

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN  
SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

SISTEMA MONITOR DE FASE DE SEÑALES ELECTROMAGNÉTICAS QUE SE  
PROPAGAN EN LA ATMÓSFERA

TESIS

Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado  
de MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

PLÁCIDO ZACA MORÁN

Ensenada, Baja California, México; Junio de 2001.

RESUMEN de la tesis que presenta Plácido Zaca Morán como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES, con opción en ALTAS FRECUENCIAS. Ensenada Baja California, México. Junio de 2001.

## **SISTEMA MONITOR DE FASE DE SEÑALES ELECTROMAGNÉTICAS QUE SE PROPAGAN EN LA ATMÓSFERA**

Resumen aprobado por:

---

Dr. José Luis Medina Monroy

---

Dr. David Salomé Hiriart García

Codirector de tesis

Codirector de tesis

Se describe el proceso de diseño y construcción de un interferómetro para monitorear los cambios en longitud de camino eléctrico de señales que se propagan en la atmósfera. Este sistema destinado para el Gran Telescopio Milimétrico (GTM) que se construye en el Cerro La Negra, Puebla, se utilizará para caracterizar y evaluar las fluctuaciones de fase, con el propósito de decidir la operación de éste a las longitudes de onda más cortas posibles que permitan obtener la mayor resolución angular. El instrumento recibirá la señal "beacon" de un satélite de televisión digital en la frecuencia de 11.715 GHz y medirá la diferencia de fase entre dos señales con diferentes trayectorias. Ya que fuera de las líneas de absorción la atmósfera no es dispersiva, los resultados que se obtengan con este interferómetro podrán escalarse a longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. El sistema propuesto utiliza amplificadores de bajo ruido comerciales de televisión directa, y un circuito de amarre de fase para evitar las variaciones de fase sistemáticas. Además, su bajo consumo en potencia y la simplicidad del sistema lo hacen adecuado de operar e instalar en sitios remotos.

Palabras clave: Interferómetro , efectos atmosféricos y monitor de fase.

ABSTRACT of the thesis presented by Plácido Zaca Morán in partial fulfillment of the requirements for the degree of MASTER of SCIENCE in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico, June of 2001.

**PHASE MONITOR SYSTEM OF ELECTROMAGNETIC SIGNALS  
PROPAGATING IN THE ATMOSPHERE**

Approved by:

---

Dr. José Luis Medina Monroy

Thesis Advisor

---

Dr. David Salomé Hiriart García

Thesis Advisor

In this work, the design and construction of an interferometer used to measure the changes in the electrical path length of signals propagating in the atmosphere is described. This system, destined for the Large Millimeter Telescope (LMT), or Gran Telescopio Milimétrico (GTM, in Spanish), that is being built in Cerro La Negra, Puebla, will be used to characterize and evaluate the phase fluctuations, in order to decide about its operation at the shortest wavelength possible allowing to obtain the best angular resolution. The instrument will receive the "beacon" signal from a digital television satellite at a frequency of 11.715 GHz, and the phase difference between two signals with different paths will be measured. Because the atmosphere is not dispersive outside of the absorption lines, the results obtained with this interferometer will be scaled to the millimeter and submillimeter wavelengths. The proposed system uses commercial low noise amplifiers for digital television as well as one phase-locked loop circuit to avoid the systematic phase variations. Furthermore, the low power consumption and reliability of the system make it suitable for site testing and installation in remote locations.

Keywords: Interferometer, atmospheric effects and radio seeing monitor.

CUANDO EMPEZAMOS A CRECER APRENDEMOS QUE LA VIDA NO ES JUSTA.  
CADA UNO DESDE EL LUGAR EN QUE SE ENCUENTRE DEBE HACER LO MEJOR  
POSIBLE.

STEPHEN HAWKING.

## DEDICATORIA

A mis padres por su apoyo incondicional:

SOLEDAD MORÁN LUCAZ  
TOMÁS ZACA JIMÉNEZ

Con todo cariño a mis hermanos:

ORLANDO, ISMAEL, ADELA, CELSO, RAFAEL Y FREDDY

## AGRADECIMIENTOS

A mi asesor de tesis David Hiriart García, por su apoyo, sus consejos y por darme la oportunidad de realizar esta tesis.

A mi asesor de tesis José Luis Medina Monroy, por su valiosa colaboración en la caracterización de los componentes del sistema y los puntos de vista técnicos.

A los miembros del comité de tesis: Héctor Escamilla Taylor y Alexei Venguer Petrovich, por sus valiosos comentarios y correcciones al manuscrito

A mis compañeros: Juan Carlos Islas López, Luis Manuel Rodríguez Méndez, Narciso Lucero Zuñiga y Luis Arturo Meyran Woo por su gran amistad.

A mis compañeros de nuevo ingreso: Jorge Calderón Ovando, Jaime Camacho Urrea, Raúl Infante Galindo, José Raúl Loo Yau, Susana Padilla Corral, José Alberto Ramírez Aguilar, Everardo Inzunza González, Marco Antonio Panduro Mendoza y Catarino Alor Aguilar por su amistad y confianza.

A todo el personal del grupo de Altas Frecuencias de Electrónica y Telecomunicaciones, en especial a las secretarías: Rosa Elena Fuentes C., Maricela González L. y Aurora Robles.

Al personal del Instituto de Astronomía de la Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM, en especial a Jorge Valdez por la construcción de los mecanismos de la antenas y a Fernando Quirós por los diseños de los circuitos.

A mis profesores y amigos: César Cruz Hernández, Ricardo Núñez Pérez, Apolinar Reynoso Hernández, Ricardo Arturo Chávez Pérez, José de Jesús Ibarra Villaseñor y Benjamín Ramírez Durán.

A mis amistades: Martha Graciela Castellanos Mena y familia, Ana Llansi Taylor Paniagua, Ramón Muraoka Espíritu, Tania Camiro y Jessica Noemi M., Rosa Martha López Gutiérrez, Milka del Carmen Acosta Enríquez y Carlos Gómez Agis.

Al proyecto del Gran Telescopio Milimétrico en la Universidad de Massachusetts, Estados Unidos, por el financiamiento de este proyecto.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

# CONTENIDO

	<b>Página</b>
<b>I. INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
I.1 Antecedentes.....	5
I.2 Problemas a resolver .....	8
I.3 Objetivos .....	9
I.4 Organización de la tesis.....	10
<b>II. FUNDAMENTOS Y SISTEMAS DE MEDICIÓN DE FASE</b> .....	<b>12</b>
II.1 Introducción .....	12
II.2 Opacidad y fase .....	13
II.3 El satélite Solidaridad II .....	17
II.4 Interferometría .....	19
II.4.1 Estados de polarización y análisis de coherencia .....	20
II.5 Interferómetro básico .....	24
II.6 Interferómetros alternativos .....	27
II.6.1 Interferómetro de Ishiguro .....	27
II.6.2 Interferómetro de Masson .....	30
II.6.3 Interferómetro de Radford .....	31
II.6.4 Interferómetro de Lay.....	34
II.6.4.1 Detección del ángulo de fase .....	37
II.7 Otros Sistemas de medición .....	40



<b>III. DISEÑO DEL SISTEMA</b> .....	<b>46</b>
III.1 Introducción .....	46
III.2 Diseño del sistema propuesto .....	46
III.3 Subsistema de radiofrecuencia .....	49
III.3.1 Antena receptora y el bloque conversor de frecuencia .....	51
III.3.2 Alineación de la línea de base y antenas .....	52
III.3.3 Identificación de espectros .....	53
III.4 Subsistema de frecuencia intermedia .....	56
III.5 Subsistema de adquisición y procesamiento de datos .....	57
III.5.1 Procesamiento de datos .....	59
<b>IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES</b> .....	<b>61</b>
IV.1 Introducción .....	61
IV.2 Caracterización de los componentes del sistema .....	62
IV.2.1 Componentes utilizados .....	62
IV.2.2 Caracterización del desplazador de fase .....	65
IV.2.3 Caracterización de cables .....	67
IV.2.4 Caracterización del divisor de potencia .....	72
IV.3 Resultados de las mediciones efectuadas en el laboratorio .....	72
IV.3.1 Medición de la potencia del sistema .....	74
IV.3.2 Medición final bajo las condiciones óptimas de potencia .....	77
IV.4 Resultados de mediciones en campo .....	79

<b>V. CONCLUSIONES</b> .....	<b>86</b>
V.1 Aportaciones del trabajo realizado .....	87
V.2 Recomendaciones .....	88
<b>LITERATURA CITADA</b> .....	<b>90</b>
<b>APÉNDICE 1.</b> Tabla de datos de medición de potencia .....	92
<b>APÉNDICE 2.</b> Especificaciones del sistema monitor .....	93

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura</b>	<b>Página</b>
1. Efectos de turbulencias en diferentes regiones de la atmósfera. ....	2
2. Efecto producido por la turbulencia atmosférica. ....	6
3. El Gran Telescopio Milimétrico. ....	7
4. Atenuación en señales de altas frecuencias debida a moléculas de agua y oxígeno. .	16
5. Posición y colindancia de los satélites mexicanos. ....	17
6. Potencia Isotrópicamente Radiada (PIRE) por el satélite Solidaridad II. ....	19
7. Ilustración de la polarización de ondas electromagnéticas. ....	22
8. Diagrama esquemático de un interferómetro básico. ....	24
9. Interferómetro estelar de correlación. ....	26
10. Inteferómetro de Ishiguro de dos elementos para la medición de ondas de radio. . . .	28
11. Distribución de los arreglos de antenas en el Observatorio de Noveyama, Japón. . . .	29
12. Fluctuaciones de la fase de un arreglo de antenas de 10 metros para dos fuentes estelares a las frecuencias de 19 GHz y 98 GHz. ....	29
13. Diagrama a bloques del monitor de fase de Masson. ....	31
14. Diagrama esquemático del interferómetro de Radford. ....	33
15. Alineación de los espejos sobre la línea de base. ....	35
16. Procesamiento de la señal diplexada. ....	37
17. Diagrama de correlación para la obtención de la fase. ....	38
18. Antenas del interferómetro del IRAM. ....	42
19. Diagrama a bloques de la síntesis de frecuencia y el sistema de transmisión de señal. ....	43
20. Interferómetro de microondas para estudio de cuerpo negro a 5 GHz. ....	45
21. Diagrama a bloques del interferómetro de Melhuish y colaboradores [1997]. ....	45
22. Alineación de las antenas sobre la línea de base. ....	47

<b>Figura</b>	<b>Página</b>
23. Diagrama a bloques del sistema propuesto. ....	49
24. Receptor de bajo ruido modificado. ....	51
25. Espectro de la señal transmitida por el satélite Solidaridad II. ....	54
26. Espectro del primer transpondedor transmitido por el satélite Solidaridad II. ....	54
27. Espectro del último transpondedor del satélite con 54 MHz de ancho de banda. ...	55
28. Espectro de una polarización inadecuada en el conversor en bloque de bajo ruido. ....	55
29. Diagrama a bloques del demodulador IQ. ....	57
30. Convertidor Analógico-Digital. ....	58
31. Diagrama de comunicación en el sistema de adquisición de datos. ....	59
32. Diagrama del sistema monitor de fase implementado para las pruebas en el laboratorio. ....	66
33. Caracterización del desplazador de fase. ....	67
34. Caracterización de los cables 1 (A) y 2 (B). ....	69
35. Diferencia en magnitud y fase de los cables 1 (A) y 2 (B). ....	69
36. Caracterización de los cables 3 (A) y 4 (B). ....	71
37. Diferencia en magnitud y fase de los cables 3 (A) y 4 (B). ....	71
38. Caracterización del divisor para los puertos S-1 y S-2. ....	73
39. Diferencia en magnitud y fase del divisor para las salidas S-1 y S-2. ....	73
40. Arreglo implementado en el laboratorio. ....	74
41. Medición de potencia del sistema. ....	76
42. Resultados de la fase obtenida en el demodulador. ....	76
43. Obtención final de las fases medidas. ....	78
44. Vista del espectro del satélite Solidaridad II en su máxima potencia recibida. ....	80
45. Identificación del "beacon" dentro del espectro recibido. ....	80
46. Desplazamientos de fase medidos en campo. ....	82
47. Contribuciones de fase por el satélite y por la atmósfera. ....	83
48. Distribución en cuartiles de fases medidas en la atmósfera. ....	84

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla</b>	<b>Página</b>
I. Datos de la estación terrena receptora para señales del satélite Solidaridad II en la banda Ku. ....	50
II. Lista de materiales utilizados. ....	65

# **SISTEMA MONITOR DE FASE DE SEÑALES ELECTROMAGNÉTICAS QUE SE PROPAGAN EN LA ATMÓSFERA**

## **I. INTRODUCCIÓN**

Cuando miramos el cielo nocturno por un telescopio, aún en el mejor de los observatorios astronómicos, no vemos exactamente lo que nos ofrece el espacio, ni apreciamos las características exactas de cada uno de los astros bajo estudio, sino una imagen deformada por la turbulencia de la atmósfera terrestre.

Los cambios de temperatura, la humedad, el flujo de vapor de agua, la contaminación, la reflexiones y refracciones producidas por las distintas capas atmosféricas a diferentes longitudes de onda y muchos factores más han sido un problema potencial para los astrónomos, problema que sólo podría resolverse lanzando un telescopio al espacio exterior, solución extremadamente cara, tanto en su proyecto como en su mantenimiento.

La importancia del estudio de la turbulencia atmosférica contribuye en gran parte al estudio de las emisiones provenientes del espacio exterior a diferentes frecuencias para el conocimiento de nuestro universo a gran escala. Hoy en día se dispone de una gran cantidad de información sobre las galaxias, la vía láctea, el nacimiento y muerte de las estrellas, el sistema solar, pulsares, cuasares, etc. que se ha obtenido gracias al estudio de las señales recibidas a diferentes longitudes de onda.

Los frentes de onda de las fuentes astronómicas que se propagan en la atmósfera se distorsionan debido a las fluctuaciones de fase de estas señales, ya que el índice de refracción de la atmósfera terrestre no es homogéneo. En la Figura 1 se muestra el efecto que tiene la atmósfera en señales electromagnéticas que la atraviesan. A longitudes de

onda milimétrica y submilimétrica, las fluctuaciones producidas por la variación en el contenido de vapor de agua en la atmósfera, el cual está mezclado pobremente con los componentes de aire seco y algunos otros componentes como polvo y gases que contribuyen, aunque en menor grado, a dichas fluctuaciones. Estos fenómenos producen un desplazamiento aparente de las fuentes de radio lejanas que causan errores de varias décimas de segundo hasta segundos de arco de la posición relativa de la fuente. En ocasiones se llevan a cabo mediciones de las fluctuaciones de humedad durante ciertos procesos meteorológicos que frecuentemente ocurren en la troposfera y que permiten predecir así las variaciones probables de fase para calcular el desplazamiento angular de las fuentes de radio [Coulman, 1991], pero siempre existe la necesidad de caracterizar estas fluctuaciones de la manera más exacta posible.

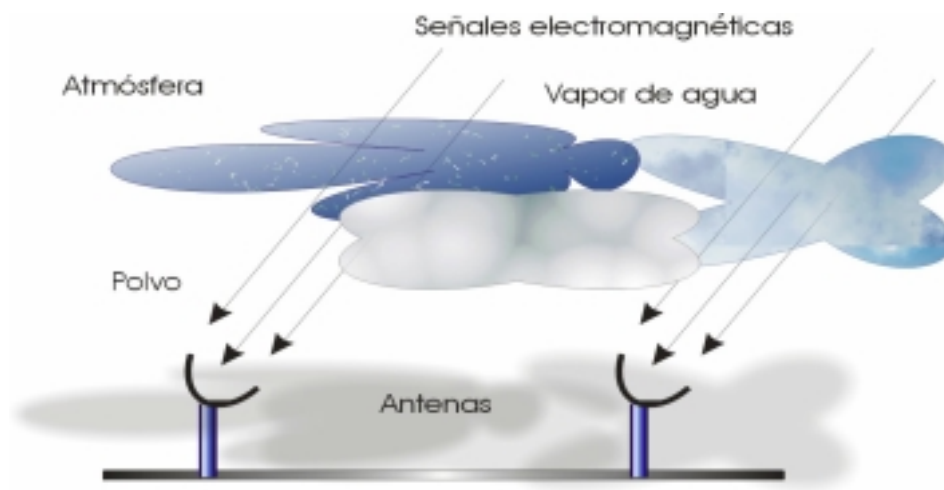


Figura 1. Efectos de turbulencias en diferentes regiones de la atmósfera.

Esta naturaleza de la no homogeneidad en el índice de refracción de la atmósfera resulta de la interacción de la turbulencia con la distribución del vapor de agua estática que

se encuentra junto con el aire, polvo, humo, etc. [Donn, 1965], que aunque no se manifiesta con claridad, hace sentir sus efectos. Ambas cantidades son dependientes de la topografía local y del clima, aunque el proceso de interacción entre la turbulencia y el contenido de vapor de agua no está bien entendido [Jardón Aguilar, 1996]. Esta interacción produce grandes variaciones espaciales y temporales en la fase de las señales que se propagan en la atmósfera, lo cual limita la resolución angular y la sensibilidad de los arreglos interferométricos y de los radio telescopios de gran apertura angular que operan a estas longitudes de onda.

Para elegir un sitio adecuado para instalar un nuevo observatorio astronómico es importante encontrar un lugar con fluctuaciones mínimas en el camino óptico de las señales estelares y una vez que está en operación, se desea realizar observaciones con la mayor sensibilidad y resolución angular posible durante el tiempo en que la atmósfera es estable. Para ello se han desarrollado diferentes alternativas para la medición de fase. Por ejemplo, el sistema monitor de fase realizado por Colin y colaboradores [1990] para el arreglo submilimétrico de Mauna Kea, el cual emplea dos pequeñas antenas separadas a una distancia de aproximadamente 100 metros y que recibe una señal de radio faro ("beacon") de un satélite geostacionario. Las señales obtenidas mediante su sistema de recepción se comparan para obtener mediciones instantáneas de las fluctuaciones de fase. Un inconveniente que se encuentra en este sistema consiste en cuidar que la estabilidad de los osciladores locales sea adecuada para garantizar un desplazamiento mínimo en la frecuencia del cristal de referencia que trabaja a 297 MHz.



Por otra parte, el interferómetro de Radford y colaboradores [1996], contiene dos antenas con una separación de 300 m de longitud y utiliza un "beacon" a la frecuencia de 11.5 GHz de un satélite geoestacionario para medir la estabilidad en fase de la troposfera. Un inconveniente de este diseño es la necesidad de circuitos amarrados en fase y estabilidad térmica, además de un elevado costo en su construcción. Como un tercer ejemplo se encuentra el monitor de fluctuaciones de fase de Ishiguro [1989], que es un sistema de monitoreo atmosférico que utiliza antenas comerciales que tienen un diámetro de 1.8 metros y están separadas a una distancia de 35 metros de línea de base; la señal de 19.45 GHz que proviene de un satélite geoestacionario se convierte a una frecuencia de 278 MHz, con la consecuente necesidad de osciladores amarrados en fase.

Uno de los monitores de fase más recientes es el sistema diseñado por Oliver Lay [1998] para el Radio Observatorio de Hat Creek en California y que se encuentra junto al Arreglo Milimétrico de Berkeley-Illinois-Maryland Association (BIMA). El sistema interferométrico propuesto utiliza la señal de televisión digital por satélite en la banda de 11.7 a 12.2 GHz, para determinar las fluctuaciones en el camino eléctrico de dos trayectorias de la señal. El interferómetro utiliza receptores comerciales de televisión digital por satélite y no requiere de componentes térmicamente estables o amarradas en fase siendo así mucho más económico, con la inconveniencia de que este sistema tiene un complicado sistema de calibración con el sistema de espejos y antenas que se utilizan para su etapa de recepción.

Un sistema más sencillo de implementar que los interferométricos previos se presenta en el presente trabajo. Este sistema utiliza dos antenas receptoras y un oscilador de cristal a 98.5 MHz, que se encarga de amarrar en fase a los osciladores en el bloque de recepción

de cada antena que operan a una frecuencia de 10.835 GHz. Este diseño se ha logrado para proporcionar una mayor facilidad en la instalación y calibración en lugares donde el acceso del personal técnico es difícil, tal como lo presentan las condiciones donde se instalará el GTM. Además, el bajo consumo de energía y su simplicidad lo hacen apropiado para operar en lugares remotos como en el Cerro La Negra.

### **I.1 Antecedentes**

Como resultado de los avances en los métodos interferométricos, en los últimos años, las microondas han ido cobrando mayor importancia dentro del campo de la astronomía observacional. Este tipo de radiación se caracteriza por tener una longitud de onda comprendida desde las décimas de milímetro hasta metros. Las microondas con longitudes de onda milimétricas son de particular importancia en el estudio del nacimiento de las estrellas, pues éstas nacen al contraerse enormes nubes moleculares. Estas nubes frías y oscuras son invisibles para los telescopios ópticos, pero brillantes para los telescopios milimétricos.

Hasta hace algunos años se comenzó a pensar en la posibilidad de proporcionar un sistema a los telescopios terrestres que sea capaz de anular la respuesta frecuencial no deseada de la atmósfera. Este ha sido un problema potencial para la óptica debido a que en este problema se encuentra que los fenómenos atmosféricos cambian muy rápidamente, y que estos cambios tienen que ser detectados y corregidos a una velocidad muy alta. Siempre se ha buscado una óptica que se adapte a estos cambios aleatorios, por lo que se tiene que investigar cuál es exactamente el efecto producido por la atmósfera y encontrar un sistema de óptica adaptiva capaz de solucionarlo.

Ahora se sabe que la atmósfera desfasa los diferentes puntos de un frente de onda producido por un objeto radiante, de tal manera que distorsiona la señal que llega a la tierra. Al llegar a un espejo, cada uno de los rayos llega con una fase diferente de forma que produce una imagen múltiple que, a simple vista, se caracteriza por una pequeña mancha borrosa cuando debería existir una fuente puntual como lo muestra la Figura 2.

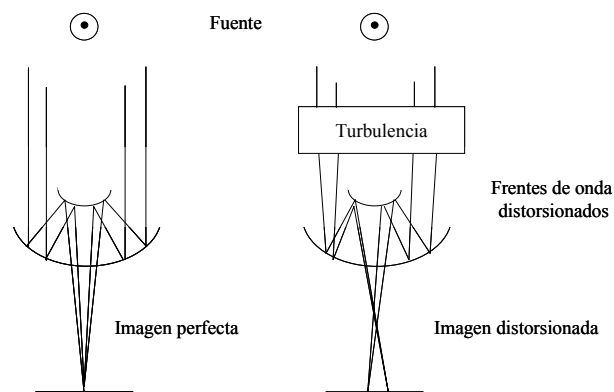


Figura 2. Efecto producido por la turbulencia atmosférica.

Si se consigue que cada parte del espejo tomara una inclinación determinada que compensara el efecto de desfase, la imagen sería perfecta. Pero para ello se tiene que dividir la antena o espejo en pequeños paneles, y cada uno de estos con la capacidad de moverse bajo un sistema capaz de reaccionar a tiempo bajo los cambios atmosféricos.

