



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

CALIBRACIÓN Y EVALUACIÓN DE LA SENSIBILIDAD
DEL RADIO INTERFERÓMETRO SOLAR DE BASE
PEQUEÑA DEL INSTITUTO DE GEOFÍSICA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE

F Í S I C O

P R E S E N T A:

SAMUEL TORRES MENDOZA

DIRECTOR DR. ALEJANDRO LARA SANCHEZ



FACULTAD DE CIENCIAS
SECCION ESCOLAR

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Samuel Torres

Mendoza

FECHA: 10 de Septiembre - 2002

FIRMA: Samuel Torres

ESTA TESIS NO ESTÁ
DE LA BIBLIOTECA





UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

M. EN C. ELENA DE OTEYZA DE OTEYZA

Jefa de la División de Estudios Profesionales de la
Facultad de Ciencias
Presente

Comunicamos a usted que hemos revisado el trabajo escrito:
"CALIBRACION Y EVALUACION DE LA SENSIBILIDAD DEL RADIO INTERFEROMETRO SOLAR DE BASE
PEQUEÑA DEL INSTITUTO DE GEOFISICA"

realizado por TORRES MENDOZA SAMUEL

con número de cuenta 8016228-7, quién cubrió los créditos de la carrera de Física.

Dicho trabajo cuenta con nuestro voto aprobatorio.

Atentamente

Director de Tesis
Propietario

DR. ALEJANDRO LARA SANCHEZ

Alejandro Lara S.

Propietario

DR. ROMAN PEREZ ENRIQUEZ

Roman Perez Enriquez

Propietario

DR. EDUARDO MENDOZA TORRES

Eduardo Mendoza Torres

Suplente

DR. JOSE FRANCISCO VALDES GALICIA

Jose Francisco Valdes Galicia

Suplente

FIS. ANGEL ARTURO NOGUEIRA JIMENEZ

Consejo Departamental de Física

Patricia Goldstein Menache

DRA. PATRICIA GOLDSTEIN MENACHE
Coordinadora de Licenciatura

FACULTAD DE CIENCIAS
DEPARTAMENTO DE FISICA

A mi esposa

Ma. de los Angeles Diosdado de Torres

A mis hijos

Belen Adriana Torres Diosdado

y

Victor Saamuel Torres Diosdado

A mi madre

Ma de los Angeles Mendoza J.

A toda mi familia

(hermana, hermanos y sobrinos)

AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer, de manera especial al Dr. Alejandro Lara Sánchez director de tesis; por su confianza, su apoyo incondicional y por compartir su experiencia y conocimientos, sin los cuales no hubiera sido posible la realización de esta tesis, y sobre todo por ser mi amigo.

Así mismo quiero agradecer a los sinodales:

Dr. Mendoza Torres Eduardo

Físico Nogueira Jiménez Angel Arturo

Dr. Pérez Enríquez Román

Dr. Valdéz Galicia José Francisco

por la revisión y sus valiosas observaciones sugeridas al manuscrito inicial de la tesis para lograr un mejor trabajo.

Al técnico Filiberto Matías Domínguez por su apoyo durante las mediciones realizadas, y así, como el desmontaje y montaje de algunas secciones del Radiointerferómetro solar del Instituto de Geofísica.

A mi amigo Felix Hernández Godínez, con quien hice la mayor parte de la carrera.

En general a todos los que de alguna manera influyeron dandome ideas o puntos de vista respecto a este trabajo.

Índice General

1	Introducción	6
1.1	Prefacio	6
1.2	El Radio Interferómetro Solar (RIS)	12
2	Espejos Reflectores	16
2.1	Espejos primarios	16
2.1.1	El Angulo Sólido del lóbulo principal (Ω_M)	22
2.1.2	El Angulo Sólido del Haz (Ω_A)	22
2.1.3	El Angulo a Media Potencia (HPBW)	23
2.1.4	El Angulo entre los primeros ceros (BWFN)	23
2.1.5	La Directividad (D)	23
2.1.6	La Ganancia (G)	25
2.1.7	El Area Efectiva (A_e)	28
2.1.8	Eficiencias $\eta_{il}, \eta_x, \eta_s, \frac{f}{D}$	29
2.2	Espejos secundarios	54
2.3	Ajuste y Calibración	58
2.3.1	Ajuste en la Dirección Este - Oeste	58
2.3.2	Ajuste en la dirección Norte-Sur	59
2.3.3	Calibración	60

ÍNDICE GENERAL

2

3	Guías de Ondas	64
3.1	Bocina de Entrada	64
3.2	Guías de Ondas Cilíndricas	65
3.3	Guías de Ondas Rectangulares	67
3.4	Anillo Híbrido	71
4	Moduladores	78
4.1	Modulador de polarización	78
4.2	Modulador de Fase	84
4.3	Modulador de Intensidad	88
5	Amplificadores y Registros	91
5.1	Amplificación de Alta y de Baja Frecuencia	92
5.2	Amplificación de fase conmutada (lock-in)	93
6	Conclusiones	95

Índice de Figuras

1.1	Diagrama esquemático de una Región Activa con sus diferentes tipos de emisiones electromagnéticas	8
1.2	Registro típico en el canal de intensidad durante un día sin actividad Solar	13
1.3	Registro del canal de intensidad durante un evento de actividad Solar	14
1.4	Radio Interferómetro Solar (RIS)	15
2.1	Diagrama ideal de potencia de una antena parabólica, α es el ángulo característico del lóbulo principal.	18
2.2	Diagrama de potencia tridimensional y simétrico de una antena parabólica ideal	21
2.3	Diagrama ideal de potencia, indicando las aperturas angulares HPBW y BWFN	24
2.4	Secciones de Parábolas con diferentes factores f/D	31
2.5	Secciones de Parábolas con sus respectivos diagramas de potencia y con factores f/D extremos	32
2.6	Grafica de Eficiencias	33

2.7	Medidas de profundidad obtenidas en uno de los platos parabólicos del RIS, el asterisco representa el foco de la parábola	36
2.8	Plato Parabólico (Espejo Reflector) del RIS	37
2.9	Visualización de fuentes indeseables por lóbulos secundarios altos.	40
2.10	Lóbulos que se obtienen como soluciones de $P_n(u)$ para $p = 0, 1, 2$ las gráficas representan la mitad del lóbulo principal y un lóbulo secundario del diagrama de radiación	44
2.11	Lóbulo obtenido por el RIS línea a puntos, gaussiana aproximada línea continua	46
2.12	Lóbulo obtenido por el RIS y su ángulo a media potencia	47
2.13	Comparación de los lóbulos teóricos con el lóbulo observado (línea continua).	48
2.14	Determinación de HPBW para los diferentes diagramas.	49
2.15	Comparación de los lóbulos teóricos obtenidos con el nuevo diámetro con el lóbulo observado.	50
2.16	Espectro de fuentes de radio cósmicas	53
2.17	Espejo plano con diagrama de potencia constante	54
2.18	Distancia entre espejos primario, secundario y foco	55
2.19	Desalineación de los máximos de los lóbulos principales de las antenas en la dirección Este-Oeste	59
2.20	Flujo medido del Sol quieto en el "Learmonth Solar Observatory" el 24 de junio del 2002 a las 03:49 UT.	62
3.1	Ubicación de bocina y espejo secundario	65
3.2	Guía de onda cilíndrica del RIS, indicando la medida de su diámetro interior	66

3.3	Guía de ondas rectangular del RIS, indicando sus dimensiones interiores en corte	69
3.4	Anillo híbrido mostrando el recorrido de la radiación coplanar	71
3.5	Angulo de desplazamiento al norte y al sur de el Sol sobre la Tierra	73
3.6	Patrón interferométrico multilobado de alta resolución, con un máximo	76
3.7	Patrón interferométrico multilobado con mínimo	77
4.1	Esquema de modulador de polarización	79
4.2	Planos de vibración de radiación PLI y PLD ortogonales entre sí	80
4.3	Esquema modulación de fase, en esta posición de desalineamiento produce un retraso de fase de $\lambda/2$ a la radiación . .	84
4.4	Disco giratorio (estroboscopia) indicador de posición de ejes ópticos (posición de patrón de interferencia) de placas retardadoras por fotodiodos	87
4.5	Frecuencias de los moduladores en acoplamiento	90
5.1	Distribución de amplificadores en bloques	92
5.2	Amplificador lock-in	94

Capítulo 1

Introducción

1.1 Prefacio

La radio astronomía estelar, galáctica y extragaláctica en general y la radio astronomía solar en particular han alcanzado un alto nivel de madurez y desarrollo debido en gran medida a complejos instrumentos de observación. Sin embargo, este desarrollo no ha podido resolver definitivamente los fenómenos solares.

La radio emisión de eventos solares ofrece una herramienta única para aclarar preguntas acerca de la liberación primaria de energía durante ráfagas, temperatura de plasma, aceleración de partículas y transporte de partículas en plasmas magnetizados.

Las emisiones solares de radio muestran una gran variedad de estructuras en frecuencias, tiempo y espacio, algunas de estas estructuras quedan fuera de los límites observacionales actuales. La radiación se modifica de muchas formas cuando se propaga desde la región fuente en el Sol hasta los detectores en la Tierra o en el espacio. Los efectos del plasma que llena el medio

pueden ser grandes, las cargas libres reaccionan con los campos eléctricos y magnéticos de la onda y toman parte de la oscilación. La energía de la onda se reparte entre los campos y las partículas oscilantes. Más aún, la energía de la onda puede ser dispersada por colisiones de las partículas causando así absorción de la onda incidente.

Los mecanismos de emisión solar mejor entendidos en longitudes de onda de radio son la emisión libre-libre, que se da cuando los electrones libres son deflectados por los campos coulombianos de los iones, y la emisión girosin-crotrón que se produce por el movimiento de giro acelerado de las partículas alrededor de las líneas de campo.

Las Regiones Activas (RA) son una de las manifestaciones más aparentes de los campos magnéticos bipolares en la atmósfera solar. Surgen cuando un tubo de flujo magnético que cruza la fotosfera desde la zona de convección forma una región de campo magnético bipolar cerrado. Una vez que los tubos de flujo magnético se encuentran en las capas menos densas de la atmósfera solar, se pueden expandir hasta alcanzar grandes alturas en la corona, las condiciones físicas de las RAs cambian con la altura, en consecuencia emiten en un gran intervalo del espectro electromagnético y por lo tanto es posible observarlas en una gran variedad de longitudes de onda, desde las ondas de radio hasta los rayos X.

Cada longitud de onda corresponde a ciertos valores de los parámetros físicos de la fuente de emisión. En algunos casos, la radiación también depende de los parámetros físicos dominantes en la región que va desde la fuente hasta el observador. Por lo tanto, es necesario conjuntar el mayor número posible de observaciones para tener una idea clara de la morfología, la evolución y los procesos físicos que tienen lugar en las regiones activas solares.

En los 70's se desarrollaron los interferómetros de gran resolución en longitudes de onda de radio y los arreglos de síntesis interferométricos, así como los instrumentos en naves espaciales que podían detectar rayos X y longitudes de onda del espectro ultravioleta con gran resolución espacial y espectral. Esto renovó el interés por los modelos de la estructura de la corona solar sobre las regiones activas. En 1974, Lang mostró, con observaciones interferométricas en $\lambda = 3.7 \text{ cm}$, que las fuentes llamadas "nucleos" en realidad están formadas por una o más fuentes brillantes de tamaño angular $\approx 20'$ de arco, temperatura de brillo de 10^6 K y polarización extremadamente alta, que implican campos magnéticos de hasta 300 Gauss .

La figura 1.1 muestra esquemáticamente una región activa emitiendo en diferentes longitudes de onda, los pies de los arcos coronales se encuentran anclados en las manchas solares, a nivel fotosférico.

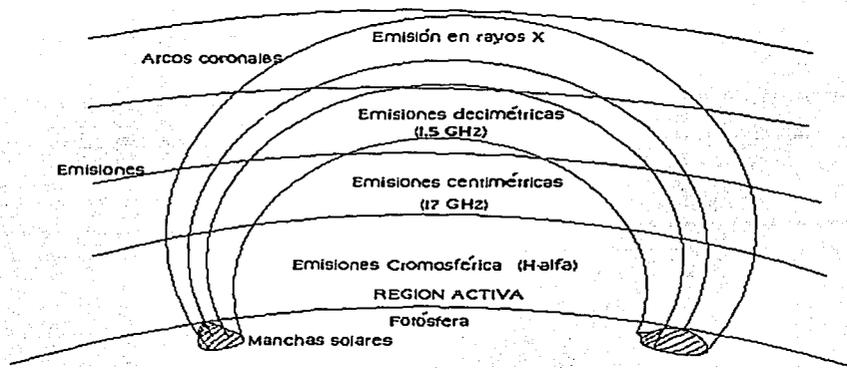


Figura 1.1: Diagrama esquemático de una Región Activa con sus diferentes tipos de emisiones electromagnéticas

La atmósfera solar se divide en cinco capas concéntricas más o menos distintas: La fotosfera, que es la interfase entre el interior y el exterior del Sol. La cromósfera, la región de transición. La corona y la región del viento solar o corona exterior. La fotosfera es una capa de aproximadamente 300 *km* de espesor con una temperatura de 5800⁰ *k* es la parte de donde proviene la mayor parte de la energía que recibimos del Sol y es aquí donde se observan las manchas solares. La cromósfera es la siguiente capa y que tiene un espesor de aproximadamente de 4000 – 10,000 *km*, en la parte inferior de la cromósfera la temperatura es de unos 4000 *k*. La corona solar es donde se tiene los fenómenos explosivos más energéticos del sistema solar, las erupciones y las emisiones de masa coronal. Durante una ráfaga, las emisiones en longitudes de onda de centímetros y milímetros son de electrones energéticos que se cree que transportan una fracción significativa, si no la mayor cantidad de la energía liberada durante la fase impulsiva.

La observación y el desarrollo teórico de estos eventos solares así como el desarrollo de cualquier otra área de la ciencia, tiene como base principal a los instrumentos de medición, por lo que el conocimiento comprobable en las distintas áreas de la ciencia está limitado muchas veces por la falta de instrumentos de medición adecuados. Las mediciones que se deben realizar generan la necesidad de creación de nuevos instrumentos, que debido al tiempo de planeación y construcción ocasiona que estas áreas de investigación se frenen. Además los altos costos de fabricación (o bajos presupuestos) son un fuerte limitante en el desarrollo de los instrumentos y por lo tanto de la ciencia en México.

En el INSTITUTO DE GEOFISICA de la U.N.A.M. se ha estado de-

sarrollando un proyecto de observación de radiación solar, que se basa en la captura y análisis de información de la radiación del Sol, dentro de un intervalo limitado de frecuencias en la parte de las microondas del espectro electromagnético. Con esto se busca registrar los cambios en el flujo debido a diferentes procesos solares, que serán investigados posteriormente.

En general el flujo que se registra es constante y es debido al estado de baja actividad solar llamado "Sol quieto". Sin embargo de vez en cuando se registran cambios rápidos en el flujo debidos al llamado "Sol activo". Estos cambios son los que se estudian para obtener información de la actividad solar.

Este proyecto de observación y estudio del Sol vía la radiación en microondas se lleva a cabo por medio de un instrumento de fabricación soviética que fué donado al INSTITUTO DE GEOFISICA (IGF), (aunque no de origen. Ver la publicación de "Modernización y Reubicación del Radiointerferómetro Solar IK del IGF).

Desde hace alrededor de 30 años el instrumento se ha mantenido funcionando, y solo ha dejado de funcionar algunos intervalos de tiempo. Debido a los años que tiene funcionando, el desgaste de algunas de sus piezas, lo obsoleto de otras y la falta de refacciones originales, se ha hecho necesario cambiar algunas de ellas, darles mantenimiento correctivo y en otros casos sustituirlas. Estos cambios y el propio mantenimiento se realiza unicamente en base a la experiencia del investigador que está a cargo del instrumento y un técnico del Instituto de Geofísica. El investigador a cargo del instrumento es el Dr Alejandro Lara Sanchez que tiene varios años trabajando con el Radiointerferómetro solar, sobre eventos solares (ráfagas, eyecciones, cuantificación de radiación etc), lo cual le ha permitido obtener la experiencia

necesaria para que el Radio Interferómetro Solar (RIS) continúe funcionando.

Debido a que como ya se dijo, el RIS fué fabricado en la antigua U.R.S.S. y a los constantes cambios de que ha sido objeto, no se tienen manuales científicos y/o técnicos específicos del instrumento, de sus etapas, estructura, y de los elementos que contienen y de la forma como interaccionan con la radiación en cada una de estas etapas. Existen algunos datos en idioma Ruso lo que presenta un impedimento para la gente que se acerca por primera vez al área y en particular al Radiointerferómetro solar.

Llamamos etapas a las secciones del radiointerferómetro que realizan un proceso específicamente determinado para el control y la conducción de la radiación en el sistema, que además no alteran la esencia de la información que viene de las fuentes observadas.

Al no haber referencias escritas en español del funcionamiento del RIS en su conjunto y en particular del tratamiento de la radiación en cada una de sus etapas, desde los espejos, hasta su graficación (la salida de datos). El Dr Alejandro Lara Sánchez, propuso como trabajo de tesis el desglose de esas etapas en términos del recorrido de la radiación solar dentro del RIS.

