

7



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLÁN

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL
RADIOTELESCOPIO DE CENTELLEO
INTERPLANETARIO EN TEOLOYUCÁN
ESTADO DE MÉXICO”

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A
ERNESTO ANDRADE MASCOTE

ASESOR: DR. JUAN AMÉRICO GONZÁLEZ ESPARZA

207157

CUAUTITLÁN IZCALLI, EDO. DE MÉX. 2000



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.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA FES CUAUTITLAN
PRESENTE

ATN: Q Ma del Carmen García Mijares
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la FES Cuautitlán

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS

"Diseño y Construcción del Radiotelescopio de Centellen Interplanetario en Teoloyucán Estado de México.
que presenta el pasante: Ernesto Andrade Mascote
con número de cuenta: 8424690-3 para obtener el título de Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautitlán izcalli, Méx a 7 de Septiembre de 2000

- PRESIDENTE Fis. José de Jesús Cruz Guzmán
VOCAL Ing. Jaime Rodríguez Martínez
SECRETARIO Dr. Juan Américo González Esparza
PRIMER SUPLENTE M.en C. Ramón Fuentes Villaseñor
SEGUNDO SUPLENTE Ing. Juan González Vega

A MIS PADRES Y HERMANOS

En especial dedico mi tesis a mis padres (Moises y Francisca) que siempre estuvieron esperando esta fecha “Gracias por sus enseñanzas y gran amor hacia la familia”.

A mis Hermanos (Trinidad, Moises, Emiliano, Luz Maria, Cuauhtémoc, José Luis, Guadalupe Alejandro, Raúl, Esteban y Agustín), que siempre estuvieron esperando esta fecha. “Gracias por sus regaños y enseñanzas y por su gran paciencia”. A mis padres y a ustedes les dedico mi trabajo y esfuerzo en cualquier meta que me proponga alcanzar.

“Gracias”

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo no hubiera sido posible sin la colaboración y el apoyo de varias personas e instituciones. Agradezco a todos aquellos que voluntaria e involuntariamente han sido mis maestros tanto en lo académico como en la vida.

En primer término, deseo expresar mi más sincero agradecimiento al Dr. Juan Américo González director de esta tesis por su paciencia y dedicación así como la ayuda constante y desinteresada en la supervisión de esta tesis, cuyos comentarios y sugerencias hicieron posible la realización de este trabajo.

Con mucho cariño y respeto en memoria a la Dra. Silvia Bravo quien me brindó la oportunidad de involucrarme en la construcción del radiotelescopio para estudios de Centelleo Interplanetario. A ella en especial dedico esta tesis, por todo el apoyo que de ella recibí y por sus palabras de aliento tan sabias que hicieron posible la realización de este trabajo.

“Gracias Dra. Silvia por sus enseñanzas y por ese gran amor que siempre tuvo por la Física Espacial y divulgación de la ciencia en México”.

Agradezco a mis amigos y compañeros del departamento de Física Espacial de los cuales me siento afortunado por tener su amistad y apoyo incondicional ya que siempre me brindaron su experiencia y saber. En especial, a Ernesto Aguilar Rodríguez, Thomas McGowan Edwards, Armando Carrillo, Mario Nuñez y Gilberto Casillas.

Igualmente mis agradecimientos a los miembros del cuerpo de profesores de la carrera de Ingeniero Mecánico Electricista de la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán "UNAM", al grupo de investigadores del Departamento de Física Espacial del Instituto de Geofísica que invirtieron su conocimiento y me proporcionaron las herramientas necesarias para ser un profesionalista, a ellos mi mas sincero agradecimiento.

Agradecer particularmente a los miembros del jurado: Fís. José de Jesús Cruz Guzmán, Ing. Jaime Rodríguez Martínez, M.C. Ramón Fuentes Villaseñor y al Ing. Juan González Vega, por sus comentarios y sugerencias.

A todos ellos muchas gracias.

3.4. TIPOS DE ANTENAS.....	72
3.5. ARREGLOS DE ANTENAS PARA RADIOASTRONOMÍA.....	74
3.5.1. Arreglos lineales y Planos de Antenas	77

CAPÍTULO 4. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN.....	85
4.2 DEFINICIÓN DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	86
4.3 MODOS Y TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	88
4.4 LAS ECUACIONES Y PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	91
4.4.1 Los Parámetros de las líneas de transmisión.....	95
4.4.2 Parámetros de Transmisión	104
4.4.3 Parámetros de Reflexión.....	105
4.5 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE DOS CONDUCTORES.....	109
4.6 LÍNEA COAXIAL DE CONDUCTOR SÓLIDO.....	111
4.7 EL TRANSFORMADOR Ó ACOPLADOR DE IMPEDANCIAS (BALUNS).....	113
4.8 TÉCNICA EMPLEADA PARA ANALIZAR LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	116

CAPÍTULO 5. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL RADIOTELESCOPIO PROTOTIPO

5.1 INTRODUCCIÓN.....	118
5.2 DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DEL ARREGLO PILOTO.....	119
5.2.1 Frecuencia de Operación.....	121
5.2.2 Estudio de Ruido Electromagnético Ambiental.....	123
5.2.3 Consideraciones Geográficas y Ambientales.....	135
5.3 EL RADIOTELESCOPIO PROTOTIPO PARA CIP.....	137
5.3.1 Subsistema 1: La Antena y Líneas de Transmisión.....	137
5.3.2 Subsistema 2: Etapa de Preamplificación y Combinación.....	150
5.3.3 Subsistema 3: Sistema de Seguimiento Electrónico (Matriz de Butler).....	154
5.3.4 Subsistema 4: El Receptor.....	158
5.3.5 Subsistema 5: Sistema de adquisición de datos digitales.....	167

Conclusiones.....	171
--------------------------	------------

Apéndice I: Oscilogramas del Receptor.....	174
---	------------

Apéndice II: Lista de fuentes de radio.....	175
--	------------

Apéndice III: Eficiencia total.....	177
--	------------

Referencias.....	178
-------------------------	------------

LISTA DE FIGURAS

<i>Número</i>	<i>Pág.</i>
Figura 1.1 Parte de la estructura de la antena con la cual Jansky realizó las primeras observaciones de ondas de radio de origen extraterrestre (Tomado Krauss 1986).	3
Figura 1.2 Grandes nubes de plasma (Gases Ionizados), llamadas Eyecciones de Masa Coronal (CME) que son llevadas a través del medio interplanetario por el viento solar (Tomado de Space Environment [1998]).	7
Figura 1.3 La foto muestra una eyección de masa coronal saliendo del Sol, propagándose hacia la Tierra y distorsionando su campo magnético, resultando en una actividad geomagnética (Tomada de NOAA [1999]).	10
Figura 1.4 Ondas de radio que alcanzan la ionosfera y que pueden ser desviadas (Tomado de NOAA[1999]).	11
Figura 1.5 La foto muestra como se lleva a cabo el fenómeno de centelleo interplanetario (Tomado de Instituto de Geofísica, UNAM[2000]).	13
Figura 1.6 Analogía entre un radiotelescopio y un telescopio óptico(Tomado de Kraus[1982]).	15
Figura 1.7 El haz de lápiz y abanico tienen un área y directividad casi iguales (Tomado de Kraus[1982]).	18
Figura 1.8 Comparación de la apertura de tres antenas, empleadas en telescopios de tránsito meridional, con el mismo costo (Tomado de Kraus[1982]).	19
Figura 1.9 La foto muestra una antena de reflector parabólico de 50 ft de diámetro, perteneciente a The Naval Research Laboratory, (Tomado de Kraus[1982]).	20
Figura 1.10 Antena cilíndrica parabólica en la Universidad de Cambridge Inglaterra, tiene 300 ft de largo por 50 de ancho, siendo una de las cuatro que forman un interferómetro (Tomado de Kraus [1990]).	21
Figura 1.11 La antena helicoidal que conforma el radiotelescopio, esta formada por un arreglo de 96 antenas helicoidales montadas sobre una estructura plana de metal, de 160 pies de longitud por 22 de ancho(Tomado de Kraus[1982]).	22
Figura 1.12 Croquis del radiotelescopio de 700 pies de largo, por 70 pies de altura propuesto por la Universidad de Ohio (Tomado Kraus[1982]).	22
Figura 1.13 El arreglo de 3.6 hectáreas para estudios CIP, construido en el Observatorio de Muller en Cambridge, U. K. (Tomado de Purvis {1981}).	24
Figura 1.14 Arreglo de antenas del radiotelescopio para CIP en Thaltej India (Tomado de Hari Om [1993]).	24
Figura 1.15 La gráfica muestra la relación entre el índice de centelleo y el ángulo de elongación ϵ (Tomado de Duffett-Smith [1987]).	25
Figura 1.16 La foto muestra parte de la estructura del arreglo prototipo (Tomado de Instituto de Geofísica UNAM[1999]).	29
Figura 1.17 Parte de la configuración del radiotelescopio para estudios de CIP en México (Tomado de Instituto de Geofísica[2000]).	30
Figura 2.1. Propagación de una onda electromagnética (tomada de Pozar [1998]).	35
Figura 2.2.El aparato que Hertz utilizó para generar por primera vez ondas electromagnéticas tomada de Nahin [1996].	36
Figura 2.3. Diagrama eléctrico del dispositivo utilizado por Hertz para realizar sus experimentos electromagnéticos (tomada de ARRL UHF/MICROWAVE [1990]).	37
Figura 2.4. El "Dispositivo receptor" que Hertz utilizó para comprobar la propagación de las ondas electromagnéticas. (tomada de Foster and Guy [1998]).	38
Figura 2.5 Espectro electromagnético (tomado de Kraus [1992]).	40
Figura 2.6 Ventana de Radio (Tomado de Hagen [1996]).	41
Figura 2.7. Frente de onda plana que se propaga en la dirección positiva del eje z . Los ejes x , y y z se encuentran en el plano del frente de onda (tomado de Magdy [1992]).	45

Figura 2.8. Gráfica de la variación de $E_x = E_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z)$ como función de z para varios valores de t (tomada de Magdy [1992])	47
Figura 3.1. Aspectos físicos que relacionan la separación de campos eléctricos (Tomado de Magdy[1992])	54
Figura 3.2. La propagación de la ondas electromagnéticas al espacio libre (Tomado de Kraus [1986])	55
Figura 3.3 Dipolo actuando como una antena lanzando ondas electromagnéticas al espacio libre (Tomado de Kraus [1992]).	55
Figura 3.4 Diagrama esquemático que muestra la dualidad de una antena y los parámetros básicos (Tomado de Kraus [1992]).	57
Figura 3.5. Patrón de radiación típico de una antena (Tomado de Nahin [1996].)	58
Figura 3.6 Regiones de una antena, Región de Fresnel y Fraunhofer [tomado de Krauss (1992)]	59
Figura 3.7 Patrón de potencia de una antena (tomado de Kraus [1992])	61
Figura 3.8 Patrón de la antena en coordenadas rectangulares (tomado Kraus [1992])	62
Figura 3.9 La longitud del arco $r\theta$, sustentado por el ángulo θ , en un círculo de radio r (Tomado de Krauss [1992])	62
Figura 3.10 Sección transversal y simétrica del patrón de potencia de una antena, que muestra el ángulo sólido equivalente de un patrón cónico.(Tomado de Iskander [1992])	63
Figura 3.11 Onda electromagnética plana incidiendo sobre la abertura A de una antena del tipo bocina. (tomada de Kraus[1992])	69
Figura 3.12 Diagrama esquemático que muestra la impedancia terminal Z_T de un dipolo, y una onda plana incidiendo sobre el mismo En (b) tenemos el circuito equivalente (tomado de Kraus [1982]).	71
Figura 3.13 Antena de bocina mostrando las dimensiones que determinan la abertura física.(Tomado de Krauss[1986])	73
Figura 3.14 La radiación de una abertura A y su relación con el ángulo sólido Ω_A (Tomado de Pozar[1998]).	74
Figura 3.15 La fotografía muestra varios tipos de antenas para ondas milimétricas (Tomado de Nahin [1996]).	75
Figura 3.16 La antena dipolar de media onda (tomado de Collin [1985]).	76
Figura 3.17 Amplitud del patrón para un dipolo lineal con distribución de corriente sinusoidal, para diferentes longitudes eléctricas.	77
Figura 3.18 Variación de la directividad de dipolos lineales con la longitud eléctrica $2l/\lambda$ de la antena. (Tomado de C.A. Balanis [1992]).	78
Figura 3.19 Muestra un arreglo lineal de N elementos espaciados uniformemente una distancia d (Tomado de Microwave Journal[1986]).	80
Figura 3.20 Factor de arreglo de una antena: elementos radiadores e isotrópicos que tienen excitación independiente (Tomado de Microwave Journal[1986]).	81
Figura 3.21 Muestra el factor de arreglo para $N=10$, $\theta_0=0^\circ$, para el caso de un arreglo de longitud grande (Tomado de Microwave journal[1986]).	82
Figura 3.22 Patrón de arreglos formados por radiadores isotrópicos (tomado Tai [1975]).	83
Figura 3.23 Comparación de la directividad de varios arreglos lineales de elementos no isotrópicos (tomado de Tai and Bach [1975]).	84
Figura 3.24 Los patrones de radiación de dipolos cortos, utilizados como elementos de radiación típicos.	84
Figura 4.1. Tipos comunes de líneas de transmisión (Tomado de Magdy[1992])	91
Figura 4.2 Tipos de modos y líneas de transmisión (tomado de Kraus [1986])	94
Figura 4.3 Campo eléctrico y magnético asociados con un modo TEM, en una línea de transmisión de dos conductores (Tomado de Magdy[1992]).	95
Figura 4.4 Líneas de transmisión generalizadas de dos conductores, mostrando el voltaje \hat{V}_m^* y \hat{I}_m^* , en relación a los campos eléctrico y magnético. En (a) se define el voltaje \hat{V}_m^* entre los conductores. (b) Define la corriente \hat{I}_m^* en el conductor positivo (tomado de Kraus [1986]).	98

Figura 4.5 Representación de un circuito de parámetros concentrados a bajas frecuencias.....	99
Figura 4.6 Representación de un circuito de parámetros distribuidos para altas frecuencias.....	100
Figura 4.7 Transferencia eficiente de potencia (tomado de Hewlett Packard [1999]).....	104
Figura 4.8 Analogía entre las ondas de luz y la energía de Radiofrecuencia (tomado Hewlett Packard [1999]).....	105
Figura 4.9 Línea de transmisión terminada con una impedancia Z_0 (tomada de Hewlett Packard [1999]).....	105
Figura 4.10 Línea de transmisión terminada en circuito abierto y corto circuito (tomada de Hewlett Packard [1999]).....	106
Figura 4.11 Línea de transmisión terminada en una carga de 25 Ohms (tomada de Hewlett Packard [1999]).....	107
Figura 4.12 Parámetros de transmisión (tomada de Hewlett Packard [1999]).....	108
Figura 4-13 Representación de los principales parámetros de reflexión (tomado de Hewlett Packard[1998]).....	112
Figura 4.14 Una línea de transmisión típica de conductores paralelos (Tomado de Arri Handbook (1992))	113
Figura 4.15 Impedancia característica de líneas comunes (tomada de Packard and Lowman [1988])	114
Figura 4.16 Descripción de una línea de transmisión coaxial (Tomado de Communications, Inc.[1999])	115
Figura 4.17 Representación de un balun de relación 4:1 (Tomado de Arri Antenna Book[1991]).....	118
Figura 4.18 Transformador tipo toroidal de banda ancha (Tomado de Hagen[1991]).....	119
Figura 4.19 La carta de Smith (tomada de RF Design and Measurement [1999]).....	120
Figura 5.1 La foto muestra parte de la estructura del arreglo prototipo para estudios de CIP en el Observatorio Geomagnético de Teoloyucán Edo. De México.	125
Figura 5.2 La foto muestra el equipo e instrumentos de medición utilizados para realizar la prueba de ruido ambiental (tomada de Equipo de Medición y prueba HP, [1999]).....	129
Figura 5.3 Vista del panel frontal y accesorios empleados con el analizador de espectros (Tomado del Catalogo pruebas y mediciones HP[1999])	130
Figura 5.4 Las diferentes señales que se pueden medir, con un analizador de espectros (Tomada de Brown [1998]).....	131
Figura 5.5 Dimensiones físicas y patrones de radiación de la antena Yagui de seis elementos (tomado de Antennas Book[1992]).....	135
Figura 5.6 El dibujo muestra las dimensiones de la antena omnidireccional para 139.65 MHz y su patrón de radiación (tomado de comunicación Interna Sep-98, Instituto de Geofísica, UNAM)	136
Figura 5.7 Ubicación geográfica del Observatorio Geomagnético de Teoloyucán (Tomado de Comunicación Técnica, IGEF-UNAM[1997]).....	140
Figura 5.8 Conformación geométrica y orientación de la antena que conforma al radiotelescopio prototipo (tomado de Mexican IPS Test Array[1994].	143
Figura 5.9 Los dibujos muestran las dimensiones reales de la antena que conforma al radiotelescopio prototipo (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	145
Figura 5.10 Detalles de construcción y tendido de los dipolos para una fila del arreglo dipolar (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	146
Figura 5.11 Detalles del anclaje y sujeción del arreglo de dipolos a través de las cuerdas de Nylon (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	146
Figura 5.12 El dibujo muestra la disposición que guardan los dipolos respecto a la línea de alimentación (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	147
Figura 5.13 El dibujo muestra las dimensiones reales del dipolo de onda completa que conforma la antena del arreglo prototipo (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	147
Figura 5.14 Configuración eléctrica de la antena y recorrido de la señal por cada uno de sus bloques (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).....	150
Figura 5.15 La foto muestra el diseño del transformador de acoplamiento de banda amplia, 4:1, 4.1.1.	151

Figura 5.16 El dibujo muestra diferentes secciones de cable coaxial tipo RG-58/A, empleado en el radiotelescopio (Tomado de UHF and Microwaves [1990]).	153
Figura 5.17 La foto muestra parte del sistema de amplificación de primer nivel del radiotelescopio prototipo.	156
Figura 5.18 Muestra al amplificador de bajo ruido ZFL-500LN y las características eléctricas a tres frecuencias diferentes (Tomado de Handbook de RF/IF[1998]).	157
Figura 5.19 La foto muestra el sistema de combinación y amplificación de segundo nivel	158
Figura 5.20 La foto muestra las características eléctricas y mecánicas del combinador ZFSC-2-1W (Tomado de Handbook de RF/IF [1999]).	159
Figura 5.21 Operación básica del sistema de alimentación por conmutación electrónica Matriz de butler (Tomado de Kahritas[1990]).	160
Figura 5.22 El dibujo muestra la configuración de la matriz de butler y posición del haz para el arreglo lineal prototipo de cuatro elementos.	162
Figura 5.23 Arreglo experimental para probar la matriz de Butler (tomado de Hari Om Vats [1993]).	162
Figura 5.24 La foto muestra los módulos que integran al receptor tipo Dicke empleado en el radiotelescopio prototipo.	164
Figura 5.25 Diagrama a bloques y el proceso de la señal en el receptor tipo Dicke	165
Figura 5.26 Fuente de ruido o carga de comparación T_R , ajustable a tres niveles de amplificación.	166
Figura 5.27 La foto muestra al circuito de RF Switch, y sus curvas de operación a 139.65 MHz.	166
Figura 5.28 El filtro pasabanda SBP-10.7 y respuesta característica de operación.	168
Figura 5.29 La foto muestra el tipo de Amplificadores de FI, las gráficas de respuesta en ganancia, directividad y VSWR a la frecuencia de 139.65 MHz.	169
Figura 5.30 Circuito detector de raíz cuadrada	170
Figura 5.31 El circuito conmutador de vídeo (o demodulador síncrono).	171
Figura 5.32 Circuito integrador.	171
Figura 5.33 La foto muestra el registro de una señal empleando un registrador analógico.	173
Figura 5.34 La foto muestra la posición geográfica donde se construya el radiotelescopio final (tomado de INEGI [1999]).	174

RESUMEN

El estudio del universo no se limita hoy a lo que podemos observar con los telescopios ópticos. Actualmente las agencias espaciales más importantes del mundo y centros de investigación, cuentan con observatorios espaciales, satélites espaciales y radiotelescopios más modernos, con los cuales se pueden percibir radiaciones, dentro de un espectro más amplio que el comprendido por la luz visible. Con estos nuevos instrumentos se pueden captar y estudiar, con gran precisión, las radiaciones que los cuerpos emiten, desde ondas de radio hasta rayos-X. De todos estos instrumentos, los radiotelescopios que basan su funcionamiento en la captación de las ondas radio que provienen del espacio y que llegan a la Tierra, han sido por más de cuatro décadas, un poderoso instrumentos de investigación espacial. Por lo que a este instrumento en particular enfocaremos nuestro estudio, ya que representa en gran parte el tema de mi trabajo de tesis. El proyecto de construir un radiotelescopio en México, nace en 1992, como un convenio entre la Universidad Nacional Autónoma de México, a través del Instituto de Geofísica y el Tecnológico de Florida, la finalidad conformar una red de alarma mundial para el monitoreo y predicción del clima espacial. El proyecto se planteo en dos fases. La primera fase consistía en la construcción de un arreglo prototipo, para realizar análisis de ruido ambiental y calibración de los sistemas eléctrico y electrónico de la antena y receptores. La segunda fase consistía en construir el arreglo final para realizar en forma estudios de las perturbaciones que se propagan a través del medio interplanetario aplicando la técnica del Centelleo Interplanetario. La construcción del arreglo prototipo se inicia en 1995 en las instalaciones del Observatorio Geomagnético en Teoloyucán, Estado de México, perteneciente al Instituto de Geofísica. Donde, la directora principal del proyecto es la Dra. Silvia Bravo, y responsable del diseño el Dr. Michael Thursby. A mediados de este mismo año y hasta la fecha he estado trabajando en el proyecto. Es importante mencionar que de este proyecto han salido tres trabajos de tesis, de estudiantes de licenciatura y maestría que han participado y que algunos trabajan para el proyecto. El objetivo de mi trabajo esta enfocado a la realización de una memoria que describa el diseño del radiotelescopio prototipo, y que sirva como herramienta de apoyo para la exploración, reparación y mantenimiento del radiotelescopio prototipo, así como también para obtener los parámetros que caracterizan a los

sistemas de radiofrecuencia como son: líneas de transmisión, antena, receptor etc. Y crear de esta forma un manual técnico que permita prever todos los inconvenientes que se presenten al construir el arreglo de gran área en el Observatorio de Centelleo Interplanetario en Coeneo Michoacán.