El estudiar los fenómenos astronómicos, como la explosión que se cree dió origen al Universo, fué el motivo para que el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE) de México y la Universidad de Massachusetts de Estados Unidos se unieran en el proyecto de construir el radio telescopio más grande del mundo que opere a longitudes de onda milimétricas. Este telescopio deberá ser particularmente sensible a la radiación

con longitud de onda de un milímetro, de ahí el nombre de Gran Telescopio Milimétrico; o simplemente GTM. La Figura 3 muestra una concepción artística del GTM.

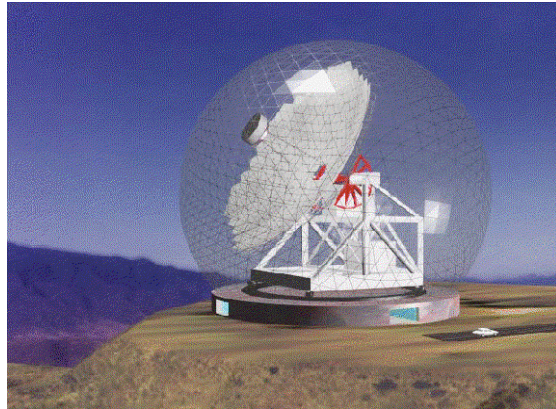


Figura 3. El Gran Telescopio Milimétrico.

Actualmente se encuentra en construcción el Gran Telescopio Milimétrico en la montaña de Cerro La Negra en los límites entre los estados de Puebla y Veracruz. Este telescopio tendrá un diámetro en su apertura principal de 50 metros y su superficie colectora estará optimizada para operar en longitudes de onda en el intervalo de 3 a 1 mm. Su gran área colectora y las pequeñas longitudes de onda de operación, permitirán una gran sensibilidad y una resolución angular nunca antes obtenida a longitudes de onda milimétricas. Para aprovechar todo el potencial de este radio telescopio y utilizar de manera eficiente el mismo, se requiere de un sistema monitor de fase capaz de determinar cuándo la atmósfera es más estable y realizar entonces las observaciones que requieren la mayor resolución angular.

La ubicación de un telescopio es fundamental para poder desarrollar plenamente su potencial. Dado que las microondas se atenúan debido a la existencia de vapor de agua,

desde un principio se buscó un lugar particularmente seco. Un factor de importancia en este aspecto es la altura, donde a mayor altura se tiene una capa de la atmósfera de menores dimensiones entre el radio telescopio y las estrellas, y por lo tanto menor cantidad de vapor de agua. El Cerro La Negra presenta por las mañanas, en particular las de Invierno, unas condiciones excepcionales para la astronomía milimétrica. Las cantidades de vapor de agua en la atmósfera medidas en el Cerro La Negra llegan a ser equivalentes a una capa de agua de tan sólo un milímetro de espesor. Estas condiciones excepcionales fueron determinantes para escoger este lugar como el sitio adecuado para establecer el GTM.

## **I.2 Problemas a resolver**

En el estudio de las señales electromagnéticas que atraviesan la atmósfera se encuentra que la refractividad atmosférica del aire en sus diferentes capas no es homogénea [Freeman, 1985]. Esto provoca que las señales de fuentes astronómicas se distorsionen antes de llegar a la tierra para su estudio a longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. Estos cambios en la refractividad atmosférica producidos en gran parte por las fluctuaciones del vapor de agua limitan la resolución angular y la sensibilidad de interferómetros y radiotelescopios de alta resolución angular; fluctuaciones que provocan que el vector de fase de la señal se altere con las condiciones aleatorias de la atmósfera. Por lo tanto, es importante determinar una localización espacial y temporal que contenga una fluctuación mínima en la longitud de la trayectoria eléctrica de la señal y determinar el horario de observación en períodos durante los cuales la atmósfera es estable, para determinar el tiempo en el que un telescopio milimétrico pueda operar de una manera óptima.

La caracterización de las fluctuaciones de fase atmosféricas no ha sido una tarea fácil, y en fechas recientes, los observadores astronómicos se han visto en la necesidad de cuantificar los desplazamientos de fase para sistemas de observación que operan en ondas milimétricas. El sistema que aquí se propone será capaz de obtener los desplazamientos de fase mediante un sistema de implementación sencilla y práctica, mediante el empleo de dos antenas receptoras que apuntarán directamente en la dirección del satélite Solidaridad II, lo que lo hace adecuado para funcionar en sitios remotos como en el Cerro La Negra.

### **I.3 Objetivos**

En este trabajo de tesis se propone el desarrollo de un sistema monitor para determinar las fluctuaciones de fase de señales electromagnéticas que se propagan en la atmósfera, tomando como fuente el haz "beacon" de la señal de televisión digital del satélite Solidaridad II en la banda Ku y específicamente a la frecuencia de 11.715 GHz. El diseño del sistema evitará la necesidad de circuitos múltiples amarrados en fase, así como la de realizar una compensación térmica.

Cabe mencionar que las funciones del sistema propuesto cuando sea implementado son dos: **primero**, antes de terminar la construcción del radio telescopio, caracterizar las fluctuaciones de fase en el Cerro La Negra; y **segundo**, una vez en operación el radiotelescopio, servirá como un elemento más de evaluación para decidir sobre la operación de éste a longitudes de onda lo más cortas posible que permitan obtener una mayor resolución angular.

#### **I.4 Organización de la tesis**

La organización de esta tesis es la siguiente:

En el Capítulo II se incluyen aspectos generales sobre la relación entre la opacidad y la fase, los estados de polarización de señales, características importantes sobre el satélite Solidaridad II y el método de correlación. De igual manera, se realiza una descripción del modo de funcionamiento de un interferómetro básico, y otras técnicas para medir las variaciones de fase que han propuesto autores como Ishiguro [1989], Masson [1994], Radford y colaboradores [1996] y Lay [1998].

En el Capítulo III se presenta el diseño del sistema monitor de fase propuesto, que para su estudio, se divide en tres subsistemas: el de radiofrecuencia, el de frecuencia intermedia y el de adquisición y procesamiento de datos. En la parte de radiofrecuencia se describe y analiza el modo de operación de recepción y se describe el proceso de orientación de las antenas. En la etapa de frecuencia intermedia se describe el procesamiento de correlación mediante la utilización de un demodulador que proporcionará las lecturas para el subsistema de adquisición y procesamiento de datos mediante un convertidor analógico-digital (A/D), para su posterior procesamiento de estos datos con la ayuda de una computadora.

En el Capítulo IV se presentan los resultados experimentales de las pruebas en el laboratorio y de campo de las partes que conforman el sistema, y el mismo implementado en su totalidad. Se incluyen en este capítulo las caracterizaciones de los cables, así como las mediciones de ganancia y niveles de potencia a la salida de los conversores en bloque,

presentando además los espectros de frecuencia del satélite medidos con un analizador de espectros.

Finalmente, en el Capítulo V se presentan las conclusiones y recomendaciones del trabajo, enfatizando las principales contribuciones aportadas durante el desarrollo del mismo.

Es necesario resaltar que el desarrollo de este trabajo fué llevado a cabo en conjunto con el Instituto de Astronomía de la UNAM, Unidad Ensenada.



## II. FUNDAMENTOS Y SISTEMAS DE MEDICIÓN DE FASE

### II.1 Introducción

La turbulencia atmosférica provoca una perturbación temporal y espacial de los frentes de onda de luz emitidos por fuentes astronómicas al ser recibidos en la tierra. Estas perturbaciones provocadas por la mezcla de turbulencias en regiones con diferentes temperaturas son responsables del fenómeno llamado seeing<sup>1</sup>, que limita la resolución de los telescopios [Davis *et al*,1995]. El aspecto más importante de las perturbaciones de los frentes de onda son las fluctuaciones en diferentes caminos ópticos que son la causa de la limitación de visibilidad medida por algún instrumento.

Estos fenómenos atmosféricos han hecho que los sistemas interferométricos sean cada vez más complejos, valiéndose de una amplia gama de conocimientos para su estudio, sobre radioastronomía, telecomunicaciones, óptica, electrónica, teoría electromagnética, programación, etc. Dichos sistemas fueron originalmente diseñados para interactuar de manera armónica con otros sistemas similares que monitorean los fenómenos que suceden más allá de la superficie terrestre, y han sido la base del desarrollo del sistema propuesto, por lo que en este capítulo se encontrará una información concisa que ayudará a una mejor comprensión del sistema, mediante la descripción de su principio básico y el análisis de algunos interferómetros más recientes.

---

<sup>1</sup> Aparente centelleo de una fuente provocada por la turbulencia atmosférica.

Se describirán también aspectos generales de la relación entre la opacidad y la fase, los estados de polarización de las señales, los satélites y se hará una breve descripción del proceso del método de correlación.

## **II.2 Opacidad y fase**

El proceso mediante el cual una señal electromagnética se propaga a través de un medio a una determinada velocidad es complicado, y esta sección está dedicada a explicarlo de manera razonable. Se considera una onda electromagnética incidente que viaja a través de la atmósfera, como se muestra en la Figura 1. El medio por el que viaja la señal está formado por átomos o moléculas dispuestos en forma irregular tendiendo a interferirse mutuamente. Por razones empíricas, solamente se puede anticipar que la onda entrante a la atmósfera y la que llega a la superficie terrestre, se recombinarán para dar la única perturbación observada dentro del medio, que en este caso es la atmósfera, la cual produce una onda refractada.

Es de esperarse que el medio pueda poseer un índice de refracción diferente a la unidad en las diferentes regiones en la que se divide la atmósfera terrestre. Esto traerá como consecuencia que cualquier onda refractada tenga una velocidad de fase diferente a la onda entrante. Por lo tanto, la onda resultante o refractada estará adelantada o retardada de la onda incidente por una cierta cantidad ". Este proceso es progresivo, y a medida que cualquier señal electromagnética atraviesa nuestra atmósfera, será retardada o adelantada continuamente.

Este fenómeno equivale a un cambio en la velocidad de fase [Hecht y Zajac, 1990, pág. 47]. En el espacio libre tal perturbación en algún punto P se puede escribir como

$$E_p(t) = E_o \cos \omega t; \quad (1)$$

donde  $t$  es el tiempo y  $\omega$  es la frecuencia angular del campo eléctrico  $E_p(t)$ . Ahora, si  $P$  es la perturbación que sufre la señal al pasar por la atmósfera, habrá un desplazamiento acumulativo de la fase  $\phi_p$ , el cual fué producido mientras la onda se movía a través del medio P. Por otro lado, la frecuencia deberá ser la misma para la señal de salida que para la que viaja por el medio de propagación, aún cuando la longitud de onda y la velocidad sean diferentes; entonces la perturbación en P será:

$$E_p(t) = E_o \cos (\omega t - \phi_p): \quad (2)$$

Si por ejemplo, se describen dos ondas paralelas de la misma frecuencia, una en el vacío y otra que atraviesa la atmósfera, la onda en el vacío llegará a un tiempo  $\phi_p = \omega$  antes que la onda que atraviesa la atmósfera. Entonces será más claro observar que un retraso de fase de  $\phi_p$  corresponderá a una reducción de velocidad de la onda entrante. Este proceso es continuo y los desplazamientos acumulativos de fase se van sumando conforme la señal cruza la atmósfera. Es decir, que  $\phi_p$  es una función del índice de refracción atmosférico.

Dejando a un lado el tratamiento matemático de un campo electromagnético como una onda progresiva, el índice de refracción sobre cualquier medio homogéneo es [Dakin, 1998]

$$n = \frac{c}{\tilde{A}}, \quad (3)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío<sup>2</sup> y  $\tilde{A}$  es la velocidad de la luz en el medio.

Se ha mencionado que las observaciones astronómicas en el rango de las frecuencias milimétricas y submilimétricas son afectadas fuertemente por la cantidad de agua en la troposfera, pero, en esta región, se encuentran otros componentes atmosféricos tales como el oxígeno y el ozono, que aunque en pequeñas proporciones, sus estructuras también contribuyen a un desplazamiento de fase y a una atenuación en las señales [Byers, 1994]. La opacidad en la atmósfera generalmente aumenta a frecuencias mayores a 1 THz, haciendo que las señales en la tierra sean casi imposibles de detectar. La opacidad en algún sitio particular es proporcional al producto de la presión y la humedad absoluta, integrado a lo largo de la línea de vista [Byers, 1994]. En la práctica, el agua se encuentra concentrada en la atmósfera baja, a una altura aproximada de 2 Km. Por lo tanto, los sitios altos tienen menor opacidad que los lugares bajos, como se muestra en la Figura 4.

Como una nota adicional, la radiación capaz de penetrar la atmósfera de la tierra se encuentra en el intervalo de longitud de onda desde menos de un centímetro hasta los 30 m [Jardón Aguilar, 1996].

Se puede observar en la Figura 4 que el vapor de agua<sup>3</sup> a través de la atmósfera es mayor si se mide al nivel del mar, provocando que la distribución irregular del vapor de agua distorsione toda onda entrante y limite la resolución angular de los radiotelescopios.

---

<sup>2</sup> Se considera  $c=2.99792458e^8$  m/seg.

<sup>3</sup> El vapor de agua tiene su resonancia en la línea de absorción a los 22.253 GHz.

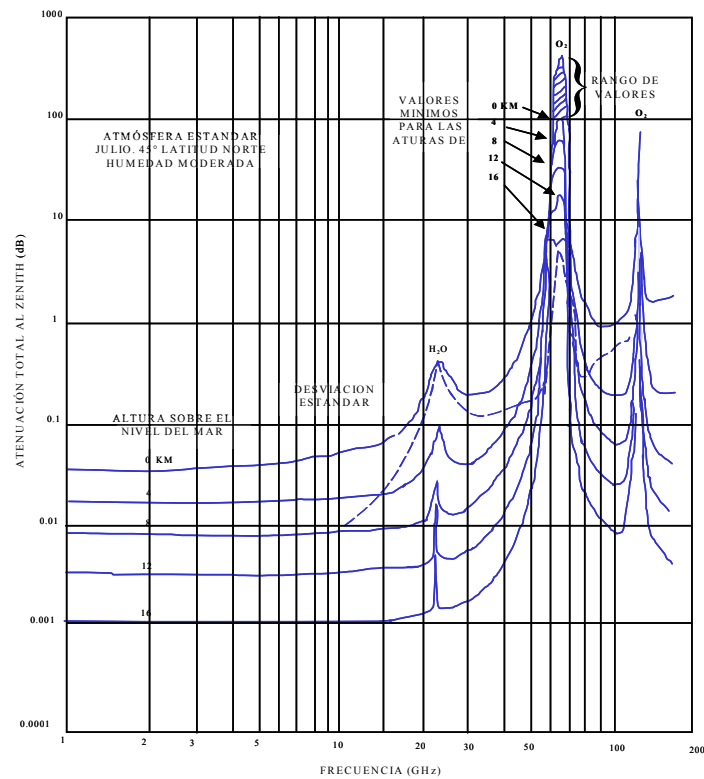


Figura 4. Atenuación en señales de altas frecuencias debida a moléculas de agua y oxígeno.

Por lo tanto, en las escalas grandes de turbulencias, las fluctuaciones de mediciones de fase son mayores.

Dichas fluctuaciones que causan el desplazamiento de fase de una onda electromagnética reducen la aparente visibilidad en dos formas principales [ Davis *et al*, 1995]:

Primero; la variación en la fase durante mediciones individuales (para cada receptor) provocan franjas borrosas a menos que el tiempo de medición sea corto comparado con la característica de tiempo para las fluctuaciones de fase; es decir, que cada fluctuación pequeña en su trayectoria (por ejemplo del orden de una longitud de onda) será causa de una reducción en la visibilidad debido a la variación de su fase.

Segundo; las fluctuaciones que sean de una fracción significativa de la *longitud de coherencia*<sup>4</sup> de la luz causarán una reducción en la visibilidad

### II.3 El satélite Solidaridad II

Los satélites geoestacionarios se ubican a una altura aproximada de 36,786 Km en el plano ecuatorial y completan su recorrido en 24 hrs. En dicha altitud su órbita resulta geosíncrona<sup>5</sup>, ajustándose a la velocidad de rotación terrestre [Manual Técnico, Sistema de Satélites Mexicanos Solidaridad, 1993]. Esta situación hace que su área de cobertura se mantenga fija sobre una región determinada. La órbita de estos satélites es circular, manteniendo una misma altura sobre la superficie de la Tierra, y localizada sobre el plano ecuatorial cuyas posiciones se muestran en la Figura 5.

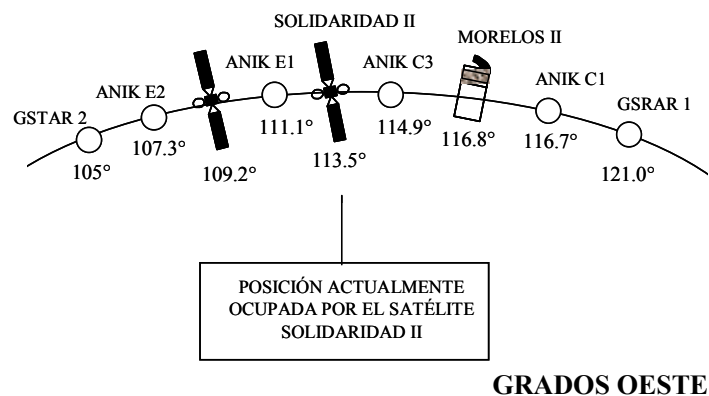


Figura 5. Posición y colindancia de los satélites mexicanos.

<sup>4</sup> Es el producto de la velocidad de la luz por el inverso del ancho de banda.

<sup>5</sup> Poseen un mismo período de rotación que la tierra.

En el estudio de las variaciones de fase en la atmósfera se utilizará la señal del satélite Solidaridad II, localizado a los  $113.5^{\pm}$  oeste, y que colinda con los satélites Anik E1 y Anik C3.

El satélite Solidaridad inició su operación en diciembre de 1994, y su vida estimada es de 14 años. Está configurado con 16 transpondedores en la banda Ku, con un ancho de banda por canal de 54 MHz, y un espaciamiento entre canales de 61 MHz, transmitiendo con 45 W de potencia promedio para cada uno, en polarización lineal [Manual Técnico, Sistema de Satélites Mexicanos Solidaridad, 1993]. La recepción de potencia final en tierra es de aproximadamente -95 dBm al nivel del mar. El mapa de potencia isotrópicamente radiada por el satélite Solidaridad II (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) se muestra en la Figura 6. La frecuencia central de transmisión es 12.1 GHz, que corresponde a una longitud de onda de 2.4 cm.

La banda Ku se utiliza para la distribución de televisión y audio digital, así como en redes digitales de voz y dato. Cuenta con un radio faro transmisor monocromático a la frecuencia ("beacon") de 11.715 GHz, con redundancia 2:1. La variación de la frecuencia o estabilidad del radiofaro es menor a 0.3 ppm (3.5 KHz). Esta estabilidad proporciona una señal estable para radiar a las estaciones terrenas, permitiendo de esta manera modificar la potencia de la señal ascendente con el fin de compensar los cambios en las condiciones atmosféricas. El sistema de redundancia está provisto de dos transmisores, y cada uno se puede controlar por un comando terrestre, y tiene capacidad de proporcionar una señal de telemetría para el estado encendido/apagado.

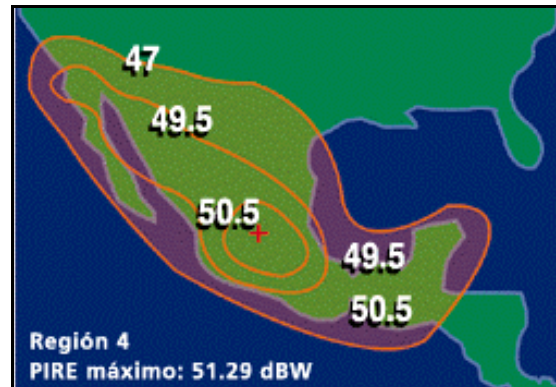


Figura 6. Potencia Isotrópicamente Radiada (PIRE) por el satélite Solidaridad II.

#### II.4 Interferometría

El método primario para medir las variaciones de fase entre dos señales electromagnéticas que se propagan en la atmósfera consiste en un método interferométrico [Fomalont, 1973]. En este método, las señales que han seguido diferentes trayectorias, pero que aún mantienen la coherencia entre sí, se hacen interactuar para determinar el cambio de fase entre éstas, producido por la diferencia en la longitud recorrida, o por un cambio en el índice de refracción de cada una de las trayectorias.

En contraste con la región visible, en la región de microondas es posible hacer mediciones coherentes [Hetch y Zajac, 1990, pág. 466]. Es decir, que es posible hacer mediciones tanto de la fase como de la magnitud eléctrica de la señal. Es por esto que para estudiar las fluctuaciones de fase introducidas por la atmósfera a longitudes de onda milimétricas se utilizan sistemas interferométricos.

En los estudios de los cambios de fase provocados por la atmósfera se han utilizado dos tipos de fuentes de señal: fuentes estelares y señales de satélites artificiales.



Para la detección de fuentes estelares se requiere utilizar interferómetros astronómicos especializados muy sensibles, por lo que sólo pueden hacerse algunas observaciones con este tipo de sistemas. Sin embargo, los estudios de la variación de fase basados en fuentes estelares permiten determinar las fluctuaciones de fase a las frecuencias de observación, y con los sistemas interferométricos que se utilizan normalmente.

Los satélites geoestacionarios de telecomunicaciones son fuentes apropiadas para el estudio de las fluctuaciones de fase debido a que transmiten una señal potente y estable desde una posición fija en el cielo. Esto es importante, ya que la precisión de una medición de fase es proporcional a la relación de señal a ruido [Thompson *et al*, 1986]. Como las fluctuaciones de camino eléctrico corresponden a fluctuaciones dependientes de la frecuencia, relaciones mayores de señal a ruido son necesarias para determinar de manera confiable la diferencia de fase. Otra ventaja es que la señal de un satélite geoestacionario proviene de una dirección fija en el cielo, por lo que no es necesario un sistema de guiado como el que se requeriría si se utilizara una fuente estelar. Sin embargo, la desventaja de estas fuentes es que sólo en línea de vista se puede determinar la fase con satélites geoestacionarios.

Por otro lado, a frecuencias bajas, los receptores tienen mejor funcionamiento, las componentes son más económicas y los satélites son más comunes.

#### **II.4.1 Estados de polarización y análisis de coherencia**

Un aspecto importante a considerar dentro de las fuentes de señal son los estados de polarización, debido a que es necesario tener un receptor adecuado para recibirlos con la misma polarización del transmisor. En este caso, debido a que la fuente será un satélite

geoestacionario, éstos sólo transmiten en tres polarizaciones, ya sea en polarización circular izquierda o derecha y la lineal.