Este trabajo está encaminado a mostrar la importancia del instrumento para la investigación de la radiación solar y mostrar la forma de manipulación de la radiación solar por los diversos elementos que componen al instrumento, y que a la vez pueda servir de guía para aquellos que quieran acercarse a esta área de investigación en general y al RIS en particular.

1.2 El Radio Interferómetro Solar (RIS)

Los radiotelescopios son herramientas usadas en astronomía para obtener información de estrellas, nebulosas, planetas, medio interestelar etc., en base, a la recepción y análisis de ondas de radio que producen estos cuerpos.

En esencia un radiotelescopio se compone de: Una antena receptora, un generador de ruido (como nivel de ruido alternandose con la radiación cósmica recibida), un receptor (que procesa las señales de ruido y de radiación cósmica) y finalmente un dispositivo de salida (un grabador). Es precisamente sobre este concepto que está construido el radiointerferómetro solar (RIS) del Instituto de Geofísica de la U.N.A.M., con el cual se obtiene información para el estudio de algunos fenómenos en la corona solar.

Sobre los registros de salida (grabadores), tanto analógicos como digitales solo se puede observar una "línea quebrada y continua", que es considerada la síntesis del patrón de radiación de un punto o área de emisión sobre nuestro Sol, al que está dirigido el radiotelescopio, esa línea quebrada se puede decir que es el resultado o combinación de dos factores: La emisión solar en el intervalo de frecuencias de interés y las características de recepción del instrumento. El registro que se va generando tiene una frecuencia de variación delimitada por un cierto intervalo de tiempo constante, dado por el receptor, llamado tiempo de integración τ , que en el caso del RIS es $\tau = 2\text{seg}$, esto quiere decir que la información solar que es captada es promediada durante dos segundos y registrada gráficamente, ver figura 1.2. Este nivel de radiación casi constante (durante "tiempos quietos") que se registra, ha sido manipulado en las diferentes etapas que componen al RIS.

Cuando tiene lugar algún evento solar (en el estado llamado de "Sol ac-



Figura 1.2: Registro típico en el canal de intensidad durante un día sin actividad Solar

tivo”), este evento es registrado por el RIS como una ganancia de potencia, que es dado como el crecimiento en la altura de la intensidad de radiación en el registro, como lo muestra la gráfica observada en la figura 1.3. Evento del “Sol activo” que fue grabado en el registro el “canal de intensidad” del Radiointerferómetro solar

En este trabajo hacemos una revisión del funcionamiento del RIS en función del camino que recorre la señal solar en el instrumento, desde que hace contacto con los reflectores parabólicos (espejos primarios parabólicos), y los cambios que sufre en cada etapa, hasta su graficación en los registros de salida. Las etapas que componen al Radio Interferómetro Solar de acuerdo con el recorrido de la radiación en él son:

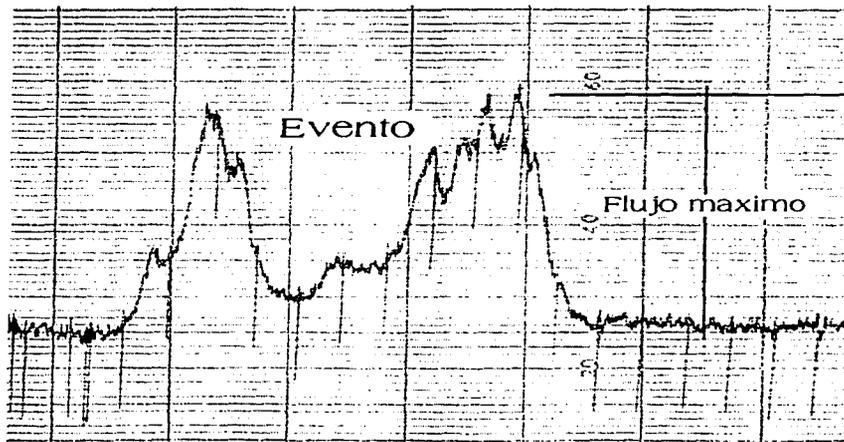


Figura 1.3: Registro del canal de intensidad durante un evento de actividad Solar

1. Espejos primarios parabólicos
2. Espejos secundarios
3. Bocina de entrada
4. Modulador de polarización (placas y bobinas)
5. Guía de ondas
6. Modulador de fase
7. Anillo híbrido
8. Moduladores de amplitud o intensidad

9. Amplificadores

10. Grabadores

La figura 1.4 muestra la perspectiva del radiointerferómetro solar y en forma general la posición de las etapas principales que lo componen. Los amplificadores de una segunda fase de amplificación que junto con los registros de salida (grabadores) se localizan en el laboratorio no aparecen en este esquema.

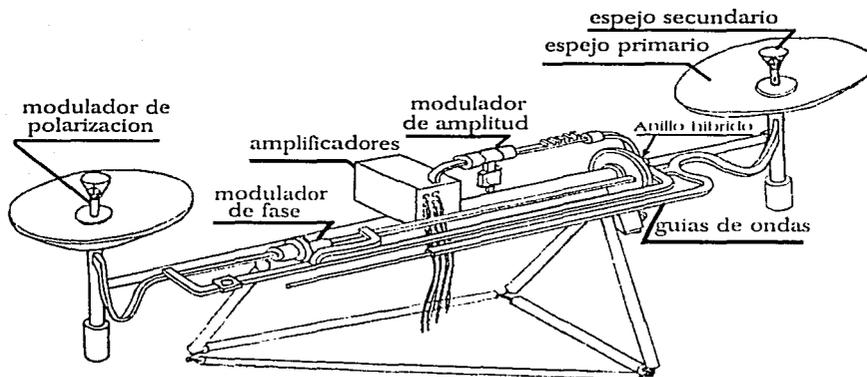


Figura 1.4: Radio Interferómetro Solar (RIS)

Capítulo 2

Espejos Reflectores

2.1 Espejos primarios

La localización y estudio de las fuentes cósmicas por medio de los radio-interferómetros es un método muy usado en astronomía. La detección de esas fuentes, depende de la intensidad con que emiten, sus frecuencias características de emisión y del área de las antenas usadas para detectarlas. La localización de las fuentes estelares se dá en términos de variables angulares que comunmente son (θ, ϕ) , que son las variables de campo en coordenadas esféricas.

Las antenas con mayor aplicación en la parte de alta frecuencia del espectro de radio son las antenas parabólicas, y el radiointerferómetro del Instituto de Geofísica de la U.N.A.M. está constituido por dos de estas antenas parabólicas, (ver figura 1.4).

Las antenas son el primer elemento del RIS que entra en contacto con la radiación del Sol y en esta sección vamos a caracterizarlas en términos de

ciertos parámetros que se usan para describir las propiedades de cualquier antena. Algunos de estos parámetros tienen explicaciones teóricas simples, y otros son más difíciles de colocar en un marco teórico, y corresponden más bien a propiedades medidas, que dependen del tipo de antena que se está evaluando.

Todos los tipos de antenas tienen una respuesta diferente a los campos electromagnéticos de diferente composición "espectral" incidentes en ellas, podemos decir que las antenas "atrapan" de una manera característica y particular a la radiación electromagnética, además, de acuerdo a sus dimensiones y a su "rugosidad" filtran la radiación en un intervalo determinado de frecuencias. Entonces podemos decir que las antenas filtran las ondas de radio incidentes en ellas absorbiendo o atrapando radiación de una dirección, con un estado de polarización y confinadas a un rango de frecuencias particulares. Podemos decir que estas características de las antenas son su "respuesta natural" a los campos electromagnéticos incidentes en ellas. Ver figura 2.1.

En general la radiación incidente no tiene una polarización preferencial debido al movimiento térmico-azaroso de las partículas que la emiten, cuando se observa que la dirección de propagación del campo eléctrico tiene una dirección (dirección constante) se dice que está polarizado, y de las dos componentes del campo electromagnético emitidas, que inciden en algún material solo una de estas componentes (el campo eléctrico) tiene la potencia necesaria para hacer oscilar a los electrones del material donde incide. Es debido a este hecho que la mayoría de las antenas aceptan solamente una componente de polarización lineal es decir, aceptan únicamente la mitad del

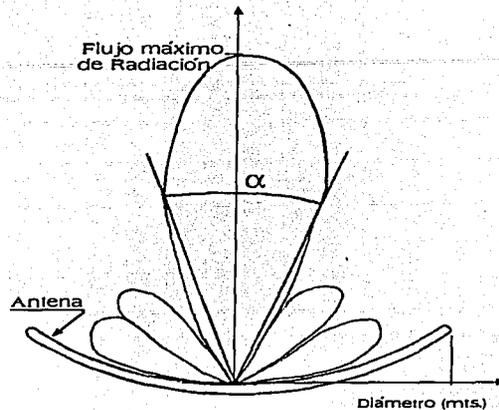


Figura 2.1: Diagrama ideal de potencia de una antena parabólica, α es el ángulo característico del lóbulo principal.

flujo de energía incidente, (la proyección de todas las polarizaciones en el eje de la antena).

Existe otro factor que gobierna las características selectivas de ancho de banda de las paraboloides y es la presencia de su alimentador (o suministrador en antenas emisoras), que es comúnmente selectivo, por su forma y dimensión. En antenas receptoras se elige la dimensión de la bocina de entrada de acuerdo a la frecuencia (longitud de onda) de la radiación que se quiere observar.

La manera como se determina la "respuesta natural" de una antena a la información electromagnética seleccionada, es por medio de su diagrama

direccional que muestra las condiciones efectivas de su funcionamiento. Las bases principales que determinan la forma del diagrama de potencia son: a) la forma geométrica de la antena y b) el material. La figura 2.1 muestra un diagrama direccional como "respuesta natural" de una antena ideal de geometría parabólica ante una fuente puntual de radiación en el espacio.

Este diagrama direccional de radiación es una representación de las propiedades de campo de la antena en función de las distintas direcciones en el espacio. Este diagrama es llamado también "diagrama de potencia" y se representa como $P(\theta, \phi)$ donde θ y ϕ son las variables en coordenadas esféricas. Basicamente este diagrama representa la forma (potencia y dirección) en que es detectada la radiación proveniente de las fuentes cósmicas, de aquí, podemos hablar de la potencia absorbida por la antena en términos de variables de campo, aunque también se puede traducir ésta en términos de voltajes y corrientes (que son cantidades escalares), generados por la radiación. Estos voltajes son los que finalmente se amplifican en los receptores y se graban en los dispositivos de salida. Aquí consideramos los campos \vec{E} y \vec{H} para obtener los parámetros característicos de las antenas parabólicas del RIS, con estos parámetros queda definida completamente la antena.

Para empezar debemos introducir la forma general del diagrama de potencia en términos del vector de Poynting cuya representación se da a continuación como:

$$P(\theta, \phi) = | \langle \vec{S}(\theta, \phi) \rangle | \quad (2.1)$$

Donde $\vec{S}(\theta, \phi)$ es el vector de Poynting incidente con la dirección determi-

nada por las coordenadas (θ, ϕ) , y que esta dado en términos de los campos \vec{E} y \vec{H} , de la forma:

$$\vec{S}(\theta, \phi) = \vec{E}(\theta, \phi) \times \vec{H}(\theta, \phi) \quad (2.2)$$

Debido a que la frecuencia del vector de Poynting (la frecuencia de radiación electromagnética) es muy grande, (en el caso de la frecuencia de la radiación que es captada por el RIS es de alrededor de $7 \times 10^9 \text{ Hz}$), se usan promedios en el tiempo, debido a nuestra limitación para percibir intervalos de tiempo de 10^{-9} seg , por lo que para estos intervalos de tiempo tenemos que $|\langle \vec{S}(\theta, \phi) \rangle|$ (el valor absoluto del promedio) y este valor, es el que genera al diagrama de potencia. El vector de Poynting representa la energía electromagnética que recibe la antena de la dirección (θ, ϕ) , por lo tanto, representa muy bien al diagrama de potencia (de hecho son iguales). Entonces $P(\theta, \phi)$ es el diagrama direccional de radiación que determina la intensidad de radiación para cada dirección y que tiene su lóbulo principal (radiación máxima) en la dirección $z(\theta = 0)$ y, lóbulos menores (laterales y posteriores), en otras direcciones. Las antenas parabólicas en particular se caracterizan por tener un diagrama de potencia simétrico alrededor del eje z , (ver figura 2.2).

Los parámetros característicos de las antenas determinan el diagrama de radiación y recíprocamente del diagrama de radiación se obtienen los valores característicos. Para propósitos prácticos se usa el diagrama de potencia normalizado ($P_n(\theta, \phi)$) en lugar del diagrama de potencia $P(\theta, \phi)$, (para

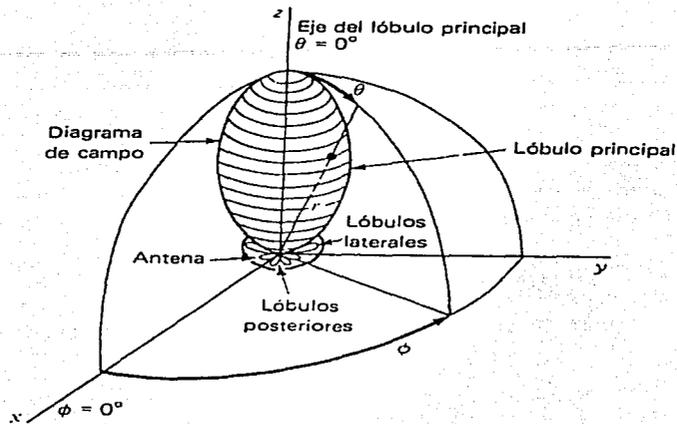


Figura 2.2: Diagrama de potencia tridimensional y simétrico de una antena parabólica ideal

Para simplificar la escritura de las ecuaciones no escribiremos de aquí en adelante las coordenadas de dirección, lo haremos solamente si es estrictamente necesario), el cual está dado como:

$$P_n = \frac{P}{P_{max}} = \frac{|\langle \vec{S} \rangle|}{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}} \quad (2.3)$$

Para el diseño de una antena se debe tomar en cuenta en primer lugar el uso que se le dará, si es para emisión o es para recepción y bajo esta

consideración se escogen los parámetros que nos permiten seleccionar tanto al lóbulo principal como los laterales y así tener la más alta eficiencia de la antena dentro de la aplicación.

Para poder elegir estas características se tienen varios parámetros escalares que se mencionan a continuación y que proporcionan la información necesaria del diagrama de potencia normalizado $P_n(\theta, \phi)$.

2.1.1 El Angulo Sólido del lóbulo principal (Ω_M)

El ángulo sólido del lóbulo principal Ω_M está dado por la integral sobre el lóbulo principal del diagrama de potencia normalizado;

$$\Omega_M = \int \int_{lob.princ.} P_n(\theta, \phi) d\Omega, (sr) \quad (2.4)$$

donde $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ es el ángulo sólido en coordenadas esféricas. Físicamente representa la forma y altura del lóbulo principal.

2.1.2 El Angulo Sólido del Haz (Ω_A)

El ángulo sólido del haz Ω_A está dado por la integral del diagrama de potencia normalizado sobre una esfera ($4\pi, sr$) como:

$$\Omega_A = \int \int_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega, (sr) \quad (2.5)$$

El Ω_A representa la forma en la que la antena radía a todo el espacio, aún

considerando la parte de la sombra de esta, o sea la parte posterior.

2.1.3 El Angulo a Media Potencia (HPBW)

El ángulo a media potencia (HPBW por sus siglas en inglés), nos permite medir el ancho del lóbulo principal a la mitad de su potencia, que es el valor a 1/2 de la altura del diagrama de potencia normalizado. Como tenemos en este caso antenas parabólicas donde el lóbulo principal es simétrico alrededor de su eje z entonces se puede considerar que;

$$\Omega_M \approx (HPBW)^2, (sr) \quad (2.6)$$

2.1.4 El Angulo entre los primeros ceros (BWFN)

El ángulo entre los primeros ceros (BWFN por sus siglas en inglés), es el ángulo que abre solamente el lóbulo principal excluyendo, por lo tanto, a los lóbulos laterales. Este valor nos permite reconocer que tan "concentrado" o colimado es el lóbulo principal. La figura 2.3 muestra al lóbulo principal indicando los ángulos (HPBW), y (BWFN).