Este trabajo consiste de cinco capítulos. El capítulo 1, aborda en general los inicios de radioastronomía. Las diferentes fuentes de radio y su clasificación, la técnica del centelleo interplanetario, se habla también del pronóstico del clima espacial, los radiotelescopios, sus tipos y algunas de las consideraciones más importantes para construir un arreglo plano de elementos dipolares. Estos temas son extremadamente importantes, debido a su implicación para entender el porqué de construir un radiotelescopio para estudios de centelleo interplanetario en México. Finalmente el capítulo termina haciendo una descripción general de las características y factores que llevaron a la construcción de un arreglo prototipo en México. Del capítulo 2 al 4 se estudian los aspectos más importantes de teoría electromagnética, antenas y teoría de líneas de transmisión, necesarios para entender las técnicas empleadas, para obtener los parámetros más importantes y funcionamiento del radiotelescopio prototipo. Finalmente en el capítulo 5 se analizarán los cinco subsistemas que integran el diseño del radiotelescopio prototipo, se realizará una revisión de cómo se llevó a cabo la ubicación y orientación del arreglo, se discutirán y analizarán los aspectos técnicos del diseño. Las técnicas empleadas en la medición y obtención de los parámetros importantes de la antena, líneas de transmisión, circuito defasador, receptor y sistema de adquisición de datos digitales. Así como las técnicas empleadas en la calibración y obtención de algunas señales importantes con el radiotelescopio prototipo. Al final del capítulo se hace un resumen de los procedimientos que se han venido dando hasta el momento y avances logrados en la construcción del arreglo final en Coeneo, Michoacán. Es difícil tratar cada uno de los capítulos de manera completa, sin embargo se dan referencias adecuadas preferentemente en los capítulos de 2 al 4, que ayudarán al lector profundizar más en el tema de su interés.

CAPÍTULO 1. RADIOASTRONOMIA

1.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se discuten algunos conceptos fundamentales de radioastronomía, sus inicios y su importancia en el estudio de las ondas de radio fuera y dentro de la Tierra. Se tratan conceptos importantes como el viento solar y medio interplanetario, y cómo es que la actividad solar puede afectar a la Tierra. Abordaremos la técnica del centelleo interplanetario como una herramienta útil para estudiar la estructura de las fuentes de radio y las irregularidades en el viento solar. En la sección 1.3 trataremos el clima espacial y su predicción, tema que hoy en día es uno de los principales objetivos de la ciencia espacial. En la sección 1.4 hablaremos de los radiotelescopios, como el medio del que se auxilia la radioastronomía para detectar y medir señales de radio de fuentes lejanas como cuasares, pulsares, galaxias etc. su función y los tipos de radiotelescopios que existen. En la sección 1.5, se tratan las consideraciones más importantes que se deben tomar en cuenta antes de llevar acabo la construcción de un radiotelescopio. Finalmente el capítulo termina con la sección 1.6, en la cual se aborda el punto más importante, el cual esta orientado directamente al trabajo de esta tesis: la construcción del radiotelescopio para estudios de Centelleo Interplanetario en México, por el Instituto de Geofísica de la UNAM, El cual tiene como objetivo desarrollar estudios de la estructura a gran escala del viento solar empleando la técnica de centelleo interplanetario.

1.2 HISTORIA DE LA RADIOASTRONOMÍA

La investigación de las ondas de radio provenientes de fuentes celestes y la posibilidad de pensar en el Sol y otros cuerpos cósmicos como fuentes de ondas de radio, surge después de que Maxwell expone su teoría electromagnética en 1859 y de que Hertz produjera y midiera ondas de radiofrecuencia en 1888 (Referirse al Capítulo 2). Esta teoría electromagnética se desarrolló en torno a la luz visible debido a que es esta pequeña ventana, dentro del espectro electromagnético la que puede captar nuestra vista. Sin embargo, ahora se sabe que los cuerpos celestes emiten radiación en todo el espectro electromagnético.

En esos años fueron muchos los investigadores que se dedicaron a detectar posibles señales de radio provenientes del Sol. Desafortunadamente sus intentos fueron infructuosos debido principalmente a que la electrónica y técnicas de radio aún no estaban muy desarrolladas. Tuvieron que pasar varias décadas antes de que la electrónica se desarrollara y avanzara hasta el punto de que las observaciones tuvieran buenos resultados. Actualmente se considera irónico pensar que el descubrimiento de las fuentes de radio cósmicas ocurriera por accidente y que esa fuente detectada no fuera precisamente el Sol, objetivo principal de los primeros experimentos.

A finales de los años veinte las técnicas de recepción estaban ya disponibles, pero el mundo científico se había olvidado de los emisores celestes. Fue el ingeniero Karl G. Jansky quien trabajaba para los Laboratorios Bell Telephone y que tenía asignado el problema de estudiar la dirección de llegada de la estática, que intervenía y afectaba severamente las comunicaciones transoceánicas por onda corta. Para realizar este trabajo Jansky se dio a la tarea de construir una antena de haz unidireccional y de polarización vertical, la estructura de la antena era una combinación de metal y de madera en forma de jaula, montada sobre una pista circular horizontal de manera que esta girara en dirección azimutal. Después de mucho tiempo de recopilar datos y registros de diferentes tipos de ruido, captados a diferentes longitudes de onda en 1932 reporta sus primeros resultados, e identifica tres grupos de interferencia o estática: estática por tormentas locales; estática a partir de tormentas eléctricas, (principalmente en la dirección meridional); y un tipo de estática que se manifestaba como un silbido ininterrumpido de origen desconocido. En la Figura 1.1, se muestra la antena y parte del registro obtenido por Jansky en 1932

En 1933 publica otro trabajo donde concluye que la dirección de arribo de estas ondas estaban fijas en el espacio y que la fuente de aquel ruido, estaba localizada en la constelación de sagitario en dirección al núcleo de nuestra galaxia.

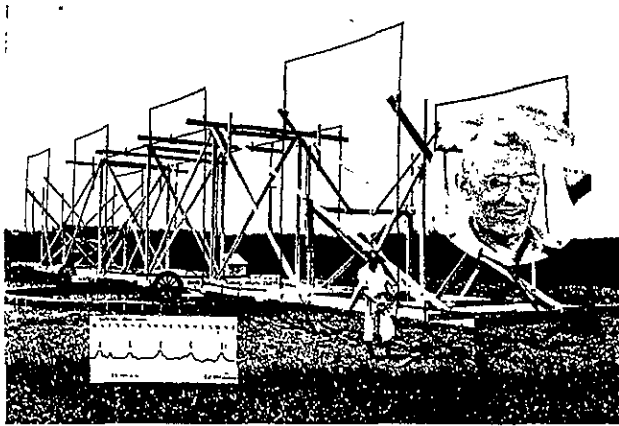


Figura 1.1 Parte de la estructura de la antena con la cual Jansky realizó las primeras observaciones de ondas de radio de origen extraterrestre (Tomado Krauss 1986)

Con este mismo trabajo comprobó que muchos cuerpos celestes, además de irradiar energía en forma de luz visible, lo hacían también en forma de ondas de radio. Al no poder detectar la radioemisión del Sol, llegó a la conclusión de que las estrellas no eran una fuente importante de radio, conclusión prematura que estableció tal vez por que los tiempos no le permitieron a Jansky construir un radiotelescopio de tipo parabólico y profundizar más en el estudio de las fuentes de radio. Los resultados negativos de Jansky en cuanto a detectar la radioemisión del Sol, son explicados por algunos científicos como consecuencia de que el Sol estaba en una época de mínima actividad y otros lo atribuyeron a la poca sensibilidad de su aparato receptor [Kraus,1966]. Jansky continuó sus trabajos en otras longitudes de onda pero se dio cuenta que para proseguir con sus investigaciones, se requería de antenas más grandes y con mejor directividad. Años más tarde, el trabajo e investigación que Jansky había acumulado, fue aprovechada por **Grober Reber**, quien realizó las primeras mediciones cuantitativas de radio en el cielo y los primeros mapas de fuentes de radio [Gart,1970].

Los mapas de Reber, muestran la radiación máxima para la Constelación de Sagitario, siendo menor para Cygnus, Cassiopea, Can mayor y Puppis, la radiación mínima es para Perseo [Reber,1958].

No obstante después de la segunda guerra mundial y gracias a los avances que se tuvieron en los sistemas de radar finalmente, la radioastronomía pudo despegar definitivamente. Muy pronto se desarrollaron nuevos métodos de observación en longitudes de onda métricas y centimétricas y para la década de los sesenta ya se contaba con grandes radiotelescopios contruidos específicamente para la observación de los astros (los primeros receptores fueron radares militares adaptados para la observación del cielo). Con el tiempo se han ido refinando los métodos de observación y se han construido grandes arreglos de radiotelescopios que funcionan bajo el principio de la interferometría que permite alcanzar resoluciones comparables, y en ocasiones superiores, a los telescopios ópticos. Actualmente, se esta desarrollando la radioastronomía en longitudes de onda milimétricas (Skylab N° 8, 1999). Con el desarrolló de la radioastronomía se fueron identificando las distintas fuentes de radio en el universo. En México, específicamente en el Instituto de Geofísica de la UNAM, se ha iniciado la construcción de un radiotelescopio de tránsito meridional, de forma rectangular plana, conformado por arreglos de dipolos el cual esta dedicado a observaciones de fuentes puntuales de radio y a estudios del viento solar aplicando la técnica de Centelleo interplanetario. Por el momento se cuenta con un arreglo prototipo, mediante el cual se han realizado algunos trabajos de calibración y mejoramiento de sus características de operación para mejorar la capacidad de observación del arreglo final.

1.2.1. LAS FUENTES DE RADIO

Las fuentes de radio se dividen en fuentes de radio extensas y fuentes de radio compactas, de acuerdo a las dimensiones del arco de visión. Se dice que una fuente de radio es extensa cuando el ángulo de visión es ≥ 1 segundo de arco y sus dimensiones lineales van desde los 10 Kpc a 0.6 Mpc, (1 parsec (pc) = 3.26 años luz = 3×10^{13} Km). Para una fuente de compacta, el arco de visión es mucho menor a un segundo de arco y sus dimensiones van desde una fracción de parsec, hasta decenas de parsecs.

Las fuentes extensas se caracterizan también por emitir poca potencia en el espectro óptico, cuyo índice espectral (n) es cercano a 0.75, por otro lado, las fuentes compactas tienen un índice espectral de 0 a 0.25, lo cual hace que la potencia de emisión sea muy constante [Kraus, 1992].

Las fuentes de radio que se emplean para establecer un marco de referencia, son las compactas debido a su posición puntual en el espacio. Las máximas temperaturas de iluminación que alcanzan van de los 10^7 a 10^{12} °K. A continuación se resumen algunas de los tipos de fuentes de radio que hemos mencionado.

El Sol

El Sol es una de las fuentes de radio más complejas, combina períodos quietos con distintos y severos estallidos, aun en sus períodos quietos, el Sol emite ruido de radio, pero la mayoría de esa energía es más perceptible cuando esta en la fase activa de su ciclo de 11 años. En esta etapa el Sol emite tormentas de “estática”, las cuales pueden durar desde horas a días [Annett, 1975]. Esta estática de radio ha sido relacionada con las manchas solares y estallidos esporádicos de alta energía, hoy se sabe que estos estallidos tan intensos forman las eycciones de masa coronal, que pueden afectar severamente la magnetosfera de la Tierra (referirse a la sección I-4).

Los Planetas

La mayor parte de la energía de radio que emite un planeta es radiación térmica que proviene de superficies o de atmósferas muy calientes. Solamente Júpiter muestra emanaciones de radio no térmicas. La causa exacta de esta radiación aún no es muy clara, pero estudios han revelado que la radiación Joviana esta relacionada con el movimiento de Io, su luna más interna, llegando inclusive a comprobarse que la interacción de Io con la magnetosfera de Júpiter produce algunos efectos muy extraños [Kraus, 1982].

El Medio Interestelar

Mucha de la radiación que proviene del espacio baña a la Tierra en todas direcciones, esta radiación se origina en el medio interestelar y su estudio a través de las señales de radio es virtualmente el único medio para estudiar.

Hoy en día los radioastrónomos en términos generalizados saben que aproximadamente la mitad de la masa del universo aparece como hidrógeno neutro.

Una segunda fuente de ruido interestelar es la radiación que proviene de partículas cargadas que se mueven a la velocidad de la luz, en forma de espiral dentro de un campo magnético, llamada "Radiación Sincrotrón".

Otra fuente de radiación de fondo, es la radiación de cuerpo negro a 3° K, que aun queda después de la formación del universo por el "Big Bang", y la cual se descubrió realizando estudios en la región de microondas [Annet, 1975].

El Centro de la Galaxia

Como se ha mencionado la Tierra recibe radiación tanto del disco de nuestra galaxia como de su aureola, pero por mucho, la mayor parte de esta radiación proviene del centro de la Vía Láctea. Las emanaciones de señales de radio que de aquí salen sugieren la existencia de varios tipos de fuentes. Por otra parte, la radiación proveniente del disco galáctico es muy intensa, lo que demuestra que estos campos magnéticos se extienden por toda la galaxia.

Remanentes Supernova y Nebulosas

Muchas de las estrellas evolucionan muy silenciosamente, sin manifestaciones perceptibles, se puede decir que emiten muy poco o casi nada ruido dentro del espectro de radio. El sol es una de estas y solamente por su cercanía, podemos observar y analizar sus emisiones. Sin embargo, esto no es común para todas las estrellas, ya que las estrellas más grandes sufren violentos eventos evolutivos. Siendo consideradas las supernovas como fuentes intensas de radio. Por otra parte los remanentes gaseosos de una supernova son fuentes de radio muy

intensas, el mejor ejemplo es la nebulosa del cangrejo y Casiopea A, esta última se asocia con emisiones de radio no térmica [Kellermann, 1975].

Pulsares

Los pulsares son fuentes de radio que destellan, como si se encendieran y apagaran con extrema regularidad. La mayoría, no tiene una contraparte óptica pero se asocian con remanentes de supernovas. Los pulsares presentan un período de pulsación entre 0.03 y 3 segundos. El primer pulsar fue descubierto por Anthony Hewish, un radioastrónomo inglés en 1967. Hoy en día se conocen más de 300, todos localizados en nuestra galaxia o Vía Láctea [Kraus, 1992].

RadioGalaxias

Aunque todas las galaxias emiten en frecuencias de radio, no todas son activas. La excepción son las “radiogalaxias”, que son fuentes muy potentes de ruido en la banda de radio. Una radiogalaxia, es típicamente una galaxia con estructura elíptica muy grande y muy brillante. Un ejemplo de estas radiogalaxias es la M-87 la cual está formada por un doble núcleo y un Jet muy luminoso [Kraus, 1992].

Quasares

Los cuasares, son fuentes muy pequeñas de objetos cuasi-estelares, fueron descubiertos en 1960 y son, aparentemente, objetos puntuales que se encuentran a distancias muy grandes. Pueden radiar más energía que una galaxia y tener un diámetro angular aproximadamente del tamaño de nuestro sistema solar o en algunos casos más pequeños. Algunos son fuentes de radio estáticas, pero la mayoría emite fuertes señales de radio y dirigen su brillantez en el ultravioleta. El diámetro angular de un cuasar sólo puede ser medido utilizando las herramientas que proporciona la radioastronomía, ya que es demasiado pequeño para emplear métodos ópticos [Kraus, 1992].

1.3 EL VIENTO SOLAR Y EL MEDIO INTERPLANETARIO

El área entre el Sol y los planetas se le conoce como el medio interplanetario. Aunque en algún momento se consideró como un vacío perfecto, es en la actualidad un área dominada por el viento solar, el cual fluye a velocidades de aproximadamente 250 a 1000 Km/s.

Las características del viento solar (su densidad, composición química y campo magnético entre otros) varían con los cambios que se presentan en el Sol.

El efecto del viento solar puede verse en las colas de los cometas (los cuales siempre apuntan alejándose del Sol)[Skylab N° 16, 1999]. El viento solar fluye al rededor de cualquier obstáculo que se encuentra en su camino tal es el caso de los planetas, pero estos planetas con sus propios campos magnéticos responden de una manera específica.

Bajo la influencia del viento solar las líneas de campo magnético son comprimidas en dirección al flujo que proviene del Sol y se alargan hacia afuera, conforme el viento solar se va alejando del planeta ver Figura 1.2 [Garrett, 1980].

Esto crea la magnetosfera, la cual es una compleja cavidad en forma de concha que se forma alrededor de la Tierra. Los anillos de radiación de Van Allen se encuentran dentro de esta cavidad, así como la ionosfera, capa superior de la atmósfera de la Tierra y donde la fotoionización por rayos X y ultravioleta crean electrones libres.

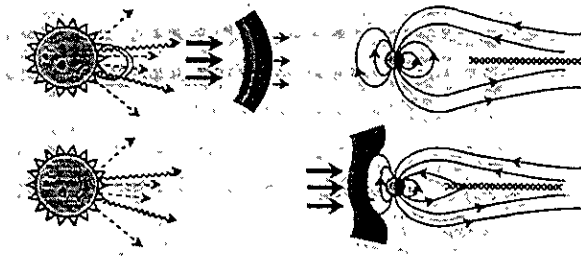


Figura 1.2 Grandes nubes de plasma (Gases Ionizados), llamadas Eyecciones de Masa Coronal (CME) que son llevadas a través del medio interplanetario por el viento solar (Tomado de Space Environment [1998]).

El campo magnético de la Tierra puede ser afectado por la velocidad, densidad y el campo magnético del viento solar. La interfase que separa el medio interplanetario de la magnetosfera terrestre es muy dinámica. Normalmente esta interfase, llamada magnetopausa, se extiende aproximadamente unos 10 radios terrestres en la dirección del Sol.

Sin embargo, durante los períodos en que se tienen densidades y velocidades muy altas del viento solar la magnetopausa puede ser empujada y comprimida a 6.6 radios terrestres (altura equivalente a la cual están orbitando los satélites geoestacionarios).

Como el magneto formado por el campo magnético de la Tierra extrae energía del viento solar, se generan varios procesos internos, uno de estos son las tormentas geomagnéticas [Skylab N° 7, 1997, Joselyn, 1992].

1.4 LOS EFECTOS DE LA ACTIVIDAD DEL SOL EN LA TIERRA

1.4.1. EL CLIMA ESPACIAL

Algunos de los efectos que se manifiestan en la Tierra, debido a la actividad dinámica del Sol, son: las auroras boreales, los eventos protónicos y las tormentas geomagnéticas [Garret, 1980]. De estas tres manifestaciones, las tormentas geomagnéticas, son las que causan mayores problemas a la Tierra. En la sección anterior se hablaba de que el viento solar transporta al medio interplanetario las características siempre cambiantes del Sol. Por lo que sus registros muestran constantes variaciones. Por ejemplo, como resultado de una eyección de masa coronal (ver Figura 1.3), pueden aparecer en el viento solar regiones donde el campo magnético interplanetario es más intenso y el cual puede tener una dirección distinta al campo normal del viento.

En ocasiones hay regiones del viento solar que fluyen más rápidamente que el viento solar ambiente, formándose ondas de choque interplanetarias, que son ondas que viajan a velocidades supersónicas, cruzando el medio interplanetario. Al encontrarse las ondas de choque con la magnetosfera terrestre, perturban el ambiente magnético de nuestro planeta y a lo que se encuentra en él. Todo esto ha conducido a la definición del término clima (o tiempo)

espacial para definir el estado de perturbación del ambiente entre la Tierra y el Sol [Joselyn, 1992, Skylab, 1998]. La importancia de su estudio y predicción se debe a que algunos sistemas tecnológicos ya sea en el espacio o en la Tierra han sido afectados por esta interacción del viento solar con la magnetosfera. Por esta razón, la necesidad de poder predecir perturbaciones grandes tales como las tormentas geomagnéticas [Skylab N° 6, 1997, NOAA, 1999].

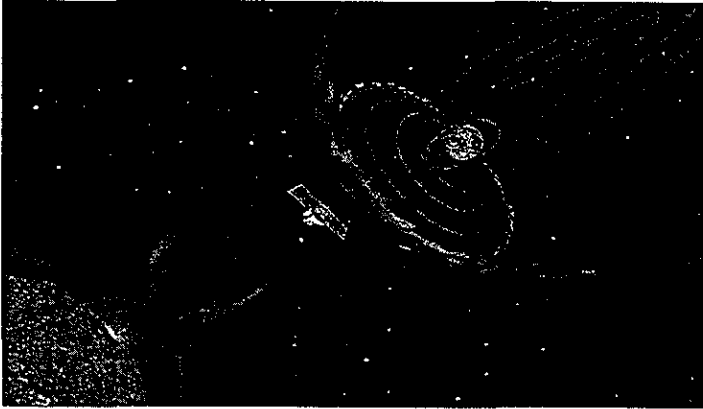


Figura 1.3 La foto muestra una eyección de masa coronal saliendo del Sol, propagándose hacia la Tierra y distorsionando su campo magnético, resultando en una actividad geomagnética (Tomada de NOAA [1999]).

En una tormenta geomagnética, la electricidad que se genera en la atmósfera y el espacio causa grandes problemas principalmente a los sistemas de energía eléctrica, los satélites y radiocomunicaciones [Davies, 1990]. Por ejemplo muchos sistemas de comunicación que utilizan la ionosfera como una capa que refleja las señales de radio a grandes distancias, pueden ser afectadas por estas tormentas, provocando que algunas señales de radiofrecuencia sean absorbidas y otras sean reflejadas, lo cual ocasiona fluctuaciones en las señales y caminos de propagación no especificados (Figura 1.4). Para los satélites que entran y salen de la magnetosfera y que cruzan los cinturones de radiación que rodean a la Tierra (los cinturones de Van Allen) esto puede ser muy peligroso. Principalmente por las altas corrientes eléctricas que aquí se generan y que pueden alcanzar más de un millón de Amperes [NOAA, 1999]. Algunas de estas partículas pueden salir de estos cinturones a lo largo de las líneas del campo geomagnético, para penetrar en la atmósfera, calentarla y hacer que se expanda [Skylab N° 13.