Se puede estudiar los estados de polarización de una onda plana monocromática en un medio homogéneo, mediante un estado de polarización elíptico [Huard, 1997], dado por las componentes de onda plana uniforme que satisfacen la Ecuación (4):

$$\frac{X^2}{A_x^2} + \frac{Y^2}{A_y^2} - \frac{2 \cos \hat{A} XY}{A_x A_y} = \sin^2 \hat{A}; \quad (4)$$

donde

$$X = A_x \cos(\omega t - kz - \hat{A}_x); \quad (5)$$

y

$$Y = A_y \cos(\omega t - kz - \hat{A}_y); \quad (6)$$

son las componentes del campo eléctrico a lo largo de los ejes de  $x$  y  $y$ , respectivamente,  $k = \omega/c$  es el número de onda, y el ángulo de fase  $\hat{A} = \hat{A}_y - \hat{A}_x$ . Dependiendo de los valores relativos de las amplitudes  $A_x$  y  $A_y$  de las componentes ortogonales del campo o el valor de la fase desplazada  $\hat{A}$ , la elipse podrá aparecer como un círculo o un segmento de recta, produciendo estados de polarización particulares. Cuando la elipse llega a ser un segmento de línea o un círculo, aparecen dos casos particulares: polarización lineal y circular. El primer estado ocurre cuando la diferencia de fase  $\hat{A}$  en la Ecuación (4), es igual a 0 ó  $\pi$ . Por otro lado, la polarización circular de giro derecho se obtiene cuando  $\hat{A} = \pi/2$ ; y el

estado de polarización circular de giro izquierdo cuando  $\hat{A} = +\frac{1}{4} = 2$ ; si además  $A_y = A_x$ . La

Figura 7 muestra las formas de polarización electromagnéticas de una onda.

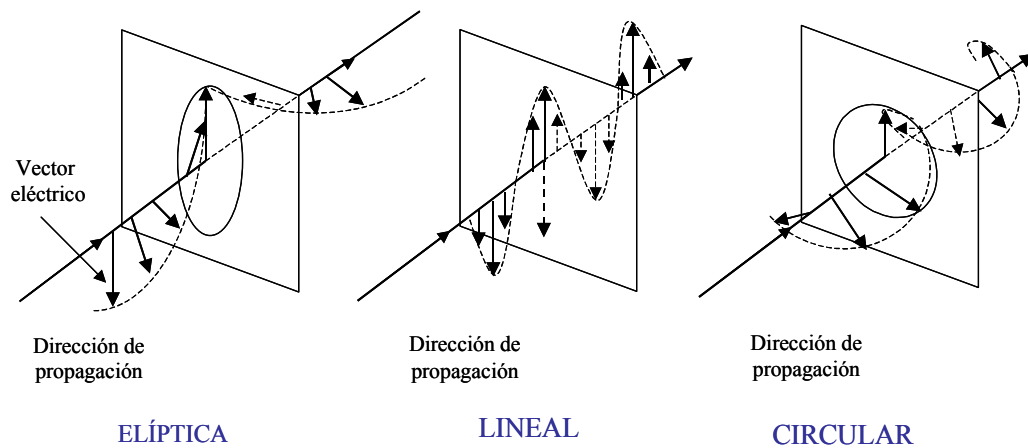


Figura 7. Ilustración de la polarización de ondas electromagnéticas.

Las propiedades que presentan las señales electromagnéticas permitirán evaluar su longitud de coherencia; para lo cual comúnmente es conveniente dividir los efectos de coherencia en dos clasificaciones: la temporal y la espacial. La primera se relaciona directamente con el ancho de banda finito de la fuente y la última con su extensión finita en el espacio [Hecht y Zajac, 1990, pág. 451]. De aquí se puede decir que el tiempo de coherencia es el intervalo temporal sobre el cual se puede predecir razonablemente la fase de una señal electromagnética. Esto es lo que significa el tiempo de coherencia  $\Delta t_c$ . Es decir, si  $\Delta t_c$  es grande, la onda tiene un alto grado de coherencia temporal y viceversa.

Entonces, para un tiempo de coherencia  $\Delta t_c$  (Ecuación (7)), que corresponde a la diferencia de frecuencia de los límites laterales de un espectro  $\Delta^\circ$ , y que satisface la

ecuación conocida como longitud de coherencia  $x_c$ ; dada en la Ecuación (8) [Hecht, y Zajac, 1990, pág. 227], resultará la dimensión espacial sobre la onda:

$$\Delta t_c \gg \frac{1}{\Delta \omega} \quad (7)$$

$$x_c = c\Delta t_c: \quad (8)$$

Si se supone por ejemplo un rango espectral de frecuencia que se encuentra en el intervalo de 1100-1600 MHz, la longitud de coherencia es de aproximadamente 60cm.

Por otro lado, cuando se tiene una onda electromagnética de un ancho de banda relativamente angosto que emana de alguna fuente, está se puede representar por la ecuación

$$E(t) = E_o(t) \cos[\omega(t) - 2\pi \nu t]; \quad (9)$$

donde la amplitud es una función que varía relativamente en forma lenta con el tiempo, como lo es la fase [Hecht y Zajac, 1990, pág. 228]. La onda tal vez sufra algunos miles de oscilaciones antes que la amplitud ( es decir, la envolvente de las vibraciones del campo) o la fase cambien apreciablemente. Por lo tanto, así como el tiempo de coherencia es una medida del intervalo de fluctuaciones de la fase, también es una medida del intervalo sobre el cual  $E_o(t)$  es predecible de manera aproximada.

Grandes fluctuaciones de  $\omega$  van acompañadas generalmente por grandes fluctuaciones de los  $E_o(t)$  correspondientes. Esto hace posible que las fluctuaciones de amplitud del campo puedan relacionarse con las fluctuaciones de fase, y por lo tanto con las fluctuaciones de correlación (es decir, coherencia). Por lo tanto, en dos puntos del espacio-tiempo

donde las fases del campo están correlacionadas, se esperaría que también las amplitudes estuvieran correlacionadas.

## II.5 Interferómetro básico

Un interferómetro, lejos de ser un instrumento para efectuar medidas de las distancias entre las franjas de interferencias luminosas, es un instrumento capaz de indicar la similitud que tiene una onda en dos puntos diferentes. La Figura 8 presenta un interferómetro básico de dos elementos [Fomalont, 1973]. En este sistema se considera que una señal monocromática de frecuencia  $\nu$ , proviene de una dirección  $\sigma$ . Los dos elementos receptores que reciben la radiación están separados por una línea de base fija  $B$ .

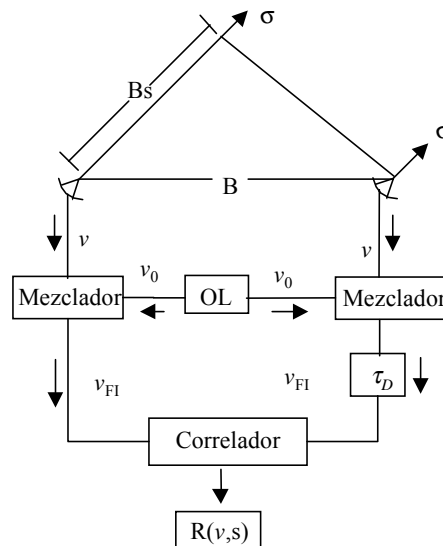


Figura 8. Diagrama esquemático de un interferómetro básico.

Mediante un método heterodino, la frecuencia  $\nu$  de la señal recibida en cada antena se convierte a una frecuencia intermedia  $\nu_{FI}$  utilizando un oscilador local de frecuencia

$\omega_0$  antes de enviar la señal a un punto común. Los convertidores en ambos receptores, comparten el mismo oscilador local para evitar la introducción de variaciones de fase en las señales convertidas. Las diferencias del camino eléctrico de las trayectorias de las dos señales se compensan por medio de un retardo de tiempo  $t_D$  que se inserta generalmente en una de las líneas para compensar la diferencia del retardo sistemático  $B$  de la llegada de la señal de cada elemento, y en ocasiones también se compensan los retardos geométricos ( $B_s$ ). Las dos señales captadas se envían hasta un punto donde se correlacionan entre sí. La señal recibida puede ser descrita completamente en términos del promedio de la distribución de potencia  $I_{ij}(\omega, \theta, t)$  [Fomalont, 1973], donde  $I_{ij}$  es la distribución de potencia,  $\omega$  es la frecuencia,  $\theta$  la posición angular,  $t$  el tiempo, e  $i, j$  representan los estados de polarización de la señal mencionados anteriormente en la Sección II.3.1.

La validez del principio de la interferometría de correlación fué establecida por primera vez en la región del espectro de radiofrecuencia donde la detección de la señal fué un hecho casi directo [Hecht y Zajac, 1990, pág. 466]. Este sistema se propuso en 1956, y se le llamó interferómetro óptico estelar; ilustrado en la Figura 9.

Pero los únicos detectores que se pueden utilizar en frecuencias ópticas son los dispositivos fotoeléctricos, cuyo modo de operación depende de la naturaleza cuántica de un campo luminoso. Por consiguiente, por ningún medio se pudo asegurar que la correlación sería conservada totalmente durante el proceso de emisión fotoeléctrica.

La electrónica comprendida en la correlación de la irradiancia podría simplificarse grandemente si la luz incidente fuera casi monocromática y con una densidad de flujo considerable.

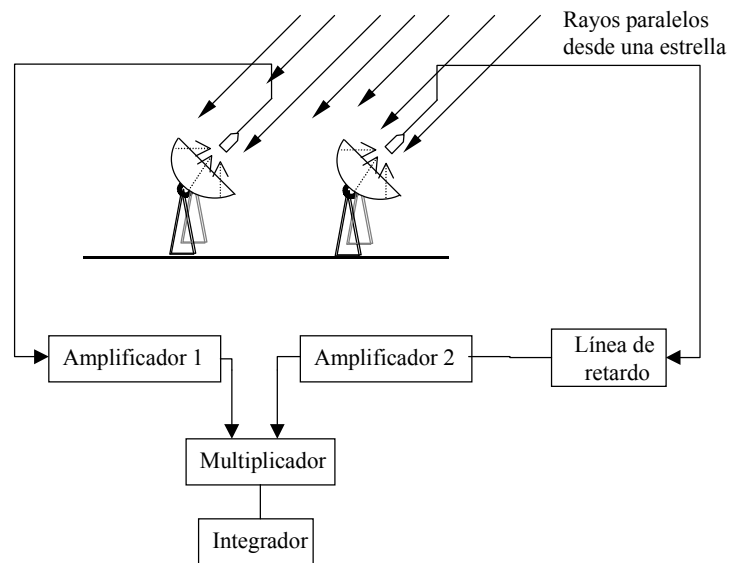


Figura 9. Interferómetro estelar de correlación.

A la fecha, las funciones de autocorrelación se utilizan ampliamente en el análisis de señales. Esta es especialmente útil en la detección o reconocimiento de señales enmascaradas por ruido agregado, debido a que estas funciones de correlación proporcionan medidas de la semejanza de una señal  $f(t)$  consigo misma (en el caso de autocorrelación), o con otra señal (en el caso de una correlación cruzada), comparadas con un corrimiento relativo  $\Delta t$  [Ferrel, 1985]. Para señales no semejantes, el pico de la función de correlación es un indicador de que tan adecuado es el ajuste entre ambas señales. Tanto la autocorrelación como la correlación cruzada son instrumentos eficaces en el análisis de señales, tanto de manera analítica como experimental, por lo que son una herramienta útil para el estudio de estos sistemas.

## **II.6 Interferómetros alternativos**

La necesidad de interferómetros más confiables ha llevado al desarrollo de sistemas de medición cada vez más precisos pero costosos en su construcción, como los desarrollados por Ishiguro [1989], Masson [1994], Radford y colaboradores [1996] y Lay [1998], que como característica común requieren de una fuente satelital para su recepción. Los sistemas desarrollados por los autores mencionados se explican a continuación.

### **II.6.1 Interferómetro de Ishiguro**

Ishiguro diseñó uno de los primeros instrumentos para monitorear las fluctuaciones de fase atmosféricas, para el arreglo milimétrico de Nobeyama, Japón [Ishiguro, 1989]. Este sistema emplea la señal de radio faro a la frecuencia de 19.45 GHz, transmitida por un satélite Japonés (CS-3). La Figura 10 muestra el sistema interferométrico que utiliza dos antenas receptoras.

Las antenas comerciales utilizadas tienen un diámetro de 1.8 metros y están separadas a una distancia de 35 metros de línea de base. Las señales recibidas a 19.45 GHz se amplifican y convierten a una frecuencia de 278 MHz y entonces se transmiten al edificio de control a través de cables coaxiales. Estos mismos cables se utilizan también para enviar el voltaje de alimentación y las señales de referencia ( $f = 106$  MHz) para el oscilador local, amarrando en fase el bloque de recepción-conversión. La señal de 278 MHz se filtra por un filtro pasa banda con 200 KHz de ancho de banda con el propósito de mejorar la relación señal a ruido. Posteriormente se obtiene la diferencia de fase entre las dos señales, mediante un voltímetro vectorial que toma muestreos cada 4 segundos.



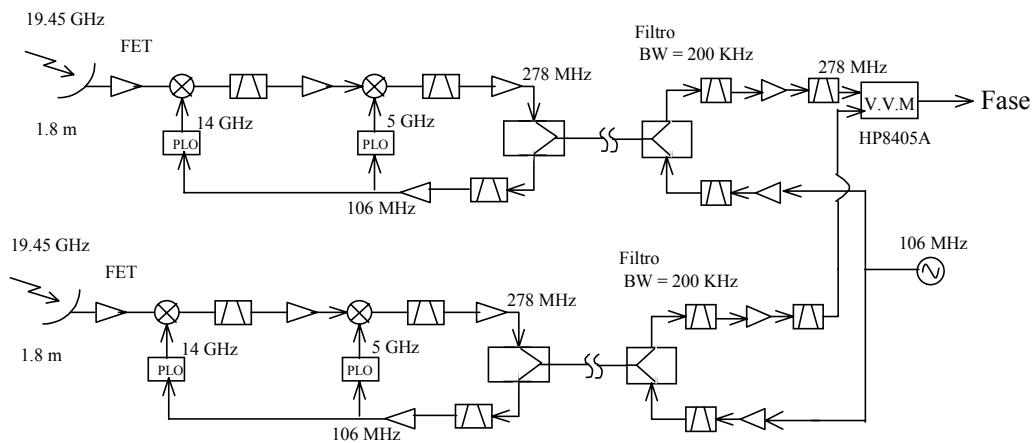


Figura 10. Interferómetro de Ishiguro de dos elementos para la medición de ondas de radio.

La disposición del interferómetro medidor de ondas de radio, con respecto al arreglo milimétrico que utiliza antenas de 10 m de diámetro instalado en Nobeyama Japón se muestra en la Figura 11. Los resultados obtenidos al comparar las fluctuaciones atmosféricas obtenidas a las frecuencias de 19.45 GHz y 98 GHz se muestran en la Figura 12, donde se puede apreciar que en el interferómetro a 98 GHz se midió con una fuente estelar a diferentes longitudes de línea de base contra las variaciones rms correspondientes. Otro ejemplo de mediciones de variación de fase empleando arreglos de antenas y fuentes estelares ha sido las realizadas por Olmi y Downes [1992].

Uno de los problemas al emplear las señales de un satélite geoestacionario es que ocurren pequeños desplazamientos debidos a la posición del satélite. Aunque el desplazamiento de la posición es menor a  $0.03^\pm$  por día, esto causa un desplazamiento máximo de fase de aproximadamente 30 min, para 500 m de línea de base. Por lo tanto, se hace necesario conocer la posición exacta del satélite si se requieren cálculos más precisos y remover tal desplazamiento en la fase.

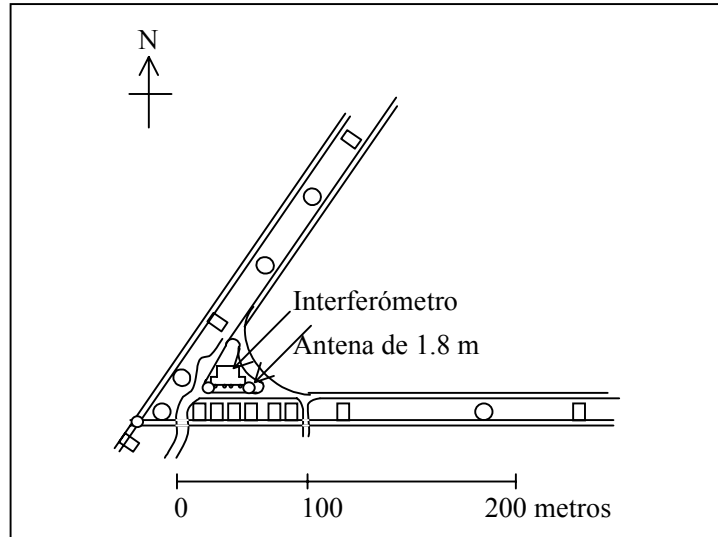


Figura 11. Distribución de los arreglos de antenas en el Observatorio de Noveyama, Japón.

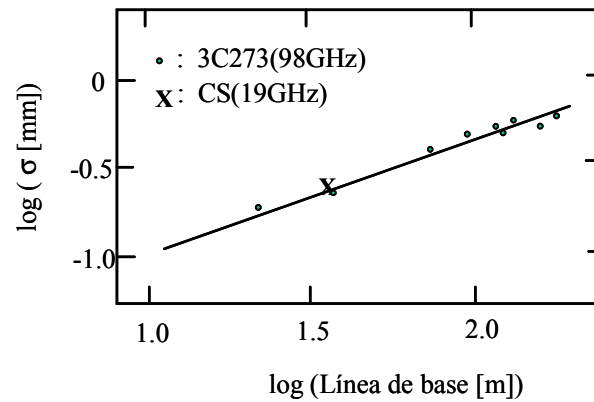


Figura 12. Fluctuaciones de la fase de un arreglo de antenas de 10 metros para dos fuentes estelares a las frecuencias de 19 GHz y 98 GHz.

## II.6.2 Interferómetro de Masson

Por otro lado, Masson y colaboradores [1990] trabajaron en el monitor de fase instalado en Mauna Kea para el estudio de la estabilidad atmosférica. Dicho instrumento verificará que la atmósfera esté lo bastante estable para permitir tomar imágenes con resolución angular alta. Este sistema monitor de fase consiste en pequeñas antenas de 1.8 metros, separadas aproximadamente 100 metros una de otra, recibiendo una señal de radio faro del satélite geoestacionario GStar A2 a la frecuencia de 11.7 GHz. La Figura 13 muestra el diagrama a bloques de dicho sistema.

La señal que recibe cada antena se convierte hasta una frecuencia intermedia de 21.4 MHz, donde se filtra para separar la señal del radio faro. La diferencia en fase entre los tonos captados por las dos antenas se mide mediante un voltímetro vectorial y se almacena continuamente en una computadora. Por lo tanto, si alguna variación ocurre en la trayectoria del camino óptico debida al vapor de agua atmosférico, se verá reflejado en la fase de la señal. Por ejemplo, a la frecuencia 11.712 GHz, a cada  $1^\pm$  le corresponde una diferencia en la trayectoria de  $71^{-1}$  m. El sistema utiliza dos osciladores locales amarrados en fase a una frecuencia de 10.7 GHz, mediante un cristal de 297.22 MHz. Este cristal es estable hasta 0.1 ppm, para asegurar que la señal de frecuencia intermedia no desplace a la banda del filtro a frecuencias mayores a 5 KHz. Con las señales de salida de FI a 21.4 MHz se alimenta a un voltímetro vectorial Hewlett Packard, y las fases resultantes se promedian y almacenan en una computadora 386SX.

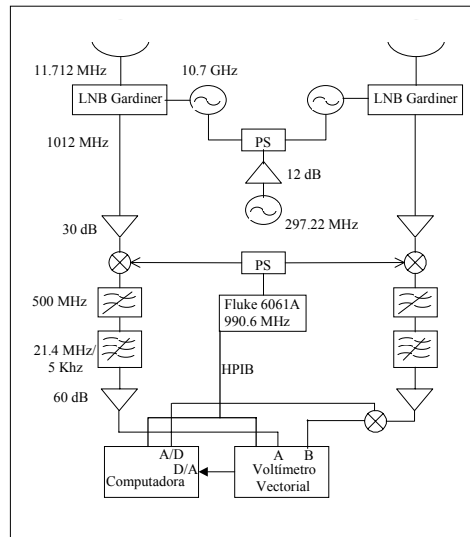


Figura 13. Diagrama a bloques del monitor de fase de Masson.

Un problema potencial que presenta la sección de frecuencia intermedia de este sistema es que se debe tomar la precaución de evitar un gran número de filtros, los cuales pueden ocasionar un gran desplazamiento de fase.

### II.6.3 Interferómetro de Radford

Una versión más reciente de este tipo de interferómetros es la desarrollada por Radford, Reiland y Shilhue [1996], que a su vez es una versión mejorada del interferómetro de Masson [1994]. Para medir la estabilidad en fase de la troposfera mediante este sistema se recibe una señal de radio faro de 11.5 GHz, transmitida por un satélite geoestacionario, mediante dos antenas de 1.8 metros de diámetro que tienen una línea de base de 300 metros. El receptor utiliza cables estabilizados en temperatura, 3 etapas de conversión de bajada con 3 osciladores amarrados en fase, así como un gran número de filtros y amplificadores. Los amplificadores de bajo ruido (marca Gardiner) amplifican la señal en la banda Ku y la

convierten a la banda L de frecuencia intermedia (FI). Estos receptores fueron modificados para conectar un oscilador local externo con la finalidad de estabilizarlos en temperatura. El oscilador local  $OL_1$  cuenta con una frecuencia de referencia de 298.6111 MHz, para minimizar la sensibilidad a las fluctuaciones de fase. El oscilador  $OL_2$  es amarrado en fase a uno de los receptores a la frecuencia de 21.4 MHz. La  $FI_2$  se pasa por otro conversor de frecuencia que tiene un tercer oscilador de 15 KHz, dejando finalmente una señal de  $FI_3$  a 5 KHz. La Figura 14 muestra un diagrama a bloques de este interferómetro. Un inconveniente de este sistema es la necesidad de modificar los receptores para conectarles un oscilador local externo con el fin de amarrarlos en fase y estabilizar el sistema contra variaciones en temperatura, sin olvidar el compromiso que se tiene en la  $FI_3$ ; la cual podría incrementar la relación señal a ruido, o bien disminuir la estabilidad en fase. Finalmente, la señal se amplifica a un nivel entre 4 y 5 volts pico a pico (2-3 rms) y se filtra mediante un filtro pasa bajas.