2.1.5 La Directividad (D)

La directividad D de una antena está dada por la razón del vector de Poynting máximo al promedio, como:

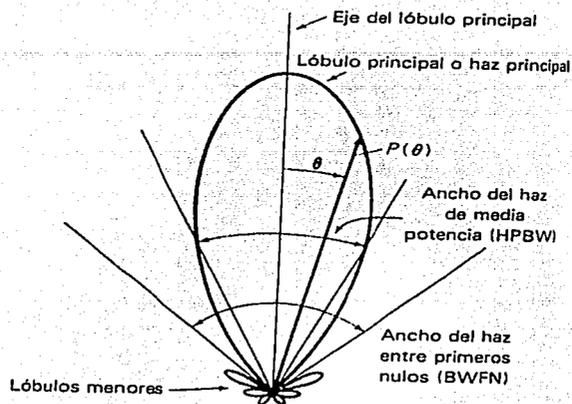


Figura 2.3: Diagrama ideal de potencia, indicando las aperturas angulares HPBW y BWFN

$$D = \frac{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}}{|\langle \vec{S} \rangle|_{prom}} \quad (2.7)$$

donde;

$$|\langle \vec{S} \rangle|_{prom} = \frac{1}{4\pi} \int \int |\langle \vec{S} \rangle| d\Omega$$

substituyendo en D .

$$D = \frac{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}}{\frac{1}{4\pi} \int \int |\langle \vec{S} \rangle| d\Omega}$$

y como $|\langle \vec{S} \rangle|_{max} = cte$; entonces puede escribirse dentro de la integral como;

$$D = \frac{4\pi}{\iint \frac{|\langle \vec{S} \rangle| d\Omega}{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}}}$$

recordando las ecuaciones 2.3 y 2.5 se tiene que:

$$\Omega_A = \iint \frac{|\langle \vec{S} \rangle|}{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}} d\Omega$$

de esto finalmente la directividad queda como;

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.8)$$

De donde notamos que cuanto menor sea el ángulo del haz mayor es la directividad. La directividad es una función de la dirección de la fuente respecto de las coordenadas angulares (θ y ϕ), pues la máxima directividad se obtiene cuando el máximo del diagrama de la antena coincide en la dirección de la fuente.

2.1.6 La Ganancia (G)

La ganancia $G(\theta, \phi)$ se define en términos del área efectiva de la antena $A_e(\theta, \phi)$ como:

$$G(\theta, \phi) = \frac{A_e(\theta, \phi)}{\langle A_g \rangle} \quad (2.9)$$

en donde $\langle A_g \rangle$ es el valor del área geométrica. En el máximo del diagrama sí $A(\theta_m, \phi_m) = A_0$. Si A_0 es el area efectiva en la dirección del máximo θ y ϕ entonces:

$$G_0 = \frac{A_0}{\langle A_g \rangle} \quad (2.10)$$

es la ganancia máxima y que se obtiene en el centro del lóbulo principal.

Se puede obtener la ganancia total siguiendo un método alternativo. El procedimiento para medir densidades de flujo de ondas de radio de fuentes discretas, consiste en dirigir el radiotelescopio a una fuente en el cielo, y medir la deflexión resultante sobre el dispositivo grabador en función del nivel obtenido en ausencia de la fuente. Si el aparato receptor está calibrado, entonces las deflexiones deberán ser convertidas a "Temperatura de antena", y conociendo la ganancia de la antena, se podrá obtener la densidad de flujo espectral en unidades absolutas, tales como watts por metro cuadrado, por ciclo por segundo. Por lo cual se puede usar una fuente conocida para determinar la ganancia de la antena. Los resultados observacionales en radioastronomía son frecuentemente expresados en unidades térmicas.

De procedimientos simples de termodinámica vamos a derivar la relación importante entre G y A_e . Una fuente como un cuerpo negro ideal a temperatura de brillo T se coloca a cierta distancia y subtendiendo un ángulo sólido Ω hacia la antena, la radiación de la fuente es registrada por el equipo. Después se sustituye la antena por una resistencia y se aumenta la temperatura de esta hasta que los valores de voltaje sean iguales a los obtenidos por el sistema fuente-antena, entonces se puede decir que la temperatura de

la resistencia es igual a la temperatura de la antena y es de la forma:

$$KT\Delta\nu\lambda^{-2}\Omega A_e$$

donde K es la constante de Boltzmann, ν es el intervalo de frecuencias de emisión de la fuente y λ es la longitud de onda observada. Por otra parte la energía radiada por la fuente captada por la antena es:

$$\frac{KT\Delta\nu G\Omega}{4\pi}$$

en el equilibrio se cumple la igualdad entre ambas;

$$KT\Delta\nu\lambda^{-2}\Omega A_e = \frac{KT\Delta\nu G\Omega}{4\pi}$$

y entonces:

$$\frac{G}{4\pi} = \lambda^{-2} A_e$$

finalmente

$$G = 4\pi\lambda^{-2} A_e \quad (2.11)$$

Que es la relación de la ganancia que buscamos, observamos que G es función del área efectiva y de la longitud de onda de la radiación observada, es decir, la ganancia depende de la radiación específica observada. Pero debemos obtener la ganancia en términos del área geométrica y la eficiencia de la antena (la eficiencia de la antena se desarrolla como el siguiente tema), debido a que son valores que se pueden obtener fácilmente de la antena.

A pesar de que los platos parabólicos toman la radiación en un amplio rango de longitudes de onda que va desde su diámetro total hasta el mínimo de rugosidad de la superficie, (en donde la radiación es dispersada en todas direcciones), existen otros factores geométricos en el sistema que seleccionan la longitud de onda (o frecuencia) de la radiación incidente. Entre ellos se encuentra la guía de ondas circular colocada la entrada del sistema del RIS, que será analizada más adelante cuando se toque el tema de guía de ondas.

2.1.7 El Area Efectiva (A_e)

El área efectiva es la proyección del área geométrica (o total) en un plano perpendicular al vector de Poynting. Por lo tanto el área efectiva A_e es una función del vector de Poynting \vec{S} , entonces la potencia captada por la antena es la potencia efectiva P_e y esta dada como:

$$P_e = A_e | \langle \vec{S} \rangle | \quad (2.12)$$

Como no toda la radiación que incide en la antena es tomada, entonces se considera que el área efectiva es menor que el área geométrica y su relación es:

$$A_e = \eta_{il} A_{geo} \quad (2.13)$$

en donde η_{il} es la eficiencia de iluminación.

La eficiencia de iluminación se puede considerar en la práctica como la eficiencia total. Esto es solamente una aproximación puesto que se considera que otros tipos de pérdidas son mucho menores.

2.1.8 Eficiencias η_{il} , η_x , η_s , $\frac{f}{D}$

Si una antena no tuviera pérdidas entonces $\eta_{il} = 1$ y $A_e = A_{geo}$ y $P_e = | < \vec{S} > |$ sobre la antena, pero esto no ocurre ya que existen varios factores que generan pérdidas de eficiencia como son; la eficiencia de desbordamiento η_s y la eficiencia de polarización η_x que son las que, en términos prácticos, afectan en mayor grado el diseño y construcción de una antena. Aunque existen otros factores de eficiencia, no los consideramos en este trabajo porque sus efectos son secundarios y por la dificultad práctica que representa su medición.

Se puede hablar de la eficiencia total η_t que está definida como el producto de las eficiencias individuales:

$$\eta_t = \eta_{il}\eta_x\eta_s \quad (2.14)$$

La eficiencia de polarización es debida a la curvatura del reflector y está definida en términos de la potencia incidente (P_i) y la potencia efectiva (P_e) del reflector como:

$$\frac{P_e}{P_i} = \eta_x \quad (2.15)$$

La eficiencia de desbordamiento también se define en términos de las potencias, y es el cociente de la potencia efectiva entre la potencia radiada:

$$\frac{P_e}{P_r} = \eta_s \quad (2.16)$$

La potencia radiada tiene lugar durante la remisión de radiación en la antena la eficiencia de desbordamiento es menor que uno debido a la absorción de radiación en la antena. La diferencia entre la potencia radiada y la potencia efectiva es considerada como la potencia desbordada de la antena.

Para el diseño de las antenas usualmente se usa un valor determinado que englobe a todos los factores de eficiencia como una eficiencia total, es decir, en general se considera que $\eta_t = 0.6$. (Ver "ANTENAS" Editorial Alfaomega Ediciones UPC). Este factor es una buena aproximación para la eficiencia de una antena sin importar el uso al que está destinada, es decir si es para emisión o recepción, la eficiencia en ambos casos debe ser lo más grande posible, $\eta_t = 0.6$ es considerado un buen valor. Entonces considerando este valor a partir de la ecuación 2.13 tenemos:

$$0.6(A_g) = A_e$$

podemos obtener de aquí el área efectiva de las antenas del RIS, como una primera aproximación con el área geométrica como: $A_g = (\pi)(0.3025 \text{ m}^2) = 0.95 \text{ m}^2$, y entonces el área efectiva es: $A_e = (0.6)(0.95 \text{ m}^2) = 0.57 \text{ m}^2$ para el RIS.

Dos de los factores geométricos de las antenas parabólicas que adquieren gran importancia y tienen una influencia directa en el valor de la eficiencia total η_t , son el diámetro (D) y su foco (f), es decir, la profundidad del plato. Para la selección de estos factores es importante considerar, para qué se van a destinar las antenas, aquí adquiere relevancia este hecho, para obtener una buena selección de la eficiencia total de las antenas.

El cociente:

$$\frac{f}{D} \tag{2.17}$$

es de gran importancia, ya que fija la posición del foco y la curvatura de la parábola, y además condiciona el diagrama de radiación del espejo secundario así como del alimentador.

La elección de un buen parámetro f/D es fundamental en el diseño de las antenas parabólicas y está directamente relacionado con el ángulo de visualización del borde del reflector, β , que es el ángulo entre el eje de la parábola y su borde cuando se observa desde el foco.

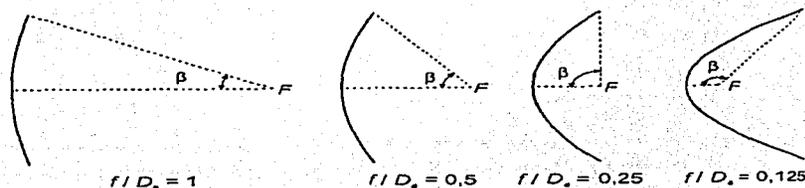


Figura 2.4: Secciones de Parábolas con diferentes factores f/D

En las figuras 2.4 se presentan ejemplos de formas de reflectores para cuatro valores del factor f/D .

Se observa que al disminuir el valor del factor f/D el ángulo β aumenta y la distancia del foco (alimentador) disminuye, y por lo tanto, la curvatura del reflector aumenta.

La figura 2.5 nos muestra dos situaciones extremas para f/D con sus distribuciones de campo en cada caso.

Podemos observar de las figuras como las distribuciones de campo (diagrama de potencia de las antenas), van adquiriendo un lóbulo principal más cerrado con crecimiento de su máximo conforme la parábola se hace más pronunciada es decir, entre más pequeño sea el cociente f/D_a más curvatura tiene el plato. Esto acarrea otros efectos secundarios que disminuyen las eficiencias y de acuerdo al uso, se debe regular la curvatura tratando de minimizar las pérdidas de eficiencia.

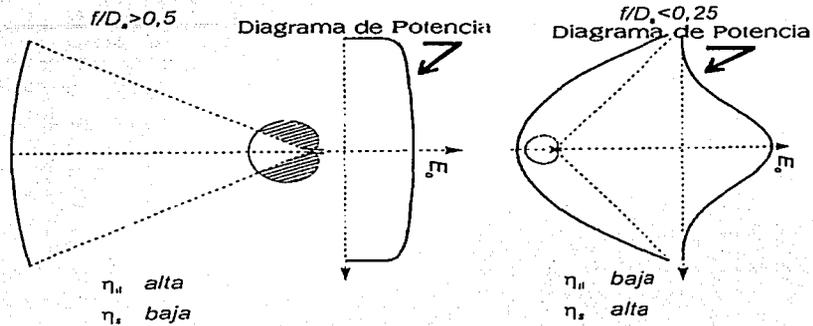


Figura 2.5: Secciones de Parábolas con sus respectivos diagramas de potencia y con factores f/D extremos

El efecto de los valores geométricos incide directamente en la eficiencia de la siguiente manera:

- a) Con valores bajos de $f/D_a (\leq 0.25)$ el alimentador está en el interior de la parábola, con lo cual las pérdidas por desbordamiento y la captación de ruido externo son muy bajas, sin embargo, la iluminación de la apertura presenta un fuerte decaimiento en los bordes, por lo cual no es eficiente la utilización de una buena parte de la superficie receptora de la parábola, además, la curvatura del reflector y por lo tanto, la polarización cruzada es elevada.
- b) Por otra parte valores de f/D elevados, digamos para $f/D \geq 0.5$,

permiten una buena iluminación de la apertura y una polarización cruzada baja, pero tienen elevadas pérdidas por desbordamiento y presentan problemas mecánicos de sujeción del alimentador.

En estos términos vamos a determinar la eficiencia total así como las eficiencias de iluminación, desbordamiento y polarización para los reflectores parabólicos del RIS. Se encuentra que para el RIS $\beta = 53^\circ$ y la geometría es similar al caso en que $f/D_a \approx 0.5$ de la figura 2.5.

La gráfica 2.6 (obtenida del libro "Antenas" de editorial Alfaomega) nos muestra el comportamiento de las eficiencias en función del ángulo de visualización β . Además nos muestra el factor f/D_a óptimo para algunos valores determinados del (f) y (D_a).

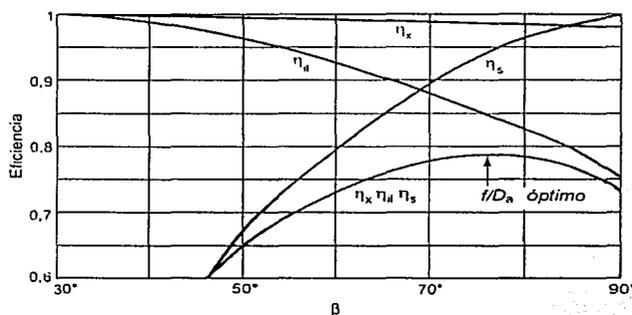


Figura 2.6: Grafica de Eficiencias

También podemos observar que para ángulos menores de 45° la eficiencia total es casi la eficiencia de desbordamiento, como una muy buena aproxi-

mación.

Considerando que la relación foco y diámetro nos conducen a conocer en cierta medida la eficiencia en el uso de las antenas y nos proporciona una visión de cual será su uso, entonces procederemos a obtener estos valores en el caso de las antenas parabólicas del RIS. Para obtener su distancia focal (f) así como su diámetro (D), se procedió de la siguiente manera:

- 1.- Se realizaron cinco trazos diametrales sobre la superficie curva de una de las antenas, cuatro trazos con ángulos entre sí de 45° y un trazo insertado entre dos de ellos con un semiángulo de 22.5° .
- 2.- Sobre estos diámetros se trazaron segmentos de 5 cm de longitud, los cuales se proyectaron de forma ortogonal a la superficie sobre las ramas de la parábola de lo cual se obtuvo la tabla 1.

Donde D_n son los trazos diametrales, x_n las distancias sobre los trazos diametrales y y_n es la profundidad de cada distancia a partir de la borde de la parábola, con $n = (1, 2, \dots, 5)$.

Los valores obtenidos se usaron para resolver una ecuación de segundo grado de la forma:

$$Ax^2 + Dx + Ey + F = 0 \quad (2.18)$$

La solución de este polinomio se encontró usando una computadora y se produjeron las curvas para cada caso. Se encontraron parábolas muy parecidas que al superponerse entre sí solo mostraron pequeñas desviaciones del orden de $\delta = 10^{-3}m$. Por lo tanto las parábolas del RIS cumplen perfectamente con la condición de simetría axial y por lo tanto, es posible usar la parábola promedio. La figura 2.7 muestra en línea continua la

Tabla 2.1: Tabla de datos de distancias de 5 cm. que dividen cada uno de los cinco trazos diametrales sobre la superficie de los espejos reflectores primarios (donde x_n es la distancia sobre la curva y y_n su profundidad)

D1		D2		D3		D4		D5	
x1	y1	x2	y2	x3	y3	x4	y4	x5	y5
5	1	5	0.5	5	0.6	5	0.9	5	1.6
10	2.9	10	2.7	10	2.5	10	2.6	10	3.7
15	4.7	15	4.5	15	4.4	15	4.5	15	5.5
20	6.5	20	6.2	20	6.1	20	6.3	20	7.1
25	7.9	25	7.7	25	7.6	25	7.8	25	8.5
30	9.1	30	9.0	30	8.9	30	8.9	30	9.9
35	10.1	35	10.0	35	10.1	35	10	35	10.9
40	11	40	10.9	40	10.95	40	11.1	40	11.8
45	11.8	45	11.9	45	11.8	45	11.8	45	12.6
50	12.1	50	12.1	50	12.2	50	12.2	50	13.1
55	12.1	55	12.1	55	12.2	55	12.2	55	13.1
60	12.1	60	12.1	60	12.2	60	12.2	60	13.1
65	12.1	65	12.1	65	12.2	65	12.2	65	13.1
70	12.1	70	12.2	70	12.3	70	12.2	70	13.1
75	11.7	75	12.0	75	11.9	75	11.9	75	12.7
80	11.1	80	11.2	80	11.1	80	11.05	80	12.0
85	10.1	85	10.2	85	10.3	85	10.3	85	11.2
90	9.2	90	9.2	90	9.3	90	9.1	90	10.3
95	7.9	95	7.9	95	7.8	95	7.9	95	9.1
100	6.5	100	6.5	100	6.8	100	6.5	100	7.6
105	4.8	105	4.9	105	4.9	105	4.9	105	5.9
110	2.9	110	3.0	110	3.1	110	2.9	110	4.0
115	1	115	1.0	115	1.1		1.1	115	2.0

parábola promedio sobrepuesta a las parábolas medidas que se graficaron en líneas discontinuas.