1998]. Estos calentamientos puede aumentar la densidad de partículas a grandes alturas de la atmósfera donde se encuentran los satélites de órbitas bajas, y producir fricción que puede llegar a frenar a los satélites e incluso hacerlos caer.

Los electrones de alta energía acelerados por la tormenta magnética pueden incluso degradar los paneles solares que proporcionan la energía a los satélites o bien llegar inclusive a silenciar, las computadoras de un vehículo espacial [Kunches, 1995].

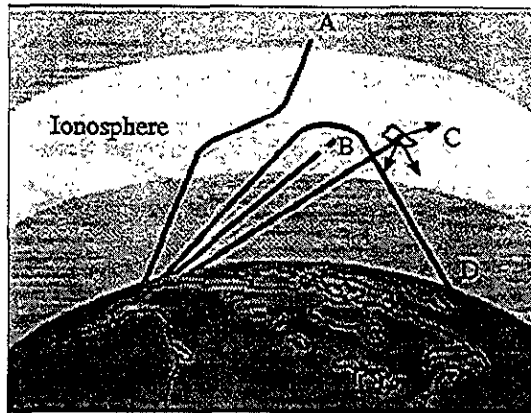


Figura 1.4 Ondas de radio que alcanzan la ionosfera y que pueden ser desviadas (Tomado de NOAA[1999]).

De la misma manera, las tormentas magnéticas también pueden alterar los sistemas de navegación de barcos y aviones. Sistemas como LORAN y OMEGA son algunos ejemplos de sistemas perturbados por esta actividad solar, ya que estos sistemas trabajan con señales a muy bajas frecuencias. Los sistemas GPS pueden resultar dañados y afectar las señales que de ellos se obtienen o envían.

A nivel del suelo, las tormentas afectan los campos magnéticos locales, produciendo sobrecargas en líneas de alta tensión las cuales llegan a quemar transformadores y producir apagones. También se inducen intensas corrientes eléctricas en tuberías de gas y petróleo que pueden producir que estas se corroan y deterioren más rápidamente. Por esto y muchos otros efectos es claro que la actividad solar puede presentar un grave problema tanto natural como

tecnológico para la vida en la Tierra, por lo cual se requiere de tomar medidas preventivas para protegernos de estos efectos perturbadores

1.4.2. PREDICCIÓN DEL ESTADO DE TIEMPO ESPACIAL

La predicción del estado del tiempo en el espacio que rodea nuestro planeta, incluyendo su magnetosfera, se ha convertido en una de las prioridades de las ciencias espaciales a finales de este siglo. Aunque el efecto de la actividad solar sobre el estado de tiempo espacial tiene muchos aspectos y es muy complejo desde el punto de vista físico, ya hay modelos que pueden estimar el efecto de las ondas de choque interplanetarias que viajan en el viento solar y el efecto de las grandes masas de plasma lanzadas en las eyecciones de masa coronal.

La magnitud de una perturbación geomagnética se puede estimar usando información sobre las características del viento solar que se aproxima hacia la magnetopausa (la frontera entre la magnetosfera terrestre y el viento solar), mediante modelos computarizados que en pocos minutos pueden hacer una predicción de lo que le pasaría a la magnetosfera a la llegada de ese viento. Así pues es posible establecer un sistema de alarma espacial si se dispone de satélites que estén fuera de la magnetosfera entre el Sol y la Tierra y tomando datos del viento solar por medio de estaciones terrestres como los radiotelescopios.

Actualmente hay mucho interés en la comunidad científica por entender estas perturbaciones ya que hasta la fecha no está claro el fenómeno solar que las genera. Además, del interés que ha provocado en los gobiernos de diferentes países por establecer sistemas regionales de alarma que permitan tomar medidas preventivas antes de que llegue una perturbación de este tipo y afecte sus sistemas de comunicaciones y de energía eléctrica [Hargreaves, 1979]. En particular, en nuestro país la Dirección General de Servicios de Cómputo Académico (DGSCA) de la UNAM ha manifestado un gran interés por estructurar un Centro Regional de Alarma geomagnética, que podría utilizar no sólo la información proporcionada por la red mundial de estaciones terrestres, como son los radiotelescopios, sino también la obtenida por los satélites que se encuentran en el medio interplanetario justo afuera de la magnetosfera.

1.5. EL CENTELLEO INTERPLANETARIO

El fenómeno de centelleo interplanetario es un fenómeno análogo al titileo que, debido a la atmósfera, presentan las estrellas en un cielo completamente oscuro. Hoy sabemos que existen infinidad de fuentes de radio (sección 1.1.1), que pueden detectarse y rastreadse desde la Tierra con grandes antenas llamadas radiotelescopios. El fenómeno de centelleo interplanetario se refiere a variaciones oscilantes (ruido) que se presenta en la intensidad de la señal de una fuente de radio cuando esta es captada por el radiotelescopio. Es decir, cuando un frente de onda plana proveniente de una fuente de radio compacta (Sub-arco de segundo) interacciona con el medio interplanetario, el cual esta ocupado por plasma solar sufre desviaciones en su fase. Estas variaciones de fase aleatorias, llegan e incluso a interfieren unas con otras creando fluctuaciones en la intensidad de la señal de radio que esta siendo detectada aquí en la Tierra (ver Figura 1.5). Un análisis del ruido o centelleo de la señal de radio captada, entre la línea de visión de un observador aquí en la Tierra y la fuente, nos puede decir qué tan “perturbado” esta el viento solar (Hari and Deshpande, [1994]).

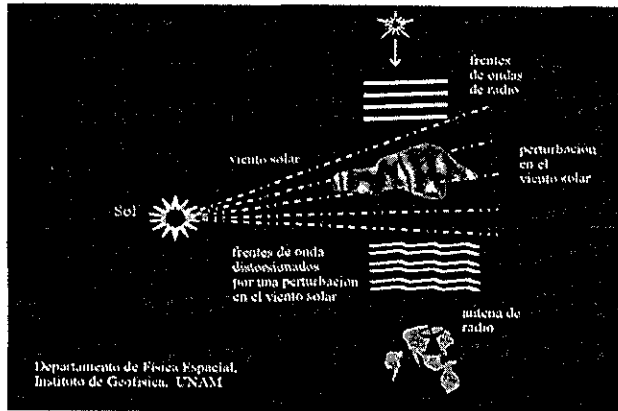


Figura 1.5 La foto muestra como se lleva acabo el fenómeno de centelleo interplanetario (Tomado de Instituto de Geofísica, UNAM[2000])

Con la ayuda de un radiotelescopio de alta sensibilidad se pueden captar y registrar varios cientos de fuentes de radio cósmicas, las cuales se emplean para elaborar mapas de centelleo interplanetario que permiten estudiar las perturbaciones que salen del Sol y que llegan a pasar cerca de la Tierra (ver Duffet-Smith,[1978], Hewish,[1964]).

El interés que despertó en los gobiernos de todo el mundo la realización de sistemas regionales de alarma para el estudio y la prevención de las tormentas geomagnéticas, tuvo eco aquí en México despertando el interés de llevar a cabo la construcción, de un radiotelescopio para realizar estudios del viento solar y la detección a gran escala de las perturbaciones en el medio interplanetario utilizando la técnica de centelleo interplanetario. El proyecto de construir un radiotelescopio en México inicia en 1994, planteándose llevarlo a cabo en dos fases; la primera fase consistió en construir un arreglo prototipo, cuyo objetivo principal era obtener las condiciones de operación y calibración de la antena y sistema receptor con un arreglo de menor área el arreglo final y sanear los problemas eléctricos y electrónicos que pudieran presentarse en él arreglo final.

La construcción del arreglo final se inició el año pasado, esperando que a finales del año 2001 el radiotelescopio este proporcionando datos y de esta manera empezar a cubrir los objetivos planteados al inicio de este proyecto [Reporte interno; Instituto de Geofísica, UNAM, 2000].

1.6. LOS RADIOTELESCOPIOS

1.6.1. DEFINICIÓN DE UN RADIOTELESCOPIO

Un radiotelescopio consiste de una antena para captar señales de radio celestes y un receptor muy sensitivo que permita detectarlas y grabarlas. Haciendo una analogía con el telescopio óptico, la antena sería el lente del objetivo o ventana, mientras que el receptor con el graficador sería el ojo o placa fotográfica, ver Figura 1.6. Al sistema completo antena, receptor y graficador se le conoce como "radio-telescopio", aunque en realidad este tenga muy poco parecido físico con su contra parte óptica.

Los radiotelescopios son usados en muchos casos como un telescopio astronómico ordinario, es decir, para la observación y estudio de la emisión de cuerpos extraterrestres. Sin embargo, en longitudes de radio el cielo presenta una apariencia totalmente diferente a la que se aprecia en el espectro óptico (Kraus,[1955]).

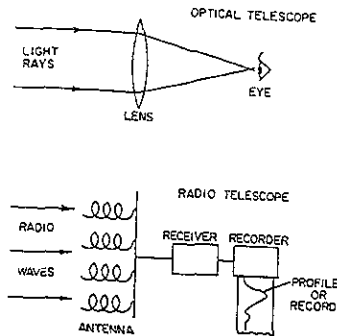


Figura 1.6 Analogía entre un radiotelescopio y un telescopio óptico(Tomado de Kraus[1982]).

La observación del Sol con un radiotelescopio, es mucho menos brillante, mientras que la Vía Láctea luce tremendamente brillante. Cientos de nuevos objetos llamadas radio “estrellas” o fuentes puntuales localizadas en el cielo, forman un numero increíble de constelaciones desconocidas. La atmósfera y la ionosfera de la Tierra, son opacas a casi la mayor parte de las ondas electromagnéticas dentro del espectro electromagnético, excepto en dos ventanas: una de estas es la ventana del visible e infrarrojo y la segunda es la ventana de radio. La ventana de radio se extiende desde longitudes de onda que van de 1 cm a los 20 m, siendo delimitadas las longitudes de onda corta por la absorción molecular y longitudes de onda grande por la reflexión ionosférica. Los radiotelescopios observan a través de esta ventana de radio, y cualquier antena empleada para tales observaciones celestes se le puede llamar “antena radiotelescopio.”

Existen varias razones por las cuales la apariencia del cielo es muy diferente si este se observa en longitudes de radio en lugar del visible. Por ejemplo, un objeto celeste en el cielo puede ser una fuente de luz intensa, más sin embargo puede ser un emisor de radio muy débil o viceversa.

Por otro lado las ondas de radio, pueden penetrar fácilmente las grandes nubes de polvo en el espacio que ocultan a muchos objetos para su observación en el visible. Además, los radiotelescopios tienen un potencial de observación mayor que los telescopios ópticos [Spencer,1975; Kraus,1982].

1.6.2. FUNCIONES DE UN RADIOTELESCOPIO

El propósito de un radiotelescopio es el de detectar y estudiar fuentes de radio celestes. En general, el radiotelescopio ideal debe ser capaz de proporcionar la información más completa y precisa de los parámetros de una fuente de radio como son:

- La posición de la fuente en el cielo
- La potencia total de flujo de la fuente y en el caso de que esta fuente tenga una extensión angular apreciable, la manera en que este flujo de potencia por ángulo sólido (brillantes) esta distribuida.
- La polarización y en caso de que la fuente sea extensa, la manera en la cual ésta varía con la posición.
- La modulación de la señal
- La dependencia del flujo de potencia en función de la frecuencia, esto es, el espectro.
- La variación de la posición, flujo de potencia, polarización y modulación con el tiempo, el cual puede ser debido al movimiento y variabilidad en la potencia de la fuente.

En el caso del radiotelescopio prototipo, los primeros tres puntos serán de suma importancia conocerlos ya que de esta forma estaremos en la posibilidad de brindar información precisa de la operación y calibración del instrumento, algunos de estos puntos se estudiarán con más detalle en el Capítulo 5.

1.6.3. TIPOS DE RADIOTELESCOPIOS

Los radiotelescopios pueden ser clasificados de diferentes maneras. Por ejemplo, estos pueden clasificarse de acuerdo a su *aplicación* (búsqueda o seguimiento), de acuerdo a *la forma del haz* (haz de abanico o lápiz), o de acuerdo al *diseño de la antena*. El tipo de *montaje* también puede emplearse para clasificarlos.

De acuerdo a esta clasificación podemos tener más claro, que ventajas y desventajas brindara el radiotelescopio para estudios de centelleo interplanetario que se construye en México y otros que ya están en operación o construcción en otros países (Referirse Capitulo 5).

Un radiotelescopio del tipo por "búsqueda", generalmente se emplea para realizar un seguimiento en el cielo y localizar fuentes de radio o para realizar un mapeo de la radiación de fondo. Este tipo de radiotelescopio simplemente se posiciona para observar hacia el meridiano y aprovechando la rotación de la Tierra, mediante el haz generado por la antena del radiotelescopio se realiza el barrido del cielo en ascensión recta. Se dice entonces que el direccionamiento de estos radiotelescopios se realiza sólo en declinación y para proporcionarlo la antena se monta en un simple eje horizontal en dirección Este-Oeste. A este tipo de montaje se le nombra de "*tránsito meridional*", puesto que las observaciones se realizan sobre objetos que cruzan o transitan el meridiano local. Por otra parte si se requiere de estudiar particularmente fuentes celestes o regiones del cielo de manera más continua, un radiotelescopio por seguimiento es el más adecuado. En este tipo de radiotelescopios, la antena es montada de forma tal que la fuente es seguida en su movimiento a través del cielo. Y para realizar esto, se utiliza un seguimiento azimutal o ecuatorial. Dado que el movimiento que se requiere es en dos coordenadas, el costo de un radiotelescopio por seguimiento es mucho mayor, que para un radiotelescopio por búsqueda del mismo tamaño.

Ahora bien, en términos de la forma del haz de la antena que se empleada en radioastronomía, esta puede ser del tipo abanico o lápiz. Un haz del tipo lápiz tiene aproximadamente el mismo ancho en declinación que en ascensión recta, mientras que una antena con un haz de abanico el ancho es diferente, sin embargo ambos tienen la misma directividad (Ver Figura 1.7).

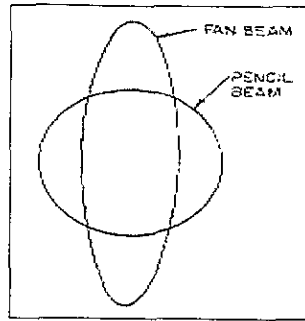


Figura 1.7 El haz de lápiz y abanico tienen un área y directividad casi iguales (Tomado de Kraus[1982]).

Un haz del tipo abanico, comúnmente se emplea para radiotelescopios del tipo por búsqueda, donde generalmente las dimensiones del haz son estrechas en la dirección horizontal (en ascensión recta). Un haz de este tipo presenta dos ventajas importantes en relación, a un haz del tipo lápiz si éste se empleara en un radiotelescopio por búsqueda: (1) la apertura y directividad pueden ser mucho mayores por el mismo costo; y (2) el tiempo requerido para barrer completamente el cielo es mucho menor, por lo tanto, entre mayor sea la apertura de un radiotelescopio, mejor será su sensibilidad y resolución.

En la Figura (1.8), se comparan tres antenas con diferente apertura con el mismo costo de fabricación. La apertura A, es para un arreglo de forma cuadrada o rectangular colocada sobre un eje al nivel de la Tierra. Este arreglo, opera como un radiotelescopio de tránsito meridional, y su haz es del tipo lápiz, como se muestra en la Figura (1.8), por el haz A. La apertura B también es de tránsito meridional, colocado sobre un eje al nivel de Tierra. Sin embargo es la mitad de alto que A y ocho veces más ancho, lo cual, demuestra que el costo de la estructura será proporcional al cubo de su altura.

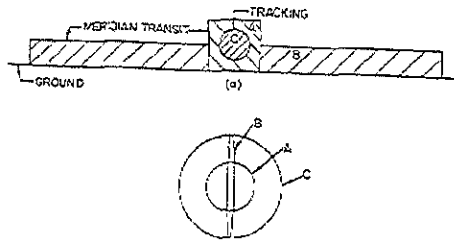


Figura 1.8 Comparación de la apertura de tres antenas, empleadas en telescopios de tránsito meridional, con el mismo costo (Tomado de Kraus[1982]).

La apertura B tiene cuatro veces el área de la apertura A y cuatro veces la directividad. El haz de la apertura B tiene forma de abanico, siendo dos veces más ancho que la apertura de A en declinación, pero un octavo de ancho en ascensión recta. El hecho de que la Tierra actúe como la estructura de soporte para afinar más la apertura de B como de A, se refleja en el costo económico.

En una antena completamente dirigible, esta ventaja se pierde, y los requerimientos para llevar a cabo la construcción de este tipo de antenas incrementa los costos. Los diferentes tipos de elevación que se emplean para los radiotelescopios, ya han sido mencionados anteriormente; estos pueden ser de tránsito meridional, ecuatorial y azimutal. Aunque el de tipo azimutal es ordinariamente menos caro, una conversión de coordenadas es requerida. Es común en muchos casos que la estructura de la antena esté físicamente fija y el haz sea inclinado eléctricamente para obtener el mismo efecto que si lo hiciera una antena con sistemas de elevación.

Continuando con el diseño de la antena, existen una infinidad de tipos, los cuales generalmente se emplean en los radiotelescopios. Por ejemplo, la antena de reflector parabólico que entre otras es el tipo más común debido a que se emplea en un amplio rango de frecuencias. Un ejemplo típico se muestra en la Figura (1.9).

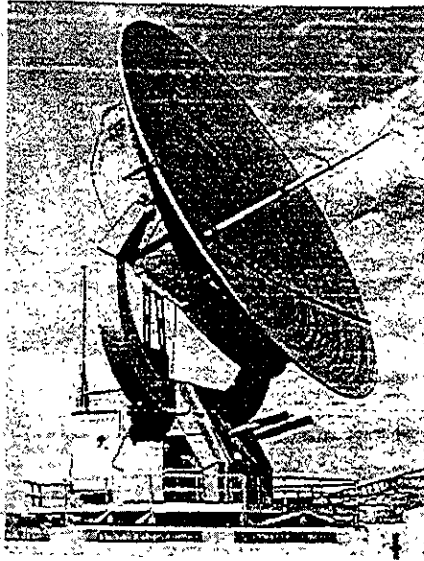


Figura 1.9 La foto muestra una antena de reflector parabólico de 50 ft de diámetro, perteneciente a The Naval Research Laboratory, (Tomado de Kraus[1982])

Un arreglo de reflectores cilíndrico parabólico, alimentados en línea puede ser adaptado como un instrumento para tránsito meridional. Un ejemplo de este diseño se muestra en la Figura (1.10). Como características particulares; este arreglo trabaja como interferómetro por síntesis de apertura a 178 MHz, tiene una longitud de 442 m en la dirección (E-W) por 20 m de ancho, se compone además de una pequeña sección móvil, la cual se desliza hasta 300 m en la dirección (N-S), para realizar las observaciones por síntesis de apertura [Kraus,1982].

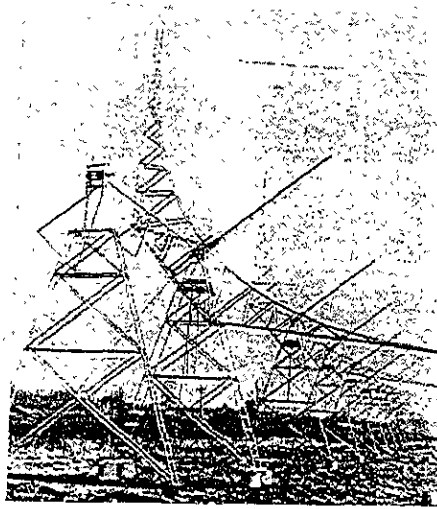


Figura 1.10 Antena cilíndrico parabólica en la Universidad de Cambridge Inglaterra, tiene 300 ft de largo por 50 de ancho, siendo una de las cuatro que forman un interferómetro (Tomado de Kraus [1990]).

Arreglos rectangulares de dipolos son también empleados como telescopios de tránsito meridional. Aunque actualmente el empleo de antenas del tipo helicoidal en lugar de dipolos, ha brindado grandes beneficios no sólo por que se reduce el número de elementos individuales, sino también por que se aumenta su eficiencia y además se reduce el costo de diseño. Un ejemplo es el radiotelescopio de la universidad de Ohio mostrado en la Figura (1.11), el cual proporciona la misma directividad que un arreglo plano de 1000 dipolos.

A diferencia de un arreglo de dipolos, los cuales se polarizan linealmente el arreglo conformado por antenas del tipo hélice son polarizados circularmente. Por ejemplo una antena helicoidal cuya configuración estructural es de izquierda a derecha, recibirá sólo la componente que presente una polarización circular derecha. Por otro lado una antena de configuración estructural sea de derecha a izquierda, recibirá sólo aquella componente que este polarizada circularmente a la izquierda de la señal que esté siendo captada en ese instante (Referirse al Capítulo 2 y 4).

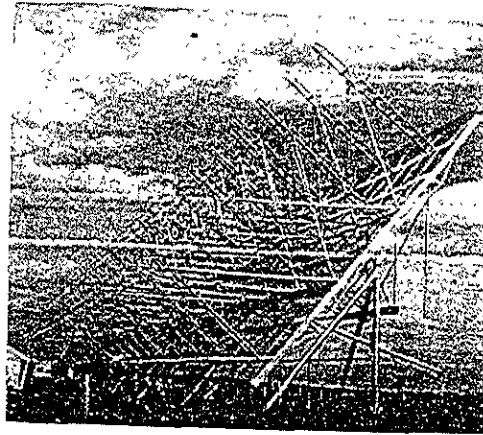


Figura 1.11 La antena helicoidal que conforma el radiotelescopio, esta formada por un arreglo de 96 antenas helicoidales montadas sobre una estructura plana de metal, de 160 pies de longitud por 22 de ancho(Tomado de Kraus[1982]).

Es importante mencionar que la universidad del estado de Ohio, desarrolló un nuevo sistema de antenas mediante el cual se obtenía mayor apertura al menor costo, este consistía en utilizar un reflector parabólico fijo en conjunto con un reflector inclinado. Un croquis, que muestra este diseño se presenta en la Figura (1.12).