Para el procesamiento de datos del interferómetro de Radford se digitalizan las señales a un tiempo de muestreo de 20 Kmuestras/seg por cada canal, mediante un convertidor A/D, muestreando a intervalos de  $25^{-1}$  seg. Los datos del primer canal representados por  $A(t_{2i})$  y el segundo por  $B(t_{2i+1})$  se muestrean alternativamente en intervalos de  $t_i = i\Delta t$ , con  $\Delta t = 25^{-1}$  seg. Dado que algún valor en el muestreo de la señal puede causar algún error en el muestreo de la fase, los valores promedio se substraen primero de los datos. Para esto se considera  $\hat{A}(t_{2i}) = A(t_{2i}) \pm hA_i$  y  $\hat{B}(t_{2i+1}) = B(t_{2i+1}) \pm hB_i$  donde los valores en  $h_i$  son los valores promedio de datos en el intervalo de 1 segundo. Obteniendo la suma

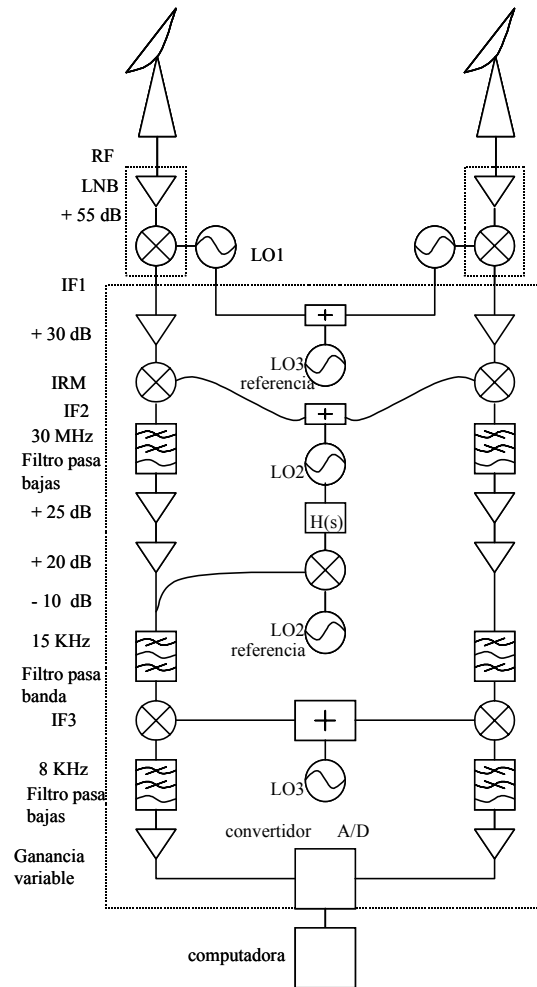


Figura 14. Diagrama esquemático del interferómetro de Radford.

y diferencia de los factores:

$$\hat{B}(t_{2i}) = \hat{B}(t_{2i-1}) + \hat{B}(t_{2i+1}) = 2 \quad (10)$$

y

$$\hat{B}^0(t_{2i}) = \hat{B}(t_{2i-1}) + \hat{B}(t_{2i+1}) = 2 \quad (11)$$

se obtendrá un desfase de  $90^\pm$  para todas las frecuencias que están sincronizadas con A.

Entonces la fase  $\hat{A}$ , se determina del coeficiente de correlación complejo

$$\hat{A} = \arg \frac{\int \hat{A} \hat{B}^* dt}{\int \hat{A} \hat{A} dt} = \frac{\int \hat{A} \hat{B}^* dt}{\int \hat{A} \hat{A} dt} + i \frac{\int \hat{A} \hat{B} dt}{\int \hat{A} \hat{A} dt} = \frac{\int \hat{A} \hat{B}^* dt}{\int \hat{A} \hat{A} dt} + i \frac{\int \hat{A} \hat{B} dt}{\int \hat{A} \hat{A} dt} \quad (12)$$

La experiencia ha mostrado que la estabilidad en fase de los osciladores locales es muy importante para tener un desplazamiento mínimo, que se puede mejorar utilizando un cristal de referencia de mayor frecuencia, con el propósito de minimizar así la multiplicación de alguna fase que tenga un desplazamiento sistemático. Esto hace que los sistemas interferométricos como los indicados anteriormente sean muy costosos y complicados de operar.

#### II.6.4 Interferómetro de Lay

Otra alternativa de los sistemas interferométricos empleados para determinar las variaciones de fase, es el propuesto por Oliver Lay [1998]. Este sistema utiliza la señal de televisión digital por satélite, así como antenas y sistemas receptores comerciales.

La configuración del sistema de Oliver utiliza la fuente de radiación de la señal de televisión digital del satélite DBS-1 en la banda Ku (12.2 a 12.7 GHz), como se muestra en la Figura 15. La potencia de esta señal es mucho mayor que la que emite el radio faro de localización del satélite [Lay, 1998]. El objetivo principal del sistema monitor de fase es medir la diferencia de longitud de camino eléctrico a través de la atmósfera,  $\Delta p_1 - \Delta p_2$ ; entre dos columnas paralelas. Estas columnas se muestrean por dos reflectores planos, El

y E2, que dirigen los haces hacia una antena comercial para recepción de televisión directa por satélite. Las dos señales "diplexadas" se amplifican y convierten a una frecuencia intermedia en el intervalo de 950 a 1450 MHz. La señal se envía posteriormente a un correlacionador analógico, en donde antes de ser correlacionada, se divide en potencia y se separa en dos trayectorias. En una de las trayectorias se tiene un retardo de 50 metros y, en la otra uno de 100 metros, con un retardo relativo de 50 metros. Este retardo corresponde a la longitud de la línea de base. Las señales en las dos trayectorias se multiplican empleando un par de celdas de Gilbert para obtener los productos de correlación en fase y en cuadratura. Las salidas de los multiplicadores se promedian temporalmente con una red simple RC para remover las componentes de alta frecuencia y se muestrean a 1 Hz por un convertidor A/D. La Figura 16 muestra un diagrama del procesamiento de la señal "diplexada".

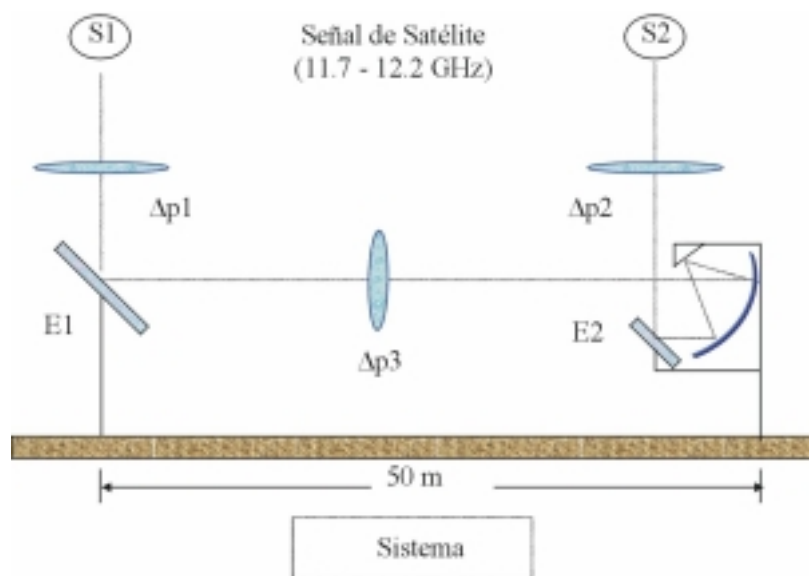


Figura 15. Alineación de los espejos sobre la línea de base.



En el correlacionador las señales de las columnas 1 y 2 están presentes en cada rama, pero sólo hay una combinación que muestrea un retardo igual a cero en el correlacionador. Es decir, la señal de la columna 1 en la rama corta y la señal de la columna 2 en la rama larga. Las otras combinaciones tienen 50 o 100 metros de retardo relativo, y por lo tanto no producen una salida correlacionada. Esta técnica es posible emplearla debido a que las señales tienen un gran ancho de banda, con una longitud de coherencia de 60 cm. Las señales monocromáticas tienen una longitud de coherencia mucho mayor y no pueden separarse en base a este retardo [Dakin y Cuslhw, 1988]. Los productos de correlación en fase y en cuadratura definen un vector con una amplitud proporcional a la potencia de la señal y con una fase dada por la Ecuación (13):

$$2\sqrt{P}(\Delta p_1 + \Delta p_3 \pm \Delta p_2) = \phi_s \quad (13)$$

donde  $\phi_s = c \cdot \tau$ :

Sin embargo, ya que se quiere medir la diferencia de camino eléctrico  $\Delta p_1 \pm \Delta p_2$ , la contribución de la trayectoria en la superficie de la tierra,  $\Delta p_3$ , debe ser removida. Esto se logra añadiendo un sistema (espejo) similar al mostrado en la Figura 15, el cual medirá

$$2\sqrt{P}(\Delta p_2 + \Delta p_3 \pm \Delta p_1) = \phi_s \quad (14)$$

Tomando la diferencia entre las Ecuaciones (13) y (14) se obtendrá la diferencia entre las longitudes de camino eléctrico, y tomando la suma de estas ecuaciones se obtendrán las fluctuaciones en la trayectoria de la superficie  $\Delta p_3$ .

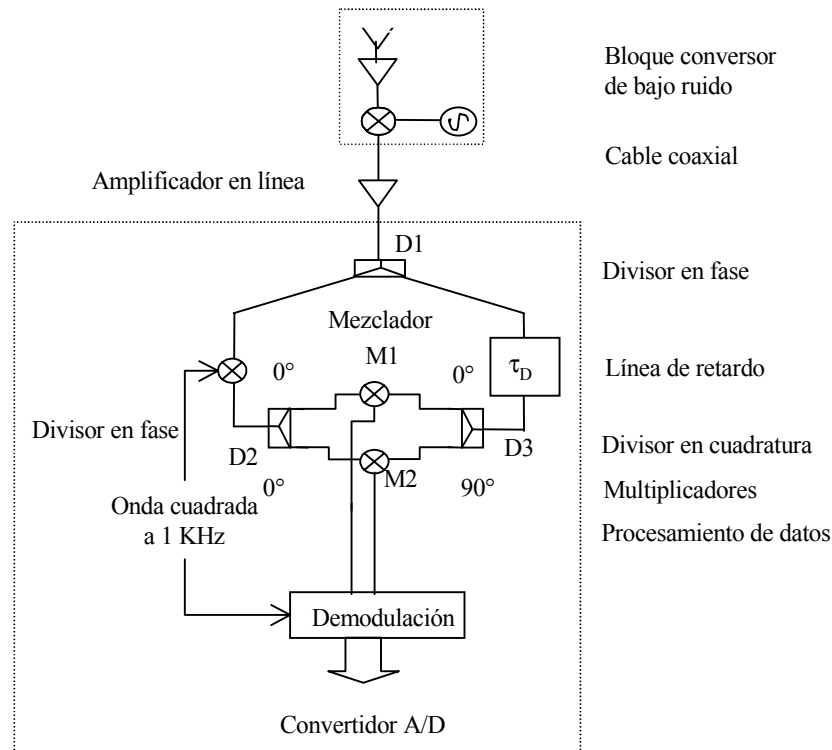


Figura 16. Procesamiento de la señal diplexada.

Debido a que las señales de las dos columnas se convierten simultáneamente y se transmiten a través de los mismos amplificadores y cables antes de separarlas, cualquier cambio de fase en estas componentes será común a ambas señales y no tendrá ningún efecto en el retardo de fase entre las dos señales, evitando la necesidad de una estabilidad térmica. Este diseño simple que tiene un número de componentes mínimo y sin requerir de circuitos amarrados en fase o filtros, da lugar a un sistema de bajo costo.

#### II.6.4.1 Detección del ángulo de fase

La señal proveniente del satélite, al atravesar la atmósfera en sus diferentes capas, sufre un cambio de fase  $\theta(t)$ ; cuya relación con la variación de fase  $2\pi\theta t$ , se encuentra con-

tenida en la Ecuación (9). En esta ecuación el producto del segundo término del argumento del coseno dado por  $2\frac{1}{4}\omega t$  representa la fase. Este es el término de mayor interés y por lo tanto proporciona las condiciones necesarias y suficientes para justificar el ángulo de fase obtenido por el sistema, donde la fase de la onda dada por el término  $2\frac{1}{4}\omega t$ , es el análogo de  $2\frac{1}{4}(\Delta\rho_1 + \Delta\rho_3 - \Delta\rho_2)$ .

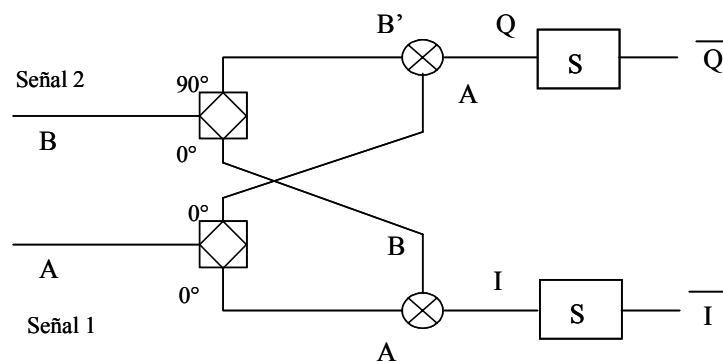


Figura 17. Diagrama de correlación para la obtención de la fase.

Para obtener el ángulo de fase de este sistema se considera el diagrama mostrado en la Figura 17, en el cual una señal 1 es de la forma  $A \sin(\omega t)$ . Suponiendo que por el brazo B se introduce una señal 2 que ha pasado por una trayectoria con índice de refracción diferente al de la trayectoria de la señal A, entonces B estará dada por  $B \sin(\omega t + \mu)$ .

Como se puede observar en la Figura 17, el sistema contiene un divisor en cuadratura en B; produciendo a su salida una  $B^0$  dada por:

$$B^0 = B \sin\left(\omega t + \frac{\omega}{2} + \mu\right); \quad (15)$$

Donde  $\mu = 2$  de la Ecuación (15) es la fase producida por el divisor. La ecuación anterior también puede expresarse de manera alternativa como:

$$B^0 = B \cos(\omega t + \mu); \quad (16)$$

Entonces, el producto obtenido por los mezcladores será por un lado:

$$Q = A \sin(\omega t) B \cos(\omega t + \mu); \quad (17)$$

y por el otro lado:

$$I = A \sin(\omega t) B \sin(\omega t + \mu) \quad (18)$$

Aplicando identidades trigonométricas se tiene que:

$$Q = \frac{AB}{2} [\sin(\omega t + \mu) + \sin(\omega t - \mu)]; \quad (19)$$

y

$$I = \frac{AB}{2} [\cos(\omega t + \mu) - \cos(\omega t - \mu)]; \quad (20)$$

Las señales promedio  $\dot{Q}$  e  $\dot{I}$  obtenidas después de pasar por el integrador quedan como:

$$\dot{Q} = \frac{AB}{2} \sin(\mu) \quad (21)$$

$$\dot{I} = \frac{AB}{2} \cos(\mu) \quad (22)$$

Ahora se puede obtener la fase relativa  $\mu$  con los valores promedio  $\bar{I}$ ,  $\bar{Q}$  resultando:

$$\mu = \tan^{-1}\left(\frac{\bar{Q}}{\bar{I}}\right): \quad (23)$$

La trayectoria en la Tierra es sensitiva a las fluctuaciones de modo común dadas por  $[\Delta^1_{LO1} + \Delta^1_{LO2}] (50m) = 11.95 \text{ GHz}$ , mientras que la diferencia del cielo es sensitiva a la derivada relativa  $[\Delta^1_{LO1} - \Delta^1_{LO2}] (50m) = 11.95 \text{ GHz}$ . Por ejemplo, si  $\Delta^1_{LO1}$  cambia por 1 KHz (sin cambio en  $\Delta^1_{LO2}$ ), entonces deberá haber una fluctuación aparente de 4.2 m en ambas trayectorias medidas.

## II.7 Otros Sistemas de medición

Dentro de las técnicas de interferometría cabe mencionar la muy utilizada por los astrónomos de nuestra época, llamada Interferometría de Muy Larga Base VLBI por sus siglas en inglés (Very Long Baseline Interferometer) [Napier y Thompson, 1983], que consiste en la observación de un objeto celeste con un conjunto de dos o más radiotelescopios de manera simultánea y que pueden estar situados en lugares muy distantes entre sí.

Como ejemplo se tiene al radiotelescopio VLA (Very Large Array) localizado en Socorro, Nuevo México, que consiste de un arreglo formado por 27 antenas de 25 m de diámetro.

La señal se recibe en instantes ligeramente diferentes en cada telescopio debido a varios factores: la posición distinta de cada telescopio sobre la Tierra (retraso geométrico), el comportamiento distinto de la atmósfera sobre cada uno de éstos, la instrumentación utilizada, y la estructura intrínseca del objeto que se observa. Para cada pareja de radio

telescopios (es decir, cada línea de base) es posible calcular el retraso global o retraso de fase, y mediante la creación de un patrón de interferencia que permite a esta red de radio telescopios comportarse como un instrumento único que tiene como tamaño equivalente (y por ello, potencia de resolución) a la distancia entre los radiotelescopios participantes en la observación.

El empleo de la técnica VLBI con fines astronómicos consiste en modelar el comportamiento de este patrón de interferencia para obtener de ahí la información sobre la estructura del objeto celeste [Napier y Thompson, 1983]. En geodesia, sin embargo, se utilizan fuentes con una estructura compacta conocida (tal como los cuasares), de manera que el problema se concreta al estudio de los elementos que intervienen en el retraso geométrico de la señal recibida, la posición de los telescopios, la rotación terrestre, etc.

Para resolver la ambigüedad de la causa del retraso en las señales recibidas se utilizan como observables las variaciones de la fase con el tiempo y con la frecuencia. Una estimación precisa de la variación de la fase con la frecuencia se consigue observando en una banda ancha de frecuencias. Las observaciones de VLBI geodésico se realizan simultáneamente en las bandas de comunicación S (2.3 GHz) y X (8.4 GHz), a fin de modelar la contribución del retraso debida a la ionósfera.

Como una aplicación más de los sistemas de interferometría se encuentra la construcción de un interferómetro en Plateau de Bure de S. Guilloteau [1992], localizada a 100 kilómetros al sur de Grenoble, Francia. El sistema consiste en 3 antenas de 15 metros de diámetro, equipado con receptores de bajo ruido para la banda de 80-150 GHz y dos sistemas de correlación cruzada. Este interferómetro de ondas milimétricas es un instrumento

de alta sensibilidad, capaz de proveer imágenes de alta resolución de unos pocos segundos de arco.



Figura 18. Antenas del interferómetro del IRAM.

El interferómetro del Institut de Radiastonomie Millimetrique (IRAM), Figura 18, está puesto sobre una estación en forma de T que se puede mover sobre rieles, con una longitud de 160 y hasta 288 metros en su eje más largo.

En este interferómetro se utilizan tres sistemas de conversión de bajada. Las señales provenientes del cielo de cada receptor de frecuencia (RF) y del oscilador  $OL_1$  se mezclan para generar un señal de 1.5 GHz de  $IF_1$ . Esta señal se amplifica, se filtra, y ecualiza antes de convertirla en la banda de 100-600 MHz de  $IF_2$  con un mezclador y un oscilador  $LO_2$  a la frecuencia de 1875 MHz. La señal de  $IF_2$  se transmite para su correlación posterior, como se muestra en la Figura 19.

Otro sistema interferométrico es el desarrollado por Melhusis y colaboradores [1997], Figura 20, que es un sistema que trabaja con dos antenas a la frecuencia de aproximada-

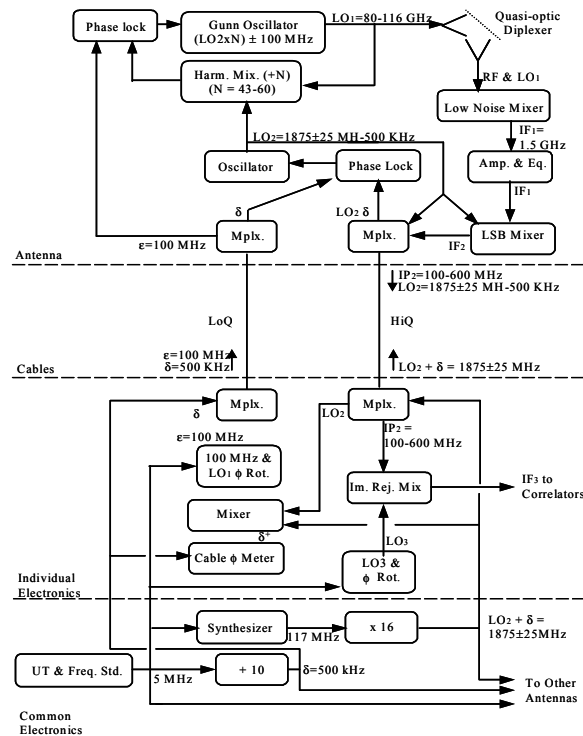


Figura 19. Diagrama a bloques de la síntesis de frecuencia y el sistema de transmisión de señal.

mente 5 GHz, con una línea de base muy pequeña, para el estudio de la galaxia, fuentes puntuales, microondas cósmico y emisión de cuerpo negro. Es un interferómetro de alta sensibilidad con un sistema de bajo ruido a 20-K y ancho de banda cerca de los 350 MHz. La estabilidad en fase de este sistema es de aproximadamente  $2^{\pm}$ .

Los elementos receptores tienen una forma cónica y operan a una frecuencia central de 4.94 GHz ( $\lambda = 60.7\text{mm}$ ) espaciados entre 0.702 metros ( $11.6\lambda$ ) y 1.79 metros ( $29.5\lambda$ ): Los dos receptores de GaAs FET son enfriados criogénicamente, proporcionando al sistema una temperatura de ruido  $\gg 20\text{-K}$ , con un ancho de banda de  $\gg 337\text{ MHz}$ , que lo hace ser un sistema de alta sensibilidad, con un ruido rms de  $\gg 1.6\text{ mK}$ . El diagrama de la Figura



21 muestra como las dos señales se mezclan con un oscilador local (OL) y se correlacionan para producir los componentes complejos, seno y coseno, (o real e imaginario) necesarios para determinar su fase y amplitud. Las señales de RF se filtran y convierten a la banda de FI de 40-430 MHz con un oscilador local OL a la frecuencia de 5.148 GHz.

Una función importante de los telescopios es la separación o resolución de objetos que se juntan en el cielo, que se le llama *potencia de resolución*, usualmente expresada en términos del ángulo mínimo entre dos puntos que son claramente distinguidos. Por otra parte, la potencia de resolución depende directamente del diámetro de la antena e inversamente de la longitud de onda de la luz. Para la misma longitud de onda, la potencia de resolución depende directamente del diámetro del espejo. Por lo tanto, para un espejo dos veces mayor que otro, se tiene dos veces la potencia de resolución.

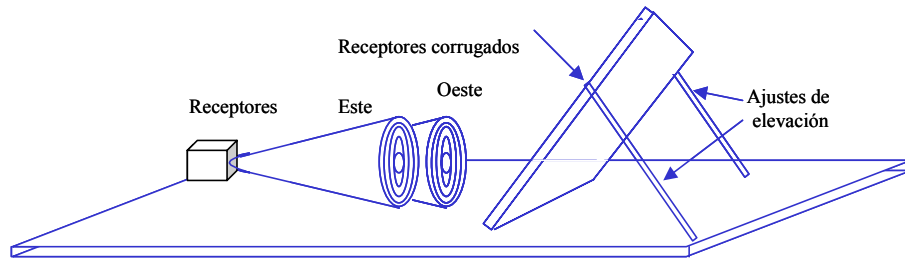


Figura 20. Interferómetro de microondas para estudio de cuerpo negro a 5 GHz.

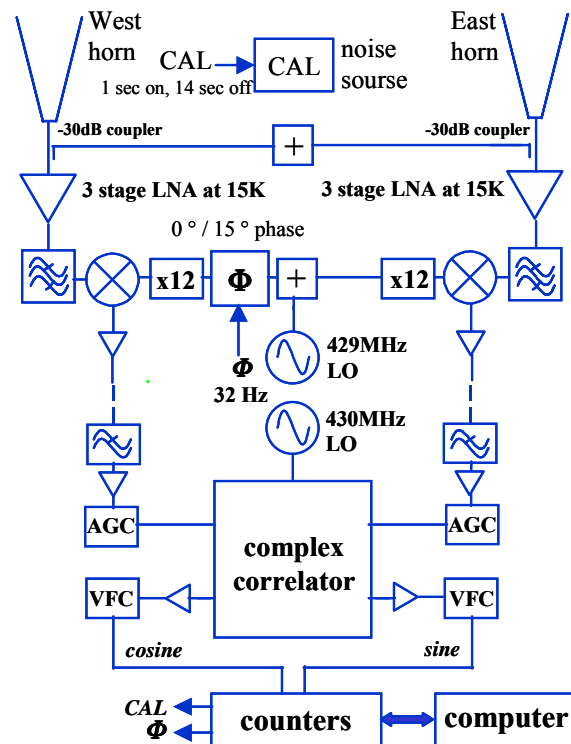


Figura 21. Diagrama a bloques del interferómetro de Melhuish y colaboradores [1997].