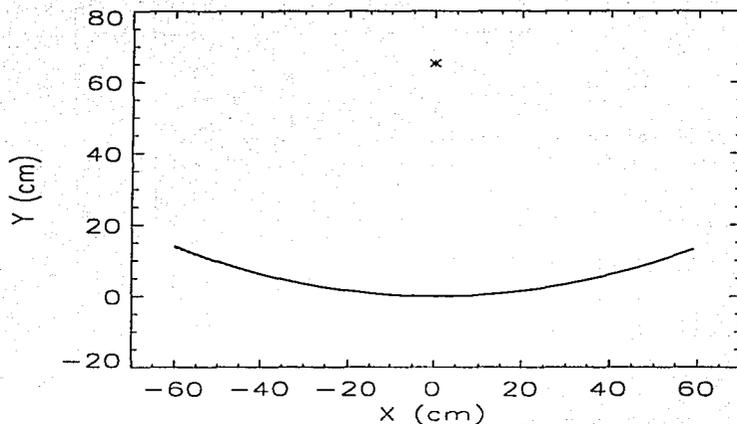


Figura 2.7: Medidas de profundidad obtenidas en uno de los platos parabólicos del RIS, el asterisco representa el foco de la parábola

Se observa de la figura 2.7 que la posición del foco obtenido sobre el eje de simetría está a una distancia del vértice de $f = 0.65257 \text{ cm}$. El diámetro que tiene el reflector es de 1.2 m , pero se considera como área geométrica la contenida por el diámetro 1.1 m , debido a que curvatura cambia a esa distancia y por lo tanto pierde sus características parabólicas. Entonces, las características geométricas de las antenas del RIS son: (ver fig. 2.8.)

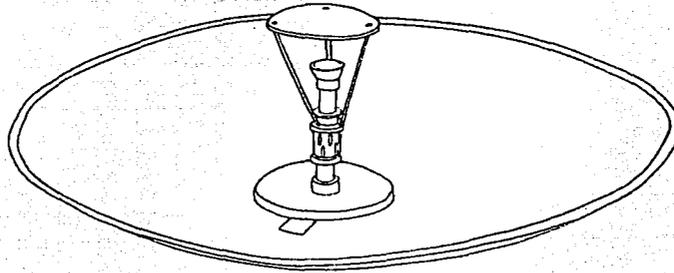


Figura 2.8: Plato Parabólico (Espejo Reflector) del RIS

- Diámetro de la apertura geométrica efectiva $D = 1.20 \text{ m}$.
- Distancia focal $f = 0.625 \text{ m}$.
- Profundidad del plato $h_p = 0.12 \text{ m}$.

De estos valores derivados de las características geométricas medidas obtenemos el factor de eficiencia total para las antenas, que puede ser considerado igual para ambos platos parabólicos del RIS debido a que son semejantes.

Entonces de 2.17 el factor es:

$$\frac{f}{D_a} = \frac{0.65257 \text{ m}}{1.10 \text{ m}} \approx 0.59$$

Y entonces la eficiencia total es: $\eta_t = 0.59$, para las antenas parabólicas del RIS.

El ángulo de visualización β se obtiene de algunas consideraciones geométricas simples así como de la ecuación canónica de la parábola y álgebra básica, considerando las distancias de su diámetro, vértice y foco, entonces β es dado como:

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{8Df}{16f^2 - D^2}\right) \quad (2.19)$$

sustituyendo valores tenemos que;

$$\beta = 52.77^\circ$$

Con los valores obtenidos para el cociente f/D_a y para el ángulo de visualización recurrimos a los cortes geométricos 2.4 y a las gráfica de eficiencias 2.6, y podemos observar que se busca adquirir una buena iluminación y una baja polarización cruzada, a costa de pérdidas por desbordamiento, aumento de ruido externo y lóbulos laterales altos. Del análisis anterior podemos concluir que la selección es adecuada para la aplicación a la que la antena está destinada, es decir, a la observación de una fuente intensa bien determinada. Además el factor de eficiencia total obtenido para el RIS, se encuentra dentro del rango aceptable de eficiencia total para antenas parabólicas (que se considera de ≈ 0.60).

Entonces de la ecuación 2.13 podemos obtener el área efectiva de las antenas del RIS, como:

$$A_e = (A_g)(\eta_t) = (0.95 \text{ m}^2)(0.59) = 0.56 \text{ m}^2$$

entonces:

$$A_e = 0.56 \text{ m}^2$$

De los valores obtenidos de f/D_a y β para las antenas del RIS sabemos que su diagrama de potencia, tiene lóbulos secundarios elevados y por lo tanto estos podrían detectar radiación directamente proveniente de alguna fuente situada en la dirección de dicho lóbulo. De tal forma que los datos obtenidos en los registros no sean los observados por el lóbulo principal, es decir, el lóbulo secundario puede estar enfocado a una fuente intensa y su registro nos proporciona lecturas equivocadas al considerarlas como lecturas dadas por el lóbulo principal. Ver figura 2.9.

En este trabajo obtenemos el nivel de los lóbulos secundarios de manera empírica, midiendo el diagrama de la antena al "barrer" una fuente intensa. Y lo comparamos con los resultados teóricos obtenidos para una antena con las características de las antenas del RIS.

Teóricamente el diagrama de potencia de las antenas se obtiene a partir del análisis hecho para aperturas iluminantes, es decir aperturas radiantes de cualquier tipo o forma, generalizando el análisis del dipolo de Hertz a estas aperturas iluminantes. Este análisis se puede aplicar con restricciones a ciertos tipos de antenas, la principal de estas restricciones es que la densidad de corriente no cambie bruscamente ($J(x') = cte$), es decir, que el factor f/D_a no sea muy pequeño, ya que en la apertura iluminante no debe tener ningún cambio drástico a lo largo de su concavidad porque esto causa que la

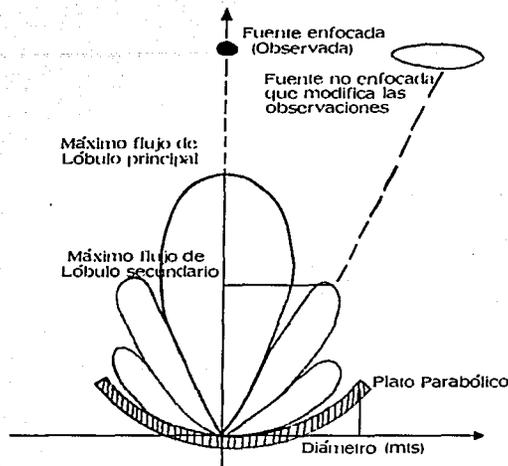


Figura 2.9: Visualización de fuentes indeseables por lóbulos secundarios altos.

dirección de la densidad de corriente cambie, es decir, $J(x') \neq cte.$ ($J(x') \equiv vector$). Bajo la consideración de que f/D_a no es pequeño, que se cumple en las antenas del RIS, obtendremos el diagrama de potencia normalizado de las antenas.

Partiendo de la ecuación 2.3 para el diagrama de potencia normalizado:

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{|\langle \vec{S} \rangle|}{|\langle \vec{S} \rangle|_{max}} = \frac{|\vec{E} \vec{E}^*|}{|\vec{E} \vec{E}^*|_{max}} \quad (2.20)$$

y haciendo consideraciones de densidades de corrientes $\vec{J}(\vec{x})$ sobre los platos

parabólicos en el sentido de que las corrientes son todas paralelas, además, asumiendo que la apertura es una superficie de fase de onda constante, entonces el vector unitario de la densidad de corriente es constante y se puede elegir como $\vec{J} = (0, J_0, 0)$, con $J_0 = cte$, y haciendo consideraciones de campo lejano para poder simplificar la ecuación para campo eléctrico en función de la distancia (r), se obtiene la única componente de campo eléctrico en la dirección y , entonces el campo queda como: (Ver Tools of Radio Astronomy de Kristen Rohlfs, pagina 72).

$$E_y = -i\lambda J_0 \pi \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{F_e(\hat{n})}{r} f(\hat{n}) \exp(-i(\omega t - kr)) \quad (2.21)$$

en donde:

λ es la longitud de onda en observación.

J_0 es la densidad de corriente en los platos parabólicos.

$F_e(\hat{n})$ es la función de variación de dirección de la densidad de corriente desde el centro del plato a sus extremos, y:

$$f(\hat{n}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(\vec{x}') \exp(-ik\hat{n} \cdot \vec{x}') \frac{dx'}{\lambda} \frac{dy'}{\lambda} \quad (2.22)$$

es la integral sobre la apertura de la antena, y $g(\vec{x}')$ representa la función de iluminación de la apertura de la antena como función únicamente de $\vec{x}' = (x', y')$. Entonces, la potencia normalizada de la antena queda al substituir 2.21 en 2.20 como:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$P_n = \frac{|f(\hat{n})|^2}{|f_{max}|} \quad (2.23)$$

Quedando en términos de la integral de la apertura $f(\hat{n})$. Podemos observar que $f(\hat{n})$ contiene a $g(\bar{x}')$ que es una función paramétrica sobre la superficie, es decir es una función de distribución en la apertura que también es conocida como distribución de iluminación, que en el caso de no ser constante o uniforme $g(\bar{x}') \neq cte$ (distribución no uniforme), se representa como una familia de funciones de la forma:

$$g(\rho) = \left[1 - \left(\frac{2\lambda\rho}{D} \right)^2 \right]^p \quad (2.24)$$

donde (ρ) es el radio medido a partir del centro de la apertura. La función de distribución tiene un cambio de coordenadas debido a que el tratamiento para aperturas circulares se simplifica mucho al usar coordenadas esféricas. Para

$$g(\rho) \neq cte$$

de 2.22 se tiene:

$$f(u) = \int_0^\infty g(\rho) J_0(2\pi u \rho) \quad (2.25)$$

donde u es la función seno en la apertura de la antena y finalmente el diagrama de potencia normalizada está en función de las ecuaciones de Bessel

(J_{p+1}) en su forma recurrente, entonces obtenemos a P_n como: (Ver Tools of Radio Astronomy de Kristen Rohlfs).

$$P_n(u) = \left[\frac{2^{p+1} p J_{p+1}(\pi u \frac{D}{\lambda})}{(\pi u \frac{D}{\lambda})^{p+1}} \right]^p \quad (2.26)$$

La solución para $P_n(u)$ se encontró por medio de una computadora y se obtuvieron los diagramas teóricos de potencia normalizada para $p=0,1,2$ donde $u = \text{sen}(\theta)$ es el seno del ángulo que barre el lóbulo principal tomado en un plano principal (debido a que, como ya lo hemos mencionado, el lóbulo es simétrico del eje z).

Tomando los valores obtenidos del diámetro D de las antenas del RIS, y además considerando 4 *cm* como la longitud de onda de observación del RIS (valor que se comprobará en el tema de las guías de ondas), se obtienen las gráficas para algunos valores de P_n en función de θ , las soluciones gráficas de la ecuación se muestran a continuación en la figura 2.10.

La figura 2.10 muestra las tres gráficas obtenidas para distintos valores de p . Podemos observar que cuando p decrece el lóbulo principal se “abre”, y los lóbulos laterales disminuyen su altura. De estas tres gráficas se pueden obtener los parámetros de los diagramas de potencia para antenas ideales de manera directa. A la altura del valor de la ganancia de 1/2 en el diagrama de potencia, obtenemos el ángulo a media potencia (HPBW), y también el ángulo entre los primeros ceros que es donde la gráfica toca al eje horizontal, finalmente el nivel de los lóbulos laterales en cada caso es la altura máxima de estos. La tabla 2.2 sintetiza los valores característicos principales de los

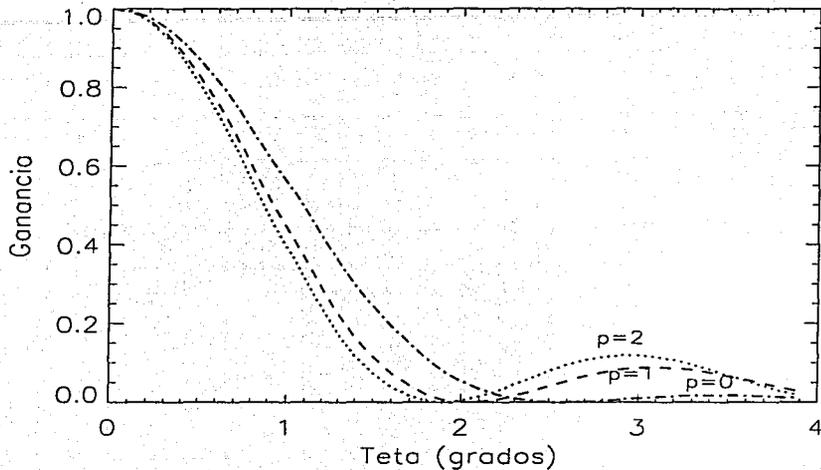


Figura 2.10: Lóbulos que se obtienen como soluciones de $P_n(u)$ para $p = 0, 1, 2$ las gráficas representan la mitad del lóbulo principal y un lóbulo secundario del diagrama de radiación

diagramas de radiación de cada gráfica teórica.

Dado que para obtener los valores de la tabla 2.2 utilizamos la ecuación 2.26 con el diámetro de las antenas y la longitud de onda de observación del RIS, esperamos que su lóbulo sea similar a alguno de los graficados en la figura 2.10 para algún valor de p . Para comparar el lóbulo del RIS con los resultados teóricos primero obtenemos su diagrama característico, y para esto, se recurre a una fuente cósmica, en este caso, el Sol (que es la fuente que observan rutinariamente las antenas). El diagrama característico se con-

Tabla 2.2: Tabla De Valores Característicos

Diagrama	HPBW	BWNF	NLS
$p=0$	1.34^0	4^0	0.09
$p=1$	1.56^0	5^0	0.025
$p=2$	1.22^0	3.6^0	0.13

sigue adelantando la antena sobre la ruta solar de tal manera que al cruzar el Sol, el diagrama de potencia quede plasmado sobre el registro de salida. (Ver el esquema del registro en la figura 2.11).

La figura 2.11 muestra el registro del paso del Sol sobre el diagrama de radiación de una antena del RIS (línea de puntos), tanto los primeros ceros del diagrama como los lóbulos secundarios quedan debajo o muy cerca del nivel de ruido del instrumento, por lo tanto es difícil su determinación con este método. La línea continua es el ajuste de una gaussiana a la curva de puntos de tal manera que se observa la gráfica con más definición y por lo tanto se puede obtener algunas de sus características principales de forma más clara.

Por simple inspección de las gráficas podemos observar en primera instancia que únicamente aparece el lóbulo principal, sin sus lóbulos laterales secundarios, lo cual no significa que estos no existan o que no puedan incidir en las observaciones hechas. De manera directa, de la gráfica podemos obtener algunos de sus parámetros principales, los mismos que ya mencionamos en el caso teórico, en la gráfica 2.12 se traza una línea a la altura de $1/2$ del diagrama de potencia, obteniendo para el ángulo a media potencia (HPBW) un valor de,

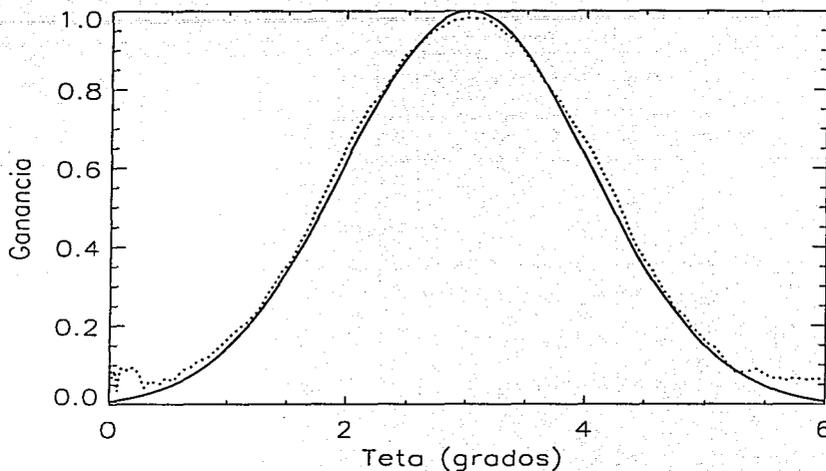


Figura 2.11: Lóbulo obtenido por el RIS línea a puntos, gaussiana aproximada línea continua

$$HPBW = 2.43^{\circ}$$

Comparando este valor obtenido del lóbulo observado, con los obtenidos de las gráficas teóricas sintetizados en la tabla 2.2, encontramos que el ancho de la curva en $HPBW$ es mayor para el lóbulo observado. Al insertar la gráfica del registro en el mismo sistema coordinado en que se graficaron los diagramas teóricos, se ve claramente que el lóbulo observado es más abierto, (figura 2.13).