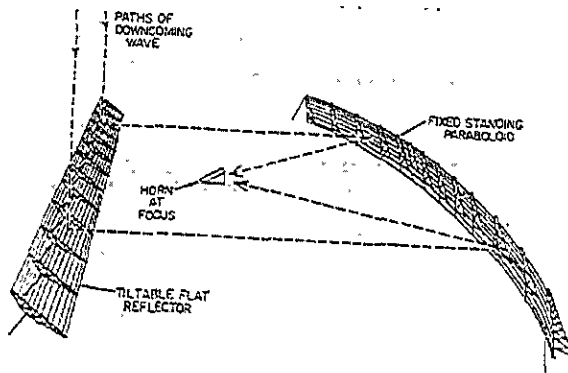


Figura 1.12 Croquis del radiotelescopio de 700 pies de largo, por 70 pies de altura propuesto por la Universidad de Ohio (Tomado Kraus[1982])

Esta antena es del tipo de tránsito meridional y su construcción se realizó prácticamente al ras del suelo, el cual aprovecharon como una parte integral de la estructura, tanto mecánicamente como eléctricamente, la polarización del arreglo es vertical y el suelo se cubrió con una malla conductora, la cual emplearon como un plano imagen. De manera que el frente de ondas que llegara al arreglo plano de antenas fuera desviado hacia el reflector parabólico, el cual finalmente se encargaría de concentrar toda la energía en un foco primario, integrado por una antena del tipo horno. De este diseño la única estructura de la antena que se mueve es el reflector plano que está inclinado. Este reflector no es rígido lo cual significó un factor importante en el costo del diseño.

1.7. CONSIDERACIONES Y PARÁMETROS PARA CONSTRUIR UN RADIOTELESCOPIO DE "CIP".

Los criterios que se deben considerar antes de llevar a cabo la construcción de un arreglo plano de tránsito meridional para estudios de CIP, son muy importantes, ya que de una adecuada elección de estos parámetros dependerá el funcionamiento y los resultados que del instrumento y proyecto en general se esperan. Los factores que a continuación se abordan serán de suma importancia cuando se describa las características y funcionamiento del arreglo prototipo y los criterios que se consideraran para elegir el lugar adecuado donde se ubicara el arreglo final del radiotelescopio para estudios de CIP en México (ver Capítulo 5 y 6). Los criterios que a continuación se exponen han sido resultado de muchos años de trabajo e investigación llevado a cabo por investigadores, ingenieros y técnicos involucrados directamente con el diseño y construcción de los arreglos de Cambridge, India y Estados Unidos, gracias a estas experiencias hoy en día, se aprovechan para prever, aquellos problemas que puedan presentarse al construir un radiotelescopio de este tipo y obtener los mejores resultados. De las experiencias y al trabajo de investigación llevada a cabo en la construcción de los arreglos de Cambridge, en el Reino Unido, Thaltej y Rajkot en la India (ver Figuras 1.13 y 1.14), se llegó a la conclusión de que elegir una frecuencia de trabajo adecuada, dentro del espectro de radio donde la intensidad de centelleo es mayor, era uno de los criterios más importantes a tomar en cuenta, si se desea obtener los mejores resultados del proyecto o fin científico.

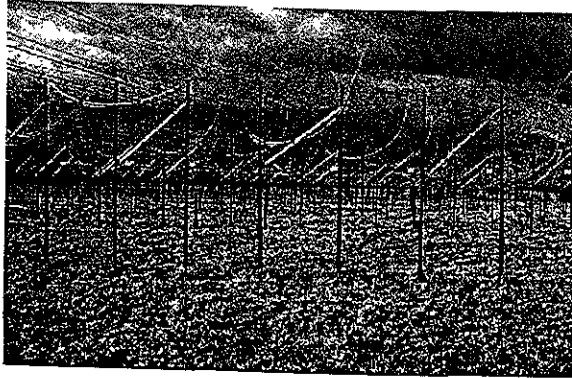


Figura 1.13 El arreglo de 3.6 hectáreas para estudios CIP, construido en el Observatorio de Mullar en Cambridge, U.K. (Tomado de Purvis [1981]).

La razón por el cuál existen restricciones para seleccionar la frecuencia de trabajo de un radiotelescopio para estudios de CIP, se debe principalmente a la relación tan cercana que existe entre la frecuencia seleccionada y la fuerza de dispersión, la cuál puede aumentar o disminuir de acuerdo al ángulo de elongación solar ϵ (ver Duffet-Smith, 1982).

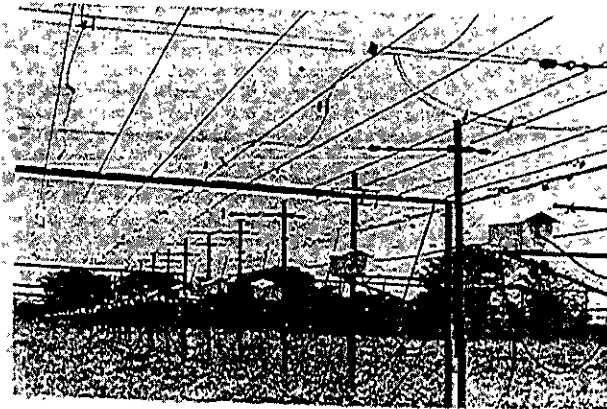


Figura 1.14 Arreglo de antenas del radiotelescopio para CIP en Thaltej India (Tomado de Hari Om [1993]).

Además de la frecuencia, existen otros factores que son determinantes en el diseño y construcción de un arreglo para CIP, los cuales llegan a afectar las observaciones. En nuestro caso estos serán de gran relevancia e importancia cuando se vaya a seleccionar el sitio donde se ubicará el arreglo final para estudios de centelleo interplanetario. Un resumen de estas consideraciones se dan a continuación:

- El Centelleo Ionosférico, se incrementa rápidamente conforme nos desplazamos hacia frecuencias cada vez más bajas, llegando a perderse o ser opacado por la ionosfera cuando la frecuencia $\nu \approx 10$ MHz.
- El índice de centelleo se incrementa conforme el ángulo de elongación solar es menor, entonces tenemos que hay una saturación conforme la dispersión se hace más intensa y posteriormente decrece a cero (ver figura 1.15).
- La antena debe ser lo suficientemente sensible para detectar la mayor cantidad de fuentes de radio, lo cual permitirá elaborar mejores mapas del cielo.
- El mínimo requerido para integrar un mapa del cielo es de 500 fuentes de radio, para una densidad en el cielo de aproximadamente 80 sr^{-1} (sr^{-1} son estereorradianes).

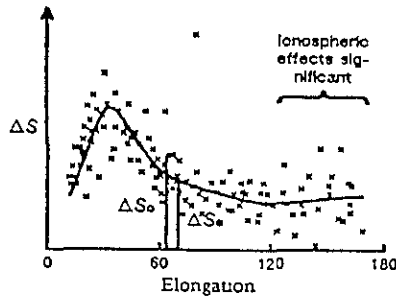


Figura 1.15 La gráfica muestra la relación entre el índice de centelleo y el ángulo de elongación ϵ . (Tomado de Duffett-Smith [1987]).

En la tabla 5.1, se hace un resumen de estas tres categorías en función de la frecuencia y ángulo de elongación.

Tabla 5.1

FRECUENCIA (MHZ)	ÁREA DE COLECCIÓN EFECTIVA (M ²)			ÁNGULO DE ELONGACIÓN (ε ⁰ M)
	Mínimo 80 sr ⁻¹	Usual 145 sr ⁻¹	Primera Clase 800 sr ⁻¹	
38	38,100	51,600	145,000	50
81.5	14,800	20,000	56,000	30
151	8,900	12,000	33,700	20
327	11,600	15,800	43,500	12
408	14,800	20,000	56,000	10

La mayoría de los arreglos rectangulares de tránsito meridional por conmutación de fase, son instrumentos de tránsito muy eficaces y su construcción es relativamente barata. En comparación con los arreglos de antenas parabólicas o cilíndricas, según lo tratado en la sección 1.5.3.

Si se van a realizar estudios de Centelleo Interplanetario, lo más recomendable es evitar la ubicación de estos radiotelescopios a latitudes altas, debido principalmente que a estas longitudes el problema de ruido ionosférico es más intenso lo cual es perjudicial para este tipo de estudios. Por lo tanto, si tomamos en cuenta estas consideraciones pareciera ser que el ubicar un arreglo a latitudes de alrededor de los 20⁰ Norte, como es nuestro caso es una decisión acertada.

Las experiencias obtenidas al construir los arreglos de Clarke Lake en los Estados Unidos, Ahmedabad, en la India y Cambridge, U.K. Han demostrado que se deben tomar muchas precauciones referentes a la situación geográfica y climática del lugar, donde se pretenda ubicar un arreglo para CIP.

En primer lugar, por que el medio climático tiene un gran impacto y afecta directamente a la infraestructura de la antena. Principalmente, si existen períodos prolongados de lluvias y tormentas eléctricas, lo cual puede llegar afectar directamente las características de operación de las etapas de amplificación de RF, líneas de transmisión, elementos de la antena y demás componentes electrónicos que se encuentran situados a la intemperie.

Por otra parte, la ubicación del lugar donde se ha de construir un observatorio para estudios de CIP, debe estar por lo menos, entre 6 y 10 Km fuera de cualquier actividad industrial y líneas de alta tensión (22 KV o más). Estar lo más alejado posible de zonas urbanas o lugares donde el crecimiento demográfico pueda crecer e imposibilite el desarrolló y funcionamiento del arreglo.

La ubicación del lugar debe estar lo más alejado posible de montañas o colinas altas, y si este es el caso, que a sus alrededores no tengan más de 5^0 a 10^0 de elevación.

Un estudio del ruido electromagnético ambiental del lugar es de mucha importancia, el cual debe realizarse con anterioridad ya que nos va a permitir conocer la interferencia electromagnética que se tiene en el lugar y de esta manera poder implementar sistemas de filtraje y proteger de alguna manera las señales de interés.

La ubicación y las vías de acceso al sitio donde se va ha construir el arreglo de antenas son también un factor importante, debido a que esto permitirá el libre y fácil transporte tanto de la gente como del equipo y material para la construcción del mismo.

Todos estos criterios de selección serán abordados el capítulo 5, en un principio para ubicar el lugar del radiotelescopio prototipo y realizar los estudios de calibración, más adelante para seleccionar el lugar adecuado donde se instalará el Observatorio para centelleo interplanetario.

1.8. EL RADIOTELESCOPIO PARA CENTELLEO INTERPLANETARIO EN MÉXICO

La construcción del radiotelescopio para detectar centelleo interplanetario en México tiene como objetivo científico, estudiar y rastrear las perturbaciones transitorias de gran escala que se originan y propagan del Sol hacia la Tierra. Empleando la técnica del centelleo interplanetario (ver sección 1.4).

Como parte de un proyecto de cooperación internacional se pretende conformar una red de detección y seguimiento de estas perturbaciones en conjunto con los observatorios de Cambridge, Inglaterra, de Ooty, India y posiblemente de Japón y Brasil (referirse a la sección 1.5). Esta red de observatorios para CIP, tiene como objetivo principal mejorar el rastreo sistemático de las perturbaciones del viento solar en el medio interplanetario durante su trayectoria hacia la Tierra, mediante cada uno de estos radiotelescopios, ya que en cada momento, habría alguno de ellos observando hacia el Sol.

Una de las ventajas que tendrá el radiotelescopio, respecto a los otros arreglos es su ubicación Geográfica de baja latitud ($19^{\circ} 44^{\text{m}} 48^{\text{s}}$), lo cual resulta benéfico ya que se pueden descartar problemas debido al ruido ionosférico que se presenta en altas latitudes.

La construcción del radiotelescopio para estudios de CIP, se planteó llevar a cabo en dos etapas; la primera etapa, la cual consiste en construir un arreglo prototipo, y representa el objetivo principal de este trabajo de tesis. La segunda etapa consiste en llevar a cabo la construcción del arreglo final y el observatorio para estudios de centelleo interplanetario en Coeneo, Michoacán (ver Capítulo 6). Un resumen de las características más importantes del radiotelescopio prototipo y los factores que me llevaron a realizar este trabajo de tesis se exponen a continuación.

1.8.1 EL RADIOTELESCOPIO PROTOTIPO

La primera etapa del proyecto consistió en la construcción de un radiotelescopio prototipo en las instalaciones de la Estación Geomagnética de Teoloyucán, Edo. de México, perteneciente al Instituto de Geofísica de la UNAM. Este prototipo tiene todas las características del radiotelescopio final, pero con un área de colección más pequeña (ver Figura 1.16).

El radiotelescopio prototipo se comenzó a construir en 1994 con la colaboración del Space Environment Center de NOAA en Boulder, Colorado, y del Florida Institute of Technology (FIT), ambos de Estados Unidos, y el National Centre for Radio Astrophysics de la India. La cooperación consistió en estancias académicas de varios técnicos que diseñaron el radiotelescopio y nos ayudaron a calibrar la electrónica del instrumento. Su construcción tuvo el apoyo financiero de la UNAM (IGEF, DGAPA, PUIDE) y del CONACyT.

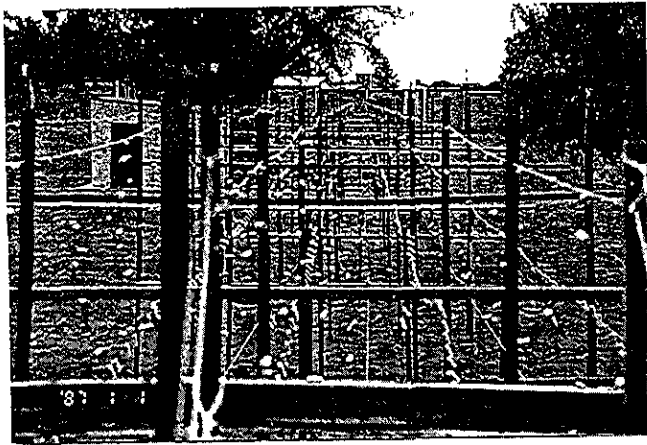


Figura 1.16 La foto muestra parte de la estructura del arreglo prototipo (Tomado de Instituto de Geofísica UNAM[1999]).

La antena opera alrededor de los 140 MHz, es un radiotelescopio de tránsito meridional, la configuración de la antena esta conformada por cuatro líneas en la dirección este-occidente, separadas media longitud de onda, donde el elemento principal lo componen dipolos de onda completa.

El sistema empleado para realizar el seguimiento del haz es totalmente electrónico, conformado por circuitos híbridos de cuatro puertos, además cuenta con 4 receptores tipo Dicke uno por línea, para el proceso y grabación de la señal. La Figura 1.17, muestra un diagrama a bloques de la configuración eléctrica y electrónica que conforma al radiotelescopio prototipo, el cual se discutirá en el capítulo cinco

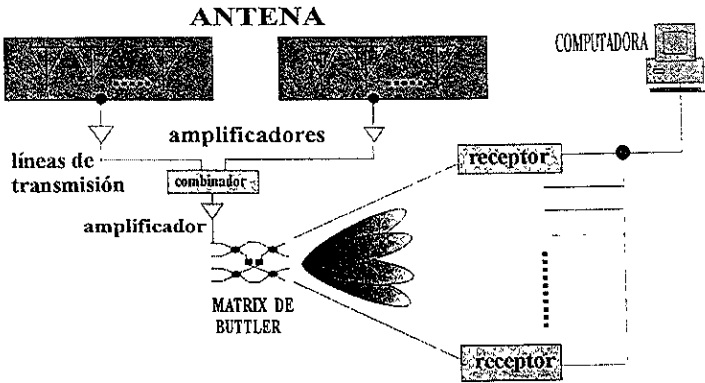


Figura 1.17 Parte de la configuración del radiotelescopio para estudios de CIP en México (Tomado de Instituto de Geofísica[2000]).

Todos los detalles de construcción y diseño del radiotelescopio prototipo se cubren en el capítulo 5, para lo cual será necesario desarrollar los capítulos 2, 3 y 4, los cuales tratarán en forma resumida las bases de teoría electromagnética, teoría de antenas y líneas de transmisión, temas que van a permitir entender, qué mediciones, y cálculos debo realizar al diseño del radiotelescopio prototipo, para obtener de esta forma los parámetros más importantes de los cinco subsistemas que lo integran. Y su posterior aplicación a la segunda fase del proyecto, la cual involucra la construcción del arreglo final en el observatorio para estudios de cenitico interplanetario en Cocneo, Michoacán.

CAPÍTULO 2. ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

2.1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es discutir en términos generales algunos de los principios y conceptos fundamentales de la teoría de ondas electromagnéticas. Los cuales serán una herramienta indispensable para desarrollar los capítulos siguientes de este trabajo, que se refieren a la teoría de antenas, líneas de transmisión y su inmediata aplicación en conjunto, al diseño y construcción de la antena, línea de transmisión y demás bloques electrónicos que integran al radiotelescopio prototipo. El capítulo inicia con una breve discusión de las cuatro ecuaciones de Maxwell, las cuales nos describen en forma general el comportamiento de los campos electromagnéticos. En la sección 2.3, se describe el famoso experimento de Hertz, con el cual se comprobó experimentalmente la existencia de las ondas electromagnéticas que años atrás Maxwell había predicho a partir de sus ecuaciones. Entre otras cosas relevantes de este experimento, está el hecho de que nos ejemplifica la manera en como operaba la primera antena.

En la sección 2.4, se hablará del espectro electromagnético, y la importancia que éste tiene, ya que nos permitirá definir la región de estudio de acuerdo a la frecuencia y longitud de onda para diferentes tipos de ondas electromagnéticas. La sección 2.5, tratará la solución de la ecuación de onda electromagnética a partir de las ecuaciones de Maxwell. Además se discutirán las soluciones de la ecuación de onda para el espacio libre y un medio dieléctrico (por ejemplo, una línea de transmisión). Finalmente, el capítulo termina haciendo un resumen de la importancia que tiene la región de VHF/UHF y Microondas en el diseño de las antenas para radiotelescopios y los estudios de investigación que se realizan en radioastronomía en esta región del espectro electromagnético.

2.2 ECUACIONES DE MAXWELL

El modelo del campo electromagnético de Maxwell unifica la electricidad estática, la corriente eléctrica, los efectos inductivos y el magnetismo. En Base a este modelo, Maxwell dedujo sus ecuaciones del campo electromagnético y teoría electromagnética de la luz. Las ecuaciones del Maxwell describen el comportamiento de los campos electromagnéticos en la naturaleza. La Tabla 2.1. muestra las cuatro ecuaciones de Maxwell en forma diferencial:

<p>1. Ley de Gauss para el campo eléctrico:</p> $\nabla \cdot E = \frac{\rho_s}{\epsilon_0}$
<p>2. Ley de Gauss para el campo magnético:</p> $\nabla \cdot B = 0_s$
<p>3. Ley de Faraday.:</p> $\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$
<p>4. Ley de Ampere:</p> $\nabla \times \frac{B}{\mu_0} = J + \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$

Tabla 2.1. Ecuaciones de Maxwell.

La primera ecuación de Maxwell nos dice que la divergencia del campo eléctrico, \mathbf{E} , sobre una superficie cerrada es proporcional a la densidad de carga, ρ_s , contenida dentro de la superficie. En otras palabras, el flujo de \mathbf{E} a través de cualquier superficie cerrada es proporcional a la carga neta contenida dentro de la superficie.

La segunda ecuación nos dice que el campo magnético, \mathbf{B} , tiene una divergencia igual a cero, esto es, no hay monopolos magnéticos. El flujo de \mathbf{B} a través de cualquier superficie cerrada es siempre cero, las líneas del flujo magnético son líneas cerradas.

La tercera ecuación de Maxwell es conocida como la “ley de Faraday” y nos dice cómo la variación en el tiempo de un campo magnético, $\partial\mathbf{B}/\partial t$, induce a un campo eléctrico. En otras palabras, si en cierta región del espacio un campo magnético cambia con el tiempo éste inducirá un campo eléctrico de la forma: $-\nabla \times \mathbf{E}$.

Finalmente la cuarta ecuación de Maxwell, conocida como la “ecuación de Ampere” más el término de inducción añadido por Maxwell. Esta ecuación nos dice que es posible inducir un campo magnético por medio de una corriente eléctrica, \mathbf{J} , o por un campo eléctrico que varía con el tiempo, $\partial\mathbf{E}/\partial t$. Este último término fue añadido por Maxwell para completar sus ecuaciones.

Un estudio más detallado de las ecuaciones de Maxwell lo podrá encontrar en; (Magdy [1992], Kraus [1992] y Cheng [1997]).

Como en los siguientes capítulos trataremos con ondas electromagnéticas es muy importante que antes de pasar al desarrollo de sus ecuaciones, entendamos el concepto de onda electromagnética. Hoy sabemos que una onda electromagnética transporta energía electromagnética, esta energía puede ser; audio, video, datos etc. La cual puede ser transportada a través del espacio libre a puntos distantes o mediante un dispositivo físico como son las líneas de transmisión (referirse al Capítulo 4). Son éstas algunas de las razones por lo cual es importante definir el concepto de onda electromagnética

Una onda electromagnética se define como la variación en el espacio y tiempo del vector campo eléctrico \mathbf{E} y campo magnético \mathbf{H} , estas variaciones son siempre ortogonales entre sí y a la dirección de propagación, como se muestra en la Figura 2.1

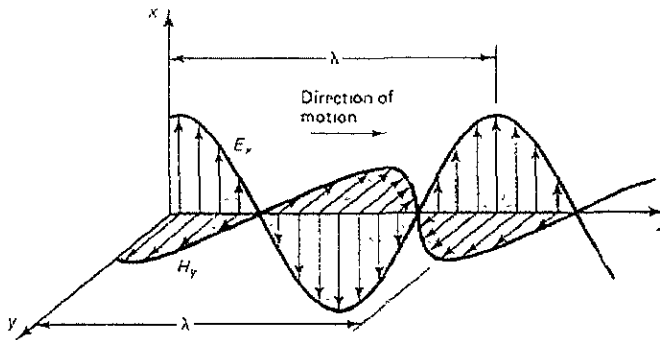


Figura 2.1. Propagación de una onda electromagnética (tomada de Pozar [1998]).