## **III. DISEÑO DEL SISTEMA**

### **III.1 Introducción**

Durante el desarrollo de este capítulo se describe el sistema propuesto, el cual está basado en sistemas anteriores tomando las experiencias y sencillez de éstos; de los cuales se dispone ahora de un modelo más completo, con la ventaja de una instalación relativamente sencilla y fácil de efectuar, pero robusta en sus resultados. Asimismo, se describen los cálculos y los métodos para realizar los procesos de correlación y el cálculo del ángulo de fase del sistema.

Para su estudio, el sistema se subdivide en tres subsistemas: el de radio frecuencia, el de frecuencia intermedia y el de adquisición y procesamiento de datos. En la parte de radiofrecuencia (RF) se hace un análisis del modo de operación del sistema de recepción y se describe el proceso de orientación de las antenas y monturas. Por otra parte, en la etapa de frecuencia intermedia se convierte la señal de RF a una frecuencia baja mediante sistemas heterodinos con el fin de facilitar su procesamiento para la etapa de correlación y posteriormente realizar la digitalización de datos empleando un convertidor A/D y presentar los resultados gráficos con la ayuda de una computadora.

### **III.2 Diseño del sistema propuesto**

La configuración del sistema propuesto utiliza el radio faro de una fuente de radiación satelital; en este caso se decidió tomar la señal de televisión digital del satélite Solidaridad

II, localizado a los  $113^{\circ}$  Oeste a una altura aproximada de 36,000 Km, cuyos parámetros más relevantes se encuentran descritos en la página 17. Este "beacon" se encuentra contenido en la banda Ku a la frecuencia de 11.715 GHz. El objetivo principal del sistema monitor de fase es medir la diferencia de longitud de camino eléctrico a través de la atmósfera  $\Delta p_1$  ;  $\Delta p_2$  entre dos columnas paralelas separadas por 50 metros. Estas columnas de 4" de diámetro soportan las dos antenas, E1 y E2 montadas sobre espejos, que colectan los haces provenientes del satélite, como se muestra en la Figura 22. La señal recibida del "beacon" proporcionará al sistema la información necesaria para cuantizar el desplazamiento en fase, donde dicho desplazamiento de fase (como se mencionó en la página 16) es provocado por la no homogeneidad atmosférica, que se ve reflejada en el índice de refracción.

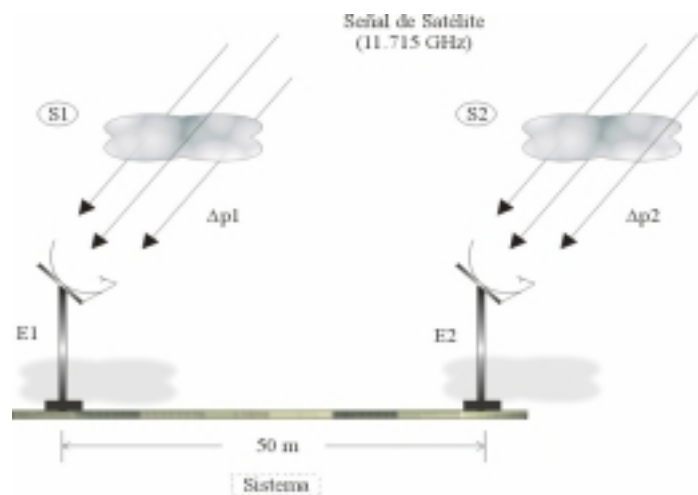


Figura 22. Alineación de las antenas sobre la línea de base.

Para su construcción se utilizan tres osciladores, el primero es un oscilador de cristal a la frecuencia de 98.5 MHz, que posee la capacidad de autoestabilización térmica para

evitar un desplazamiento de fase provocado por los cambios en la temperatura. Este oscilador de referencia es compartido por ambos receptores que se encuentran instalados en el bloque conversor de bajo ruido para cada antena. La señal enviada es recibida por un segundo oscilador de 10.835 GHz para quedar amarrados en fase. Al compartir ambos osciladores la misma señal de referencia proporcionada por el oscilador de 98.5 MHz se evita la introducción de variaciones de fase en las señales convertidas. Por otra parte, cabe mencionar que en este caso no habrá necesidad de una compensación por retardos geométricos, debido a que la línea de base estará en dirección perpendicular al plano del satélite.

Se puede apreciar en la Figura 23 el diagrama del sistema propuesto donde se observa que para cada bloque de conversión se encuentra un receptor LNB (marca Gardiner) modificado de tal manera que sólo se aprovecha la recepción del "beacon"; anulando su conversión de frecuencia intermedia, y ocupando así el amplificador de bajo ruido y su filtro pasabandas. Para esto fué necesaria la adaptación de un conector tipo SMA al receptor Gardiner, introduciendo así un mezclador para formar un sistema heterodino, que en conjunto con el oscilador de 10.835 GHz y el "beacon" recibido de 11.715 GHz, proporcionan una frecuencia intermedia de salida de 880 MHz. También se hace necesario incluir dos amplificadores en línea con 40 dBm de ganancia cada uno para cada trayectoria y proporcionar al demodulador una relación señal a ruido de mayor magnitud. Una vez que la señal es recibida por el demodulador I-Q se produce aquí la correlación de ambos receptores. Estos resultados obtenidos se promedian mediante un filtro a 1 Hz y se envían a un convertidor A/D. Finalmente, los resultados promediados son digitalizados por medio de un convertidor A/D para poder ser presentados por medio de una computadora.

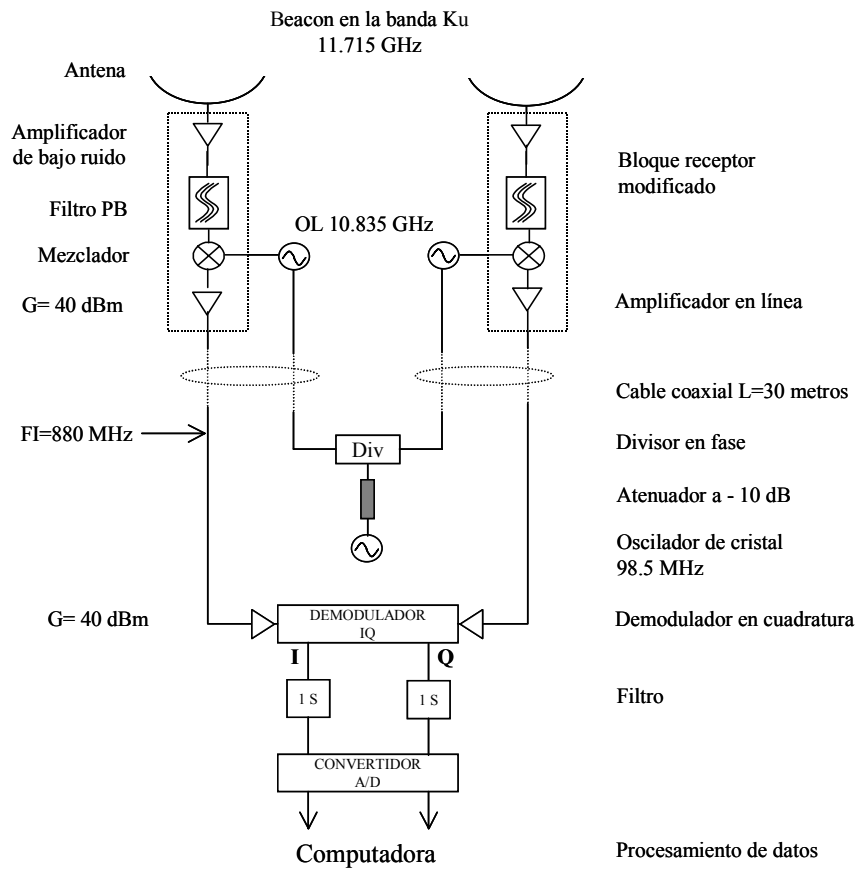


Figura 23. Diagrama a bloques del sistema propuesto.

Cabe mencionar que para efectos del manejo y análisis de la señal, en el funcionamiento del sistema monitor no se toma en cuenta el contenido de la información transmitida por el satélite.

### III.3 Subsistema de radiofrecuencia

La orientación de las antenas varía, dependiendo de la localización sobre la superficie terrestre, y su posición con el satélite, como se puede apreciar de los datos presentados en la Tabla I, que resultan de calcular las posiciones en acimut y elevación de las antenas para

tres regiones diferentes, necesarias para apuntar al satélite Solidaridad II de acuerdo a la posición geográfica y la altura de los sitios. También se indica la potencia isotrópicamente radiada (PIRE), y la potencia recibida en el sitio para señales a la frecuencia de trabajo.

Tabla I. Datos de la estación terrena receptora para señales del satélite Solidaridad II en la banda Ku.

Sitio	Longitud (E)	Latitud (N)	Acimut de la antena	Elevación de la antena	PIRE (dBW)	Altura s/nivel del mar (m)
Ensenada, B.C.	116.64	31.81	186.88	52.70	49.5	0
San Pedro Mártir, B. C.	115.46	31.04	184.76	53.67	49.5	2890
Cerro La Negra, Pue.	97.31	18.98	220.84	61.27	49.5	4600

Para efectos de la realización de pruebas del sistema se seleccionó la ciudad de Ensenada, y de acuerdo a esta localización geográfica, las antenas se tendrán que orientar en la elevación y acimut de acuerdo a los parámetros de la tabla anterior. En realidad no es estrictamente necesario trabajar con la señal del satélite Solidaridad II, debido a que la fuente de cualquier otro satélite geoestacionario puede servir de igual manera, sólo que se debe cuidar que las antenas receptoras reciban la señal del mismo satélite, así como tener en cuenta que existen también satélites que transmiten en diferentes polarizaciones. Además, se debe tener cuidado en confirmar que la señal provenga del mismo transmisor o fuente para ambas antenas.

Independientemente de los datos calculados, la forma más rápida para este proceso de orientación se lleva a cabo mediante la ayuda de un analizador de espectros, debido a que por la práctica ya se conocen los espectros de dicho satélite.

### III.3.1 Antena receptora y el bloque conversor de frecuencia

Las dos antenas utilizadas son antenas comerciales de 30 pulgadas de la marca Sky, que son de tipo paraboloide con foco desplazado (offset), y que poseen para su recepción dos conversores en bloque de bajo ruido (Gardiner), modificados internamente para utilizar sólo su amplificador de bajo ruido y su filtro pasa bandas, como se puede apreciar en la Figura 24. Posterior a la etapa de filtrado se realiza una adaptación de un conector tipo SMA, anulándose así la etapa convertora de frecuencia intermedia de este receptor.



Figura 24. Receptor de bajo ruido modificado.

Estos bloques conversores proporcionan la posibilidad de seleccionar entre una banda alta de 11.7-12.75 GHz o la banda baja de 10.7-11.8 GHz, mediante una alimentación de 11.5 - 14 V y de 16 - 22 V de corriente directa, respectivamente. Esta última banda se selecciona al sobreponer una onda cuadrada a la frecuencia de 22 KHz en el voltaje de alimentación del convertor en bloque. Este convertor tiene como características principales



una impedancia de  $75 \Omega$ , un oscilador local de 9.75 GHz para la banda baja y de 10.75 GHz para la banda alta, con una frecuencia de estabilidad en el intervalo de  $-40^{\pm}$  a  $50^{\pm}$  C de  $\$3$  MHz. Para los efectos del diseño aquí presentado, las características de los conversores en bloque han sido, en gran parte, modificadas debido a que sólo se utiliza el amplificador de bajo ruido y el filtro pasa banda de cada receptor para la recolección y amplificación de la señal. Este presenta una ventaja dentro del sistema, debido a que no propicia un corrimiento de fase instrumental como el sistema de Lay [1998]. Debido a la ausencia de osciladores externos, los cuales están amarrados a una fase común, se tiene como resultado un control del sistema, así como una independencia en la recepción de la señal.

### **III.3.2 Alineación de la línea de base y antenas**

Debido a que el diámetro del Gran Telescopio Milimétrico es de 50 m, se considera una buena opción llevar a cabo las mediciones con una distancia de línea de base del monitor igual a la del diámetro del GTM, aunque no es muy necesario. Por lo tanto, para los efectos de medición en la ciudad de Ensenada se consideró una longitud de 40 m de largo de línea de base aproximadamente; trayectoria medida entre la separación de las dos antenas. Dependiendo del sitio de trabajo se tendrá en cuenta que la línea de base deberá ser perpendicular a la dirección del satélite para evitar los retardos geométricos producidos por la posición de las antenas receptoras.

Las antenas están montadas en soportes cilíndricos rígidos de 4" de diámetro por una estructura de metal, que tienen como base una placa de aluminio de 1 centímetro de espesor, con dimensiones de 76.5x61.0 cm. Estas placas se pueden ajustar firmemente con

una abrazadera que puede girar libremente en acimut y elevación sobre los soportes, los cuales se fijan a una posición aproximada, para después ajustarlos con mayor precisión mediante un tornillo de ajuste fino, para mejorar la potencia de recepción de la señal. Una vez establecida la alineación de cada antena se hacen algunas marcas en cada una, lo suficientemente visibles para ajustar nuevamente en caso de ser necesario. Las amplitudes del voltaje de salida son totalmente sensibles a estas posiciones y se deben controlar después de cualquier ajuste. Se debe tener precaución en la recepción de la señal debido a que existen otros satélites a las longitudes de  $111.1^{\pm}$  y  $114.9^{\pm}$  W (Anik E1 y C3) que pueden causar confusión.

### **III.3.3 Identificación de espectros**

Mediante el analizador de espectros se logró caracterizar los niveles de potencia y el intervalo de frecuencias de los espectros de las señales enviadas por el satélite Solidaridad II. En la Figura 25 se muestra una toma de espectro de potencia de los transpondedores de este satélite.

Una polarización óptima del bloque de recepción se logra cuando se ajustan tanto el receptor (Gardiner modificado) como la antena, de tal manera que los espectros de los transpondedores ya no incrementan más en su potencia apreciada en el analizador de espectros, y lograr así la mayor recepción. Las Figuras 26 y 27 muestran los niveles de potencia del primero y último transpondedor en su intervalo de frecuencia.

La alineación de las antenas para la recepción se hace con la ayuda de un analizador de espectros para localizar así rápidamente el satélite, indentificándolo por su espectro par-

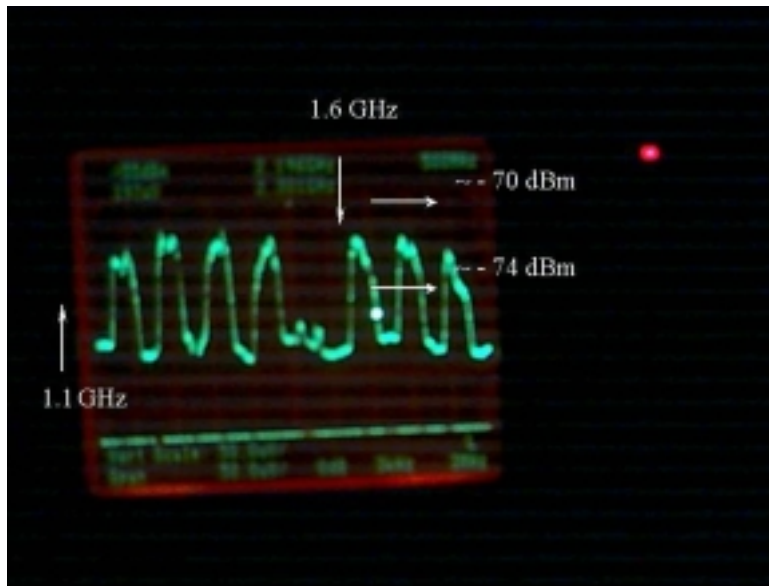


Figura 25. Espectro de la señal transmitida por el satélite Solidaridad II.

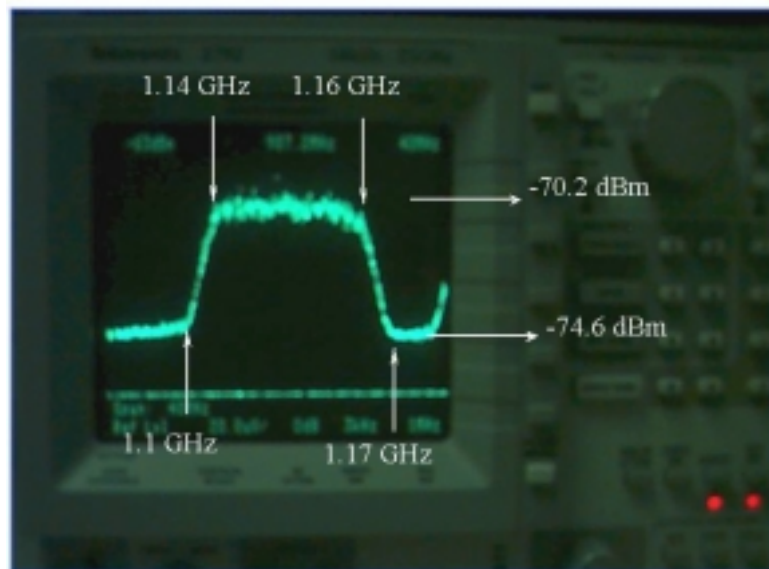


Figura 26. Espectro del primer transpondedor transmitido por el satélite Solidaridad II.

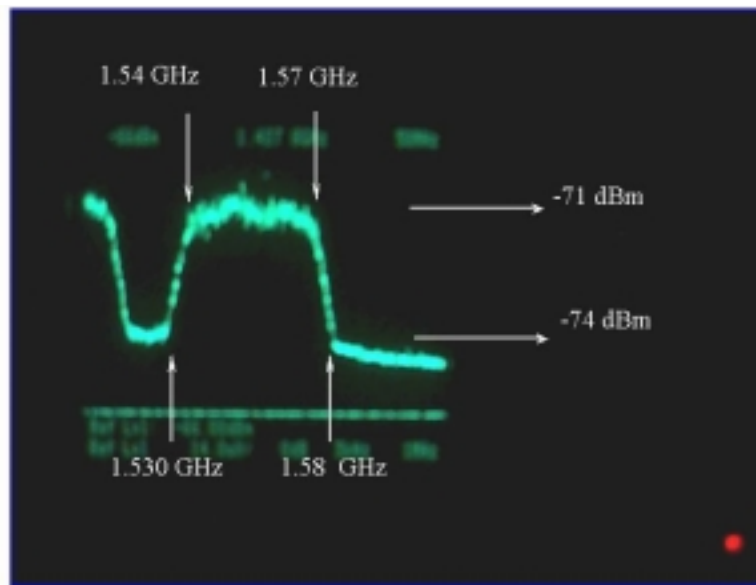


Figura 27. Espectro del último transpondedor del satélite con 54 MHz de ancho de banda.

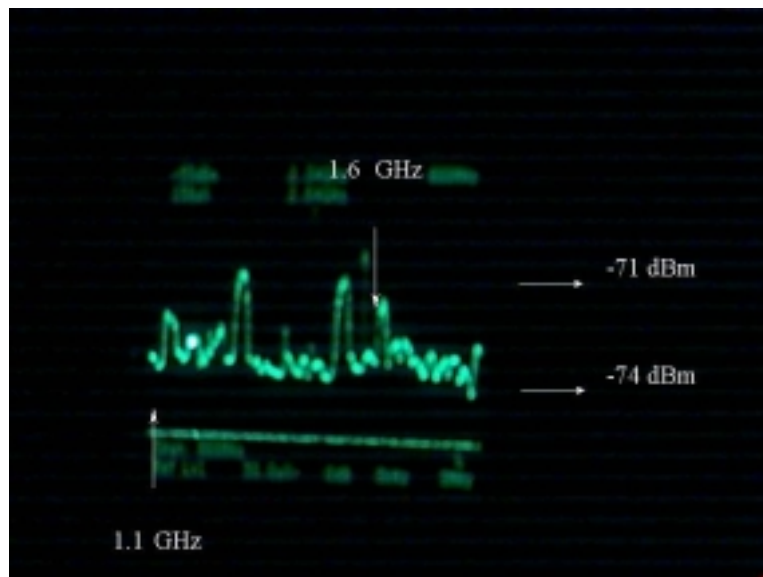


Figura 28. Espectro de una polarización inadecuada en el conversor en bloque de bajo ruido.

ricular que lo diferencia de los demás satélites vecinos. Cuando se logra captar la potencia de recepción máxima mediante la orientación de las antenas, se efectúa un segundo ajuste en la polarización del conversor en bloque de bajo ruido, para maximizar la potencia proporcionada hacia la antena colectora. Este ajuste final se logra girando cada receptor buscando la detección máxima de potencia medida. En la Figura 28 se muestra el espectro de una polarización pobre del conversor en bloque de bajo ruido.

#### **III.4 Subsistema de frecuencia intermedia**

En la etapa de frecuencia intermedia, la señal proveniente del amplificador de bajo ruido se convierte a una frecuencia de 880 MHz mediante el sistema heterodino descrito en la sección anterior. Puesto que la señal a la entrada ha sido convertida a una de menor frecuencia, el procesamiento de la señal se hace más sencillo de realizar, debido a que se puede trabajar con componentes de frecuencias más bajas que son fáciles de adquirir.

En esta etapa se introducen las señales de FI de 880 MHz a un demodulador I-Q, mostrado en la Figura 29, por las correspondientes entradas de OL y RF. Los resultados obtenidos en las salidas del modulador I y Q pueden ser del orden de CD hasta 5 MHz como frecuencia máxima. Debido a que sólo nos interesan los niveles de CD, pueden suprimirse los componentes de alta frecuencia colocando un filtro pasa bajas en cada salida, dando por resultado los niveles de voltaje del orden de milivolts necesarios para obtener los coeficientes para el cálculo del ángulo.

Toda la circuitería necesaria, como las fuentes de alimentación, demodulador I-Q, convertidor A/D, amplificadores y el oscilador de referencia se encuentran contenidas en

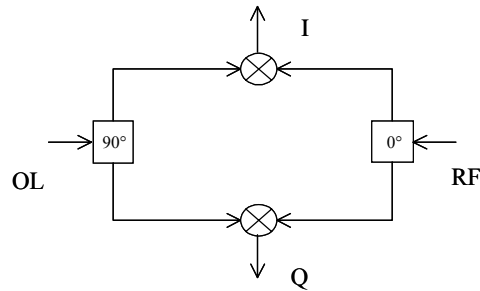


Figura 29. Diagrama a bloques del demodulador IQ.

un caja (llamada caja de correlación), localizada aproximadamente a la mitad de la línea de base.