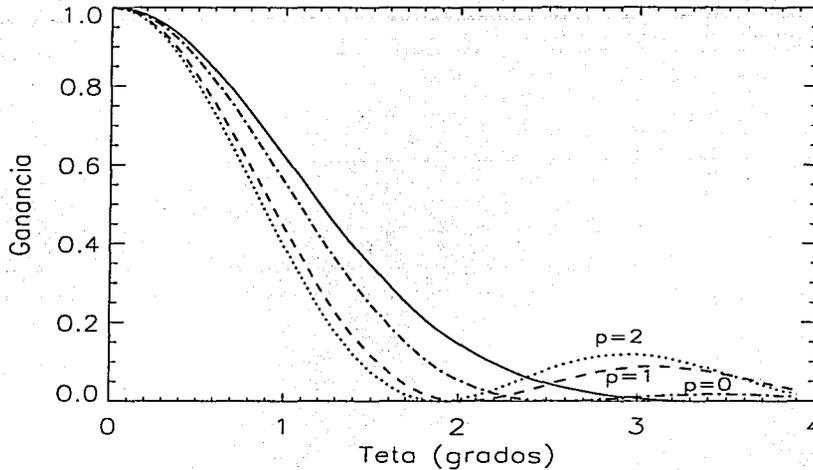


Figura 2.13: Comparación de los lóbulos teóricos con el lóbulo observado (línea continua).

La forma funcional del diagrama de potencia normalizado de las antenas del RIS se obtiene de la ecuación 2.26, sin embargo para valores de $1 > p > 0$ las graficas no se abren más, es decir el *HPBW* no aumenta, por lo tanto, podemos decir que la deducción de las características del lóbulo por medio de una fuente extensa como el disco solar puede dar como resultado un lóbulo distorsionado (más amplio). Otra posibilidad es que el valor considerado del diámetro de la antena no sea el correcto. Podemos intentar encontrar el valor más adecuado para el diámetro de las antenas, si consideremos primero al ángulo de media potencia *HPBW* como la precisión (resolución espacial) de nuestro instrumento (resolución=*HPBW*), la resolución es dada como:

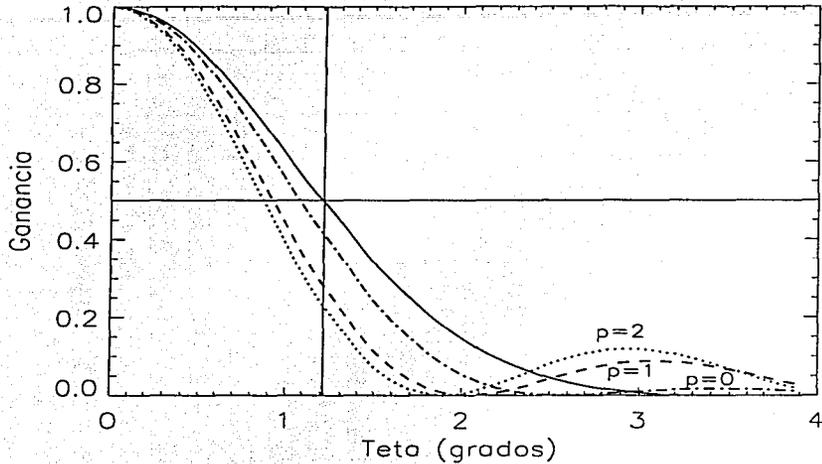


Figura 2.14: Determinación de HPBW para los diferentes diagramas.

$$\frac{\lambda}{D_a} \approx \theta_{HPBW} \quad (2.27)$$

sustituyendo el valor de la longitud de onda considerada de $\lambda = 4 \text{ cm}$ y el diámetro de la antena como 110 cm obtenemos la resolución como:

$$\theta_{HPBW} = \frac{4 \text{ cm}}{110 \text{ cm}} = 0.0363 \text{ rad}$$

el cual en grados, da un ángulo a media potencia de: $(HPBW) = 2.08^\circ$ pero el valor observado es mayor. Entonces de la resolución obtenida de la gráfica 2.12 donde $HPBW = 2.43^\circ$ y nuevamente usando la ecuación 2.27 tenemos que:

$$D_a = \frac{4 \text{ cm}}{0.0424} = 94.3 \text{ cm}$$

De donde podríamos concluir que las antenas tienen un diámetro de:

$$D_a = 94.3 \text{ cm}$$

que es menor que el diámetro considerado anteriormente por la simple inspección y que fue de 110 *cm* como el valor más probable.

Para comprobar que el diámetro efectivo de la antena es de 94.3 *cm* vamos a substituir el valor de este diámetro en la ecuación de la potencia normalizada (ecuación 2.26) y obtener las gráficas teóricas para compararlas con la registrada por el RIS.

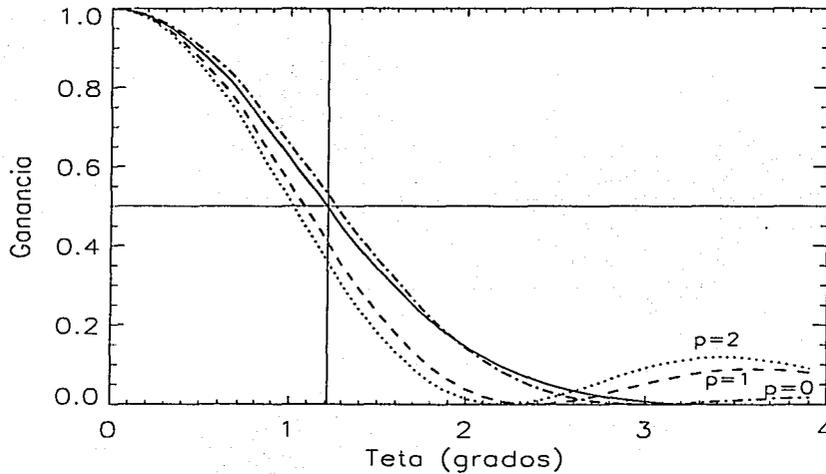


Figura 2.15: Comparación de los lóbulos teóricos obtenidos con el nuevo diámetro con el lóbulo observado.

De la gráfica 2.15 podemos observar que la mejor aproximación para el

diagrama observado del RIS, por las nuevas ecuaciones teóricas es cuando $p = 0$. Trazando una línea a la altura donde se obtiene el ángulo a media potencia HPBW se pueden observar sus diferencias. Todos los parámetros de las antenas parabólicas se pueden entonces calcular de la ecuación 2.26, u obtenerlos directamente de la gráfica.

Los lóbulos secundarios aunque no desaparecen no influyen en las observaciones hechas por el sistema debido a su bajo nivel (altura). El resto de los valores característicos del RIS se obtienen para el caso en que $p = 0$ del diagrama teórico. Los valores corregidos de la caracterización de las antenas parabólicas considerando el diámetro de 0.943 m , se sintetizan en una tabla de características. El conjunto de valores característicos de manera completa se muestra en la tabla 2.3.

Para determinar cuanto afecta que la fuente observada sea una fuente extendida y no una fuente puntual podemos dirigir las antenas a una fuente puntual en el cósmos y obtener el diagrama de potencia y compararlo con el de la fuente extendida. Las fuentes de radio que típicamente se usan como calibradores a una frecuencia de $\approx 7.5 \text{ GHz}$, son muy débiles comparados con el Sol y por lo tanto, con la sensibilidad del RIS, nos imposibilita obtener el lóbulo usando alguna fuente puntual de este tipo, (ver figura 2.16).

La tabla 2.3 representa una síntesis de la forma de como los espejos primarios obtienen (atrapan) la radiación incidente. Ya que los valores que se obtienen de manera directa de los registros de salida comparados con los valores obtenidos por medio de los conceptos teóricos son similares, las características del diagrama de potencia de los espejos primarios deben ser tomadas de esta tabla ya que representan la mejor aproximación a la caracterización de los espejos primarios.

Tabla 2.3: Tabla De Valores Característicos

Diagrama1

$$\Omega_A = 5.9 \text{ deg}^2$$

$$HPBW = 2.43^0$$

$$BWNF = 6.4^0$$

$$NLS < 0.025$$

$$D_a = 94.3 \text{ cm}$$

$$A_e = 0.482 \text{ m}^2$$

$$A_g = 0.698 \text{ m}^2$$

$$D = 436 \text{ Db}$$

$$G = 436 \text{ Db}$$

$$\eta_i = 0.69$$

$$\beta = 44.17^0$$

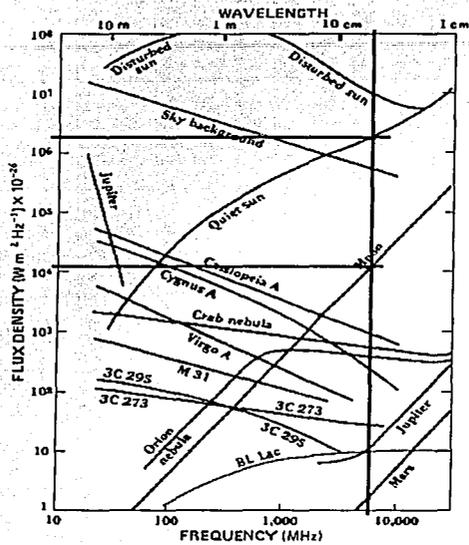


Figura 2.16: Espectro de fuentes de radio cósmicas

Con el nuevo valor del diámetro y la ecuación 2.19, entonces, el nuevo valor del ángulo de visualización es $\beta = 44.17.^{\circ}$ y el nuevo valor para el factor f/D es:

$f/D_a = 0.65257 \text{ m}/.943 \text{ m} \approx 0.69$. y entonces la eficiencia de las antenas del RIS es: $\eta_t = 0.69$. (Valores reproducidos en la tabla 2.3).

2.2 Espejos secundarios

Al igual que los espejos primarios los espejos secundarios reflejan la radiación incidente en ellos, de acuerdo a su diagrama característico. La respuesta del espejo secundario a las ondas planas es un diagrama en el que el factor $\frac{f}{D_a} \rightarrow \infty$, es por lo que se obtiene un diagrama de potencia del espejo secundario practicamente aplanado, que se puede considerar como una constante (ver figura 2.17).

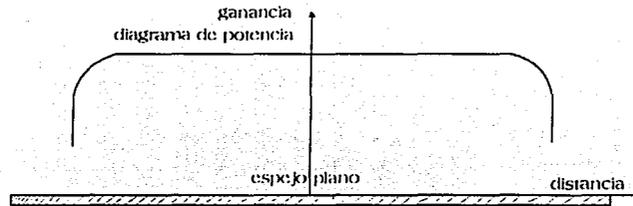


Figura 2.17: Espejo plano con diagrama de potencia constante

Como el diagrama del espejo secundario es prácticamente constante, (fig.2.17) al combinarse con el diagrama del espejo primario el resultado es un diagrama prácticamente igual al del espejo primario. Se puede pensar en el diagrama del espejo secundario como una constante que se suma al diagrama del espejo primario.

La finalidad de estos espejos secundarios es de redirigir la radiación hacia la entrada del sistema, es decir a la bocina de entrada, el diámetro de los espejos secundarios “filtra” la radiación dejando pasar longitudes de onda

menores o iguales a su diámetro, eliminando radiación de longitudes de onda mayores a este. El espejo secundario debe cumplir con las siguientes características:

1.- Debe captar toda la radiación que reflejan los espejos primarios evitando fugas, esto es función de la distancia a la cual está colocado y de su diámetro.

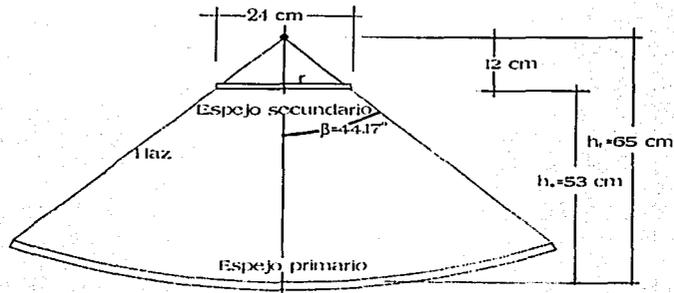


Figura 2.18: Distancia entre espejos primario, secundario y foco

2.- No debe causar cambios en esencia al diagrama del lóbulo principal de los espejos primarios, es decir se debe mantener la respuesta direccional que proporciona la forma parabólica de las antenas.

La altura a la cual está localizado el espejo secundario es de 12 cm. antes del foco del espejo primario, y el diámetro requerido del espejo secundario para captar toda la radiación proveniente del espejo primario puede ser obtenido de manera sencilla partiendo de los siguientes datos de los es-

pejos primarios, ver figura 2.18.

$$h_f = 65.2 \text{ cm}$$

$$h_e = 53.2 \text{ cm}$$

$$\beta = 44.17^\circ$$

entonces de la figura obtenemos:

$$r = (h_f - h_e)(\text{tg}(\beta)) = 12 \text{ cm}(0.831) = 9.98 \text{ cm} \quad (2.28)$$

donde:

- r es la base del haz a la altura del espejo secundario,
- h_f es la altura del foco medido sobre el vértice de la parábola,
- h_e es la altura del espejo secundario medido también sobre el vértice de la parábola,
- β es el ángulo de visualización del borde del reflector al vértice, visto desde su foco, el cual se obtuvo en la sección del espejo primario
- $r = 9.98 \text{ cm}$ que es el radio del haz.

Por lo que el diámetro del haz a la distancia que se encuentra es entonces:

$$D = 2r = 19.96 \text{ cm}$$

(ver figura 2.18):

El diámetro medido del espejo secundario es de $D = 24 \pm 0.05 \text{ cm}$. por lo cual el diámetro del haz es menor al diámetro del espejo secundario, lo que quiere decir que el espejo secundario, a la altura a la que se encuentra, capta toda radiación emitida por el espejo primario (y por lo tanto toda la radiación de longitud de onda $\lambda = 4 \text{ cm}$), reflejandola a la entrada del sistema.

Podemos mencionar que existen algunas pérdidas debidas a la impedancia del medio y a la capacidad o saturación de radiación del espejo secundario, pero esta clase de pérdidas no modifican al lóbulo direccional del espejo primario ya que se considera que son constantes en toda la superficie del espejo secundario. Las pérdidas generadas dificilmente se pueden cuantizar, ya que para poder hacerlo se debe obtener con toda precisión la cantidad de radiación incidente en los espejos y la cantidad de radiación captada, así como la cantidad de radiación emitida, lo cual dificilmente se puede llevar a cabo.

Debemos considerar que lo más importante es que no debemos alterar la forma del diagrama de potencia del espejo primario, porque es el indicativo de que la observación de la fuente a la cual está dirigida la antena es la correcta. Entonces todas las ganancias (o pérdidas) se deben mantener en un nivel constante y cuando se de la ocurrencia de un evento (emisión de radiación de la fuente), los cambios en el registro se pueden asociar unicamente a variaciones de la fuente que se está observando.

El diámetro medido del espejo secundario es de $D = 24 \pm 0.05 \text{ cm}$. por lo cual el diámetro del haz es menor al diámetro del espejo secundario, lo que quiere decir que el espejo secundario, a la altura a la que se encuentra, capta toda radiación emitida por el espejo primario (y por lo tanto toda la radiación de longitud de onda $\lambda = 4 \text{ cm}$), reflejandola a la entrada del sistema.

Podemos mencionar que existen algunas pérdidas debidas a la impedancia del medio y a la capacidad o saturación de radiación del espejo secundario, pero esta clase de pérdidas no modifican al lóbulo direccional del espejo primario ya que se considera que son constantes en toda la superficie del espejo secundario. Las pérdidas generadas dificilmente se pueden cuantizar, ya que para poder hacerlo se debe obtener con toda precisión la cantidad de radiación incidente en los espejos y la cantidad de radiación captada, así como la cantidad de radiación emitida, lo cual dificilmente se puede llevar a cabo.

Debemos considerar que lo más importante es que no debemos alterar la forma del diagrama de potencia del espejo primario, porque es el indicativo de que la observación de la fuente a la cual está dirigida la antena es la correcta. Entonces todas las ganancias (o pérdidas) se deben mantener en un nivel constante y cuando se de la ocurrencia de un evento (emisión de radiación de la fuente), los cambios en el registro se pueden asociar unicamente a variaciones de la fuente que se está observando.

2.3 Ajuste y Calibración

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

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

2.3.1 Ajuste en la Dirección Este - Oeste

Llamamos plano de observación al plano que contiene a la fuente, y además de los máximos de los diagramas de potencia y que es ortogonal al plano ecuatorial terrestre. La desalineación de uno de los máximos de los lóbulos principales fuera de este plano produce una disminución en el flujo observado. Esto se debe a que existe una diferencia temporal entre los máximos de los diagramas de cada antena. Para corregir este problema se debe rotar una de las antenas sobre el eje en el que están montadas hasta conseguir que los dos máximos se observen simultáneamente cuando se registra el paso del Sol. De esta manera por comparación de los diagramas de potencia de las dos antenas se ajusta su posición en la dirección de Este - Oeste.