2.3. EXPERIMENTO DE HERTZ

Heinrich Hertz (1857-1894) se interesó en la teoría electromagnética que Maxwell había propuesto varios años antes y en particular estaba investigando la manera de generar y detectar ondas electromagnéticas. En 1887 Hertz construyó un aparato como el que se muestra con la Figura 2.2, utilizando este dispositivo logra por primera vez, generar y detectar ondas electromagnéticas. Hertz llegó a demostrar que con un transmisor y detector de chispa se podían inducir ondas electromagnéticas, llegando a la conclusión de que estas ondas tenían las mismas propiedades físicas que la luz.

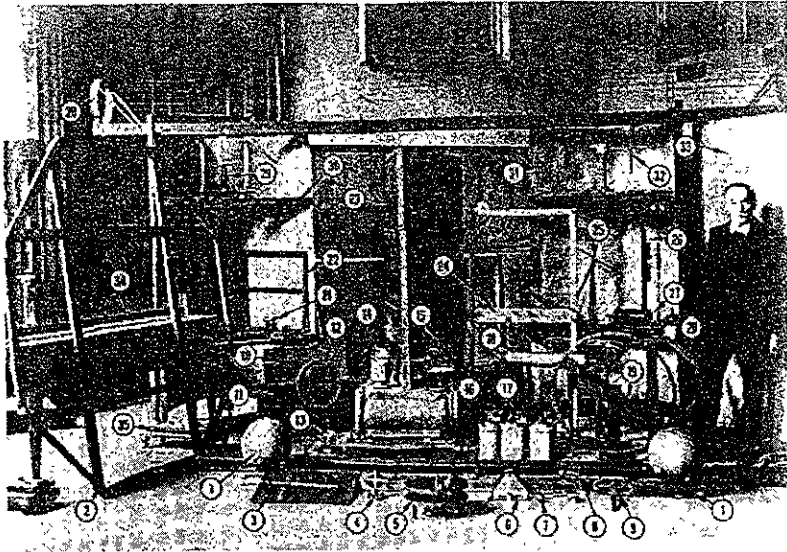


Figura 2.2 El aparato que Hertz utilizó para generar por primera vez ondas electromagnéticas tomada de Nahin [1996].

El diagrama del transmisor y receptor que Hertz utilizó para generar ondas electromagnéticas se muestra en la Figura 2.3, en este diagrama se observa una bobina de inducción (Bobina de Ruhmkorff), cuyos extremos se conectaban a un par de placas de metal, las cuales sostenían una varilla en cuyos extremos se tenía fijada una pequeña esfera de metal.

Este dispositivo utilizado por Hertz para generar ondas electromagnéticas, opera de la siguiente manera. Cuando el interruptor se cierra, se genera un flujo de corriente el cual va a circular a través del embobinado primario, como resultado de este flujo de corriente se induce un campo magnético. Al inducirse este campo magnético a lo largo del núcleo de hierro, provoca que este actúe como un electroimán el cual abrirá y cerrará el interruptor metálico que se encuentra a un costado del mismo.

Cuando la diferencia de potencial o carga almacenada entre estas placas logra ser lo suficientemente grande que llega a vencer la rigidez dieléctrica del aire, se provoca una chispa entre las dos pequeñas esferas de metal que se encuentran en los extremos de cada una de las varillas.

Hertz de inmediato asoció el salto de esta chispa con la producción de un campo eléctrico variable en la región vecina a las esferas chicas, el cual a su vez debería inducir un campo magnético variable. A estos campos los relacionó como una perturbación electromagnética la cual según sus conclusiones debería propagarse por el espacio, a final de cuentas: una onda electromagnética. Hertz confirmó esta suposición de que las ondas electromagnéticas deberían propagarse en todo el espacio circundante al detectarlas mediante un receptor. En la Figura 2.4 se muestra el receptor que utilizó Hertz para detectar estas ondas con el cual comprobó efectivamente que al incidir las ondas electromagnéticas con el receptor estas inducían un campo eléctrico y magnético, lo cual generaba una corriente eléctrica en las varillas conductoras.

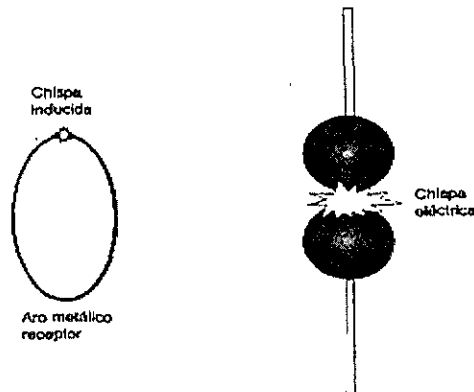


Figura 2.4. El "Dispositivo receptor" que Hertz utilizó para comprobar la propagación de las ondas electromagnéticas. (tomada de Foster and Guy [1998])

Esta corriente eléctrica a través de las varillas del receptor provocaría una diferencia de potencial (voltaje) entre los dos extremos del aro conductor, generando una descarga eléctrica. Esta diferencia de potencial llegó a ser tan grande que logro vencer la rigidez dieléctrica del aire entre las dos esferas, provocando una chispa. Este fenómeno permitió a Hertz demostrar que efectivamente una perturbación electromagnética se propagaba en el espacio como lo había predicho Maxwell 23 años antes.

Posteriormente, con otros experimentos Hertz demostró que estas ondas se comportan como las ondas de la luz, hecho que había sido establecido por Maxwell en su teoría electromagnética (Nahin [1996], ARRL [1992], Kraus [1966]).

El tratar el experimento de Hertz antes de iniciar con la deducción de las ecuaciones de onda tiene gran relevancia ya que nos permite entender los principios fundamentales y el trabajo que desempeña una antena en un sistema de comunicación, sea ésta para transmitir o recibir información. A través de su experimento se logra entender en términos prácticos y sencillos cómo funciona una antena.

2.4. ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

Al rango de longitudes de onda con el cual se pueden propagar las ondas electromagnéticas se le conoce como el espectro electromagnético. La Figura 2.5. nos muestra todo el espectro electromagnético, el cual abarca desde: las ondas de radio, las microondas, la luz visible, los rayos infrarrojos, la luz ultravioleta, los rayos gamma y finalmente los rayos cósmicos los cuales tienen longitudes de onda de billonésimas de metro. Todas estas ondas constituyen lo llamamos el espectro de radiación electromagnética.

La luz visible, también llamada ventana óptica, cubre una región que se encuentra entre las longitudes de onda de 4×10^{-7} y 8×10^{-7} m. La retina humana solamente es sensible a ondas electromagnéticas dentro de este dominio y no puede “captar” otro tipo de ondas electromagnéticas.

Pero a parte de la ventana óptica, la cual fue muy importante por siglos dentro de la astronomía, debido ha que todo lo que se sabía hasta entonces de los objetos celeste era a través del estudio la emisión de luz que los objetos radiaban la cual era captada por la gran mayoría de los telescopios ópticos. A partir de los años treinta se descubre que muchos de estos objetos también emitían ondas de radio.

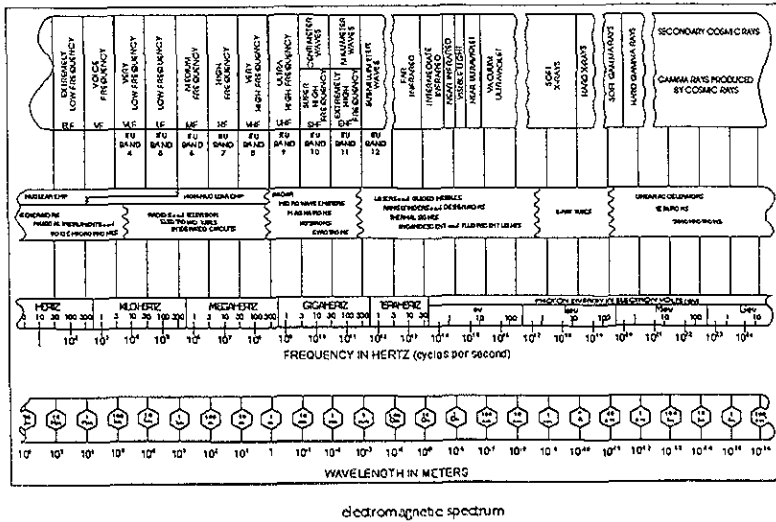


FIGURA 2.5 Espectro electromagnético (tomado de Kraus [1992])

Se establece desde entonces un gran desarrollo en la tecnología para emitir y captar ondas de radio, debido principalmente a la relativa facilidad de trabajar con esas longitudes de onda (del orden de metros). Los receptores de radio empezaron a dirigirse hacia el cielo aprovechando esta ventana atmosférica de radio (ventana que deja pasar sólo radiación electromagnética con longitudes de onda que van desde unos cuantos milímetros hasta decenas de metros, como lo muestra la Figura 2.5). Con el descubrimiento de la emisión de ondas de radio de fuentes extraterrestres, se abre una nueva ventana de estudio para la radioastronomía.

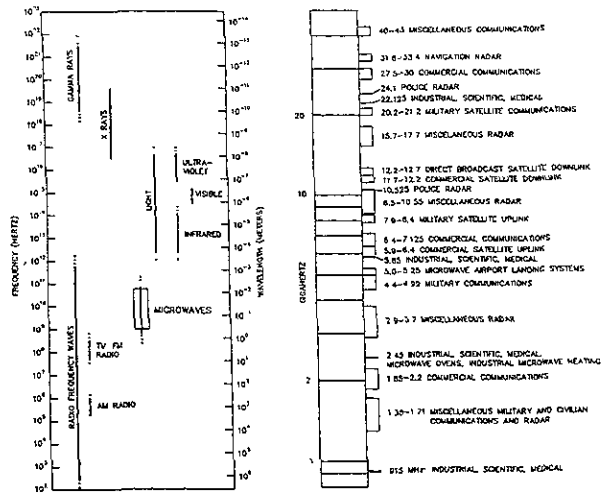


FIGURA 2.6 Ventana de Radio (Tomado de Hagen [1996])

La importancia de estudiar la ventana de radio radica principalmente a que la mayoría de los radiotelescopios que se emplean para estudiar el cielo, se diseñan de acuerdo a la frecuencia de estudio u objetivo científico que se persiga. Por lo general estos trabajan en las bandas de muy alta frecuencia (VHF), ultra alta frecuencia (UHF) y microondas. Un ejemplo es nuestro radiotelescopio para estudios de centelleo interplanetario (CIP), el cual opera a una frecuencia central de 139.65 MHz, dentro de la banda de VHF, del cual hablaremos en el Capítulo 5.

2.5. ECUACIÓN DE ONDA EN EL ESPACIO LIBRE

El estudio y desarrollo de la ecuación de onda es de gran importancia debido, principalmente, a que es una de las herramientas que permitirá entender como es el comportamiento de las ondas electromagnéticas que emiten los cuerpos celestes al ser captadas y procesadas por los diferentes sistemas que integran un radiotelescopio aquí en la Tierra. Un ejemplo son las ondas de radio emitidas por estrellas, galaxias, ó cúmulos de galaxias las cuales son prácticamente frentes planos que cruzan la atmósfera terrestre. Podemos decir entonces que si las fuentes que generan estas ondas de radio están lo suficientemente lejos de la región de propagación, para estudiarlas no resultará importante saber cómo éstas fueron generadas.

De acuerdo a lo anterior, si se asume una región libre de fuentes y suponiendo un dieléctrico perfecto donde las distribuciones de carga eléctrica, ρ_v , y corriente eléctrica, \mathbf{J} son cero. Las ecuaciones de Maxwell de la Tabla 2.1, se pueden expresar ahora como:

$$\nabla \cdot \epsilon_0 \mathbf{E} = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} = \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

(Donde: $\epsilon_0 = 10^9 / 36\pi$ fad/m y $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Henrios/m, son la permitividad y permeabilidad eléctrica en el vacío respectivamente.)

El problema se ha simplificado y ahora tenemos solamente ecuaciones diferenciales de primer orden con dos variables desconocidas: el campo eléctrico, \mathbf{E} , y el campo magnético, \mathbf{B} .

Debido al acoplamiento entre estos dos campos en las ecuaciones 2.3 y 2.4, es necesario obtener las ecuaciones separadas para el campo eléctrico y magnético.

Los cuales se obtienen a partir de un desarrollo matemático donde se involucran identidades vectoriales y ecuaciones diferenciales. Esta derivación aparece en muchos libros de electromagnetismo y el lector interesado puede referirse a (Magdy [1992] y Kraus [1994]).

Después de realizar todo el trabajo matemático, se obtiene la siguiente expresión para el campo eléctrico:

$$\nabla^2 E - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (2.5)$$

de la misma manera, se obtiene una ecuación para el campo magnético

$$\nabla^2 B - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} = 0 \quad (2.6)$$

Estas dos ecuaciones corresponden a una onda electromagnética, donde las variaciones de **E** y **B** se mueven acopladamente a la velocidad de la luz (Magdy [1992], Kraus [1994]).

2.5.1 LA SOLUCIÓN SENOIDAL DE LA ECUACIÓN DE ONDA

Una solución simple de estas ecuaciones, es suponer que **E** y **B** son una función senoidal, la solución senoidal de una onda electromagnética tienen muchas aplicaciones en la ingeniería debido a que son muy simples de generar. De aquí su importancia para aplicarlas en teoría de antenas y líneas de transmisión que se estudiarán en los capítulos tres y cuatro.

Considerando fuentes de excitación senoidal, las distribuciones de carga y corriente variarán periódicamente en el tiempo como $\cos(\omega t + \theta)$ ó $\sin(\omega t + \theta')$; donde θ y θ' son constantes de fase arbitrarias.

Debido a la linealidad de las ecuaciones de Maxwell, las variaciones senoidales en el tiempo a una frecuencia dada de la función fuente producirán variaciones senoidales en estado estacionario del campo eléctrico **E** y magnético **B** a la misma frecuencia que la fuente

Para obtener las ecuaciones de Maxwell en su forma fasorial, se asume en primer lugar que la variación en el tiempo es de la forma $e^{j\omega t}$, en lugar de la función coseno. Segundo que las fuentes de carga y corriente están dadas en función del espacio \mathbf{r} y tiempo t , esto es $\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ y $\rho(\mathbf{r}, t)$, las cuales se manejan en forma fasorial agregando el término $e^{j\omega t}$. Después de sustituir y eliminar algunos factores, las ecuaciones de Maxwell en forma fasorial quedan definidas por:

$$\nabla \cdot \epsilon_0 E = 0 \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.8)$$

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \frac{B}{\mu_0} = j\omega \epsilon_0 E \quad (2.10)$$

Como podrá notar las ecuaciones de Maxwell ya no están en función del tiempo, solo del espacio. De la misma manera a como se hace el desarrollo para obtener las ecuaciones de onda en el espacio libre, se obtiene la solución de la ecuación de onda para campos complejos armónicos en el tiempo en un espacio libre de fuentes, las cuales se expresan por las Ecuaciones 2.11 y 2.12.

$$\nabla^2 E + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 E = 0 \quad (2.11)$$

$$\nabla^2 B + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 B = 0 \quad (2.12)$$

El lector interesado en desarrollo y deducción de las ecuación de onda en su forma compleja ver (Cheng [1997], Magdy [1992]).

2.5.2 PROPAGACIÓN DE ONDAS PLANAS EN EL ESPACIO LIBRE

Una onda plana uniforme en el espacio libre es la solución más simple de las ecuaciones de Maxwell. Estas ondas representan frentes de onda planos muy grandes. Esta propiedad distingue a las ondas planas de otros tipos de ondas como son las ondas cilíndricas y esféricas. Contrario a las ondas planas, las ondas cilíndricas presentan frentes de onda cilíndricos y las ondas esféricas tienen frentes de onda en forma de esferas concéntricas que rodean a la fuente.

El caso de la onda plana es el caso más simple de resolver debido a que se puede utilizar el sistema de coordenadas cartesianas. Los campos eléctricos y magnéticos asociados con esta onda son uniformes en toda la superficie plana e infinita del frente de onda. Para ejemplificar el caso de una onda plana vamos a asumir que el frente de onda se propaga a lo largo de la dirección del eje z . Los frentes de onda planos perpendiculares al eje z se muestran en la Figura 2.7.

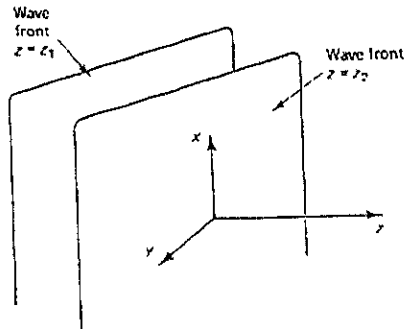


Figura 2.7. Frente de onda plana que se propaga en la dirección positiva del eje z . Los ejes x , y se encuentran en el plano del frente de onda (tomado de Magdy [1992])

Tenemos entonces que la ecuación escalar de onda para la componente E_x del Campo eléctrico, esta dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 E_x = 0 \quad (2.13)$$

Por lo tanto, la solución general de la Ecuación (2.13), queda expresada por:

$$E_z = C_1 e^{-j\beta_0 z} + C_2 e^{j\beta_0 z} \quad (2.14)$$

Donde: C_1 y C_2 son constantes complejas y $\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$.

La deducción de las ecuaciones 2.13 y 2.14, puede encontrarlas en (Iskander [1992] y Cheng [1997]).

Si analiza la Ecuación (2.10), podrá observar que mientras la onda se propaga a lo largo de la dirección z , la cantidad de cambio de fase $e^{-j\beta_0 z}$, depende del valor β_0 , a la cual se le conoce como **constante de fase**, y constituye uno de los parámetro mas importante en la teoría de líneas de transmisión (ver Capítulo 3).

La expresión adecuada para analizar las características de propagación, se expresa en términos de tiempo real, a partir de la ecuación (2.14). En la cual se sustituyen las constantes C_1 y C_2 por los valores de \hat{E}_m^+ y \hat{E}_m^- , los cuales no son otra cosa sino la **amplitud de la onda** que enfatizan la propiedad de propagación de ésta a lo largo del eje z (Iskander [1992]). Esta amplitud como se verá en el Capítulo 3, será muy importante para obtener el coeficiente de reflexión y transmisión en las líneas de transmisión.

La solución de los campos armónicos en el tiempo y sus expresiones complejas (fasores) son inadecuadas para analizar las características de propagación de una onda, por lo que es mejor expresarlas en tiempo real. Tomando en cuenta estas consideraciones, la ecuación en tiempo real de \hat{E}_z se define por la siguiente ecuación:

$$E_z(z, t) = R_e \left[E_m^+ e^{j(\omega t - \beta_0 z)} + E_m^- e^{j(\omega t + \beta_0 z)} \right] \quad (2.15)$$

por lo tanto:

$$E_z(z, t) = \underbrace{E_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z)}_{\text{dirección } +z} + \underbrace{E_m^- \cos(\omega t + \beta_0 z)}_{\text{dirección } -z} \quad (2.16)$$

En la Figura 2.8, se ilustran ambas direcciones de propagación hacia la derecha, en donde, se puede ver la variación del primer término de la ecuación (2.16), esto es $E_x = E_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z)$, para varios valores de t .

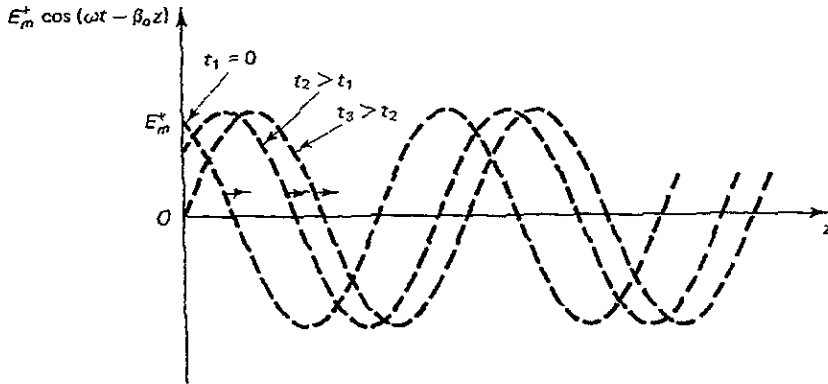


Figura 2.8. Gráfica de la variación de $E_x = E_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z)$ como función de z para varios valores de t . (tomada de Magdy [1992])

El segundo término del lado derecho de la ecuación (2.16), se puede examinar de igual manera, donde es claro ver como esta onda, viaja en la dirección negativa del eje z para cada valor de t . En resumen la solución general de la ecuación de onda escalar en E_x , Ecuación (2.16), queda definida por dos términos, cada uno definiendo a una de las ondas. Por otro lado, hay que tener en cuenta que cualquiera de estos dos términos puede existir individualmente, es decir que puede estar presente la componente de la onda que se propaga en dirección z positiva, sin que la onda que viaja en sentido contrario (eje z negativo) este presente. Por otro lado, es importante mencionar que en una onda plana las variaciones en los campos eléctrico y magnético asociados a la onda, se propagarán en fase por el espacio.

Uno de los parámetros que constantemente encontraremos y que mencionaremos en los siguientes capítulos, es la *impedancia intrínseca* de una onda que se propaga por el espacio libre (η_0). La cual se define como la razón entre las intensidades del campo eléctrico, E , y magnético, H . Y cuyo valor se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\frac{\hat{E}_x}{\hat{H}_y} = \mu_0 c = \frac{\mu_0}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta_0 \approx 120\pi = 377\Omega$$

Otro de los parámetros importantes que describen las características de una onda que se propaga en el espacio libre es la longitud de onda:

La longitud de onda (λ): como se muestra en la Figura 2.8, λ , se define como la distancia en z que la onda debe recorrer para que la fase cambie 2π radianes (un ciclo completo). La frecuencia por su parte, esta relacionada al término fase, $e^{+j\beta_0 z}$, el cual varía de acuerdo al término $\beta_0 z$. Tenemos que la expresión que define a la longitud de onda, esta dada por la Ecuación (2.17).

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta_0} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{c}{f} \quad (2.17)$$

Por otra parte, se puede demostrar que la velocidad de fase v_p para una onda que se propaga por el espacio libre es igual a la velocidad de la luz c (Iskander [1992] y Kraus [1984]).