### III.5 Subsistema de adquisición y procesamiento de datos

Una vez obtenidos los resultados del demodulador I-Q, éstos se promedian mediante un filtro a 1 Hz para posteriormente enviar los resultados a un módulo de conversión A/D. Esta unidad de conversión A/D, ADAM-4017 de la compañía Advantech, es un módulo con una entrada analógica de 8 canales y que tiene una resolución de 16 bits. Esta se encarga de digitalizar los datos ocupando sólo dos canales, los correspondientes a los valores de I y Q, que serán llamados ahora  $x$  y  $y$ ; respectivamente. Este convertidor, mostrado en la Figura 30, aísla ópticamente cada entrada, funcionando adecuadamente con un voltaje de operación de +10 hasta +30 V, siendo capaz de tomar hasta 10 muestras por segundo.

El convertidor cuenta con rango de entrada de  $\$150$  mV,  $\$500$  mV,  $\$1$  V,  $\$5$  V,  $\$10$  V y  $\$20$  mA, con un error de  $\$0.1\%$  o mayor, y un desplazamiento por temperatura de  $\$6 \times 10^{-6}$  V/ $\pm$ C:

La unidad del convertidor A/D se monta sobre la caja de correlación, la cual contiene la fuente de 14 volts para su alimentación, y las conexiones para los dos voltajes que llevan la información. La unidad convierte los voltajes de entrada correspondientes a la información de cada una de las salidas de los multiplicadores en cadenas ASCII que se envían por una línea a un módulo convertidor.



Figura 30. Convertidor Analógico-Digital.

El convertidor A/D se programa con la dirección 04<sup>6</sup>, para su adquisición en el rango de  $\pm 50$  mV a  $\pm 250$  mV, a una velocidad de comunicación de 2400 baudios.

Se utiliza un par trenzado para la comunicación de la unidad A/D ADAM-4017, con la unidad ADAM-4520 que convierte la señal del par RS 485 al protocolo RS 232. La conexión de los cables se puede observar en el diagrama de la Figura 31, la cual muestra las correspondencias entre las trayectorias del cable hasta la computadora.

---

<sup>6</sup> La dirección cambia dependiendo de los niveles de voltaje recibidos en I y Q.

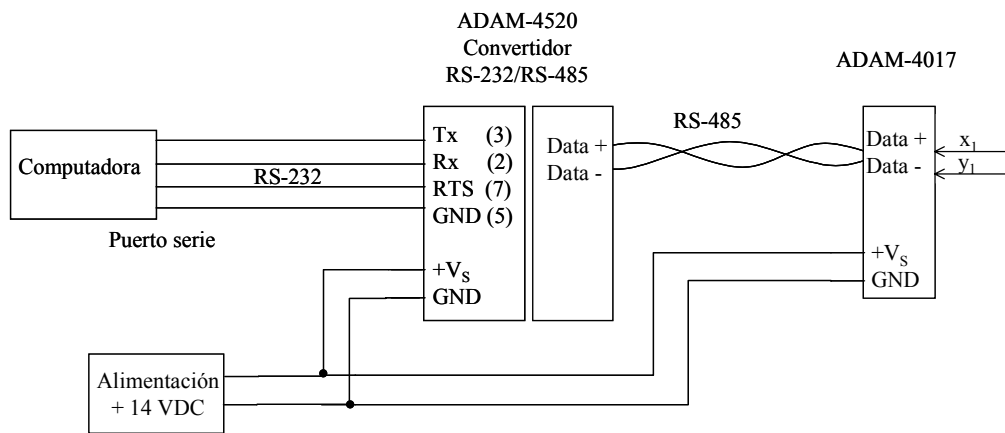


Figura 31. Diagrama de comunicación en el sistema de adquisición de datos.

### III.5.1 Procesamiento de datos

Cuando se han recolectado los datos necesarios en la computadora, éstos se utilizan para el programa "phasemon" que se encarga de efectuar los cálculos de la fase. Este programa funciona como programa principal donde se invoca a otros subprogramas que realizan operaciones con los datos digitalizados adquiridos mediante el convertidor ADAM-4017. Este programa se ejecuta continuamente y los datos procesados se muestran en una visualización gráfica.

Los datos del sistema monitor pueden ser adquiridos, procesados y almacenados en cualquier computadora personal que cuente con el sistema operativo DOS y con un puerto serie RS-232.

El programa de adquisición de datos del sistema monitor "phasemon", escrito en lenguaje de programación Turbo C de Borland, puede ejecutarse desde cualquier computadora personal con sistema operativo DOS. Las características de cada programa se describen a continuación.



- (a) phasemon.c: programa de adquisición de datos del sistema monitor;
- (b) serial.c: utilerías del puerto serie;
- (c) qpac.c: utilerías para el manejo de la memoria de datos;
- (d) serasm.asm: programa de utilería del puerto serie.

El programa "phasemon" se ejecuta continuamente en la computadora y registra las mediciones de los dos convertidores A/D cada segundo. Estas mediciones se convierten en fases y posteriormente se obtienen las diferencias de las trayectorias eléctricas de las señales.

El programa "phasemon" genera la siguiente matriz de datos para cada archivo:

1sec.new: contiene hasta 6 horas de datos y termina con la última medición en el siguiente formato de datos:

- 1/ Tiempo Universal desde el tiempo en operación.
- 2,3/ Los dos voltajes de los convertidores A/D.
- 4,5,6/ Las alarmas de control de cada oscilador.
- 8/ Código de error.

Por último, la matriz de datos obtenida para cada período de 6 horas es extraída para calcular la fase de cada elemento medido y su representación gráfica es presentada.

## **IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES**

### **IV.1 Introducción**

En este capítulo se presenta la caracterización y pruebas de laboratorio y de campo de los componentes que integran el sistema monitor de fase. Los componentes por caracterizar son los cuatro cables de 30 metros de longitud utilizados para la transmisión de la señal, el desplazador de fase para producir un cambio en longitud de la trayectoria durante la caracterización del sistema en el laboratorio y el divisor utilizado por el oscilador de referencia. La previa caracterización de estos componentes se hace necesaria debido a que son desconocidos, con lo cual se tendrá una mejor referencia de los desplazamientos de fase sistemáticos, así como de las pérdidas que presentan cada uno de éstos. Durante las pruebas de campo se realizó la caracterización en ganancia del amplificador de bajo ruido marca Gardiner a la frecuencia de interés de 11.715 GHz, que es la frecuencia del "beacon" transmitido por el satélite de comunicaciones Solidaridad II. También se hace necesaria la caracterización de los niveles de potencia recibidos por cada antena.

Los datos obtenidos, de laboratorio y de campo, son los resultados que impusieron las condiciones de potencia necesarias para la especificación de los componentes que conforman el sistema monitor para considerar el alcance y los inconvenientes durante su construcción y operación.

## **IV.2 Caracterización de los componentes del sistema**

La caracterización del amplificador de bajo ruido, los cables, el desplazador de fase y el divisor de potencia se llevó a cabo en el laboratorio de altas frecuencias del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE).

El equipo utilizado fué un analizador de redes modelo HP8510C, dos multímetros digitales, un sintetizador digital Hewlett Packard Serie 8360A (10 MHz - 50 GHz), una fuente de alimentación regulada BK, modelo 1601 necesaria para proveer alimentación con un voltaje de 14 volts a 100 mA; un analizador de espectros Tektronix modelo 2792 (10 KHz - 21 GHz); un medidor de figura de ruido, Hewlett Packard, modelo 8970A con una fuente de ruido modelo 346B (Hewlett Packard, 10 MHz -18 GHz), así como un adaptador de guía de onda coaxial modelo 281A.

Debido a que se cuenta con las hojas de caracterización y especificaciones de algunos dispositivos (como los osciladores, mezcladores y amplificadores en línea) proporcionadas por los fabricantes, se reduce el trabajo a sólo obtener la caracterización en el laboratorio de los cables, el desplazador de fase, y el divisor que divide la señal de referencia.

### **IV.2.1 Componentes utilizados**

Entre los componentes utilizados se encuentran dos osciladores de amarre de fase PLL estabilizados por un cristal de la marca MITEQ modelo LPLM-10835-A-O-15P (número de serie 729668 y 729669) con una frecuencia de salida de 10,835 MHz, a una potencia de

14.3 dBm y 13.8 dBm, respectivamente. La alimentación para estos dispositivos es de +15 V, con 400 mA de consumo de corriente. La frecuencia de entrada requerida para el amarre de fase es de 98.5 MHz, con una potencia de entrada requerida de 0 +/- 3 dBm. Estos osciladores tienen la capacidad de proporcionar un nivel de salida de 13 V para monitorear el estado del oscilador y activar una alarma cuando se tiene ausencia de señal de referencia a la entrada, y una salida de 0 V cuando el oscilador está amarrado en fase con la señal.

Para el amarre en fase de los dos osciladores anteriores se tiene un oscilador de cristal de la marca MITEQ, modelo XTO-05-98.5-G-15P (serie número 729670), el cual proporciona una frecuencia de salida a 98.5 MHz, con la posibilidad de ajuste en un intervalo de 98.4989653 MHz - 98.000895 MHz. Este oscilador proporciona una potencia de salida de 11.1 dBm (+7 dBm min). La alimentación requerida es de +15 V, con una corriente máxima de 300 mA (corriente de estabilización 110 mA). Este oscilador, al igual que los PLL, presenta una salida de alarma de estabilización de 0 V cuando se ha estabilizado el cristal a  $25^{\pm} C$ , y un voltaje de 13.7 V cuando aún no ha alcanzado su temperatura de operación. Este proceso requiere de 5 minutos aproximadamente.

Se cuenta con dos mezcladores de la marca MITEQ modelo TB0218LW2 (series números 662561 y 662560). Estos son mezcladores triplemente balanceados con un intervalo de frecuencia en RF y OL 2-18 GHz, FI 0.5-8 GHz, potencia nominal del OL 10-15 dBm, pérdidas por conversión Tip/Max 7.5/9.5 dB, aislamiento LO - RF Tip/Max 25/20 dB, aislamiento RF - FI 20 dB y un punto de intersección de tercer orden IP3 típico de 15 dBm.

De la hoja de datos proporcionada por el fabricante para el mezclador serie 662561 se tienen pérdidas por conversión máximas de 8.4 dB y un aislamiento entre los puertos de OL-RF de 23.8 dB mín, y para el mezclador serie 662560 se tienen unas pérdidas por conversión de 8.6 dB máx, y un aislamiento entre puertos OL-RF de 23.4 dB como mínimo.

El demodulador utilizado es de la marca MINI-CIRCUITS, modelo ZAMIQ-895D (serie 15542), para un ancho de banda 868 MHz - 895 MHz, proporcionando una salida en I-Q de DC-5 MHz. Las pérdidas por conversión que presenta este componente son de 8 dB, con una amplitud de desbalance típico de 0.15 dB (0.3 máx), con desbalance de fase de  $1.5^\pm$  ( $4^\pm$  máx), y una supresión de armónicos de tercer orden a -52 dB típico (-35 máx). Un parámetro importante del demodulador es que presenta una potencia máxima de entrada de 50 mW para OL/RF y una corriente máxima de 40 mA en las salidas I-Q, con un nivel de potencia promedio para el OL de  $10 \pm 0.5$  dBm.

Para la etapa de amplificación se utilizan cuatro amplificadores de la marca MINI-CIRCUITS, modelo 2KL-IRS, con una ganancia aproximada de 40 dB, alimentados a 12V de corriente directa.

Se utilizó también un divisor de potencia de la marca MINI-CIRCUITS, modelo ZFSC-2-11, (serie 15542) que opera a la frecuencia del oscilador de amarre de fase y cuyas características medidas se presentan en la siguiente sección, así como los cuatro cables utilizados de la marca ANDREW Tipo 42394-233, que poseen una longitud aproximada de 30 metros cada uno; estos cables fueron adquiridos con conectores tipo SMA. Un resumen de las características más importantes se presenta en la lista de materiales en la Tabla II, y en la Figura 32, se podrá observar el arreglo utilizado para la caracterización del sistema en

el laboratorio. Con el propósito de mejorar el acoplamiento entre el mezclador y el divisor 2, se utilizó un aislador en cada una de las trayectorias.

Tabla II. Lista de materiales utilizados.

Materiales	Características
2 receptores marca SKY:	NF~0.5 dB G=30 dBm
2 osciladores PLL marca MITEQ:	F=10,835 MHz, P <sub>sal</sub> =14.3 dBm
1 oscilador de cristal marca MITEQ:	F=98.5 MHz, P <sub>sal</sub> =11.1 dBm
2 mezcladores marca MITEQ:	RF/OL 2-18 GHz, FI 0.5-8 GHz y Pol=10-15 dBm
1 demodulador marca MINI-CIRCUITS:	F=868 MHz- 895 MHz, P <sub>max</sub> = 50 mW en OL/RF
4 amplificadores marca MINI-CIRCUITS:	G=40 dB
1 divisor de potencia marca MINI-CIRCUITS:	Pérdidas/puertos 0.014 dB, Fase/puertos 0.2°
4 cables marca ANDREW:	Frecuencia de operación 880 MHz

#### IV.2.2 Caracterización del desplazador de fase

Para llevar a cabo las mediciones del sistema en el laboratorio se consideró necesario el empleo de un dispositivo que proporcione un desplazamiento en fase; para esto se utilizó un desplazador de fase que permitió simular las variaciones de fase requeridas para la caracterización. Este dispositivo permite obtener un desplazamiento aparente de fase mediante el ajuste de un tornillo, por lo que fué caracterizado utilizando el analizador de redes HP8510C, obteniendo de éste un desplazamiento máximo de 47.26 mm y una longitud mínima de 39.28 mm, lo que da una longitud máxima absoluta del desplazador de fase de 7.98 mm. La fase resultante se obtuvo mediante la fórmula siguiente [Medina Monroy, 1998]:

$$\mu = 1:2fL \frac{P}{z_r} = 0:36tf \quad (24)$$

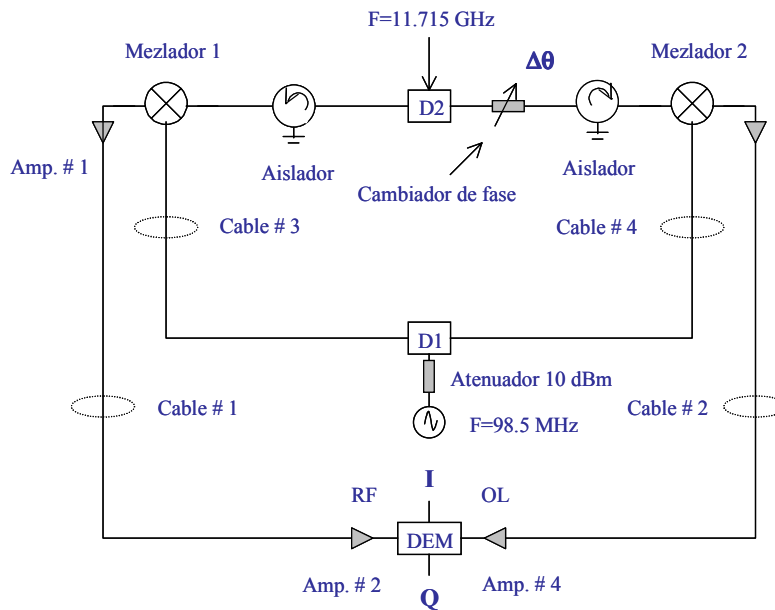


Figura 32. Diagrama del sistema monitor de fase implementado para las pruebas en el laboratorio.

donde  $f$  es la frecuencia en GHz,  $t$  es el tiempo en picosegundos,  $L$  es la longitud en milímetros y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa, que para el aire es igual a 1 y para el teflón es igual a 2.1. De manera que si suponemos que el dieléctrico es sólo aire, entonces la fase

$$\mu_{\text{aire}} = 1:2(11:718)7:98 \frac{\rho_{-}}{1} = 112:21^{\pm}; \quad (25)$$

y suponiendo que el dieléctrico es teflón

$$\mu_{\text{teflon}} = 1:2(11:718)7:98 \frac{\rho_{-}}{2:1} = 162:61^{\pm}; \quad (26)$$

En el analizador de redes se logró obtener también la magnitud de las pérdidas que correspondían a 0:37 dB, y con una longitud eléctrica de 952:22 $\pm$ : De estos resultados se

corrigió para determinar su fase total tomando en cuenta el número de vueltas alrededor de la carta de Smith, y se verificó su fase de la siguiente manera:

$$\mu = 0.36(225:709\text{pSeg})(11:718) = 952:15^\pm \quad (27)$$

De aquí se obtuvo la longitud máxima que fué de

$$L = \frac{\mu}{1:2f} \frac{\rho}{z_r} = \frac{\mu}{1:2f} \frac{\rho}{2:1} = 46:73\text{mm} \quad (28)$$

La Figura 33 muestra la mediciones obtenidas del desplazador de fase a la frecuencia de 11.718 GHz.

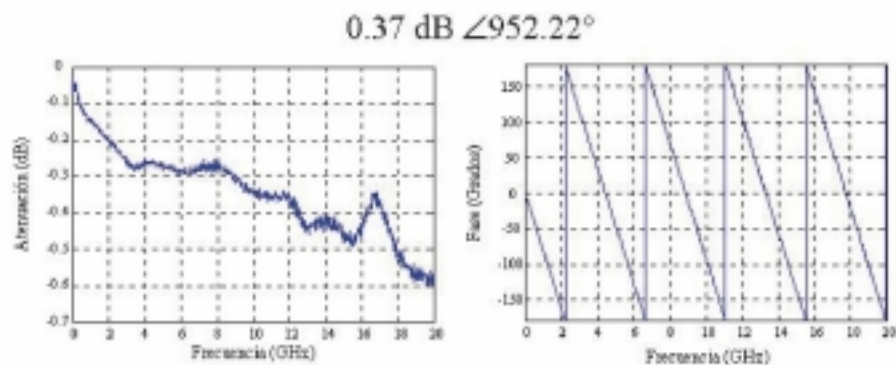


Figura 33. Caracterización del desplazador de fase.

### IV.2.3 Caracterización de cables

Un aspecto interesante dentro del sistema de medición es la obtención de las fases de los componentes que lo forman, debido a que si se conoce la fase que presenta cada cable será posible estimar (de una manera aproximada) los retardos sistemáticos que podría presentar cada trayectoria. Es decir, en este primer paso se trata de obtener la fase de cada



cable por el cual circulará la señal recibida, que en conjunto con el resto de los dispositivos proporciona un error de fase sistemático. Ese error de fase se debe a la implementación del sistema por las partes que lo integran, y es el resultado de las fases de cada etapa de conversión, así como de la manipulación de la señal recibida por alguno de los receptores.

### **Cable #1 y #2**

Para la caracterización de los cables, éstos se han enumerado con la finalidad de localizar cada uno e identificar la fase y magnitud que presentan en su trayectoria. Los cables numerados 1 y 2 son de la marca ANDREW (880 MHz tipo 42394-233), los cuales poseen longitudes aproximadas de 30 metros.

Mediante el analizador de redes se logró caracterizar el primer par de cables, con pérdidas de  $-5.24 \sim -129.89^{\pm}$  dB para el primer cable, y de  $-5.25 \sim -129.3^{\pm}$  dB para el segundo, a la frecuencia de 880 MHz, como se muestra en la Figura 34, partes A y B, respectivamente.

En la Figura 35 se presentan las comparaciones entre los cables. En ésta se puede observar los niveles de atenuación y fase que presenta cada uno; sin duda éstos proporcionan excelentes niveles de pérdidas a la frecuencia de trabajo para un cable de 30 metros de longitud. Se puede decir lo mismo para la fase medida, puesto que también se observan desfases muy cercanos en sus extremos. Estas características los hacen adecuados para operar con los osciladores de amarre de fase, debido a que los retardos sistemáticos son relativamente pequeños, de aproximadamente  $0.54^{\pm}$ ; siendo esta diferencia de fase entre cables casi despreciable para una frecuencia de 880 MHz.

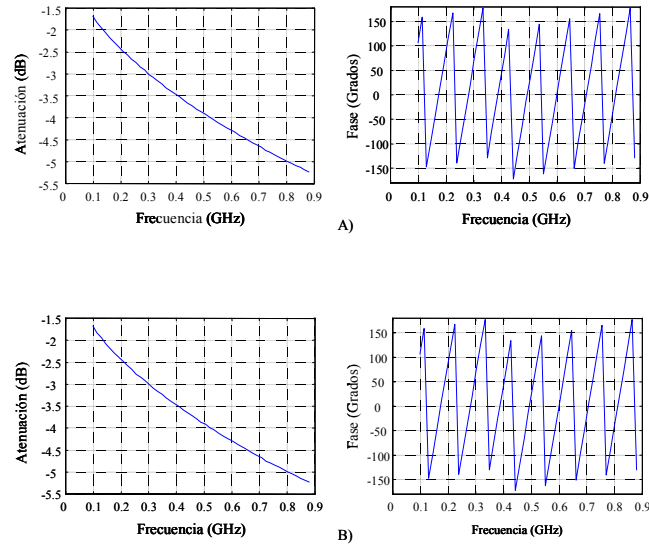


Figura 34. Caracterización de los cables 1 (A) y 2 (B).

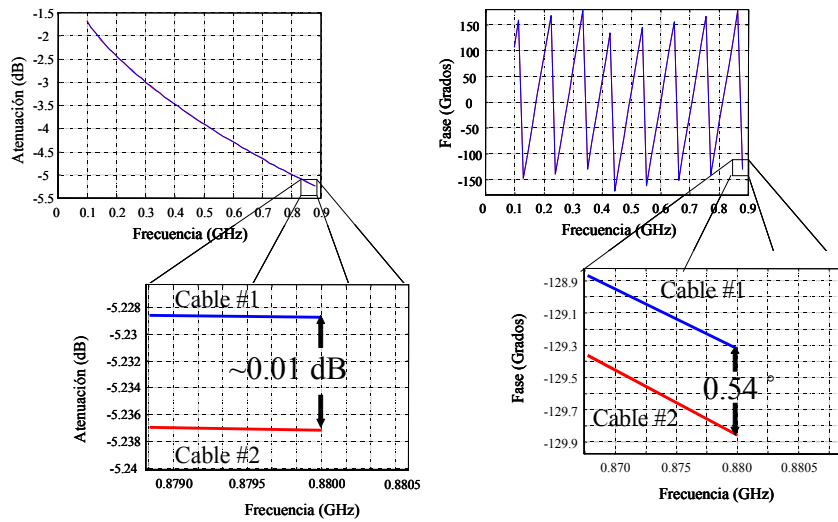


Figura 35. Diferencia en magnitud y fase de los cables 1 (A) y 2 (B).

### **Cable #3 y #4**

Para la caracterización de los cables 3 y 4, cuyos resultados se presentan en las Figuras 36 y 37, se puede observar que el cable 4 (B) presenta una atenuación ligeramente mayor al cable 3 (A). Esta atenuación con seguridad es producida por una diferencia de las longitudes, que propicia a la vez un cambio de fase a la frecuencia de interés. Los datos proporcionados por el analizador de redes fueron de  $-1.73 \pm 69.7^\circ$  dB para el primer cable, y de  $-1.7 \pm 140.9^\circ$  dB para el segundo; ambos a la frecuencia de 98.5 MHz; que es la frecuencia de operación del oscilador de cristal; de los cuales se determina que existe una diferencia en fase de  $71.2^\circ$ . En lo que respecta a las pérdidas, éstas también se consideran de muy buen nivel.

