serio
uno lo empieza a comprender más tarde
-como todos los jóvenes, yo vine
a llevarme la vida por delante.*

*Dejar huella quería
y marcharme entre aplausos
-envejecer, morir, eran tan sólo las dimensiones del teatro.*

*Pero ha pasado el tiempo
y la verdad desagradable asoma:
envejecer, morir,
es el único argumento de la obra.”*

... Jaime Gil de Biedma