2.6. ECUACIÓN DE ONDA PLANA PARA UN MEDIO CONDUCTOR

Hasta este momento se ha considerado solamente el caso de propagación de las ondas electromagnéticas para el espacio libre, sin embargo considerando que el diseño del radio telescopio involucra medios conductores mediante los cuales se transportará la señal a los diferentes bloques del sistema, es muy importante estudiar el comportamiento de una onda plana a través de un medio conductor (por ejemplo, líneas de transmisión o antena). Antes de definir la solución general para una onda plana que se propaga en un medio conductor, se deben hacer algunas consideraciones y definir algunos términos importantes.

Si el medio no cumple con la condición de dieléctrico perfecto estamos tratando el caso de un medio dieléctrico no perfecto (conductor). Ahora bien, consideremos la ecuación (2.18), la cual relaciona a la constante de propagación γ con la conductividad del medio.

$$\gamma^2 = j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon \quad (2.18)$$

Supongamos que la conductividad (σ) del conductor es lo suficientemente grande, (por decir, $\sigma \gg \omega\epsilon$). Al sustituirlo en la ecuación (2.18), y después de hacer algunas operaciones algebraicas tenemos que la constante de propagación γ , estará dada por:

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= j\omega\mu\sigma \\ \gamma &= (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \end{aligned} \quad (2.19)$$

La Ecuación (2.19), define a la constante de propagación γ en función de una parte real y una parte imaginaria. Sin embargo, una expresión que encontraremos en la mayoría de la literatura para definir a la constante de propagación, es: $\gamma = \alpha + j\beta$ donde a la parte real α , se le asocia con la atenuación y a la parte imaginaria β , con la fase, y que puede expresarse como:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \left[\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \right] \quad (2.20)$$

Donde: γ = constante de propagación, (m^{-1}), α = constante de atenuación, (m^{-1}), y β = constante de fase, (rad/m).

La solución para una onda plana que se propaga en la dirección z, con el campo eléctrico E polarizado en la dirección x, en un medio conductor se define como.

$$E_x = E_0 e^{j\omega t - \gamma z} = E_0 e^{\pm \alpha z} e^{j(\omega t \pm \beta x)} \quad (2.21)$$

Tenemos entonces, que la distancia a la cual la onda se atenúa a razón de $1/e$ de su valor original, ocurre cuando $x = 1/\alpha$. A esta relación se le conoce como la *profundidad de penetración*.

Como podrá notar la ecuación (2.21), que define la solución general de una onda plana propagándose en un medio conductor, es parecida a la solución que se obtuvo para una onda propagándose por el espacio libre dada por la ecuación (2.11). La única diferencia es el factor $e^{\pm\alpha z}$, donde se observa, claramente, cómo la atenuación de la onda es función de la distancia.

CAPÍTULO 3. TEORÍA DE ANTENAS

3.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se discuten algunas de las características y parámetros básicos que permiten determinar el tipo y funcionamiento de las antenas. Es decir, dentro de la teoría de antenas existen parámetros muy importantes que caracterizan y definen muy bien a cada tipo de antena o arreglo, de aquí la importancia que se comprendan y entiendan perfectamente ya que a partir de estos conceptos estaremos en condiciones de discutir las características más importantes de la antena del radiotelescopio prototipo.

En el Capítulo 2, se trataron algunos conceptos electromagnéticos importantes y citaron las expresiones que describen el comportamiento de una onda electromagnética al propagarse en el espacio libre y en un medio conductor. En este capítulo nos auxiliaremos de estos conceptos electromagnéticos para definir los parámetros más importantes que caracterizan a una antena.

En la siguiente sección se resume el concepto de radiación, esto es el proceso que describe la separación o acoplamiento de los campos electromagnéticos en la antena y definiremos el concepto de antena. En la sección 3.3 se definen los parámetros más importantes que describen a cualquier tipo de antena independiente de su geometría, tales como: el patrón de radiación, la definición de campo lejano, resistencia de radiación, directividad, área del haz (Beam), eficiencia del haz, ganancia, resolución y apertura.

Finalmente el capítulo termina con las secciones 3.4 y 3.5, donde se estudiarán los tipos más comunes de antenas así como los arreglos lineales y planos por cambio de fase, que se emplean, para estudiar las señales de radio en radioastronomía.

3.2. DEFINICIÓN DE ANTENA Y ASPECTOS FÍSICOS DE RADIACIÓN

De los cinco subsistemas que integran a un radiotelescopio y a cualquier sistema de comunicación, la antena es uno de los elementos más importantes. Por lo tanto, comenzaremos por definir el término antena:

*En esencia una antena puede definirse como un **transductor** es decir, aquella estructura asociada con la región de transición entre una onda electromagnética guiada (línea de transmisión) y una onda electromagnética plana propagándose en el espacio libre.*

En nuestro caso la antena del radiotelescopio actuará como un sistema receptor de ondas de radio (caso de recepción). Normalmente cuando se habla de antenas por lo general aparecen otros términos que tienen relación directa con ésta, como es el caso de las líneas de transmisión, resonadores y sistemas receptores, los cuales debido a su importancia y complejidad he decidido tratarlos en el capítulo 4.

3.2.1. ASPECTOS FÍSICOS DE RADIACIÓN

Antes de pasar a definir los parámetros básicos que describen a una antena, es importante explicar el comportamiento que toman las ondas electromagnéticas en este medio de transición.

Para ejemplificar este proceso nos apoyaremos de la Figura 3.1, la cual nos muestra claramente cómo se realiza la radiación o recepción, de las ondas electromagnéticas. Aunque ambos procesos son inversos se llevan a cabo de la misma manera

Supongamos que una onda guiada (TEM), se propaga a lo largo de una línea de transmisión la cual se encuentra abierta en uno de sus extremos, al llegar al extremo final de esta línea de transmisión, la onda guiada (TEM) será radiada al espacio libre. En este caso la onda guiada (TEM) se propaga como una onda plana a través de la línea de transmisión, pero al llegar a uno de los extremos de la línea esta onda se va a propagar en el espacio libre como una onda esférica, (ver Figura 3.2).

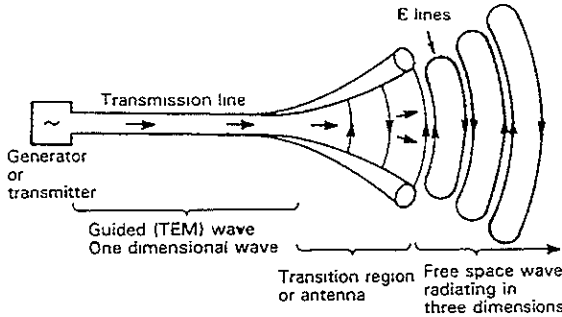


Figura 3.1. Aspectos físicos que relacionan la separación de campos eléctricos (Tomado de Magdy[1992]).

Se puede decir entonces, que a lo largo de la parte uniforme de la línea, la energía es guiada como una onda plana la cuál tiene pequeñas pérdidas siempre y cuando la separación entre ambos alambres de la línea de transmisión sea sólo una pequeña fracción de la longitud de onda de la señal (Referirse al capítulo 4).

Ahora, veamos que sucede en el extremo derecho de la línea de transmisión, cómo se puede ver en la Figura 3.2, conforme la separación entre los alambres de la línea de alimentación se aproxima a la longitud de onda de la señal o más, la onda electromagnética comenzará a ser radiada, de tal manera que los extremos de la línea de transmisión actúan como si fuera una antena, que tiene la capacidad de radiar ondas electromagnéticas al espacio libre. El lector interesado en profundizar más en los aspectos físicos de radiación puede referirse a (Kraus [1984], Collin [1985], y Balanis [1984]).

De acuerdo a lo anterior, una antena puede ser considerada como un dispositivo de transformación, la cual convierte fotones electromagnéticos en corrientes; o bien puede transformar la energía de un circuito en fotones y radiarlos al espacio. Entonces independientemente del tipo y tamaño de la antena ésta debe diseñarse para que reciba o radie la energía de la manera más eficiente.

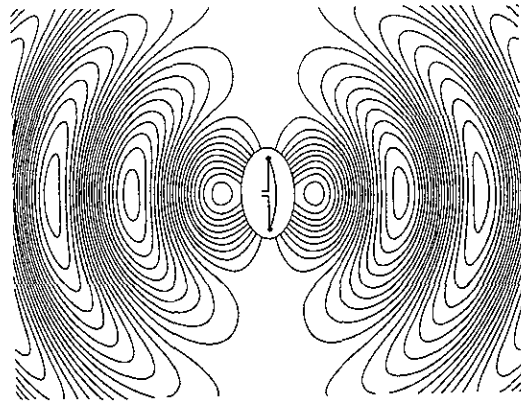


Figura 3.2. La propagación de la ondas electromagnéticas al espacio libre (Tomado de Kraus [1986]).

A continuación se mencionan algunas de las características más importantes que hacen del dipolo una de las antenas más simples. Considere que se conecta una línea de transmisión a los dos extremos o brazos del dipolo como se observa en la Figura 3.3. El dipolo, actuará como una antena debido a esa propiedad que tiene para radiar ondas electromagnéticas al espacio libre. Entonces, así como puede realizar la función de una antena, también puede mostrar las características de una línea de transmisión, cuyos extremos están abiertos. Por otro lado, el dipolo es capaz de presentar todas las características de un dispositivo resonador, debido principalmente a la energía que se refleja en los extremos del dipolo, la cual genera una onda estacionaria cuya energía tiende a almacenarse cerca del dipolo.

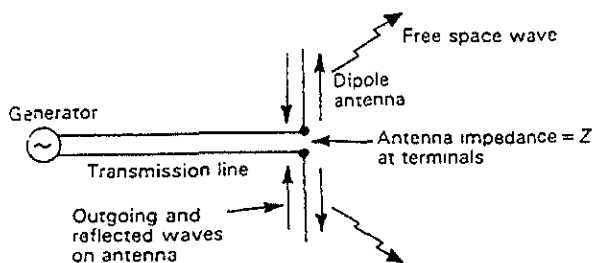


Figura 3.3 Dipolo actuando como una antena lanzando ondas electromagnéticas al espacio libre (Tomado de Kraus [1992])

Finalmente, se puede concluir y decir que el dipolo puede mostrar al mismo tiempo, las características de una antena, de una línea de alimentación y de un resonador. Existe una amplia variedad de tipos y formas de antenas, pero todas se describen de acuerdo a los términos y parámetros que enseguida se discuten.

3.3. PARÁMETROS BÁSICOS DE UNA ANTENA

Independientemente del tipo, tamaño y forma de la antena que se trate, todas estas se estudian bajo los mismos principios, y se aplican en los dos casos, ya sea que la antena se diseñe para transmitir o para recibir energía electromagnética. Así también las propiedades de directividad en una antena o arreglo de antenas, serán las mismas. Esto significa, que en el caso de antenas muy directivas la ganancia en señal será la misma si la antena transmite o recibe energía electromagnética. En otras palabras, en una antena o arreglo de antenas el teorema de la reciprocidad debe cumplirse.

3.3.1. RESONANCIA

La resonancia de una antena se relaciona directamente con el tamaño de la antena y la cantidad de corriente que puede fluir en ésta. La antena entra en resonancia cuando se tiene una reactancia cero y el flujo de corriente es máximo, en estas condiciones se dice que la antena es resonante a la frecuencia de diseño. El lector interesado en profundizar más acerca de este tema referirse a (Orr [1985] y Robert E. [1984]).

Para describir los siguientes parámetros de una antena, vamos a referirnos a la Figura 3.4, en la cual se ilustra la dualidad de una antena: Se puede observar que mientras en uno de los extremos tenemos, un elemento de circuito (con una resistencia de radiación y temperatura), en el otro extremo se tiene un dispositivo espacial representado (con un patrón de radiación, ángulos del haz, directividad, ganancia y abertura). La antena vista desde el lado de la línea de transmisión, se ve como un circuito elemental de dos terminales el cual presenta una impedancia, Z , que tiene una componente resistiva, llamada *resistencia de radiación*, R_r y la temperatura de la antena T_A .

Por otro lado, si la antena se observa desde el espacio libre, esta queda caracterizada por sus cantidades espaciales, dadas por el patrón de radiación, y los patrones de campo eléctrico y magnético.

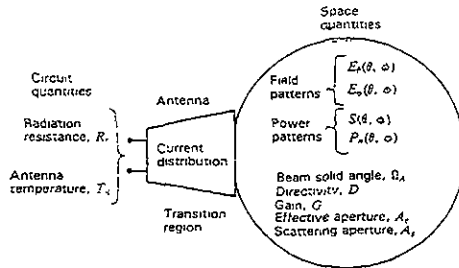


Figura 3.4 Diagrama esquemático que muestra la dualidad de una antena y los parámetros básicos (Tomado de Kraus [1992]).

3.3.2. RESISTENCIA DE RADIACIÓN

La resistencia de radiación, R_r , no debe asociarse con ninguna resistencia propia de la antena, pero sí como aquella resistencia que acopla a la antena a través de sus terminales al espacio libre. Asociada a la resistencia de radiación, está también la *temperatura de la antena*, T_A . En una antena sin pérdidas esta temperatura T_A no tiene nada que ver con la temperatura física de la propia antena, más bien, relaciona la temperatura de regiones distantes del espacio que es acoplada a la antena a través de la resistencia de radiación. La resistencia de radiación se expresa en Ohms y normalmente se mide en aquel punto de la antena donde se tiene el máximo flujo de corriente. Como se verá en el capítulo 5, una antena receptora puede emplearse como un dispositivo para medir la temperatura del medio (ver Kraus [1950]).

A la resistencia de radiación y la temperatura de la antena se les considera cantidades escalares, mientras que a los patrones de radiación, cantidades vectoriales ya que estos patrones consideran la variación de los campos y la potencia en función de las coordenadas espaciales esféricas (θ y ϕ).

3.3.3. PATRÓN DE RADIACIÓN

El patrón de radiación, es una representación gráfica de cómo está distribuido el campo radiado por una antena, en función de las coordenadas espaciales (θ y ϕ). En la Figura 3.5, se muestra el patrón típico de campo, donde se considera que r es proporcional a la intensidad de campo a una distancia de la antena, en la dirección θ , ϕ . Se puede observar que el patrón de radiación, tiene un lóbulo principal (radiación máxima), en la dirección del eje z donde ($\theta=0$) y lóbulos menores (laterales y posteriores) en otras direcciones. Por ejemplo entre el lóbulo principal y los lóbulos menores, existen los lóbulos nulos, los cuales normalmente se presentan en la dirección mínima o cero radiación.

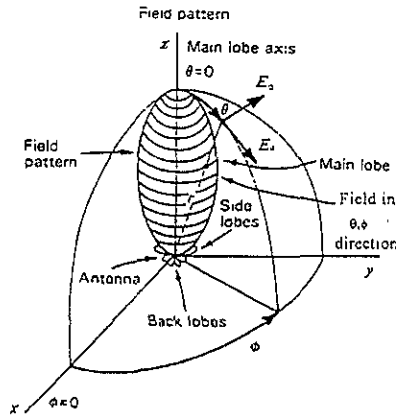


Figura 3.5. Patrón de radiación típico de una antena (Tomado de Nahin [1996])

La descripción completa del patrón de radiación de una antena, en términos de la intensidad de campo y la polarización, se realiza en función de los siguientes tres patrones:

- La componente θ del campo eléctrico. $E_{\theta}(\theta, \phi)$ en $[V m^{-1}]$.
- La componente ϕ del campo eléctrico. $E_{\phi}(\theta, \phi)$ en $[V m^{-1}]$.
- Las fases de estos campos. $\delta_{\theta}(\theta, \phi)$ y $\delta_{\phi}(\theta, \phi)$ en [radianes o grados].

Antes de pasar a definir el patrón de radiación normalizado, es importante tratar lo que en teoría de antenas se conoce como "Zonas de Campo de una Antena".

Estos conceptos, son importantes ya que definen los criterios mediante los cuales se realiza el cálculo del patrón de radiación de cualquier antena.

3.3.4. ZONAS DE CAMPO DE UNA ANTENA

Los campos alrededor de una antena pueden dividirse en dos regiones principales; una cercana a la antena llamada “campo cercano o zona de Fresnel” y otra que está más alejada de la antena llamada “Campo lejano o zona de Fraunhofer”. Refiriéndonos a la Figura 3.6, el limite entre estas zonas, se toma arbitrariamente a un radio R, el que generalmente se define por:

$$R = \frac{2L^2}{\lambda} \text{ (m)} \quad (3.1)$$

Donde: L= Dimensión máxima de la antena, (m) y λ = Longitud de onda, (m).

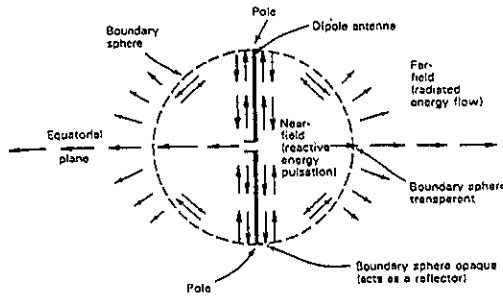


Figura 3.6 Regiones de una antena, Región de Fresnel y Fraunhofer [tomado de Krauss (1992)]

En la región de Fraunhofer ó campo lejano, las componentes del campo son transversales a la dirección radial de la antena y todo el flujo de potencia es dirigido en forma radial hacia afuera. En esta zona la forma del patrón de radiación es independiente de la distancia y la onda radiada toma la forma de una onda plana.

En la región de campo cercano o Zona de Fresnel, la componente longitudinal del campo eléctrico puede ser significativa y entonces el flujo de potencia puede no ser enteramente radial. En la región de campo cercano, la forma del patrón de campo depende, en general, de la distancia. Algo importante que debe recordarse es que los patrones de campo de cualquier antena, se consideran en la región de campo lejano (ver *Magdy* [1992] y *Krauss* [1984]).

Para determinar el patrón de campo normalizado, se divide cualquiera de las componentes de campo, por su valor máximo. Por ejemplo el patrón de campo normalizado para la componente θ del campo eléctrico esta dado por:

$$E_{\theta}(\theta, \phi)_n = \frac{E_{\theta}(\theta, \phi)}{E_{\theta}(\theta, \phi)_{max}} \text{ (adimensional)} \quad (3.2)$$

Es muy importante mencionar que a distancias muy grandes comparadas con el tamaño de la antena ó con la longitud de onda, la forma del patrón de campo de la antena será independiente de la distancia.

Los patrones de campo de una antena, también pueden expresarse en función de la potencia por unidad de área, o vector de Poynting $S(\theta, \phi)$, a una cierta distancia de la antena. Si se normaliza esta potencia con respecto a sus valores máximos de campo, se obtiene el patrón de potencia normalizado en función de los ángulos θ y ϕ . Este patrón normalizado es un numero dimensional cuyo valor máximo es la unidad, y se define por la Ecuación 3.3.

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{max}} \text{ (adimensional)} \quad (3.3)$$

donde: $S(\theta, \phi)$, es el vector de Poynting = $[E_{\theta}^2(\theta, \phi) + E_{\phi}^2(\theta, \phi)] / Z_0$, [W m⁻²], $S(\theta, \phi)_{max}$, es el valor máximo de $S(\theta, \phi)$, [W m⁻²] y Z_0 = es la impedancia intrínseca del espacio que es igual a 376.7 Ω

Cualquiera de estos patrones de campo ó potencia, puede ser representado en un sistema de coordenadas esférico. Figura 3.5, por los dos planos transversales que cortan el eje del lóbulo

principal, llamados comúnmente patrones de plano principal. Los cuales están definidos por los planos xz y yz ver Figura 3.5.

En la Figura 3.7, tenemos el patrón de campo en uno de los planos, este mismo patrón pero en tres dimensiones, toma la forma de una figura de revolución la cual gira alrededor del eje z del lóbulo principal, parecida a la que se muestra en Figura 3.5.

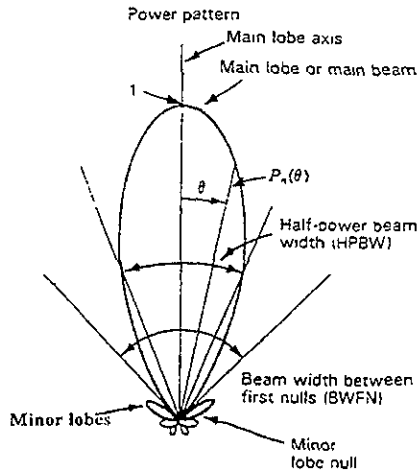


Figura 3.7 Patrón de potencia de una antena (tomado de Kraus [1992])

Para mostrar con más detalle los lóbulos inferiores, este mismo patrón se muestra en la Figura 3.8, en coordenadas rectangulares, con una escala logarítmica expresada en dB, la cual se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} P_n(\theta, \phi) \quad (3.4)$$

Aunque las características de radiación de una antena envuelven patrones en tres dimensiones, las características más importantes de radiación se expresan en términos de cantidades escalares, las cuales incluyen: *ancho del haz, área del haz, haz principal, eficiencia del haz, directividad y ganancia; apertura efectiva, eficiencia de apertura.*

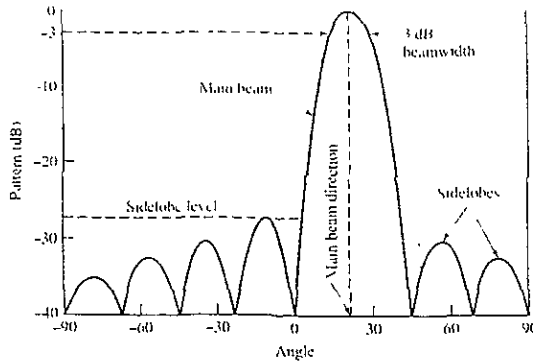


Figura 3.8 Patrón de la antena en coordenadas rectangulares (tomado Kraus [1992])

3.3.5. AREA DEL HAZ

El área del haz (ángulo sólido del haz), Ω_A , se define como el ángulo a través del cual toda la potencia transmitida o recibida en una antena puede mantenerse, suponiendo que esta potencia es máxima y constante. Para entender este concepto vamos a partir de lo más simple, para lo cual nos auxiliaremos de la Figura 3.9a.