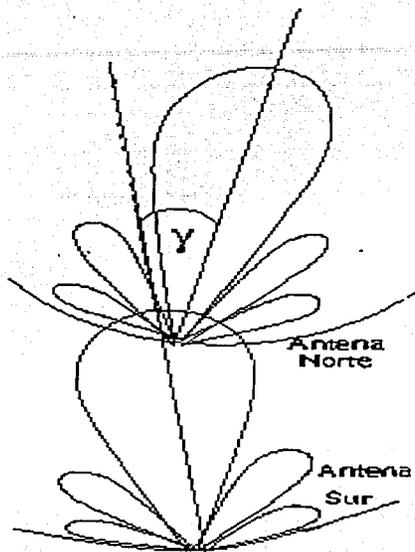


Figura 2.19: Desalineación de los máximos de los lóbulos principales de las antenas en la dirección Este-Oeste

2.3.2 Ajuste en la dirección Norte-Sur

Los ejes de las antenas se pueden mover mecánicamente y cuentan con transportadores para poder localizar la posición del máximo del patrón en la dirección Norte-sur. El método que se sigue para ajustar las antenas en esta dirección es:

- Se obtiene la declinación del Sol proporcionada por el Anuario del Observatorio Astronómico Nacional, (Editado por el Instituto de Astronomía de la U.N.A.M.),

- se le resta la declinación del IGF ($19^{\circ} 20'$) para obtener la declinación total y
- se ajusta al transportador de las antenas al valor obtenido de la declinación total.

Así se obtiene la posición de los espejos primarios y por lo tanto su ajuste en la dirección Norte-Sur.

2.3.3 Calibración

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

A la longitud de onda del RIS (4 cm) el flujo de la mayor parte de las fuentes estelares de calibración queda muy por debajo del nivel de detección del RIS, por lo tanto, no podemos usar el primer método de calibración. La calibración del RIS la vamos a efectuar por comparación del flujo observado durante el paso del Sol (en el registro del canal de intensidad) con el valor obtenido por otro observatorio solar. El valor del flujo de radiación del Sol quieto se obtiene de la publicación del observatorio "Learmonth Solar Observatory" (<http://www.lps.gob.au/learmonth>). Estos valores del flujo solar a diferentes frecuencias de observación (tabla 2.4) están graficados en la figura 2.20.

Podemos notar que el valor para la frecuencia de observación del RIS no se encuentra en la tabla, entonces para obtener este valor se ajusta una recta a los puntos de la tabla por medio de un programa de computadora y se

Tabla 2.4: Tabla de Valores obtenidos del flujo de radiación de Sol quieto de el "Learmonth Solar Observatory" a diferentes frecuencias para el 24/06/02 a las 13:00 UT (tiempo universal)

<u>Diagrama 1</u>
1300 MHz : 95.6 sfu
1540 MHz : 103.8 sfu
1707 MHz : 108.7 sfu
2300 MHz : 124.0 sfu
2401 MHz : 126.4 sfu
2790 MHz : 136.0 sfu
5625 MHz : 214.7 sfu
6000 MHz : 224.3 sfu
8000 MHz : 272.7 sfu
8200 MHz : 277.4 sfu
<u>10400 MHz : 353.4 sfu</u>

obtiene la función de flujo del Sol quieto Vs. frecuencia (ver la gráfica 2.20). A partir de esta función se obtiene que el flujo del Sol quieto a 7.5 GHz es de 265.0 *sfu* (unidades de flujo solar).

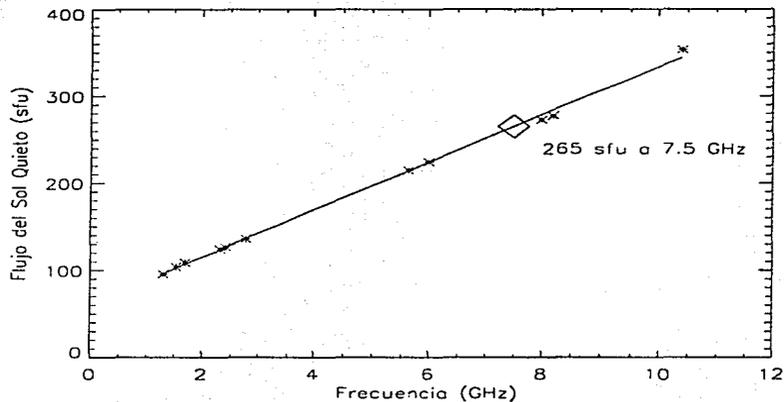


Figura 2.20: Flujo medido del Sol quieto en el “Learmonth Solar Observatory” el 24 de junio del 2002 a las 03:49 UT.

De esta forma, la altura alcanzada durante el registro del paso del Sol quieto en el RIS debe corresponder a 265.0 *sfu*. Para obtener esta altura se registraron seis pasos del Sol durante el día 24 de junio del 2002 y se promediaron sus alturas, el valor promedio es de $h = 46 \text{ mm}$. Entonces tenemos que:

$$265 \text{ sfu} / 46 \text{ mm} = 5.76 \text{ sfu}(\text{mm}^{-1})$$

Por lo tanto, la constante de transformación de altura en el registro del RIS a *sfu* es $F_{sfu} = 5.76 \text{ sfu mm}^{-1}$.

Para el mismo día el generador de ruido 3 (*GR3*) midió 60 mm o en sfu $GR3_{\text{sfu}} = 5.76 * 60 = 345 \text{ sfu}$ de esta forma se tiene calibrado el *GR3* del RIS. Este generador de ruido constante puede ser usado en cualquier momento y con cualquier ganancia para calibrar el flujo solar observado.

Capítulo 3

Guías de Ondas

3.1 Bocina de Entrada

La puerta de entrada del sistema para la conducción de la radiación es el cono o bocina de entrada, la forma cónica es con el fin de interceptar toda la radiación reflejada en el espejo secundario, y evitar efectos de contorno o cruces de radiación indeseables.

Esta bocina actúa como un filtro más a la radiación, solamente permite el paso a una determinada longitud de onda que es función tanto del diámetro de la bocina y como del diámetro de la guía de onda circular a la que se encuentra acoplada. Puede entrar cualquier tipo de polarización. La radiación cósmica puede ser polarizada o sin polarización, sin embargo, cualquier onda electromagnética puede ser descompuesta en dos componentes de polarización ortogonal, el caso más simple es el de dos componentes lineales. En el RIS la radiación incidente se descompone en una componente de polarización circular izquierda y otra derecha (ver; Zajac óptica).

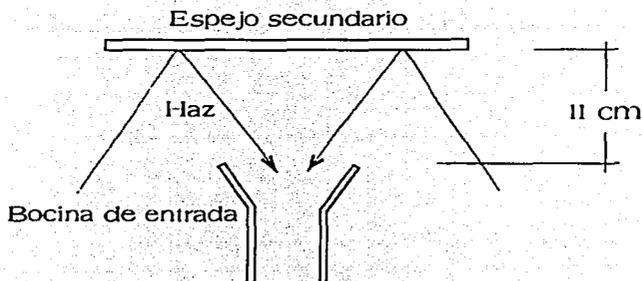


Figura 3.1: Ubicación de bocina y espejo secundario

3.2 Guías de Ondas Cilíndricas

Las guías de ondas son dispositivos conductores de radiación de alta frecuencia, y cumplen con ciertas características de construcción; la principal es que requieren paredes altamente conductoras. Su diámetro físico determina el tipo de frecuencia (o longitud de onda) que conducen.

La guía de onda cilíndrica conduce ambas polarizaciones en un intervalo de longitud de onda que es determinado por su diámetro y rugosidad, y por la diferencia de fase relativa entre las componentes del campo óptico (el campo eléctrico es conocido como campo óptico). Entre todas las posibilidades el valor más grande de longitud de onda (valor dominante), o de menor frecuencia que puede ser conducido por la guía de ondas (ver John D. kraus Electromagnetismo) está dado como:

$$\lambda_c = \frac{2\pi r_0}{k_{nr}} [m]. \quad (3.1)$$

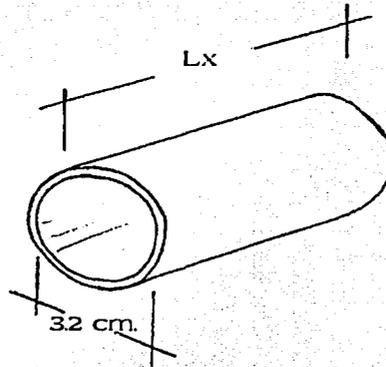


Figura 3.2: Guía de onda cilíndrica del RIS, indicando la medida de su diámetro interior

o

$$f_c = \frac{1}{2\pi(\mu\epsilon)^{1/2}} \frac{k_{nr}}{r_0} \text{ [Hz]}. \quad (3.2)$$

donde k_{nr} es la solución de la ecuación diferencial de Bessel que determina el valor de los campos electromagnéticos (ver Electromagnetismo de John D. Kraus) \vec{E} y \vec{H} , donde n indica el orden de la derivada y r es la raíz de esa derivada, μ es la permeabilidad del medio, ϵ es la permitividad del medio y r_0 es el radio de la guía de ondas.

Para el modo transversal eléctrico (TE_{nr}) donde el valor dominante se encuentra cuando $n = 1$, y $r = 1$, es decir, el primer cero de la derivada de primer orden es el valor dominante. En este caso se tiene que $k_{11} = 1.84$

(valor adimensional). Tomando este valor y aplicandolo a la guía de onda circular del RIS obtenemos que el valor dominante o longitud de onda de corte es:

$$\lambda_c = \frac{2\pi r_0}{1.84} = 3.41r_0$$

donde r_0 es el radio de la guía de ondas del RIS y su valor es:

$$r_0 = 1.5 \text{ cm}$$

lo cual finalmente da:

$$\lambda_c = 5.11 \text{ cm.}$$

A partir de esta longitud de onda, la guía de ondas circular del RIS empieza a conducir, y su valor mínimo de conducción está determinado por la longitud de onda que tiende a dispersarse debido a la "rugosidad" de las paredes de la guía, estos valores dispersados mínimos son amortiguados rapidamente por el material sin alterar la banda de frecuencia conducida de radiación por la guía de onda.

3.3 Guías de Ondas Rectangulares

La guía de onda rectangular es el filtro final, es decir es quien proporciona el límite final en el intervalo de frecuencias y/o longitud de onda de la radiación captada. Las guías de ondas normalmente se busca que operen a un solo

modo de transmisión para evitar problemas multinodales (deben operar con un modo dominante).

De forma similar al caso de la guía de onda cilíndrica, debemos obtener en este tipo de guía la frecuencia de corte, así como la longitud de onda de corte, es decir:

$$f_c = \frac{1}{2(\epsilon)^{1/2}} \left(\left(\frac{n}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m}{z_1} \right)^2 \right)^{1/2} [Hz] \quad (3.3)$$

y

$$\lambda_{0c} = \frac{2}{\left(\left(\frac{n}{y_1} \right)^2 + \left(\frac{m}{z_1} \right)^2 \right)^{1/2}} \quad (3.4)$$

donde n es el número de variaciones de semiciclo en la dirección y normalmente tomada como la dirección menor de la guía de onda y m es el número de variaciones de semiciclo en la dirección z normalmente tomada como la dimensión mayor de la guía.

Cada combinación de valores m y n representa una configuración diferente de campo o modo en la guía de ondas. Para el modo TE_{mn} con $m = 1$ y $n = 0$, TE_{10} tiene la longitud de onda de corte más larga de cualquier modo de orden superior.

Para asegurar la transmisión solo en el modo TE_{10} , z_1 debe estar entre λ y $\frac{\lambda}{2}$, pero z_1 debe ser mayor que $\frac{\lambda}{2}$, a menudo se usa el valor de $z = 0.7\lambda$ como el mejor valor (ver John D. kraus Electromagnetismo el capítulo Guías de ondas). La altura y_1 , puede ser tan pequeña como se desee, sin embargo, un valor de y_1 demasiado pequeño, aumenta la atenuación (a causa de la pérdida de potencia en las paredes de la guía) y también reduce la capacidad de la guía para conducir la potencia. A menudo en la practica se elije a $y_1 = \frac{z}{2}$.

La medida de la sección transversal de la guía de ondas rectangular del RIS se muestra en la figura 3.3.

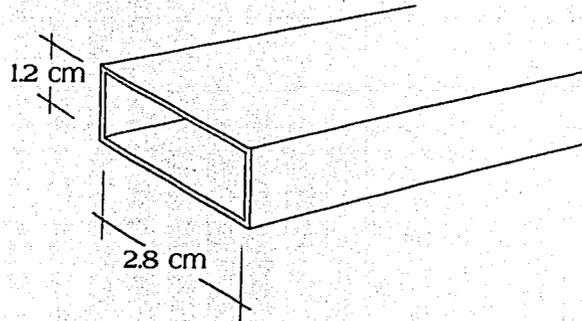


Figura 3.3: Guía de ondas rectangular del RIS, indicando sus dimensiones interiores en corte

podemos obtener la longitud de onda de:

$$z = 0.7\lambda$$

$$\Rightarrow \lambda = z/0.7 = 2.8 \text{ cm}/0.7 = 4 \text{ cm}$$

por lo que;

$$\lambda = 4 \text{ cm.}$$

Este es el valor de la longitud de onda que puede conducir la guía de

onda del RIS, es decir es la longitud de onda dominante o máxima longitud de onda que conduce la guía. En base a esta longitud de onda, se planean todos los demás componentes, como son: los amplificadores y registros del instrumento que trabajen con este valor característico de radiación que es el que se registra finalmente.

Para obtener la altura tenemos:

$$y_1 = z_1/2 = 1.4 \text{ cm.}$$

esta altura es mayor que la que tiene la guía de onda del RIS pero esto no afecta la transmisión como ya se ha mencionado por lo que la altura encontrada directamente, que es de:

$$y_1 = 1.2 \text{ cm.}$$

es eficiente.

Podemos observar que la conducción de la onda dentro de la guía se da cuando el eje óptico de la onda dominante es paralelo a la cara mayor de la guía de onda, es decir paralelo a z_1 , y deja de conducir cuando sean perpendiculares ambos, o sea paralelo a el lado menor. Esto es un efecto que se utiliza para seleccionar que tipo de onda se quiere observar con el sistema. En el caso del RIS el cambio generado por el modulador de polarización que gira los ejes ópticos de la radiación a 90^0 de (PLD) y (PLI), selecciona el tipo de radiación para su conducción y graficación en determinados intervalos de tiempo.

3.4 Anillo Híbrido

En el anillo híbrido se produce la suma de radiación, captada por las dos antenas parabólicas, para producir un patrón de interferencia, este proceso de suma de radiación es una de las partes esenciales de la aplicación del RIS (esta es lo que le da el nombre de Radio Interferómetro Solar)

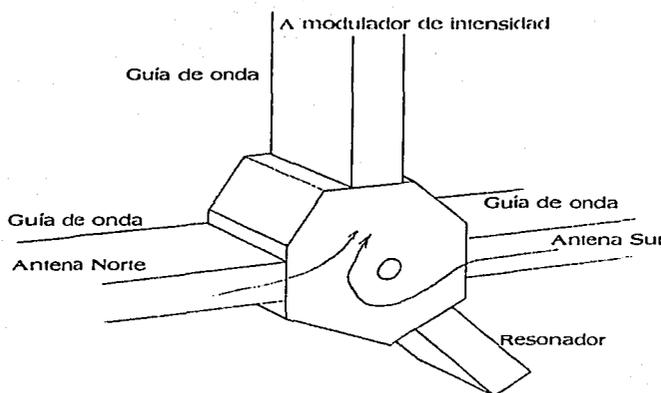


Figura 3.4: Anillo híbrido mostrando el recorrido de la radiación coplanar

El sistema se diseñó entre otras cosas, para producir el patrón de interferencia y la razón es que por este medio se producen lóbulos más cerrados que los lóbulos de los diagramas de potencia de las antenas, es decir la interferencia proporciona una mayor resolución espacial del instrumento, con lo cual se puede identificar fuentes menores que el propio disco solar.

Para mantener el patrón de interferencia un tiempo suficientemente largo

y así poderlo observar se debe tener radiación coherente. La radiación que llega, hasta el anillo híbrido y que ha pasado por varias etapas del RIS tiene por características la misma longitud de onda, (radiación monocromática) y pertenecen al mismo frente de onda, con sus planos de vibración paralelos entre sí, además la suma se realiza entre radiación con la misma polaridad, esto es debido a que los moduladores de polarización tienen una señal de la misma frecuencia acoplada a ambas antenas, con estas características se consigue que el patrón de interferencia se pueda sostener por largo tiempo.

Cuando la radiación que se toma es del mismo frente de onda y de la misma longitud de onda podemos garantizar que la fase es constante y por lo tanto que el patrón de interferencia es estacionario. Si el movimiento relativo RIS-Sol fuera constante entonces se podría obtener un patrón de interferencia estacionario. Pero el Sol tiene dos movimientos vistos desde un sistema de referencia sobre el RIS, donde un movimiento es de oriente a poniente, sin embargo, dado que el Sol es seguido por las antenas de manera mecánica, este movimiento no afecta al patrón de interferencia, es decir no se da cambio alguno en la fase en la interferencia. Otro movimiento relativo del Sol es de Norte a Sur (declinación), este movimiento va cambiando durante el año, (un ciclo de la órbita terrestre) que tiene una apertura angular medida desde el plano ecuatorial de 23° al Norte hasta -23° al Sur, este movimiento modifica la fase de la radiación debido a que la fuente se mueve sobre el plano que contiene los máximos de los lóbulos principales de los diagramas de las antenas, lo cual cambia los frentes de onda entre las radiaciones incidentes en cada antena y por lo tanto cambia la fase y finalmente modifica al patrón de interferencia.