La caracterización se llevó a cabo en forma individualmente en el intervalo de frecuencia de 98.5-880 MHz, que es el rango necesario para la conexión con el oscilador de cristal, y con el demodulador, respectivamente. El primero de 98.5 MHz para el divisor de potencia con el oscilador, y el de 880 MHz para el demodulador. Por esta razón se presenta en las gráficas de comparaciones de potencia una diferencia de 5.2 dB para los cables 1 con 2, que son los cables utilizados para el demodulador, y de 1.73 dB para los cables 3 con 4, que conectan al divisor de potencia con los osciladores de amarre de fase localizados en cada antena. Como se puede observar, esta diferencia es producida debido a que se trabaja con frecuencias diferentes para cada par, y debido a que la potencia es inversamente proporcional a la frecuencia, es de esperarse que para un mismo tipo de cable se pierda más potencia a la frecuencia de 880 MHz, con relación a una caracterización a la frecuencia de 98.5 MHz.

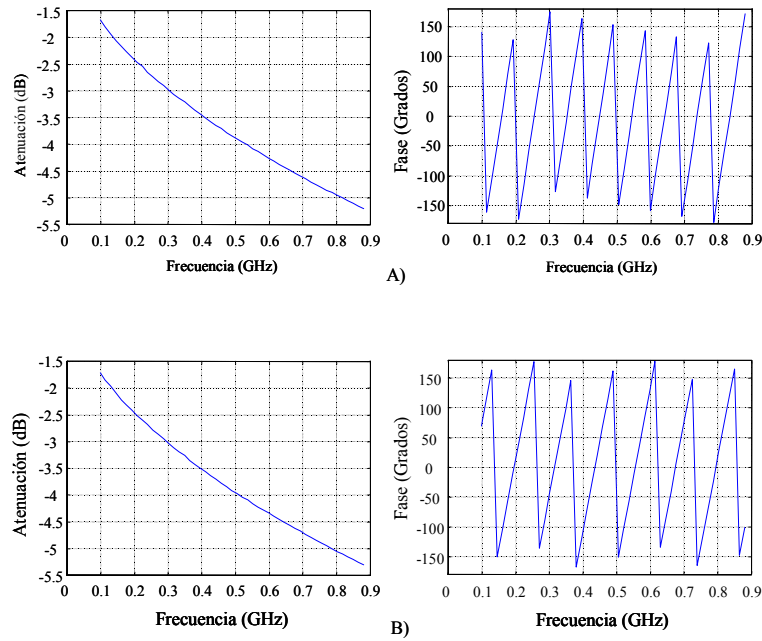


Figura 36. Caracterización de los cables 3 (A) y 4 (B).

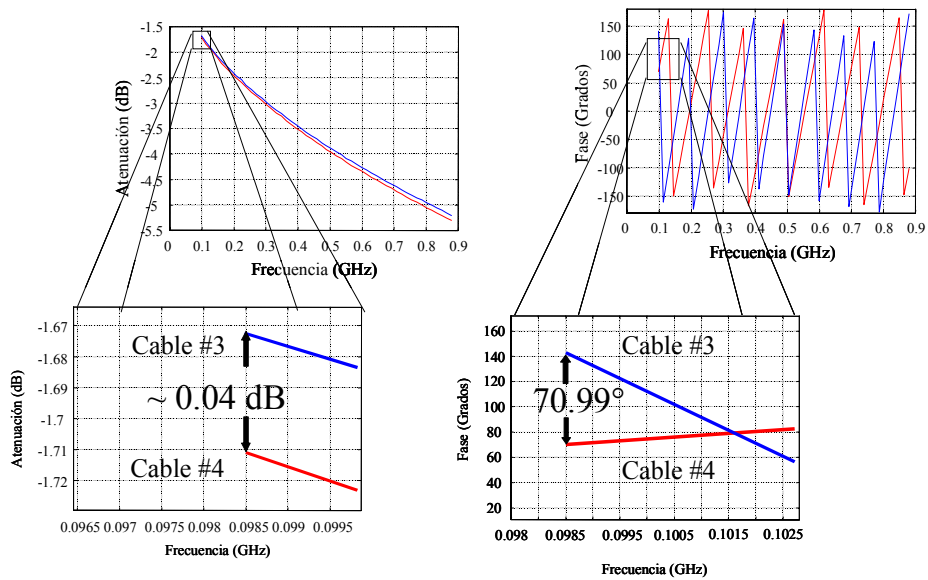


Figura 37. Diferencia en magnitud y fase de los cables 3 (A) y 4 (B).

#### **IV.2.4 Caracterización del divisor de potencia**

En las Figuras 38 y 39 se presenta la caracterización y comparación en magnitud y fase para cada brazo del divisor MINI-CIRCUITS. Se observa que la diferencia en pérdidas es mínima. Por su parte, la fase presentada en cada puerto de salida de este divisor presenta una diferencia en fase de  $0.2^\pm$  (para el puerto que se desee); es decir, existirá en uno de los receptores un error sistemático de  $0.2^\pm$  con respecto al otro.

Se observa que en las mediciones de este divisor tampoco se tendrá un desplazamiento de fase sistemático considerable provocado por alguna de las trayectorias.

#### **IV.3 Resultados de las mediciones efectuadas en el laboratorio**

Finalizada la caracterización de los componentes, se llevó a cabo la caracterización del sistema monitor en su primera fase de medición en laboratorio, mediante el arreglo presentado en la Figura 32 y presentada su implementación en laboratorio en la Figura 40. Para esta implementación se sustituyeron los receptores LNB por un sintetizador digital como fuente (1) y la señal introducida para cada bloque conversor mediante un divisor (2). En una de las trayectorias se introdujo el desplazador de fase (3) con la finalidad de simular un cambio en fase en la misma, y así poder adquirir los resultados en el demodulador I-Q (4) mediante los dos multímetros digitales (5); correspondiendo uno para cada salida del demodulador.

El diagrama muestra la presencia de dos aisladores colocados en cada brazo; éstos se introdujeron con la finalidad de disminuir el coeficiente de reflexión producido por cada bloque conversor mezclador 1 y mezclador 2 (7), y que pasan a través del divisor que

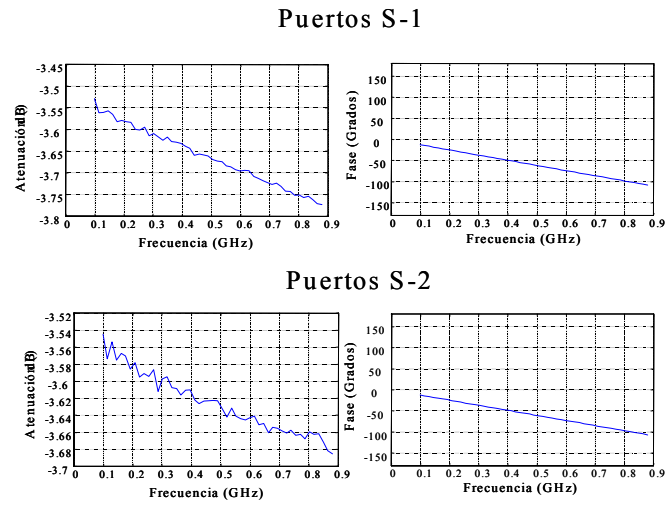


Figura 38. Caracterización del divisor para los puertos S-1 y S-2.

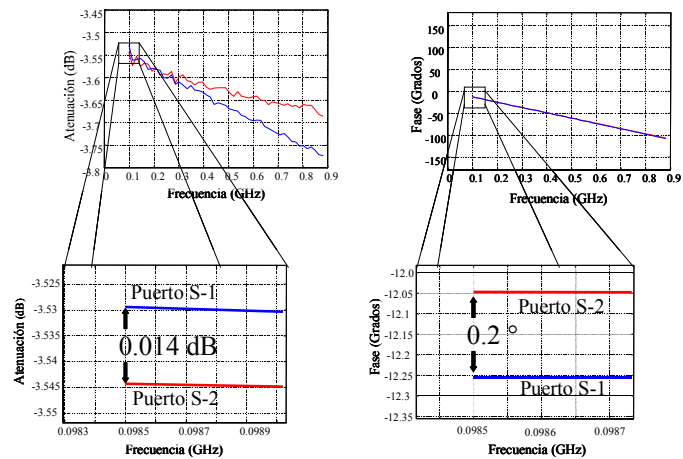


Figura 39. Diferencia en magnitud y fase del divisor para las salidas S-1 y S-2.

alimenta a cada receptor. Estos aisladores no estarán presentes en el diseño final, debido a que cuando se encuentre en operación el sistema, no presentará problemas por reflexión entre las antenas.

Mediante los dos multímetros digitales se mide el voltaje de salida en I y Q del demodulador para cada posición de desplazamiento del tornillo del ajuste de fase. Como se mencionó al inicio de este capítulo, este ajustador de fase proporciona mejores resultados si se trabaja hasta una longitud no mayor a 7.98 mm.

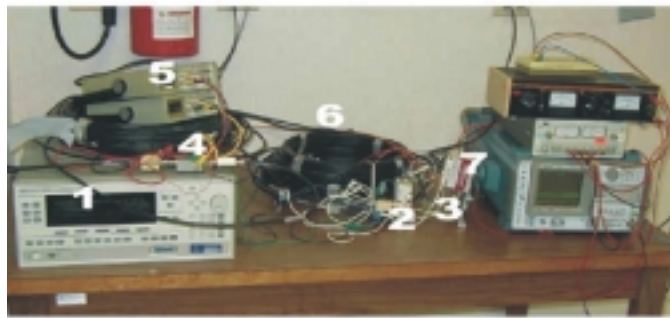


Figura 40. Arreglo implementado en el laboratorio.

### IV.3.1 Medición de la potencia del sistema

Se realizaron mediciones del sistema en el laboratorio propiciando iguales características de alimentación y condiciones en la alimentación de corriente directa, así como en el nivel de potencia y frecuencia de señal del sintetizador digital a 11.715 GHz. La alimentación suministrada en los amplificadores en operación es de  $V_{amp}=12.00$  V,  $I_{amp}=0.37$  A, y  $V_{osc}=15.00$  V con  $I_{osc}(Inicial)=0.90$  A para los osciladores, con una corriente de

estabilización de  $I_{osc}(\text{Final})=0.60$  A; consumiendo una potencia total para el sistema de aproximadamente 7.2 W.

En esta primera fase de mediciones se logra conocer las condiciones de potencia de entrada máxima y mínima impuestas por el sistema, y principalmente por la potencia de entrada óptima para demodulador I-Q, que como podrá apreciarse en la Figura 41, no debe ser inferior a los -75 dBm, para no tomar una lectura de ruido a la entrada del convertidor A/D, y evitar así una región de trabajo donde posiblemente los niveles de ruido pueden superar en algún momento a la potencia de recepción del "beacon".

Se realizó un gran número de caracterizaciones en el laboratorio conforme los resultados fueron mostrando los niveles de potencia admisibles para el sistema, quedando una potencia de entrada máxima de -45 dBm, y una potencia mínima de -75 dBm. En la Figura 42 se puede observar una aproximación gráfica de la relación entre el desplazamiento de fase provocado por el ajuste con relación a la longitud, dentro del intervalo de potencia de operación. Cabe mencionar que estas mediciones se realizaron sin tomar en cuenta las señales reflejadas provocadas por cada bloque conversor; es decir, las señales generadas por los osciladores de amarre de fase introducen un coeficiente de reflexión que se ve reflejado en la correlación por parte del demodulador. En la siguiente sección se realiza esta misma medición con un aislador instalado en cada bloque para evitar la introducción de estas señales reflejadas por ambos receptores.



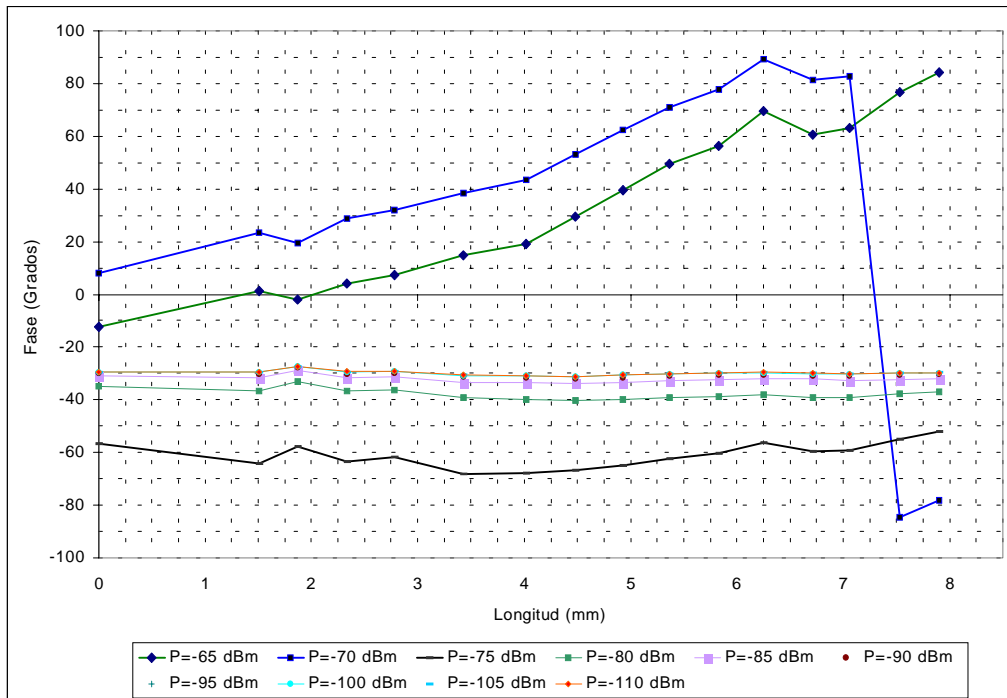


Figura 41. Medición de potencia del sistema.

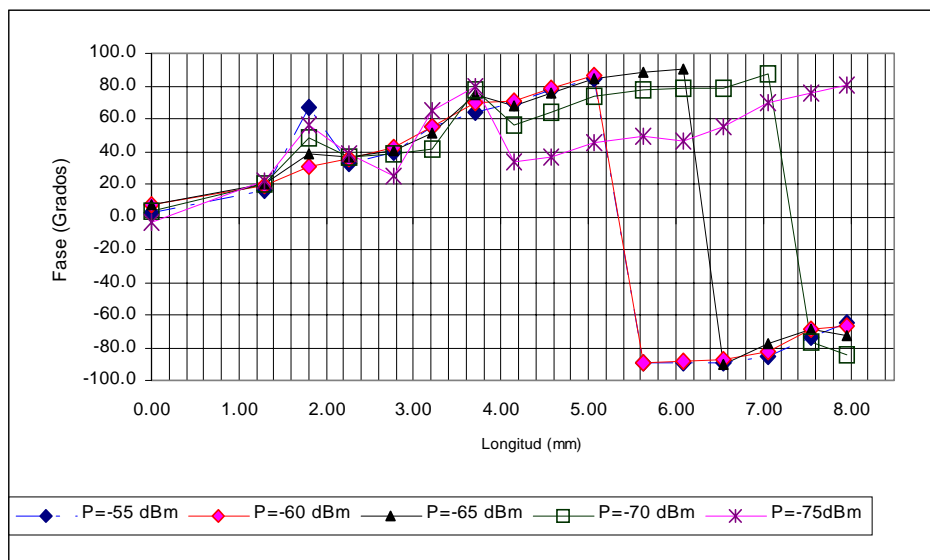


Figura 42. Resultados de la fase obtenida en el demodulador.

### IV.3.2 Medición final bajo las condiciones óptimas de potencia

Una caracterización final se realizó conforme a la descripción del arreglo presentado en la Figura 32. Los resultados que presenta la Figura 43 muestran una mejora en las tendencias lineales para cada potencia correlacionada de los datos medidos. La obtención de los datos durante la caracterización se realizó de una manera relativamente sencilla, debido a que mientras se producía un desplazamiento manual del desplazador de fase, también se ajustaban la frecuencia y la potencia deseadas en el sintetizador digital. Los datos medidos se pueden verificar en el Apéndice 1. La mejora en los resultados se debe en gran parte a la introducción de los aisladores en el sistema, que logran mejorar los datos medidos atenuando los coeficientes de reflexión producidos por cada bloque receptor, anulando así la contribución de estas fases obtenidas en el demodulador I-Q, producidas por éste.

Debido al interés por conocer la respuesta del sistema durante las mediciones efectuadas bajo las mismas condiciones, se realizaron dos grupos de caracterizaciones, como se observa en la Figura 43 . El primero (A), a una potencia del sintetizador de -55 dBm y, el segundo (B), con el sintetizador a las potencias de -45, -50 y -55 dBm; con la finalidad de verificar si las fases obtenidas son las mismas para las potencias de -55 dBm medidas en condiciones prácticamente iguales. En los resultados gráficos se observa que existe una diferencia apreciable por la alta sensibilidad del sistema; en tanto en su regresión lineal obtenida se confirma su alto grado de linealidad y parecido en ambos resultados. En la primera medición se obtuvo una  $R=0.983$  y para la segunda una  $R=0.978$ , lo significa que

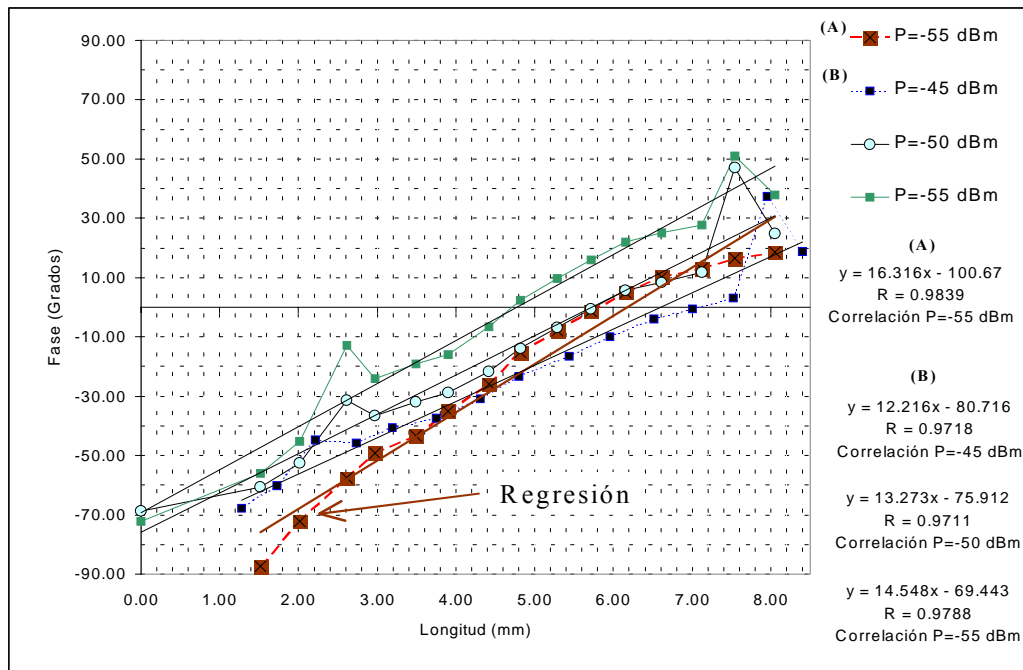


Figura 43. Obtención final de las fases medidas.

los valores distribuidos en ambos son similares, pues tienen la misma tendencia en cada recta de regresión lineal.

Una manera más sencilla y rápida de observar la veracidad de los resultados es sacar la magnitud de la fase medida en cualquiera de los 4 grupos de datos graficados. Como se puede ver en la Figura 43, las fases se encuentran desde aproximadamente  $-80^\pm$  hasta  $30^\pm$ , lo cual nos da una amplitud de  $110^\pm$ . Por otra parte el desplazamiento máximo del tornillo se había medido en  $112.21^\pm$ , suponiendo que el dieléctrico era aire.

#### **IV.4 Resultados de mediciones en campo**

En la instalación del sistema para las mediciones de campo se eligió la ciudad de Ensenada, seleccionando un lugar despejado y libre de obstáculos en la línea de vista con el satélite Solidaridad II. Se consideró conveniente la parte más elevada dentro del Instituto de Astronomía de la UNAM por la disposición cercana de fuentes de alimentación, el monitoreo constante de su funcionamiento y la instalación posible de un radiómetro para comparar los resultados que se obtuvieran.

Como primer paso se procedió a la alineación de las antenas, procurando tener la línea de base perpendicular a la dirección del satélite, con la finalidad de evitar los retardos geométricos provocados por la posición del satélite. Para la orientación de los receptores no se consideró necesaria la medición precisa en acimut y elevación de las antenas como fueron calculadas en la Tabla I, debido a que ya se tiene identificado el espectro particular que presenta, y sólo fué reconocido con la ayuda del analizador de espectros, logrando obtener las gráficas que se observan en las Figuras 44 y 45. En el proceso de orientación de las antenas se tiene cuidado de asegurar que ambas antenas reciban la señal del mismo transmisor, y que a la potencia recibida de cada una sea la máxima; esto se logra mediante un ajuste fino de un tornillo localizado en la base que sostiene a los receptores, y que puede ajustarse libremente en acimut y elevación. El ajuste final para obtener la máxima potencia se lleva a cabo mediante la búsqueda de recepción en polarización para el bloque conversor de bajo ruido, girando cada bloque hasta observar en el analizador de espectros su máximo valor.

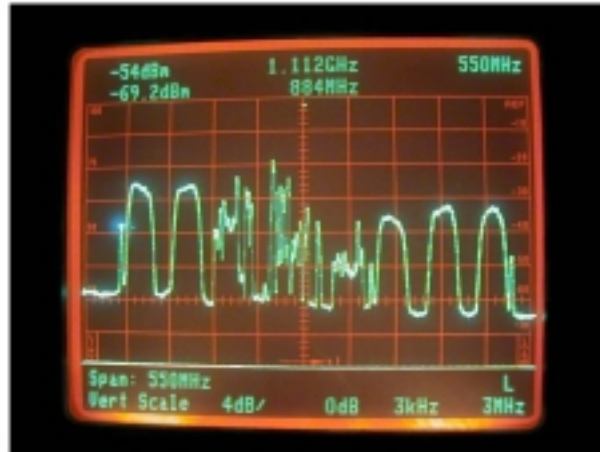


Figura 44. Vista del espectro del satélite Solidaridad II en su máxima potencia recibida.



Figura 45. Identificación del "beacon" dentro del espectro recibido.

En la Figura 44 se observa claramente el espectro captado por una de las antenas, donde se tiene al bloque conversor recibiendo la potencia máxima. De igual manera se puede hacer un ajuste de potencia calibrando la posición de éstos hasta que la magnitud de todo el ancho del espectro no pueda incrementarse más. En otras palabras, se puede ajustar la potencia observando sus niveles en el espectro de los transpondedores de igual forma que con el "beacon".

Posteriormente a la orientación de las antenas receptoras se realiza la conexión de cables que llegan a la caja de correlación donde se localiza el oscilador de cristal a los osciladores de amarre de fase que se encuentran en cada antena. La caja de correlación contiene además el convertidor A/D ADAM-4017 del que se dispondrá para la interface de conversión en línea del RS-485 a la RS-232 para la lectura de datos en una computadora personal, donde ya se tiene instalado el programa "phasemon" para su ejecución, que como se mencionó anteriormente, se encargara de almacenar los datos pertinentes.