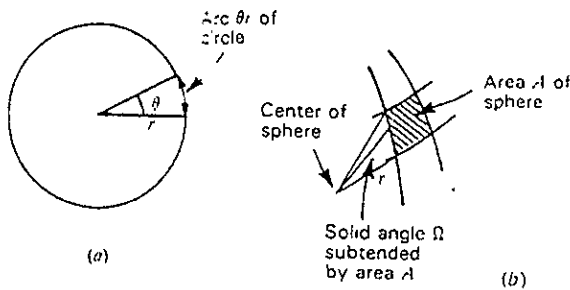


Figura 3.9 La longitud del arco $r\theta$, sustentado por el ángulo θ , en un círculo de radio r (Tomado de Krauss [1992])

Es claro que la longitud del arco, sustentado por el ángulo θ es igual a θr y sabemos que el ángulo sustentado por un círculo es 2π radianes (360°), entonces la longitud total del arco será el perímetro de la circunferencia, es decir $2\pi r$. Si en lugar de una circunferencia se tiene una esfera, en cuya superficie se delimita una área A , (Figura 3.9b), esta área vista desde el centro de la esfera, sustenta un ángulo sólido Ω , igual a 4π estereorradianes (sr), (o radianes cuadrados). Una vez comprendido bien el concepto de ángulo sólido, de aquí en adelante le será más fácil entender como se deducen las expresiones que definen el ángulo sólido del haz (Kraus[1992]).

Al área del haz (o ángulo sólido del haz), Ω_A , de una antena, se define como la integral del patrón de potencia normalizado sobre una esfera de (4π sr) esto es:

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (3.5)$$

donde: $d\Omega = \sin \theta \, d\theta \, d\phi$, $d\Omega$ = ángulo sólido elemental, el cual se mide en radianes al cuadrado. (rad^2) y Ω_A , que se mide en estereorradianes (sr).

En la figura 3.10, se muestra cómo el área del haz Ω_A del patrón actual que hemos estado tratando, es equivalente al ángulo sólido sustentado por el casco esférico, que forma el patrón cónico.

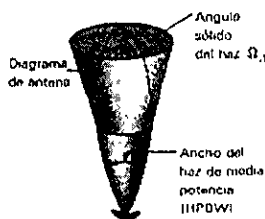


Figura 3.10 Sección transversal y simétrica del patrón de potencia de una antena, que muestra el ángulo sólido equivalente de un patrón cónico. (Tomado de Iskander [1992])

Por lo anterior el ángulo sólido puede expresarse en función de los ángulos sustentados por los puntos que definen el ancho del haz a media potencia del lóbulo principal, en ambos planos principales, esto es:

$$\Omega_A \approx \theta_{HP} \phi_{HP} \quad (3.6)$$

donde, θ_{HP} y ϕ_{HP} definen los anchos del haz a potencia media (HPBW) en los dos planos principales. Note que en este análisis los lóbulos menores no son considerados ya que su contribución en la emisión y recepción de potencia es mínimo (ver Figura 3.10).

3.3.6. EFICIENCIA DEL HAZ

La eficiencia del haz (principal) de una antena, ϵ_M , se define como la razón entre el área del haz principal, Ω_M , sobre el área (total) del haz principal Ω_A :

$$\epsilon_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_A} \quad (3.7)$$

donde: Ω_M = área del haz principal y Ω_m = área del lóbulo menor.

El área total del haz principal, Ω_A , se define como la suma del área del haz principal (o ángulo sólido), Ω_M , más el área del lóbulo menor, Ω_m , esto es ($\Omega_A = \Omega_M + \Omega_m$). Si la antena no tiene lóbulos menores ($\Omega_m = 0$), el área total del haz principal, será igual a el área del haz principal ($\Omega_A = \Omega_M$).

3.3.7. INTENSIDAD DE RADIACIÓN

La intensidad de radiación, U , se define como la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido y se mide en (W/sr). Tenemos entonces que el patrón de potencia normalizado (Ecuación 3.2) puede expresarse como la razón entre la intensidad de radiación a la intensidad de radiación máxima $U(\theta, \phi)_{max}$, esto es:

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U(\theta, \phi)_{max}} = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{max}} \quad (3.8)$$

De la Ecuación 3.8, se puede concluir que mientras el vector de Poynting, S , depende de la distancia a la antena (el cual varía como $1/r^2$), la intensidad de radiación U es independiente de la distancia, asumiendo en ambos casos región de *campo lejano* de la antena.

3.3.8. DIRECTIVIDAD, GANANCIA Y RESOLUCIÓN

La mayoría de las antenas se diseñan para transmitir o recibir potencia en una dirección determinada, es decir que el patrón máximo de radiación o la respuesta de la antena en esta dirección será la óptima. Una medida cuantitativa de esta respuesta es la directividad. La directividad de una antena, (en el caso de transmisión), es una medida de la proporción de radiación que está siendo canalizada en una dirección dada. En el caso de recepción, es una medida de la radiación que esta siendo captada en una dirección determinada.

En términos de la intensidad de radiación, la directividad se define como la razón entre la intensidad de radiación máxima (potencia por unidad de ángulo sólido) $U(\theta, \phi)_{max}$, entre la intensidad de radiación promedio U_{prom} , (valor promedio sobre una esfera). A una cierta distancia de la antena (zona de campo lejano), esto es:

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{max}}{U_{prom}} = \frac{S(\theta, \phi)_{max}}{S_{prom}} \quad (3.9)$$

Si la intensidad de radiación y el vector de Poynting se miden para condiciones de campo lejano de la antena, la directividad de una antena (D) se define como:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.10)$$

Si expresamos a la directividad, en función del ángulo sólido, dado por la Ecuación 3.6, se obtiene una expresión que proporciona un resultado muy aproximado al que se obtiene empleando la Ecuación 3.10, pero que en cuestiones de interés práctico y de diseño de una antena es más útil emplear la siguiente expresión:

$$D \cong \frac{4\pi}{\theta_{1/2}^2 \phi_{1/2}^2} \cong \frac{41,000}{\theta_{1/2}^{\circ} \phi_{1/2}^{\circ}} \quad (3.11)$$

donde: $\theta_{HP}^{\circ}, \phi_{HP}^{\circ}$ corresponden al ancho del haz a potencia media de los dos planos principales, dados en grados.

De la ecuación 3.10, podemos concluir que cuanto menor sea el ángulo sólido del haz (o ancho del haz a potencia media), mayor será la directividad. En la tabla 3.1 se da la directividad para algunas de las antenas más comunes (Krauss [1950] y Magdy [1992]).

TABLA 3.1 Directividad para algunas de las antenas más comunes

Tipo de Antena	Directividad
dipolo corto	1.5
dipolo $\lambda/2$	1.6
monopolo $\lambda/4$	3.2
Abertura Rectangular (a x b) (excitación uniforme)	$4\pi ab/\lambda^2$
Abertura Rectangular (a x b) (Excitación TEM)	$32ab/\pi\lambda^2$

Directividad y Ganancia.

Otro parámetro importante de una antena es su ganancia, la cual comúnmente se relaciona con la directividad (Ecuación 3.10). Si la ganancia de una antena, la definen en términos de la eficiencia y directividad, es claro entonces que para obtener la ganancia en potencia de la antena, es necesario considerar su eficiencia. A la eficiencia de una antena la definen como:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{ent}}, \quad 0 \leq \eta \leq 1 \quad (3.12)$$

Donde, P_{rad} es la potencia total radiada por la antena y P_{ent} es la potencia de entrada a la antena. Se tiene entonces, que la eficiencia de radiación es una medida de cuánta potencia se pierde en la antena, debido a las pérdidas en el dieléctrico y conductores.

Estas pérdidas llegan a reducir la potencia radiada en cualquier dirección dada. Generalmente la mayoría de las antenas tienen, relativamente, alta eficiencia de radiación, los rangos típicos van desde $\eta = 0.6$ a 0.95 .

En términos de la potencia de entrada, la ganancia puede ser expresada como:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\text{Pot.de.entrada} / 4\pi} \quad (3.13)$$

Existe otro factor que reduce la potencia radiada eficaz, el cual se define como coeficiente de reflexión, este parámetro es una medida de la pérdida por reflexión debido al acoplamiento entre la línea de alimentación y la antena (ver Capítulo 4).

La ganancia de una antena referida (a una fuente isotrópica y sin pérdidas), esto es, donde la intensidad de radiación es uniforme en cualquier dirección, depende absolutamente de la directividad y su eficiencia. Si la eficiencia no es del cien por ciento, la ganancia, $G(\theta, \phi)$, es menor que la directividad y puede expresarse como:

$$G(\theta, \phi) = kD(\theta, \phi) \quad (\text{Dimensional}) \quad (3.14)$$

Donde: k = factor de eficiencia de la antena ($0 \leq k \leq 1$), (Dimensional).

Mientras la ecuación 3.12, nos demuestra que la directividad depende absolutamente de la forma del patrón de radiación y no de la eficiencia, la Ecuación 3.14, nos demuestra que si deseamos obtener la ganancia de la antena necesariamente se deben considerar los efectos por pérdidas (la eficiencia k).

Considerando que la antena (elemento isotrópico sin pérdidas), es cien por ciento eficiente es decir $k=1$, su ganancia será igual a la directividad. Por otro lado, si se presentan pérdidas cualesquiera en la antena $k < 1$, entonces la ganancia es menor a la directividad, lo cual demuestra que la ganancia de la antena nunca excederá a la directividad.

Directividad y Resolución

La resolución de una antena, o *Resolución de Rayleigh* es otro de los parámetros que se relaciona con la directividad. La cual se define como la mitad del ancho del haz entre los primeros nulos esto es $(BWFN/2)$, donde “BWFN” es ‘**B**eam **W**idth **F**irst **N**ulls’ en ingles), o ancho del haz entre los primeros lóbulos nulos. En otras palabras la resolución puede considerarse como la capacidad que tiene una antena para distinguir entre dos objetos muy poco distantes (Kraus [1992]).

Por otra parte, si consideramos que el parámetro más ampliamente utilizado es el ancho del haz a potencia media “HPWB”, el cual equivale aproximadamente a un medio (≈ 0.44) del ancho del haz entre los primeros lóbulos nulos, esto es

$$\frac{(BWFN)}{2} \cong HPBW \quad (3.15)$$

Entonces considerando que $(BWFN/2)$ es relativamente mayor al ancho del haz a potencia media (HPBW). La Ecuación 3.6, puede expresarse en función del producto de $(BWFN/2)$ en los planos principales ϕ y θ , esto es:

$$\Omega_A = \left(\frac{BWFN}{2} \right)_\theta \left(\frac{BWFN}{2} \right)_\phi \quad (3.16)$$

Esta expresión es muy importante ya que proporciona una mejor aproximación al cálculo del área del haz principal (o ángulo sólido) Ω_A

Por otra parte, el concepto de resolución en conjunto con la Ecuación 3.16, nos permitirán calcular la abertura del haz principal de cualquier antena y en particular la del radiotelescopio.

Permitiéndonos entender que cuanto más estrecha sea la abertura del haz principal, mayor será la capacidad (resolución) del radiotelescopio para distinguir entre dos objetos celestes muy cercanos.

Por otro lado, la resolución nos permitirá definir el número N de radiotransmisores o fuentes puntuales de radio, que la antena puede resolver o (captar), si estas se encuentran distribuidas uniformemente en el cielo, el cual esta dado por:

$$N = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.17)$$

Si compara la Ecuación.(3.10), con la Ecuación (3.17), se dará cuenta que ambas expresiones son equivalentes, lo cual nos indica que *idealmente* el número de fuentes puntuales, N , que una antena puede observar será numéricamente igual a la directividad de la antena, esto es:

$$D = N \quad (3.18)$$

3.3.9. ABERTURA DE UNA ANTENA

El concepto de abertura puede tratarse de una manera mas clara y sencilla, si consideramos una antena receptora. Supóngase que se tiene una antena receptora del tipo bocina, la cual consta de una abertura o área espccifica, y que en un instante dado esta región se encuentra inmersa por el campo de un frente de onda plana como lo muestra la Figura 3.11.

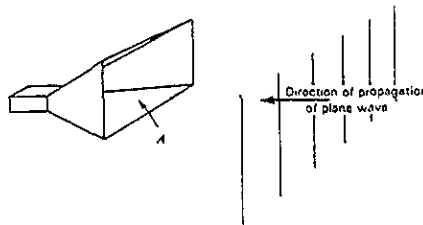


Figura 3.11 Onda electromagnética plana incidiendo sobre la abertura A de una antena del tipo bocina. (tomada de Kraus[1992])

Si un frente de onda plana con una densidad de potencia (o vector de Poynting S (W /m^2)) incide perpendicularmente al área A (m^2) de la abertura del horno, la potencia P que se extrae de la onda incidente (ó potencia entregada a la carga por la antena), se puede definir como:

$$P = A \cdot S \quad (\text{Watts}) \quad (3.19)$$

A partir de la cual, se puede definir la abertura útil (o efectiva) de una antena receptora, como:

$$A_e = \frac{P}{S} \quad (\text{m}^2) \quad (3.20)$$

Por otro lado se establece que la potencia total que se extrae de la onda (o potencia recibida) será proporcional a la abertura o área de montaje.

Cabe mencionar que además de la abertura eficaz, se estudian otros tipos de abertura, como son: abertura de dispersión, abertura de pérdidas, abertura de captación y abertura física, los cuales nos van ha definir una característica propia de la antena. Y que por lo tanto será muy importante distinguir entre cada una de ellas.

La abertura efectiva, la abertura de dispersión y la abertura de pérdida, definen la forma en que la potencia captada por la antena se divide o distribuye. Esta distribución de energía se asocia principalmente con las pérdidas de energía o potencia, que se presentan en la antena.

Por ejemplo, la abertura efectiva define la pérdida de potencia debida a la resistencia terminal o impedancia de carga acoplada a la antena. A la perdida de potencia en forma de calor, se le define como la abertura de pérdida. Y a la abertura de dispersión se le define como las pérdidas debidas a la potencia reflejada. Que en conjunto definen lo que se conoce como abertura de colección, la cual se define por:

$$A_c = \frac{V^2(R_r + R_l + R_t)}{S[(R_r + R_l + R_t)^2 + (X_A + X_t)^2]} = A_s + A_l + A_r \quad (3.21)$$

De todos los tipos de abertura, que se han mencionado hasta el momento, sólo la abertura efectiva, la abertura física y la eficiencia de abertura son de interés para el trabajo que se desarrollará en el capítulo cinco. De aquí la importancia de su estudio en los siguientes apartados (Krauss [1992]).

A no ser que se especifique lo contrario, se asume que la antena tiene la misma polarización que la onda incidente y que está orientada para obtener la máxima respuesta.

3.3.10. ABERTURA EFECTIVA

La abertura efectiva A_e de una antena receptora, se ha definido como la razón entre la potencia media, P , suministrada a una carga adaptada y la densidad de potencia media temporal, S , de la onda electromagnética que incide sobre la antena (ecuación 3.21).

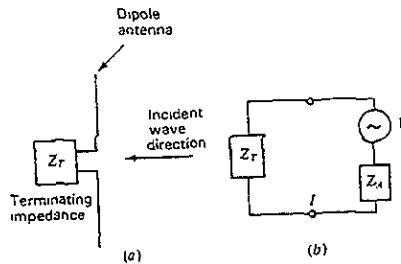


Figura 3.12 Diagrama esquemático que muestra la impedancia terminal Z_T de un dipolo, y una onda plana incidiendo sobre el mismo. En (b) tenemos el circuito equivalente (tomado de Kraus [1982]).

Si la potencia entregada por la antena a la impedancia terminal se le define como:

$$P = \frac{V^2 R_T}{(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \quad (3.22)$$

al sustituir la ecuación (3.22), en la ecuación (3.20) tenemos que la abertura efectiva de la antena queda definida como:

$$A_e = S \left[\frac{V^2 R_T}{(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \right] \quad (3.23)$$

El valor de A_e dado por la ecuación (3.23), toma en cuenta cualquier pérdida en la antena, dadas por R_L , y también considera cualquier acoplamiento entre la antena y su impedancia terminal o de transmisión (ver Figura 3.12).

En condiciones de acoplamiento, la impedancia terminal es el complejo conjugado de la impedancia de la antena, en otras palabras (la impedancia acoplada a la antena). Las condiciones necesarias que se requieren para obtener la máxima transferencia de potencia, se dan cuando $X_T = -X_A$ y $R_T = R_r + R_L$. Si además se considera que no hay pérdidas esto es, que ($R_L=0$), la abertura efectiva máxima de una antena estará dada por la Ecuación 3.24

$$A_e = \frac{V^2}{4SR_r} \quad (3.24)$$

En palabras, la ecuación (3.24), nos define el área que capta y extrae la potencia de la onda incidente y que posteriormente es entregada a la carga.

3.3.11. ABERTURA FÍSICA Y EFICIENCIA DE ABERTURA

La abertura física, A_f , es una medida del tamaño físico que tiene la antena. La manera en la cual se define es enteramente arbitraria, por ejemplo, puede definirse como la sección transversal de la antena que es perpendicular a la dirección de propagación de la onda incidente, cuando la antena está orientada para obtener la máxima respuesta. Es importante mencionar que ésta es una definición práctica, en el caso que se tengan muchas antenas.

Un ejemplo, podría ser la antena tipo bocina que se muestra en la Figura (3.13), en donde su abertura física queda definida por el área de su orificio, en el caso de un dipolo de sección cilíndrica lineal, su abertura física queda definida por el área de la sección transversal del dipolo.

Por otro lado la expresión que relaciona a la directividad de una antena con su abertura física esta dada por:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f \quad (3.25)$$

De la cual se deduce que la abertura útil o eficaz será una cantidad única para cualquier tipo de antena.

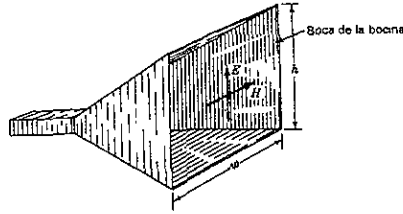


Figura 3.13 Antena de bocina mostrando las dimensiones que determinan la abertura física. (Tomado de Krauss[1986])

Por otro lado, considerando que el campo es exactamente uniforme y en fase con la abertura, además que no hay pérdidas térmicas, tendremos que la abertura útil A_e será igual a la abertura física A_f . Bajo estas condiciones se tiene una directividad máxima D_m .

$$D_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f \quad (3.26)$$

Tenemos que a la razón entre la abertura efectiva y la abertura física, la definen como la eficiencia de abertura ϵ_{ef} , la cual se obtiene a partir de la ecuación 3.27:

$$\epsilon_{ef} = \frac{A_e}{A_f} \text{ (Dimensional)} \quad (3.27)$$

Es muy importante mencionar, que aunque la eficiencia de abertura puede tomar valores entre cero e infinito, esta no puede ser mayor a la unidad en aberturas muy amplias. Por otro lado hay una expresión muy importante que relaciona la abertura efectiva con el ángulo sólido de cualquier antena (ver Figura 3.14), la cual se define como:

$$\lambda^2 = A_e \Omega_A \quad (3.28)$$

donde: λ = Longitud de onda, (m), A_e = Abertura efectiva de la antena, (m^2) y Ω_A = ángulo sólido del haz, (sr).

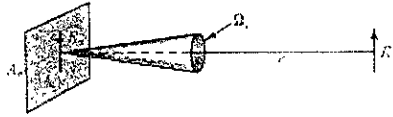


Figura 3.14 La radiación de una abertura A y su relación con el ángulo sólido Ω_A (Tomado de Pozar[1998])

Finalmente, la expresión que nos va a permitir relacionar la eficiencia de abertura con la eficiencia del haz esta dada por:

$$\frac{\epsilon_{ab}}{\epsilon_M} = \frac{A_e \Omega_A}{A_f \Omega_M} = \frac{\lambda^2}{A_f \Omega_M} \quad (3.29)$$

3.4. TIPOS DE ANTENAS

Al hecho de que la operación de una antena es muy dependiente de su forma geométrica, hoy en día se cuenta con una gran variedad de formas y tipos de antenas. A continuación se resumen algunos de estos tipos de antenas.

La Antena Dipolo: es el tipo de antena más simple, y una de las primeras antenas que se desarrollaron (por ejemplo este tipo de antena fue utilizada por Hertz y Marconi). Los dipolos y monopolos que generalmente se montan en una base plana, se usan a bajas frecuencias (HF, VHF y UHF) y se caracterizan por presentar una baja ganancia. El costo de fabricación es barato ya que su estructura geométrica es ligera y simple, además no presentan mayores problemas al acoplamiento con la línea de alimentación.

Antenas de abertura: En la mayoría de los casos son secciones abiertas de una guía de onda (conocidas comúnmente como antenas del tipo horno o bocina), en otros casos pueden estar constituidas por extremos uniformes de guías de onda.

Este tipo de antenas generalmente tienen una ganancia moderada y su empleo para recibir o transmitir señales es muy común en la banda de microondas.

Antenas Impresas: Son relativamente un nuevo tipo de antenas, las cuales consisten de conductores impresos en cinta microstrip o de un tipo similar de sustrato. Estas antenas son compatibles con la nueva tecnología plana para microondas. Estas antenas generalmente tienen su campo de aplicación en frecuencias para microondas, a un cuando se caracterizan por tener bajas ganancias.

Antenas de Plato Reflector: Este tipo de antenas se caracterizan por tener alta ganancia, debido principalmente al diseño del plato el cual concentra la mayor parte de la radiación en el alimentador que se ubica en el punto focal del plato reflector, y en la mayoría de los casos es del tipo parabólico ó cilíndrico. La alta ganancia principalmente es una de las razones por el cual, se emplean reflectores de gran tamaño para captar o transmitir en la región de microondas. Aun que los platos reflectores son relativamente fáciles de fabricar, estos pueden ser muy grandes y robustos por lo tanto difíciles de manejar, en la Figura (3.15) se pueden ver algunas de estas antenas.