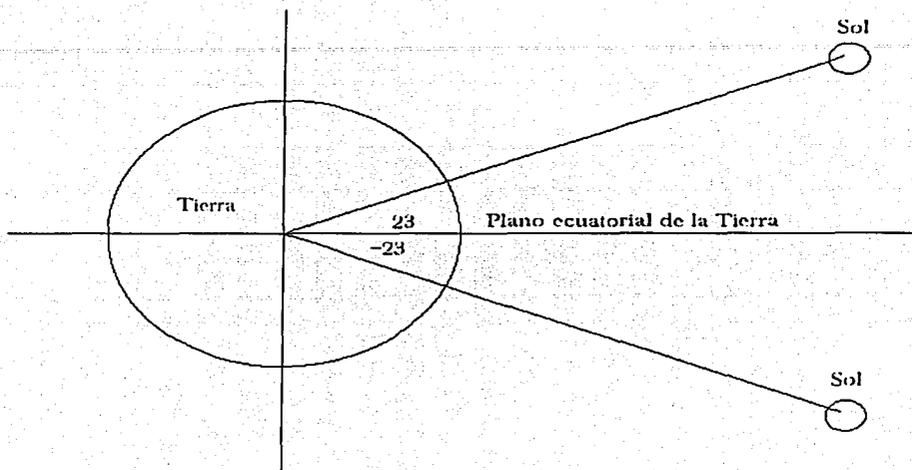


Figura 3.5: Angulo de desplazamiento al norte y al sur de el Sol sobre la Tierra

La orientación del eje de las antenas respecto al plano ecuatorial es de $19^{\circ}.20'$ (Ver tesis de Mendoza Torres Eduardo y The use of the base Radio-Interferometer at México city for solar bursts observations), esto indica que el Sol se encuentra más alejado durante la mayor parte del tiempo del año de la antena norte que de la antena sur, así que se debe compensar la distancia de recorrido de la radiación de la antena norte hacia el anillo híbrido, para seguir obteniendo la misma distancia para ambas radiaciones que provienen de las antenas y esto se logra aumentando o disminuyendo la longitud de la guía de onda rectangular según sea el caso, por medio de un émbolo mecánico, que se encuentra entre la antena norte y el anillo híbrido.

Dejemos que P_{n0} sea la potencia de cada una de las antenas con una diferencia de fase de $(ka)\text{sen}(\alpha)$, para un ángulo arbitrario α , la potencia de ambas antenas en un intervalo de tiempo promedio debe ser:

$$P_{nt} = 1/2P_{n0}(2\cos(1/2ka\alpha)) \quad (3.5)$$

o por una igualdad trigonométrica:

$$P_{nt} = P_{n0}(1 + \cos(ka\alpha))$$

donde a es la distancia entre antenas y k es el número de onda. Observamos que si la fuente de radiación tiene un cambio relativo al radio interferómetro, entonces el ángulo α cambia y la potencia P_{nt} oscila entre los valores $2P_{n0}$ y cero. Esto significa que el diagrama direccional del arreglo interferométrico contiene un patrón con varios lóbulos menores, (con una apertura angular más cerrada) a los lóbulos de los diagramas de las antenas, con lo cual podemos decir que los lóbulos interiores o interferométricos del diagrama tienen una mayor directividad, y esto deriva en una mayor resolución del instrumento. La resolución es dada como $\theta_i = a/\lambda$, esta resolución en términos de los lóbulos interferométricos es el ángulo que se abre entre los lóbulos a la altura de HPBW (ver Cosmic Radio Waves de I. S. Shklovsky, edit. por Harvard University), y la resolución de los espejos primarios parabólicos como ya sabemos es dada por $\theta_A = D/\lambda$, donde D es su apertura. La relación entre los lóbulos de los diagramas de las antenas y los lóbulos debidos a la interferencia, se encuentra a partir de la resolución para los platos parabólicos:

$$\lambda/D = \frac{4 \text{ cm}}{94.3 \text{ cm}} = 0.0424$$

y la resolución del radio interferómetro es:

$$\lambda/a = \frac{4 \text{ cm}}{525 \text{ cm}} = 0.0076$$

entonces su relación es:

$$R = 0.0424/0.0076 = 5.58$$

esto quiere decir que dentro del lóbulo del diagrama de las antenas se obtienen 5.58 lóbulos interferométricos, es decir obtenemos un diagrama multilobado de las antenas cuyo ángulo de resolución de cada lóbulo es de:

$$\alpha = 2.43^{\circ}/5.58 = 0.43^{\circ} = 0.26'$$

que finalmente es la resolución que se obtiene del RIS.

Tenemos la resolución del RIS que es $Res = 0.26'$ obtenida de HPBW de su diagrama registrado, ver figura 2.12, vamos a hacer la conversión a radianes de esta resolución y compararla con la resolución obtenida de $\lambda/D_a = 0.0076$ (que es la distancia entre los platos parabólicos y la longitud de onda que registra el RIS).

$$Res = 0.26' = 0.043^{\circ} = 0.00755 \text{ rad.}$$

$$De: (0.043^{\circ})(\pi)/180^{\circ} = 0.00755.$$

Que efectivamente nos dá la misma resolución del RIS en ambos casos y estos son; a) del patrón interferométrico y b) de las distancias entre platos reflectores.

Además tenemos que la fuente solar tiene un diámetro de $32'$ y la resolución del patrón interferométrico es de $26'$ lo que significa que la frontera solar (el diámetro solar) está muy cerca de los ceros del lóbulo central del patrón interferométrico lo que quiere decir que el disco solar como un todo

no es observado por este lóbulo interferométrico.

En este punto todavía se consigue un efecto más y esto es debido al cambio de fase que se aplica a la radiación proveniente de la antena Sur, y que se produce en el modulador de fase, el cual es de:

$$P_{nt} = P_{n0}(1 + \cos(ka\alpha))$$

donde $l = a\alpha$, para un cambio pequeño de l como $\Delta l = a\Delta\alpha$ con $\Delta l \in (0, \pm\lambda/2)$ en este intervalo cambia continuamente l y esto produce que la fase cambie y que el patrón de interferencia cambie de un máximo, ver figura 3.6 a un mínimo, ver figura 3.7

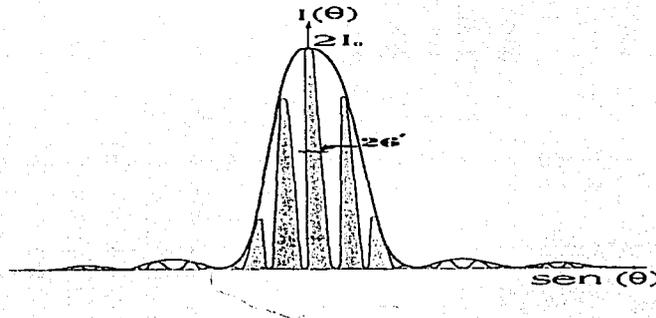


Figura 3.6: Patrón interferométrico multilobado de alta resolución, con un máximo

con todos los valores intermedios entre los extremos y por lo tanto con cambios continuos. Esto produce que el patrón interferométrico se mueva $\lambda/2$ hacia un lado, para después regresar a su posición anterior, por lo que

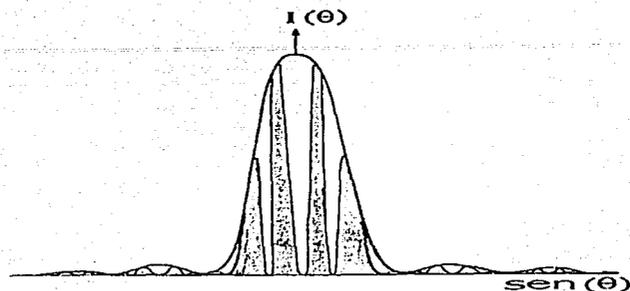


Figura 3.7: Patrón interferométrico multilobado con mínimo

el patrón interferométrico observa en distintos puntos de la fuente, esto se puede interpretar como un barrido de la fuente por el lóbulo en movimiento. El ángulo de barrido es precisamente el ancho de el lóbulo interferométrico que es de $\alpha = 0.26'$ que comparado con el ángulo de apertura de el Sol que es de $0.32'$ podemos decir que debido a este desplazamiento el RIS está observando casi en su totalidad las fuentes internas en el Sol.

De esta forma se obtiene la información de estas fuentes en su totalidad lo que origina que se puedan percibir cambios de fuentes internas que no son enfocadas directamente y que pudieran tener algún tipo de actividad importante.

Capítulo 4

Moduladores

4.1 Modulador de polarización

Esta etapa consta de dos partes, la primera es una placa retardadora de un cuarto de onda ($\frac{\lambda}{4}$) y la segunda es una bobina que genera un campo magnético con el cual se obtiene el efecto Faraday.

La placa retardadora se encuentra antes que la bobina, sobre la ruta de la radiación solar en el RIS. La radiación con polarización circular se puede descomponer en dos componentes ortogonales, donde una de las componentes está adelantada $\pi/2$ con respecto a la otra para la polarización circular derecha (RCD) y atrasada $\pi/2$ para la polarización circular izquierda (RCI). RCD se puede escribir como: se puede escribir como;

$$E_{RCD} = E_x \cos(\omega t - kz) + E_y \cos(\omega t - kz + \pi/2)$$

y RCI como;

$$E_{RCI} = E_{20x} \cos(\omega t - kz) + E_y \cos(\omega t - kz - \pi/2)$$

en la placa retardadora se resta $\pi/2$ a ambas polarizaciones entonces;

$$E_{RCDR} = E_x \cos(\omega t - kz) + E_y \cos(\omega t - kz)$$

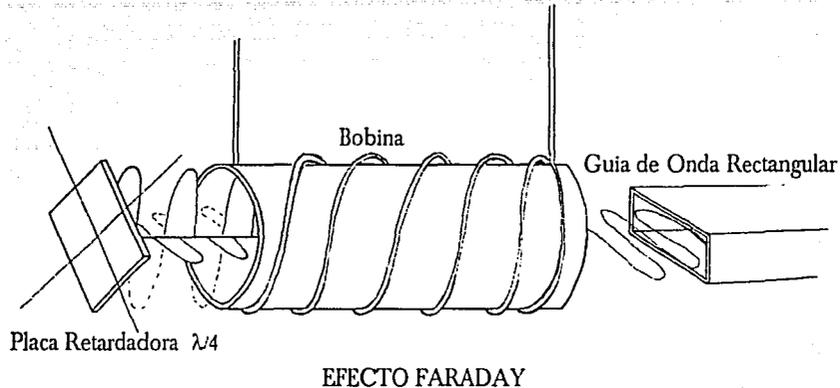


Figura 4.1: Esquema de modulador de polarización

y

$$E_{RCIR} = E_x \cos(\omega t - kz) - E_y \cos(\omega t - kz - \pi) = E_x \cos(\omega t - kz) - E_y \cos(\omega t - kz)$$

esto es; tenemos polarización lineal pero E_{RCIR} es ortogonal a E_{RCDR} y de esta forma alcanzan a la bobina inductora.

La bobina está colocada de tal manera que la radiación pasa a lo largo de su eje, donde el campo magnético es más intenso y además tiene concéntricamente una barra de ferrita que tiene por finalidad concentrar aún más el campo, (miles de veces más), además de que el campo magnético produce un giro de 90° entre los planos de vibración de la radiación PLI y PLD.

Existen ferritas de diferentes valores característicos y en el caso de la ferrita que está dentro de la bobina del RIS no se tiene conocimiento de

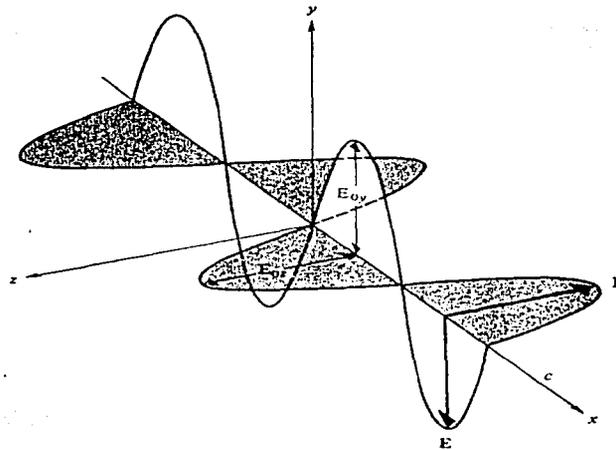


Figura 4.2: Planos de vibración de radiación PLI y PLD ortogonales entre sí

cuales son sus valores característicos, solo podemos asegurar que el campo es concentrado algunas miles de veces más que en el aire y que la bobina produce un campo magnético suficiente para producir un giro de 90° en los planos de vibración del flujo de radiación.

La corriente que pasa por la bobina, es una corriente continua y es suministrada en ciertos intervalos de tiempo. es decir con una cierta frecuencia, produce un campo magnético alterno de la misma frecuencia de la corriente. La interacción de este campo magnético con la radiación solar en el interior de la bobina, como ya lo mencionamos genera un giro de 90° al tipo de radiación que esté en ese instante interactuando con el campo magnético,

esto es con el fin de conseguir una posición preferencial respecto de las guías de ondas rectangulares, que es la condición para que la guía de ondas rectangular conduzca (ver la sección de guías de ondas). Ver figura 4.1.

Por lo tanto la razón del efecto Faraday es generar un intercambio de dirección entre los dos tipos de radiación, es decir de las que provienen de la polarización circular izquierda que llamaremos radiación lineal izquierda (RLI), y la que proviene de la polarización circular derecha que llamaremos radiación lineal derecha (RLD).

El efecto Faraday cumple con:

$$\beta = V \vec{B} \cdot \vec{d} \quad (4.1)$$

(ver; Zajac óptica), donde β es el valor del ángulo en grados que se quiere girar el campo, V es la constante de Verdet que es un factor de proporcionalidad de la ecuación, \vec{B} es la densidad de flujo magnético, y \vec{d} es la longitud en la que el campo magnético interacciona con la radiación. Cuando el campo magnético y la distancia son paralelos entonces se da la máxima interacción, es decir el máximo valor se obtiene cuando $\cos(0) = 1$, de aquí:

$$\beta = VBd.$$

La constante de Verdet para el aire es:

$$V = 6.27 \times 10^{-6} (\text{min. arc. gauss}^{-1} \text{cm}^{-1})$$

El campo magnético para N espiras, de longitud d y radio promedio r esta dado como:

$$B = \frac{\mu Ni}{2\pi d} \quad (4.2)$$

Substituyendo el valor de B en la ecuación 4.1 entonces tenemos:

$$\beta = V \frac{\mu N i}{2\pi d} \quad (4.3)$$

Los valores medidos para la bobina del RIS son:

1. $L = 11.3 \text{ cm}$
2. $r_0 = 1.6 \text{ cm}$
3. $N = 135 \text{ espiras}$
4. $I = 1.75 \text{ A}$
5. $D_a = 1 \text{ mm}$
6. $f = 164 \text{ Hz}$
7. $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Tm/A}$

I es la corriente, D_a es el diametro del alambre, L la longitud de la bobina y f la frecuencia de la corriente.

La permitividad cambia debido a que en el interior de la bobina se encuentra la barra de ferrita que tiene una permitividad distinta a la del aire y necesariamente modifica el valor del campo magnético en el interior de la bobina. Una de las características de la ferrita es su alta linealidad magnética que en este caso produce mejores resultados al giro de la radiación dentro de la bobina.

Para obtener el valor del campo magnético, a partir de la ecuación 4.2 requerimos el valor de la permeabilidad μ_F de la ferrita. Este valor lo podemos aproximar considerando que es del orden de $\approx 1 \times 10^{-7} \text{ Tm/A}$ pero este no es un valor preciso y no lo podemos usar para obtener valores

cuantitativos, una alternativa es encontrar el valor del campo magnético para una bobina con núcleo de aire, podemos usar:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 NI}{2\pi r_0} \quad (4.4)$$

Substituyendo los valores del RIS se tiene:

$$B = \frac{(135 \text{ espiras.})(4\pi 10^{-7} \text{ Tm/A})(1.75 \text{ A})}{(0.016 \text{ m})2\pi}$$

lo cual da

$$B = 29.5 \times 10^{-4} \text{ T}$$

Que es el campo magnético obtenido con los valores geométricos y eléctricos medidos directamente. Por la ecuación del efecto Faraday y con el valor del campo magnético obtenido despejamos la constante de Verdet, entonces tenemos que:

$$V = \frac{\beta}{B \times d}$$

sustituyendo valores tenemos:

$$V = \frac{5400 \text{ min.arc.}}{29.5 \text{ gauss} \times 11.3 \text{ cm}} = 16.199 \text{ min.arc.gauss}^{-1} \text{ cm}^{-1}$$

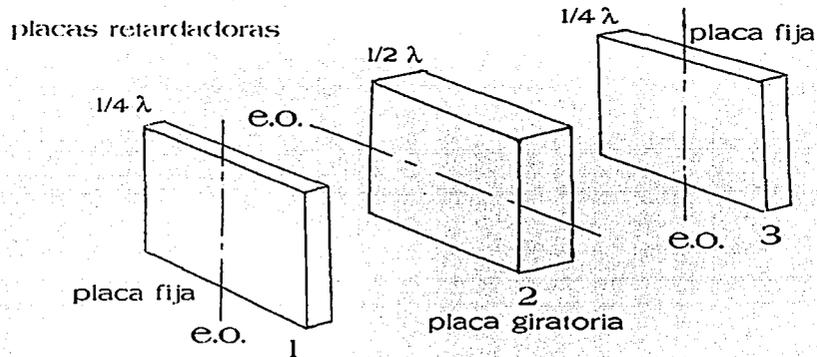
Por lo tanto la constante de Verdet es:

$$V = 16.199 \text{ min.arc.gauss}^{-1} \text{ cm}^{-1}$$

que es el valor que debe tener la ferrita para poder lograr que la radiación de un giro de 90° .