El sistema opera las 24 horas del día, monitoreando constante las variaciones de fase producidas por la atmósfera, y de las cuales se presentan los resultados gráficamente en la Figura 46 de un período de 36 horas aproximadamente. En las dos primeras figuras 46-A y 46-B presentadas se pueden apreciar las variaciones relativas al movimiento del satélite, y el desplazamiento de fase provocado por la atmósfera moduladas en esta de forma aproximadamente senoidal. En la figura 46-B se ha realizado el cálculo de valores promedio para el tiempo de un minuto. De los resultados de fases medidos se pueden apreciar las contribuciones del desplazamiento de fase debidas a la atmósfera como irregularidades en una línea que se esperarías ser puramente senoidal si no existieran estos efectos. Se hacen apreciables

los efectos de una manera más clara a las 92.6 días, donde se puede verificar la medición de fase en una forma más dispersiva, provocadas probablemente por un día nublado, con una gran cantidad de turbulencia atmosférica..

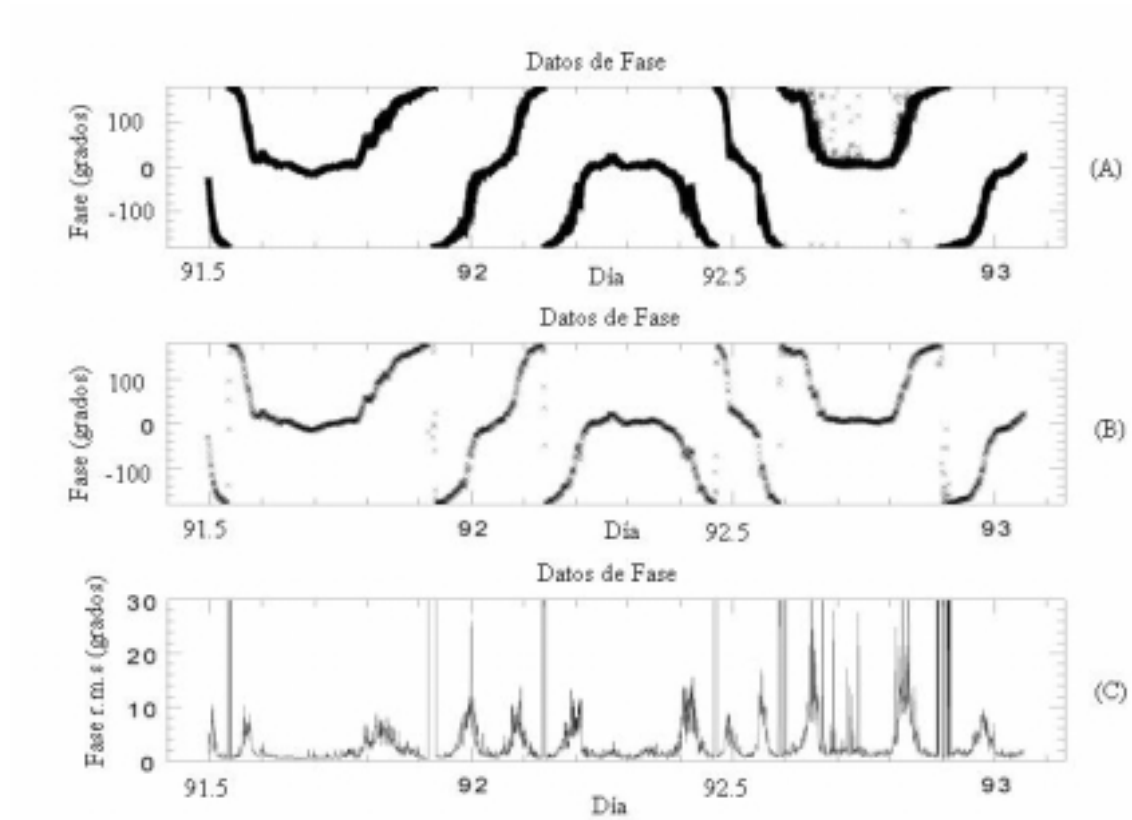


Figura 46. Desplazamientos de fase medidos en campo.

En la Figura 46-C, se muestran las variaciones de las fases medidas removiendo las contribuciones de fase relativas al movimiento del satélite. Se puede observar que existen mediciones promedio r.m.s. que varían de los  $0^\pm$  a  $30^\pm$  en este tiempo de observación. La mayoría de estas fases presentes a los  $30^\pm$  se deben a valores indefinidos en la obtención de las fases promedio cuando hay transiciones del cambio, como se aprecia al comparar las

figuras 46-A y 46-B; por lo tanto estas deben de suprimirse para no confundir con los datos que no presentan esta singularidad.

En la Figura 47 se puede apreciar un acercamiento a las mediciones obtenidas, aun sin promediar a un minuto de tiempo y sin remover la contribución de fase provocado por el satélite.

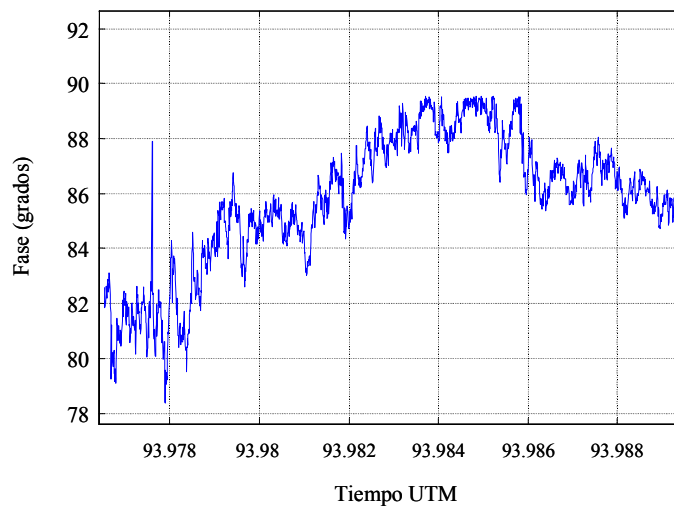


Figura 47. Contribuciones de fase por el satélite y por la atmósfera.

La modulación senoidal presente en la Figura 47, puede ser suprimida para obtener un vector de fase más claro, pero debido a que las variaciones relacionadas con el movimiento del satélite con respecto a la tierra ocurren durante un período largo, comparado con la escala del tiempo de las variaciones de fase medidas, no se considera muy necesaria la demodulación de esta senoidal. Se cree que esta modulación senoidal que se observa en la mediciones se atribuye a la órbita que presenta el satélite, la cual no es un órbita puramente circular, sino más bien elíptica.



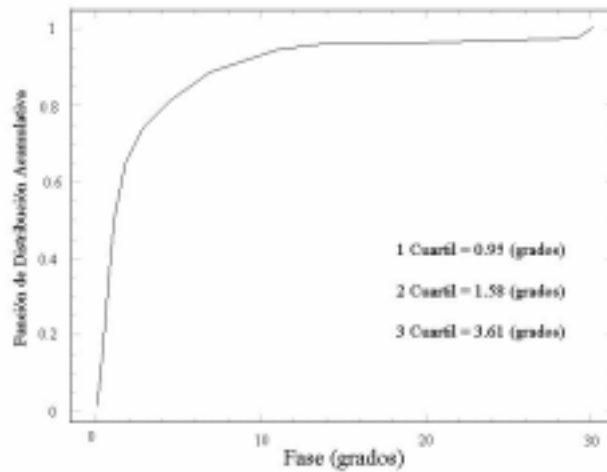


Figura 48. Distribución en cuartiles de fases medidas en la atmósfera.

Los cuartiles presentados en la Figura 48 proporcionan un indicador de los datos monitoreados en un período de tiempo de 36 horas; donde se tiene que el 25% del total de los promedios de fase están por debajo de los  $0.95^{\pm}$ , el 50% del total son menores a los  $1.58^{\pm}$  y el 75% no es mayor de  $3.61^{\pm}$ .

Con el desarrollo de este monitor que se construyó y probó como un sistema capaz de medir las fluctuaciones de la longitud de camino eléctrico en la atmósfera para señales de radio que se propagan a través de ésta, se ha combinado la simplicidad y las mejoras de sistemas similares previamente construídos.

Sus componentes y el sistema fueron probados en el laboratorio, y se realizaron mediciones en el campo. Mediciones en el laboratorio permiten estimar que el sistema puede medir diferencias de fase de hasta  $0.14^{\pm}$ , equivalentes a diferencias de camino eléctrico de 9.95 micras para frecuencias de 11.715 GHz (longitud de onda de 2.6 cm). Este instru-

mento está destinado a operar como un apoyo para el Gran Telescopio Milimétrico, y se espera instalar en el Cerro La Negra, Puebla, a una altura de 4600m.

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se diseñó, construyó y probó un sistema capaz de medir las fluctuaciones de la longitud de camino eléctrico en la atmósfera para señales de radio que se propagan a través de ésta. Este instrumento está destinado a operar como un apoyo para el Gran Telescopio Milimétrico, y se espera instalar en el Cerro La Negra, Puebla, a una altura de 4600m.

El sistema detecta una señal monocromática no modulada a la frecuencia de 11.715 GHz del radio faro de posicionamiento transmitida desde un satélite geoestacionario. El sistema mide la diferencia de fase entre dos señales recibidas en ambas antenas separadas a una distancia de 50 m. Como la atmósfera no es dispersiva fuera de las líneas de resonancia, los resultados medidos pueden ser escalados a longitudes de onda milimétricas y submilimétricas.

El sistema propuesto es de gran simplicidad y combina las mejores ventajas de sistemas similares previamente construidos. El sistema utiliza dos antenas para medir la diferencia de camino eléctrico; se convierte a una frecuencia intermedia a través de osciladores amarrados en fase; y una estimación de las diferencias de fase se realiza a través de las señales en cuadratura proporcionadas por un demodulador I-Q.

Sus componentes y el sistema como un todo fueron probados exhaustivamente en el laboratorio, y se realizaron mediciones en el campo. Mediciones en el laboratorio permiten estimar que el sistema puede medir diferencias de fase de hasta  $0.14^\pm$ , equivalentes a dife-

rencias de camino eléctrico de 9.95 micras para frecuencias de 11.715 GHz (longitud de onda de 2.6 cm).

### **V.1 Aportaciones del trabajo realizado**

Entre las aportaciones más importantes se pueden mencionar las siguientes:

- 2 Se elimina la utilización de filtros y los cambios de fase que éstos introducen por la variación de sus características con la temperatura.
- 2 Se elimina la necesidad de implementar un sistema complejo de espejos para coleccionar las señales de los haces que se utilizan en otros diseños.
- 2 Los estimados de la diferencia de caminos se realizan de una manera simple y directa.
- 2 Es de fácil instalación y mantenimiento; características de gran importancia para ambientes inhóspitos, como el encontrado en el Cerro La Negra.
- 2 La línea de base del sistema, la separación entre las antenas que muestrean las trayectorias de los dos haces, puede ser cambiada desde 5 metros hasta una separación máxima de 60 metros, que es la longitud máxima de los cables.

Una limitación propia del sistema es que sólo muestrea una área específica del cielo, ya que el satélite permanece en una sola posición. Para atenuar este problema se decidió utilizar como señal de referencia la de un satélite con la menor distancia al cenit.

## **V.2 Recomendaciones**

El problema más importante al que se puede enfrentar el sistema puede presentarse cuando se encuentre en operación en el Cerro La Negra, por la velocidad que presentan los vientos en esa región, principalmente a una altura mayor a los 4600 metros, donde los efectos pueden verse reflejados en oscilaciones de las antenas, y con ello un cambio de fase. En tal momento se haría adecuada la instalación firme de cada antena, que evite en lo mayor posible las oscilaciones provocadas por los vientos.

Finalmente, se recomienda hacer un estudio con otros sistemas de medición tales como radiómetros, anemómetros y detectores de frente de onda, que permita conocer el comportamiento de la fase considerando los factores que causan las variaciones de fase. Por ejemplo, los niveles de vapor de agua obtenidos por un radiómetro, la velocidad de viento proporcionada por los anemómetros y la fase obtenida del sistema monitor, podrían ser algunos de los parámetros a utilizar, a partir de los cuales se obtuviera una información más completa. Con ello se realizaría un estudio más a fondo sobre las variaciones de fase asociadas con los cambios de estos parámetros. Es posible asociar estos posibles estimadores con los cambios de fase, ya que se pueden medir en cualquier dirección del cielo.

Una sugerencia para futuros trabajos en esta dirección es considerar modificaciones al sistema para incluir una tercera antena que proporcione una medición de fase más exacta.

## LITERATURA CITADA

- Byers, Robert Horace. 1994. "General Meteorology". Ed. McGraw-Hill. Cuarta edición. Estados Unidos de América. 461 pp.
- Coulman, C. E. 1991. "Tropospheric phenomena responsible for anomalous refraction at radio wavelengths". *Astronomy and Astrophysics*. Vol. 251, 743-750.
- Dakin, J. y Culshaw, B. 1988. "Optical Fibersensors". Vol. 1. Ed. Artech House. Estados Unidos de América. 327 pp.
- Davis, J., Lawson, P. R., Booth, A. J., Tango, W. J. y Thorvaldson, E. D. 1990. "Atmospheric path variations for baselines up to 80 m measured the Sydney University Stellar Interferometer". *Mon. Not. R. Astron. Soc.* Vol. 273. L53-L58.
- Donn, L. William. 1965. "Meteorology". Ed. McGraw-Hill. Cuarta edición. Estados Unidos de América. 518 pp.
- Ferrel, G. Stremler. 1985. "Sistemas de comunicacion". Ed. Fondo Educativo Interamericano, S. A. de C.V. México. 691 pp.
- Fomalont, B. E. 1973. "Earth-Rotation Aperture Synthesis". *The National Radio Astronomy Observatory, IEEE*. Vol. 61, 1211-1218.
- Freeman, L. R. 1985. "Reference manual for telecommunications engineering". John Wiley. New York. 1504 pp.
- Goldsmith, F. Paul. 1988. "Instrumentation and Techniques for Radio Astronomy". Ed. Board. Estados Unidos de América, New York. 565 pp.
- Guilloteau, S., Delannoy, J., Downes, D., Greve, A., Guélin, M., Lucas, R., Morris, D., Radford, S. J. E., Wink, J., Cernicharo, J., Forveille, T., Garcia-Burrillo, S., Neri, R., Blondel, J., Perriguard, A., Plathner, D. y Torres, M. 1992. "The IRAM interferometer on Plateau de Bure", *Astronomy and Astrophysics*. Vol 262: 624-633 pp.
- Hecht, E. y Zajac, X. 1990. "Optics". Ed. Addison-Wesley Publishing, segunda edición. Estados Unidos de America, 676 pp.
- Huard, S. 1997. "Polarization of light". John Wiley. New York. 333 pp.

- Ishiguro M., Kanzawa T. y Kasuga T. 1989. "Monitoring of Atmospheric Phase Fluctuations using Geostationary Satellite Signals", Nobeyama Radio Observatory, Nobeyama, Minamisaku, Nagano Japan.
- Jardón Aguilar, H. 1996. "Compatibilidad electromagnética de los sistemas de radiocomunicación". Ed. Alfaomega. México, D.F. 220 pp.
- Lay, Oliver, 1998. Comunicación personal
- Manual Técnico. 1993. "Sistema de Satélites Mexicanos Solidaridad". Telecomunicaciones de México (Telecom). 56 pp.
- Masson, Colin, Williams, J. D., Oberlander, Dan y Herrnstein, Jim. 1990. "Submillimeter Array Technical Memorandum".
- Masson, R. C. 1994. "Astronomy with Millimeter and Submillimeter Wave Interferometry". IAU Colloq. 140. Ed. M. Ishiguro y W. J. Welch (San Francisco, ASP). 87 pp.
- Medina Monroy, J. L., 1998 "Notas del curso de caracterización de dispositivos y componentes de microondas". Curso de maestría CICESE, 1998
- Melhuish, S. J., Davies, R. D., Davies, R. J., Morgan, A., Daintree, E. J., Hernández-González, Giardano, G. y Hopkins J. 1997. "A 5-GHz interferometer for microwave background studies". Mon. Not. R. Astron. Soc. Vol. 28, 48-57.
- Napier, J. Peter y Thompson Richard, A. 1983. "The Very Large Array: Design and Performance of a Modern Synthesis Radio Telescope" The National Radio Astronomy Observatory (NRAO). Vol. 71. 1295-1310.
- Olmi, L. y Downes, D. 1992. "Interferometric measurement of tropospheric phase fluctuations at 86 GHz on antenna spacing of 24 m to 288 m". Astronomy and Astrophysics. Vol. 262, 634-643.
- Radford, E. S. J., Reiland, G. y Shillue, B. 1996. "Site Tests Interferometer", Publications of the Astronomical Society of the Pacific, Vol. 108, 441-445.



## APÉNDICE 1. Tabla de datos de medición de potencia

A			B								
L(mm)	P=-55dBm		L(mm)	P=-45 dBm		P=-50 dBm		P=-55 dBm		P=-60 dBm	
	Q(mV)	I(mV)		Q(mV)	I(mV)	Q(mV)	I(mV)	Q(mV)	I(mV)	Q(mV)	I(mV)
0.00	28.3	2.8	0.00	121.4	-36.0	61.3	-23.7	23.0	-7.4	2.0	5.3
1.52	25.2	-1.2	1.28	116.6	-47.7	58.0	-32.6	19.7	-13.3	-0.4	2.2
2.02	23.3	-7.5	1.73	109.5	-63.0	54.3	-41.4	17.8	-17.7	-1.8	0.3
2.61	21.2	-13.5	2.21	74.0	-75.0	31.3	-51.4	6.3	-27.7	-8.7	-9.2
2.97	19.6	-17.0	2.73	92.0	-89.5	43.4	-58.4	11.8	-26.5	-5.1	-3.4
3.49	18.4	-19.5	3.19	84.0	-98.2	39.3	-63.0	9.8	-28.3	-6.4	-4.1
3.90	16.0	-22.8	3.75	78.0	-102.0	35.8	-65.3	8.3	-29.0	-7.0	-4.2
4.42	12.3	-25.2	4.31	67.2	-112.0	28.6	-71.6	3.8	-32.7	-9.4	-6.2
4.82	7.8	-28.9	4.80	52.0	-121.1	19.0	-78.8	-1.5	-35.0	-12.2	-7.1
5.29	4.2	-30.0	5.44	38.3	-130.0	9.6	-81.9	-6.5	-38.0	-14.0	-8.0
5.72	0.7	-33.0	5.96	24.3	-137.4	0.9	-85.0	-11.4	-40.0	-17.0	-9.4
6.16	-3.0	-35.0	6.51	9.4	-140.0	-8.6	-87.2	-16.8	-41.7	-20.2	-12.7
6.61	-6.8	-37.7	7.00	1.4	-144.5	-13.2	-88.5	-19.2	-41.2	-21.5	-10.6
7.12	-9.4	-40.2	7.52	-8.3	-147.4	-19.1	-90.7	-22.2	-42.2	-22.8	-11.1
7.54	-12.5	-42.5	7.95	-72.1	-94.1	-76.5	-71.1	-78.5	-63.4	-75.4	-58.8
8.05	-15.4	-45.6	8.40	-47.4	-138.6	-39.3	-84.6	-31.0	-39.9	-25.5	-1.4

A		B							
P=-55 dBm		P=-45 dBm		P=-50 dBm		P=-55 dBm		P=-60 dBm	
Fase	Potencia	Fase	Potencia	Fase	Potencia	Fase	Potencia	Fase	Potencia
84.35	28.44	-73.48	126.63	-68.86	65.72	-72.16	24.16	20.67	5.66
-87.27	25.23	-67.75	125.98	-60.66	66.53	-55.98	23.77	-10.30	2.24
-72.16	24.48	-60.09	126.33	-52.68	68.28	-45.16	25.10	-80.54	1.82
-57.51	25.13	-44.62	105.36	-31.34	60.18	-12.81	28.41	43.40	12.66
-49.06	25.95	-45.79	128.35	-36.62	72.76	-24.00	29.01	56.31	6.13
-43.34	26.81	-40.54	129.23	-31.96	74.25	-19.10	29.95	57.36	7.60
-35.06	27.85	-37.41	128.41	-28.73	74.47	-15.97	30.16	59.04	8.16
-26.02	28.04	-30.96	130.61	-21.77	77.10	-6.63	32.92	56.59	11.26
-15.10	29.93	-23.24	131.79	-13.90	79.12	2.45	35.03	59.80	14.12
-7.97	30.29	-16.42	135.52	-6.69	82.46	9.71	38.55	60.25	16.12
-1.22	33.01	-10.03	139.53	-0.61	85.00	15.91	41.59	61.06	19.43
4.90	35.13	-3.84	140.32	5.63	87.62	21.94	44.96	57.84	23.86
10.22	38.31	-0.56	144.51	8.48	89.48	24.99	45.45	63.76	23.97
13.16	41.28	3.22	147.63	11.89	92.69	27.75	47.68	64.04	25.36
16.39	44.30	37.46	118.55	47.10	104.44	51.07	100.90	52.05	95.62
18.66	48.13	18.88	146.48	24.92	93.28	37.85	50.53	86.86	25.54

Se muestra la tabla de valores obtenidos en la mediciones del sistema monitor en el laboratorio, donde:

L (mm) es la longitud recorrida por el desplazador de fase;

I (mV) es el voltaje obtenido del demodulador en la salida I;

Q (mV) es el voltaje obtenido del demodulador en la salida Q;

Fase es el resultado del  $\tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)$ , en grados;

P es la potencia calculada de I y Q,  $P = \frac{P}{(I^2 + Q^2)}$ :

## APÉNDICE 2. Especificaciones del sistema monitor

Frecuencia de recepción,	11.715 GHz ("beacon");
Potencia de recepción,	~ -95 dBm;
Error de fase,	0.14 <sup>±</sup> (9.95 <sup>-1</sup> m);
Frecuencia intermedia de operación,	880 MHz;
Dos fuentes de alimentación de CD,	12 y 14 V, Pot. 10 W aprox.
Línea de base,	50 metros;
Dos soportes cilíndricos,	4" de diámetro;
Dos placas de aluminio (soporte para las antenas),	76.5x61.0 cm;
Una computadora personal, con sistema operativo MS-DOS;	
Un protocolo de comunicación RS232 ADAM-4520;	
Un convertidor A/D ADAM-4017 (Advantech),	
	8 canales, 16 bits, voltaje de operación +10 a
	+30 V de CD, programada en dirección 04,
	velocidad de comunicación de 2400 baudios;

### Especificaciones de los componentes:

Materiales	Características
2 receptores SKY:	NF~0.5 dB G=30 dBm de 30"
2 osciladores PLL MITEQ:	F=10,835 MHz, P <sub>sal</sub> =14.3 dBm
1 oscilador de cristal MITEQ:	F=98.5 MHz, P <sub>sal</sub> =11.1 dBm
2 mezcladores MITEQ:	RF/OL 2-18 GHz, FI 0.5-8 GHz y Pol=10-15 dBm
1 demodulador MINI-CIRCUITS:	F=868 MHz- 895 MHz, P <sub>max</sub> = 50 mW en OL/RF
4 amplificadores MINI-CIRCUITS:	G=40 dB
1 divisor de potencia MINI-CIRCUITS:	Pérdidas/puertos 0.014 dB, Fase/puertos 0.2 <sup>±</sup>
4 cables ANDREW:	Frecuencia de operación 880 MHz