4.2 Modulador de Fase

El modulador de fase es un sistema que consta de tres placas retardadoras colocadas en una sola línea de tal manera que sus ejes ópticos queden alineados. Dos placas retardadoras son de $\lambda/4$, y están colocadas a los lados de la tercera placa y fijas al sistema siempre en la misma posición. La tercera placa retardadora es de $\lambda/2$, y tiene la capacidad de girar, de tal manera que su eje óptico va cambiando de posición paulatinamente respecto de los ejes ópticos de las placas fijas de $\lambda/4$, dicho giro es producido por medio de una banda que transmite el movimiento de la polea acoplada a un motor.



1 y 3, ejes alineados
2, eje desalineado a 90°

Figura 4.3: Esquema modulación de fase, en esta posición de desalineamiento produce un retraso de fase de $\lambda/2$ a la radiación

La modulación de fase es el proceso de cambio de fase en intervalos de

tiempo iguales, este cambio de fase hace que la radiación al salir del sistema de las tres placas haya sido desplazada de su posición original sin cambiar su forma, este cambio de posición (fase) se hace de forma continua debido al giro continuo de la placa retardadora central, por lo que unicamente se puede observar (si se pudiera observar en forma directa) que la radiación como un todo se mueve un tiempo hacia atras y un tiempo posterior (el tiempo que le lleva girar 90^0) se mueve hacia adelante, este es un movimiento de la radiación hacia atras y hacia adelante como un todo en intervalos de tiempo iguales y de forma continua. Esto genera que exista un cambio de dirección en la observación de la fuente dando origen a un barrido sobre esta, de una manera continua, lo cual permite hacer observaciones en una área extensa dentro de la fuente (ver sección 3.4).

Despues del modulador de polarización las señales PLI. y PLD. son identicas (diferenciandose solamente por el tiempo de modulación). De esta forma, toda la radiación que tenga la frecuencia de $7.5 GHz$ cruza el modulador de fase.

Para obtener la frecuencia del modulador de fase del RIS se obtuvieron los datos:

Velocidad del motor

$$V = 3600, rpm = 60 Hz$$

Diámetro de la polea montada sobre el eje del motor

$$P_1 = 4.1 cm\text{Ø}$$

Diámetro de la polea que gira la placa retardadora central

$$P_2 = 6.3 cm\text{Ø}$$

y por medio de algunas operaciones simples podemos obtener la frecuencia de P_2 que es:

$$f_{P_2} = 39, Hz$$

que es 0.65 veces la frecuencia de giro de P_1 , pero el eje óptico de la placa retardadora en cada giro se alinea dos veces con los ejes ópticos de las placas laterales, por lo tanto la modulación de fase es dos veces la frecuencia de giro, entonces:

$$f_m = 78 Hz$$

que comparando con la frecuencia de polarización que es de:

$$f_p = 164 Hz$$

podemos ver que la relación de frecuencias es de :

$$\frac{f_p}{f_m} = \frac{164 Hz}{72 Hz} \approx 2.28$$

es decir en cada alineamiento de los ejes ópticos se obtienen 2.28 paquetes de PLD y la misma cantidad de PLI.

Se puede considerar que este cambio de fase se da por un cambio en la distancia que hay de la antena a la fuente, o sea en la dirección de la radiación, es decir;

$$\widehat{i}E = \widehat{i}E_{0x} \cos(kz - \omega t)$$

donde z es la dirección en la que viaja la radiación, entonces:

$$z = l_0 \pm \Delta l$$

donde l_0 es la distancia a la fuente y Δl es el cambio en la modulación, entonces;

$$\widehat{i}E = \widehat{i}E_{0x} \cos(k(l_0 \pm \Delta l) - \omega t)$$

este cambio de fase, que es un movimiento en la longitud hacia la fuente, provoca que la radiación sea tomada en posiciones distintas alrededor de l_0 , es decir se está cambiando el punto de observación en la fuente al cambiar la distancia.

Una segunda función del modulador de fase es la indicación de la posición

de la placa retardadora y por lo tanto, de la fase. Una señal eléctrica de posición de fase es generada por fotodiodos colocados a los extremos de un plato circular con perforaciones determinadas por esas posiciones, y son enviadas a un circuito generador de onda cuadrada, en donde la frecuencia está determinada por los impulsos eléctricos obtenidos de los fotodiodos, ver Dibujo 4.4.

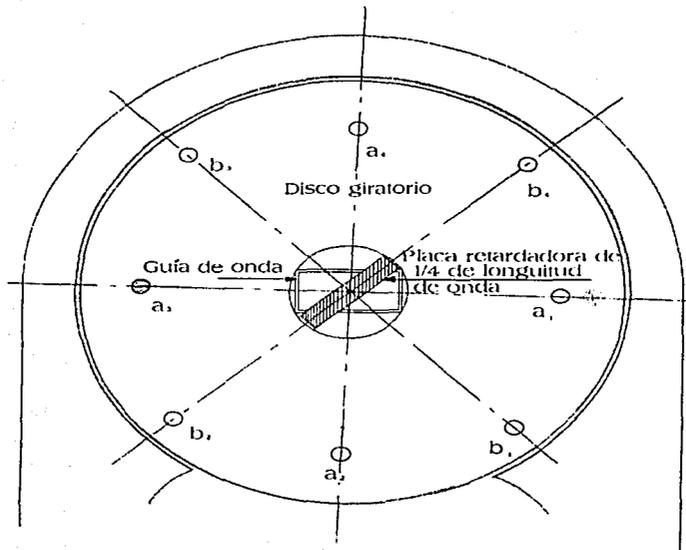


Figura 4.4: Disco giratorio (estroboscopio) indicador de posición de ejes ópticos (posición de patrón de interferencia) de placas retardadoras por fotodiodos

Como se observa en la figura 4.4 el plato giratorio tiene perforaciones que al encontrarse con los fotodiodos transmiten señales eléctricas en cuatro posiciones de cada ciclo de modulación de fase y que son enviadas a los amplificadores.

Debido a que la frecuencia de la polea del modulador de fase es de 39 Hz y a que en cada vuelta existen 8 pulsos eléctricos, entonces podemos obtener la frecuencia de la onda cuadrada conformada, como:

$$f_c = (39 \text{ Hz})4 = 156 \text{ Hz}$$

Con esta frecuencia se demodula la señal solar en los canales interferométricos llamados el canal seno y el canal coseno.

4.3 Modulador de Intensidad

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

Las muestras de la señal se toman con una frecuencia que es el doble de la frecuencia de trabajo del modulador de polarización. De esto se deduce que existe un acoplamiento de frecuencias entre los moduladores, el acoplamiento de las frecuencias manejadas tanto en el modulador de polarización como en el modulador de fase busca tomar una muestra de radiación

de cada tipo, es decir de PLI y de PLD, acoplándolos de la siguiente manera:

La frecuencia del modulador de polarización es de 164 Hz , y la frecuencia del modulado de fase es de 78 Hz lo cual significa que cada ciclo del modulado de fase contiene 2.1 ciclos de modulado de polarización, es decir contiene 2.1 muestras de PLI y 2.1 muestras de PLD, y como en el modulador de intensidad se toman muestras de cada tipo de radiación entonces la frecuencia del modulador de intensidad debe ser 4.2 veces mayor que la frecuencia del modulador de fase, entonces:

$$f = (78, Hz)4.2 = 327.6, Hz$$

en esta frecuencia se tiene capturada una muestra de cada tipo de polarización. La selección de entre las muestras de radiación y el ruido se da entonces con esta frecuencia, y son las frecuencias mínimas con las cuales el sistema funciona de manera adecuada.

El papel que juega el ruido en esta etapa es el de mantener la misma ganancia cuando se trata de alguna elevación de intensidad debido al incremento en la temperatura del sistema o elevaciones (caídas) de voltaje del mismo. Esto se consigue restando la señal de las antenas a la señal de ruido y como los cambios son iguales en ambas señales al restar se eliminan (ver Tesis de licenciatura de observación en microondas de regiones activas solares a $\lambda = 4, cm$. Del Dr. Alejandro Lara S.).

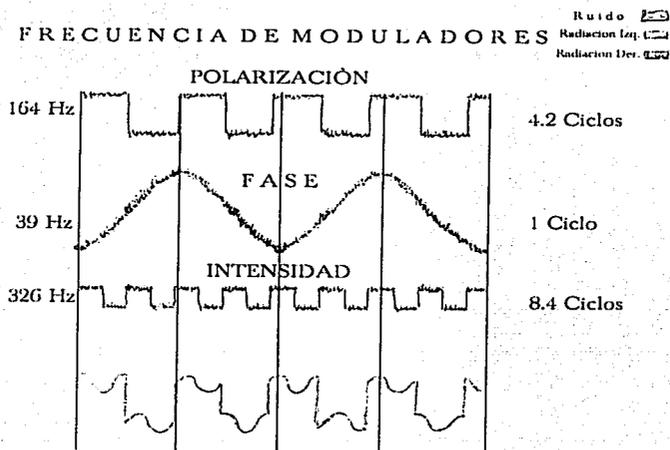


Figura 4.5: Frecuencias de los moduladores en acoplamiento

Capítulo 5

Amplificadores y Registros

Los amplificadores son la parte del equipo que es indispensable para hacer que la señal solar (transformada en impulsos electricos) pueda ser aumentada varias veces y así poder ser observada por el equipo y graficada, en particular este sistema consta de una etapa de amplificación de alta frecuencia de 60 decibeles (Db), esta etapa se encuentra ubicada en el mismo sistema estructural entre los espejos primarios parabólicos, y posteriormente pasa al laboratorio a donde se encuentra una segunda etapa de amplificación final y de aquí va a los registros de salida los cuales son de dos tipos, analógicos, como el graficador de tinta y digitales, como la computadora que acepta la información vía una tarjeta de conversión analógico digital que se encuentra integrada al sistema de computo. Podemos considerar dos tipos de amplificación del sistema de la siguiente manera:

5.2 Amplificación de fase conmutada (lock-in)

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

Los generadores de voltaje de referencia crean una señal cuadrada y la envían tanto al amplificador lock-in como a los moduladores, de polarización o de intensidad. Esta frecuencia característica condiciona (marca) la señal que debe ser amplificada y procesada como dato, la frecuencia del voltaje de referencia para el modulador de polarización es la mitad de la frecuencia del voltaje de referencia para el modulador de intensidad (ver sección 4.3). La señal de referencia que entran en dos amplificadores lock-in, canal seno y canal coseno, es generada por los impulsos eléctricos que son producidos por el modulador de fase, ya que esta señal indica la posición del patrón interferométrico (ver sección 4.2). El procedimiento es el siguiente:

Un lock-in recibe un voltaje de referencia, marca las dos posiciones medias del patrón interferométrico a ambos lados del máximo y los resta, para después amplificar este resultado y enviarlo a un registro de salida, y esto corresponde exactamente a la posición en la que el eje óptico de la placa retardadora, de $\lambda/2$ hace un ángulo de 45° con respecto de las posiciones de las placas retardadoras $\lambda/4$. La señal obtenida así se llama señal seno y al registro que se asigna la señal se llama registro seno.

Otro lock-in recibe el voltaje de referencia generada por los impulsos eléctricos que marcan el momento en el cual el patrón tiene su máximo y su mínimo y estas señales son restadas y su resultado es amplificado, y enviada a otro registro en el laboratorio, esto corresponde exactamente a la posición de alineamiento de los ejes ópticos de las tres placas retardadoras. A la señal

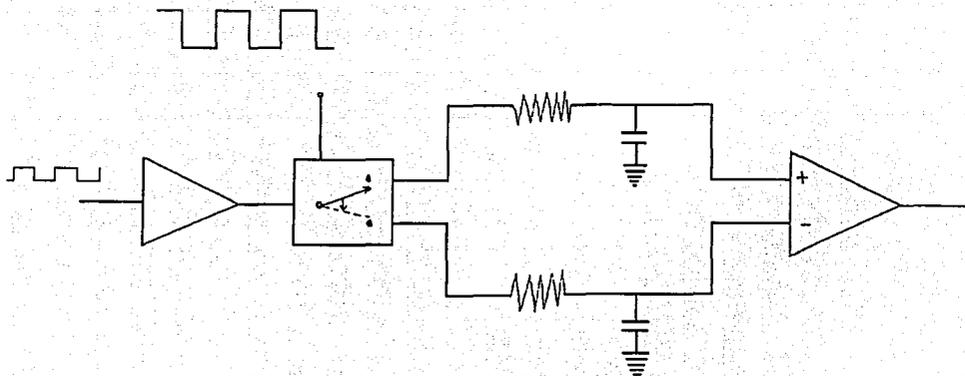


Figura 5.2: Amplificador lock-in

obtenida así se le llama señal coseno y corresponde al registro coseno.

Es así como estas señales se envían a sus registros de salida que pueden ser analógicos y/o digitales y que es lo que finalmente observamos en estos. Tanto los amplificadores como los registradores se encuentran en una etapa de sustitución y modernización por lo cual este es tema de un trabajo que se realizará posteriormente.

Capítulo 6

Conclusiones

En este trabajo se ha hecho un seguimiento secuencial del procesamiento de la radiación en el Radio Interferómetro Solar. El objetivo principal es tener la información de la estructura y características de las etapas que componen al RIS y que sirva como guía, ya sea para corregir, reparar o mejorar alguna o varias de esas etapas.

Seguimos el recorrido de la radiación desde el instante en que incide en los platos parabólicos, que bajo sus propias características paramétricas captan la radiación solar. Analizamos el desarrollo teórico para reflectores parabólicos, Además, usando las dimensiones físicas de los platos medidas directamente y las gráficas obtenidas en el canal de intensidad del RIS cuando el Sol cruza el campo de visión de las antenas. Con esto se consigue caracterizar las antenas, y por lo tanto, se obtiene el diagrama de los reflectores parabólicos que gobierna su respuesta a la radiación incidente, lo que finalmente nos permite obtener la función de su respuesta natural a partir las características tanto de las antenas como de la fuente observada.

Obteniendo como valores característicos, el ángulo del lóbulo a media po-

tencia $HPWB = 2.43^{\circ}$, el ángulo entre los primeros ceros $WBFN = 6.4^{\circ}$, el nivel de los lobulos secundarios $NLS < 0.025$

En la parte de las guías de onda obtuvimos la confirmación de que la longitud de onda de la radiación que es conducida por estas es $\lambda = 4 \text{ cm}$, además de que en el anillo híbrido el patrón de interferencia produce una resolución espacial del RIS de $26'$

Después, seguimos el paso de la radiación por las etapas de modulación (que son 3) y revisamos el acoplamiento de las diferentes frecuencias de modulación (modulación de intensidad, polarización, y fase) dandonos 164 Hz para el modulador de polarización, 30 Hz para el modulador de fase, y de 326 Hz para el modulador de intensidad. Esto resultados obtenidos nos permite modificar alguna frecuencia, si es necesario debido a la substitución o modernización de alguna sección del equipo sin mayores contratiempos teóricos.

Finalmente, se describe brevemente el trayecto de la señal solar desde los amplificadores de alta frecuencia hasta el registro de las observaciones.

Por otra parte, este trabajo es la base de un manual que describe completamente las características físicas y de operación del RIS. De tal forma que nos permita reparar, modificar y/o modernizar cada una de las etapas que componen al RIS.

Un trabajo futuro será enfocado hacia la descripción del equipo electrónico de recepción, en particular la amplificación de altas frecuencias, la conversión a baja frecuencia, y el registro de la señal.

Bibliografía

- [1] Bravo Silvia, Arreola Mario y Pérez-Enríquez Román
“Modernización y Reubicación del Radiointerferómetro Solar del IGF (IK)”
Comunicaciones Tecnicas Instituto de Geofísica U.N.A.M.
- [2] Cardama Aznar Angel, Jofre Roca Lluís, Rius Casals Juan Manuel, Romeu Robert Jordi, Blanch Boris Sebastian.
“Antenas”
Editorial Alfaomega Ediciones UPC.
- [3] D. Kraus John
“Electromagnetismo”
Editorial Mc Graw Hill
- [4] Lara Sanchez Alejandro
“Observación en Microondas de Regiones Activas Solares con el Radiointerferómetro Solar a $\lambda = 4 \text{ cm.}$ ”
Tesis de licenciatura
- [5] Mendoza Torres Eduardo
“The use The small Base Radio-interferometer at Mexico City for solar

Burts Observations"

Tesis de licenciatura

[6] **Rohlf's Kristen**

"Tools of Radio Astronomy"

Editorial A and A Library

[7] **Salmerón María José**

"Radiación Propagación y Antenas"

Editorial Trillas

[8] **S. Shklovsky I.**

"Cosmic Radio Waves"

Editorial Harvar University

[9] **Zajac Hecht**

"Optica"

Editorial Addison Wesley