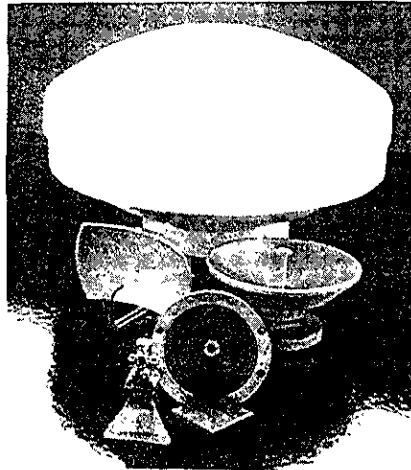


Figura 3.15 La fotografía muestra varios tipos de antenas para ondas milimétricas (Tomado de Nahin [1996])

3.5. ARREGLOS DE ANTENAS PARA RADIOASTRONOMÍA

El arreglo de antenas consiste de un gran número de antenas individuales, las cuales pueden ser cualquiera de las arriba descritas (usualmente todas del mismo tipo) arregladas en forma de red o parrilla uniforme. Donde controlando la amplitud y fase de la señal de excitación de cada elemento, se puede tener mayor control sobre el patrón de radiación del arreglo en función del nivel de los lóbulos laterales y posicionamiento del haz principal. Un arreglo de antenas por cambio de fase, utiliza cambiadores de fase los cuales se controlan electrónicamente para realizar un seguimiento rápido del haz principal. Tales antenas son de uso muy común en sistemas de radar y también en radioastronomía.

De todos los tipos de antenas que hemos mencionado, el que tiene mayor importancia por su aplicación al arreglo plano del radiotelescopio es la antena dipolar, ya que es el elemento común que conforma la malla o rejilla del arreglo plano. El dipolo de media onda es una de las antenas más simples y prácticas, este elemento generalmente se alimenta a través de una línea bifilar, como lo muestra la Figura 3.16.

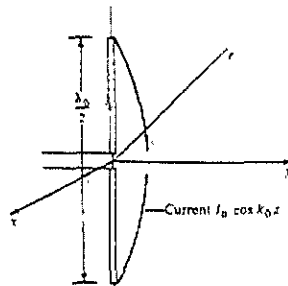


Figura 3.16 La antena dipolar de media onda (tomado de Collin [1985]).

La densidad de potencia promedio para un dipolo de media onda se define por:

$$P_{prom} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times H) \quad (3.30)$$

$$= \frac{1}{8\pi^2} \frac{I_0^2}{\sin^2 \beta_0 l} \eta_0 \left[\frac{\cos(\beta_0 l \cos \theta) - \cos(\beta_0 l)}{\sin \theta} \right]^2 a_r \quad (3.31)$$

El factor $|F(\theta)|^2$ donde,

$$F(\theta) = \frac{\cos(\beta_0 l \cos \theta) - \cos(\beta_0 l)}{\sin \theta}$$

Describe la variación del patrón de radiación en función del ángulo θ . Dibujos detallados de $|F(\theta)|^2$ se muestran en la Figura 3.17 para antenas lineales de varias longitudes eléctricas $2l/\lambda$.

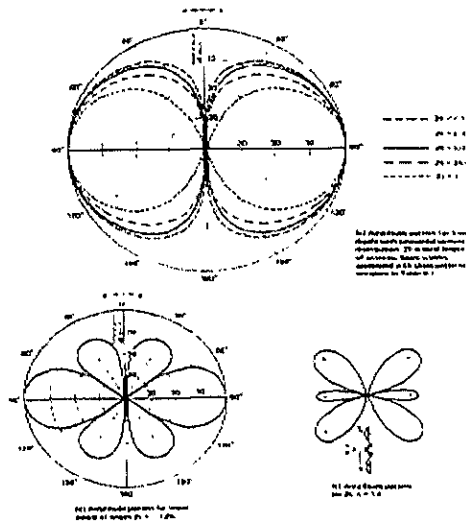


Figura 3.17 Amplitud del patrón para un dipolo lineal con distribución de corriente sinusoidal, para diferentes longitudes eléctricas.

Para antenas lineales de longitud eléctrica $2l/\lambda \leq 1$ la radiación máxima ocurre a $\theta=90^\circ$ con una tendencia a disminuir el ancho del haz conforme se incrementa la longitud de la antena.

La potencia total radiada para una antena dipolar de media longitud de onda queda definida por la Ecuación (3.32).

$$P_r = 36.565 I_0^2 \quad (3.32)$$

Igualando la Ecuación (3.32) a $0.5 I_0^2 R_o$, se tiene que la resistencia de radiación de un dipolo de media onda es 73.13Ω . De aquí la importancia que la línea de transmisión que alimente a un dipolo de media longitud de onda debe tener una impedancia característica de 73.13Ω para tener la máxima transferencia de potencia. La directividad para un dipolo de media onda se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$D(\theta, \phi) = 1.64 \left[\frac{\cos(\pi/2 \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (3.33)$$

La relación entre la directividad D_0 en función de la longitud eléctrica de la antena $2l/\lambda$, se muestra en la gráfica de la Figura 3.18, donde se tiene que la directividad para un dipolo de media longitud de onda es igual a $D_0 = 1.64$.

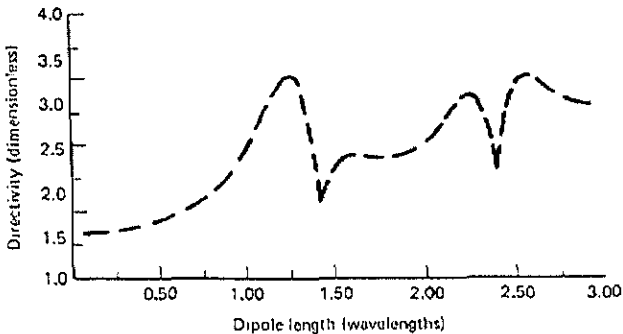


Figura 3.18 Variación de la directividad de dipolos lineales con la longitud eléctrica $2l/\lambda$ de la antena (Tomado de C.A. Balanis [1992])

Si bien, el incremento en la longitud eléctrica del dipolo no tiene un impacto significativo en la directividad de la antena. El valor de la resistencia de radiación R_{ra} , si representa una característica muy importante.

Ya que muestra cambios muy significantes, que pueden ir desde una fracción de ohm para $l/\lambda \ll 1$ a 73Ω a $2l/\lambda = 0.5$. Esto representa un gran incremento en la cantidad de potencia que es radiada desde la antena.

3.5.1. ARREGLOS LINEALES Y PLANOS DE ANTENAS

Al estudiar las características de radiación de un *dipolo* en el apartado anterior, éste se definió como un elemento isotrópico cuya ganancia era unitaria. Lo anterior puede parecer no muy relevante, al ver que la directividad cambia de 1.5 para un dipolo de longitud eléctrica muy corta a 1.64 para un dipolo de media longitud de onda. Sin embargo, en muchos sistemas de comunicación, es necesario mejorar la ganancia de transmisión o recepción de la antena, lo cual resulta importante ya que permite establecer una comunicación confiable o en nuestro caso, captar señales de fuentes muy lejanas.

Al utilizar un sistema o arreglo cuya estructura esta formada por elementos radiadores individuales, el patrón de radiación que se obtiene puede ser altamente direccional. A los arreglos de este tipo se les conoce como arreglos de antenas lineales o planos, en los cuales, si se selecciona adecuadamente el tipo de elemento individual o radiador y se ajusta su configuración geométrica, incluyendo el espaciamiento entre estos, se puede obtener el patrón de radiación que se desee.

La técnica que en general se utiliza para controlar y ajustar el patrón de radiación en un arreglo de este tipo, es por medio de dispositivos electrónicos, los cuales permiten cambiar la amplitud y fase de las corrientes que alimentan a cada uno de los elementos individuales (ver Capitulo 5). Es importante mencionar que los fundamentos y técnicas de los arreglos lineales, fueron los primeros en desarrollarse. Que más tarde, se aplicaron a los arreglos planos (Brookner [1975]). La Figura 3.19 se muestra un arreglo lineal simple de N elementos espaciados una distancia d . Se asume que los elementos radiadores de la antena, tienen ganancia unitaria en cualquier dirección, (radiadores isotrópicos). Considere las fases de la señal a lo largo del plano A-A, cuya normal forma un ángulo θ_0 con respecto al arreglo normal.

Si la señal radiada por cada uno de los elementos del arreglo está en fase, es decir se parte de un cambio de fase cero, (por ejemplo $\alpha = 0$) a lo largo del plano A-A, la fase de la señal del radiador número 1, se atrasará con respecto al radiador número 0, un ángulo de fase, $(2\pi/\lambda)d\text{sen}\theta_0$, debido a que la señal del radiador número 1 tiene que viajar una distancia $d\text{sen}\theta_0$, desde el radiador número 0 en el plano A-A.

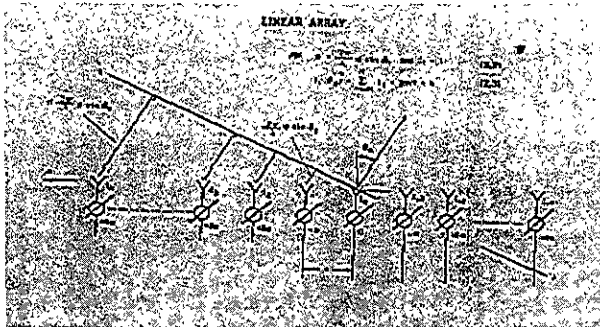


Figura 3.19 Muestra un arreglo lineal de N elementos espaciados uniformemente una distancia d (Tomado de Microwave Journal[1986]).

Similarmente, la fase de la señal del radiador i^{th} se atrasa respecto al radiador 0^{th} un ángulo, $i(2\pi/\lambda) d \text{sen}\theta_0$. Así las señales de los diferentes elementos radiadores del arreglo no están en fase a lo largo del plano A-A, aun cuando estos están radiando en fase. Si se asume una frecuencia f , para las señales transmitidas de los diferentes elementos radiadores, la señal a lo largo del plano A-A debida a los radiadores puede sumarse como:

$$E_n(\theta) = \sum_{i=-M}^M I_n e^{j \left[2\pi f t - \frac{2\pi d i \text{sen } \theta}{\lambda} \right]} \quad (3.34)$$

Si los cambios de fase, se ajustan de forma tal que el elemento radiador i^{th} , tenga un adelanto en fase con el cual se logre igualar el defasamiento de la señal del radiador i^{th} a lo largo del plano A-A, todas las señales estarán en fase a lo largo de este plano. El adelanto que requiere en fase del elemento i^{th} del arreglo será $i\alpha$, donde:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} d \text{sen } \theta_0 \quad (3.35)$$

Si las corrientes en todos los elementos radiadores son de igual magnitud, esto es, $I_i = 1$ para $i = -M$ a M , que corresponde a un arreglo donde todos los elementos tienen las mismas características, entonces la señal normalizada total que se recibe desde un receptor, localizado en la dirección θ_0 , estará dada por:

$$E_a(\theta_0) = \sum_{i=-M}^M I_i = 2M + 1 = N \quad (3.36)$$

El patrón de la antena que se ha obtenido para un arreglo de antenas donde los elementos radiadores se consideran isotrópicos, se define como el “factor de arreglo de la antena” el cual proporciona el patrón de radiación de la antena, independientemente de que la antena opere como receptor o transmisor (ver Figura 3.20).

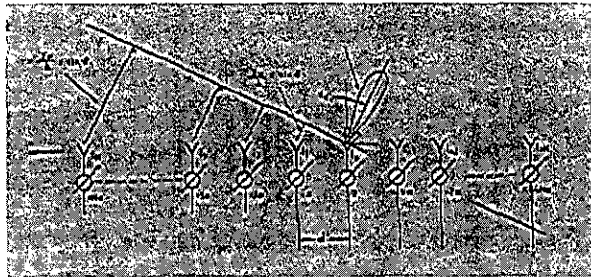


Figura 3.20 Factor de arreglo de una antena: elementos radiadores e isotrópicos que tienen excitación independiente (Tomado de Microwave Journal[1986]).

Un dibujo del factor de arreglo para el caso de iluminación uniforme (Esto es, $I_i = 1$, para $i = -M$ a M) con $\alpha = 0^\circ$ (donde $\theta_0 = 0$) se muestra en la Figura 3.21. El ancho del haz a 3dB es $0.886\lambda/L$ (rad), donde L es la longitud efectiva del arreglo definida como N_d y no como $(N-1)d$.

También en la Figura 3.21, se muestra que puede haber más de un ángulo, el cual representa la suma de las señales en fase de cada uno de los elementos radiadores. Los otros ángulos en los cuales la suma en fase de las señales se da, está representado por los lóbulos de rejilla. Generalmente lo que se desea es un ángulo, que me represente la suma total de la señal en fase.

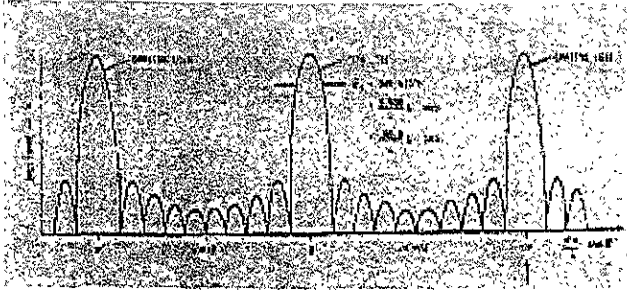


Figura 3.21 Muestra el factor de arreglo para $N=10$, $\theta_0=0^\circ$, para el caso de un arreglo de longitud grande (Tomado de Microwave journal[1986]).

Cuando la antena es empleada como receptora, los lóbulos de rejilla tienden a generar confusión en el dominio angular. Otro de los factores puede ser la interferencia, la cual puede deberse a la recepción de señales en dirección a los lóbulos de rejilla, los cuales pueden estar observando en dirección diferente a donde se localiza el objeto de interés. Para condiciones de radiación transversal, por ejemplo $\theta_0=0^\circ$, la posición del primer lóbulo de rejilla se localiza en $\theta = \theta_1$ el cual se obtiene a partir de

$$\text{sen } \theta_1 = \frac{\lambda}{d} \quad (3.37)$$

La posición del lóbulo de rejilla, para $d=2\lambda$ y λ , se ubica entre 30° y 90° respectivamente. Pero si $\theta_1 > 90^\circ$, no existen lóbulos de rejilla. Entonces, para condiciones de radiación transversal, cuando $d > \lambda$, el $\text{sen } \theta_1 > 1$, así que no hay lóbulos de rejilla. Hasta aquí, todas las consideraciones y ecuaciones que se han desarrollado, son para calcular el patrón de un arreglo lineal de elementos idénticos e isotrópicos. Por otra parte, el patrón de radiación para un arreglo lineal, donde los elementos individuales no son isotrópicos, se obtiene al multiplicar el patrón de un arreglo con elementos radiadores isotrópicos, por el patrón de radiación del arreglo de elementos individuales no isotrópicos. Un factor importante que se debe tomar en cuenta al calcular el factor de arreglo de la antena es el efecto de *acoplamiento mutuo* entre los elementos, el cual se presenta cuando se utilizan en el arreglo elementos no isotrópicos

Los efectos del acoplamiento mutuo provocan el defasamiento de la señal en los elementos radiadores, es decir que la fase de la corriente en cada uno de los elementos, ya no serán determinadas por el cambiador de fase (referirse a la Figura 3.20).

La directividad, como se mencionó en apartados anteriores, será igual a la ganancia de la antena si no existen pérdidas óhmicas, de acoplamiento u otras. La directividad de un arreglo lineal y uniforme de N radiadores isotrópicos, separados una distancia $\lambda/2$, será independiente del seguimiento del haz principal θ_0 .

La independencia de la directividad de la antena con el ángulo de exploración es un resultado sorprendente. Conforme la abertura se va reduciendo (por el factor $\cos \theta_0$), uno puede especificar que la directividad va a decrecer como $\cos \theta_0$. No obstante, para un arreglo lineal de elementos isotrópicos, cuya simetría con el eje del arreglo, el haz principal a un ángulo θ_0 , formará una superficie cónica de revolución, cuyo eje estará a lo largo del eje principal del arreglo cuyo ángulo medio es $[(\pi/2) - \theta_0]$. Conforme el haz se va desplazando y barre el espacio el cono de revolución conformado por el haz principal, tiende a ocupar un pequeño ángulo sólido en el espacio (ver Figura 3.22)

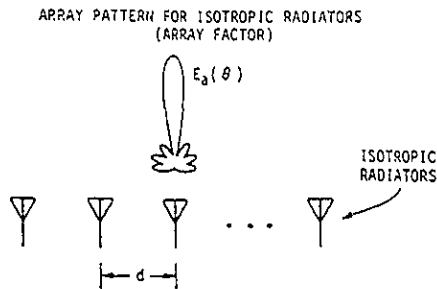


Figura 3.22 Patrón de arreglos formados por radiadores isotrópicos (tomado Tai [1975]).

La directividad en función de d/λ , para arreglos transversales de elementos idénticos no isotrópicos se muestran en la Figura 3.23.

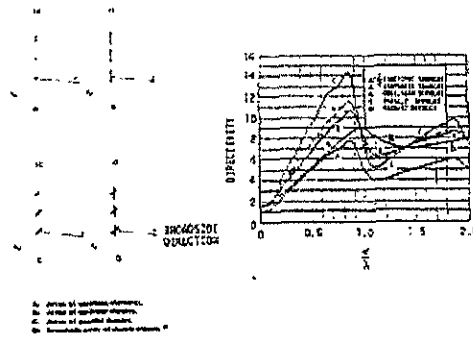


Figura 3.23 Comparación de la directividad de varios arreglos lineales de elementos no isotrópicos (tomado de Tai and Bach [1975]).

Los patrones aislados de potencia, de cada uno de estos elementos radiadores no isotrópicos (Dipolos cortos), se muestran en la Figura 3.24. Sin embargo los patrones de radiación de la antena de elementos radiadores no isotrópicos, fueron utilizados sin tomar en cuenta los efectos de acoplamiento mutuo. Por lo tanto, los resultados que se obtengan serán solamente una aproximación.

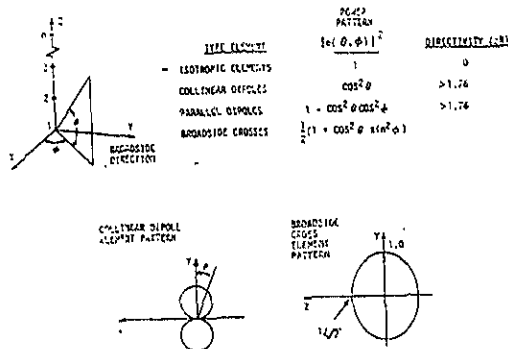


Figura 3.24 Los patrones de radiación de dipolos cortos, utilizados como elementos de radiación típicos.

Como detalle interesante, se debe tener en cuenta que la directividad de un arreglo lineal de elementos isotrópicos no es máxima, cuando los elementos tienen un peso uniforme (características similares). Generalmente, cuando se desea que la contribución de los lóbulos laterales en el patrón de radiación de una antena sea mínimo, la iluminación debe ser igual y uniforme para todos los elementos. Una contribución tan pobre, por parte de los lóbulos laterales se obtendrá debido a una pérdida en la directividad.

La pérdida en la directividad es una medida relativa a la directividad que se obtiene al tener una iluminación uniforme, y se define como la eficiencia de abertura η_t (conocida también como eficiencia de iluminación), dada por la Ecuación 3.38.

$$\eta_t = \frac{D_{\text{para } d = \lambda/2}}{D_{\text{para un arreglo unifore con } d = \lambda/2}} = \frac{D_0}{N} \quad (3.38)$$

donde:

$$D_0 = \frac{\left(\sum_{i=-M}^M I_i \right)^2}{\sum_{i=-M}^M I_i^2} \quad (3.39)$$

Esta eficiencia no debe confundirse, con otros tipos de eficiencia que se tienen en una antena, ya que estas definen otras pérdidas que se presentan en un arreglo. Al producto de estas eficiencias se le define como la eficiencia total de la antena (η) y se da por la Ecuación 3.40.

$$\eta = \eta_e \eta_r \eta_s \eta_b \eta_f \eta_M \eta_\delta \eta_\rho \eta_p \eta_m \quad (3.40)$$

Es importante mencionar, que no todas las eficiencias que se dan en la ecuación 3.40 se presentan en todos los arreglos de antenas. Una descripción de cada una de estas eficiencias se da en el Apéndice IV. Por otra parte, si todas estas eficiencias son igual a la unidad, con la excepción de la eficiencia de afilamiento (η_e), entonces la ganancia G será igual a la directividad de la antena.

Teniendo entonces que la ganancia de la antena puede expresarse como:

$$G = \eta D_u \quad (3.41)$$

Donde, D_u es la directividad de la antena para condiciones de iluminación uniforme (Brookner [1975]).

Como habrá notado, he tratado de englobar los conceptos y parámetros mas importantes de las antenas, como elemento individual y como arreglos planos. Algunos de estos parámetros tendrán que emplearse en conjunto con las líneas de transmisión, para obtener las características de acoplamiento entre la línea y las antenas (referirse al Capítulo 4) y otros parámetros que se retomaran en el capítulo cinco para determinar las características físicas y eléctricas de la antena. En principio como elemento individual y posteriormente como un arreglo rectangular plano de elementos individuales (dipolos de onda completa), el cual conformará al radiotelescopio prototipo.

CAPÍTULO 4. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es estudiar la propagación de las ondas electromagnéticas en las líneas de transmisión, y mencionar los parámetros más importantes que las caracterizan. De acuerdo a lo estudiado en los Capítulos 2 y 3, sabemos que la radiación electromagnética, a bajas frecuencias, no puede ser dirigida eficientemente haciendo uso de antenas. Por lo tanto, para transportar la energía electromagnética captada por la antena hasta el sistema receptor es necesario hacer uso de las líneas de transmisión. Inclusive en el propio receptor, donde se tienen una infinidad de interconexiones entre circuitos eléctricos y electrónicos, necesitamos hablar de líneas de transmisión. De los cinco subsistemas que conforman al radiotelescopio prototipo, el que se refiere a la línea de transmisión, desempeña un papel muy importante, debido a que del medio de transmisión que se elija dependerá el porcentaje de atenuación (pérdida) que se tenga en la señal.

Debido fundamentalmente a que las señales de radio que emiten la mayoría de las fuentes cósmicas de radio captadas por la antena del radiotelescopio son muy débiles, con potencias que alcanzan tan sólo los 2×10^{-15} W, es necesario contar con un sistema de amplificación óptimo (Ver Capítulo 5), así como con un sistema de transmisión eficiente para que la señal captada sea aprovechada en un 90%. En el caso del radiotelescopio prototipo será necesario elegir el medio de transmisión más adecuado, que nos permita llevar la señal, que es captada por la antena, hasta el sistema receptor con la menor atenuación e interferencia posible. Con lo tratado en los Capítulos 2 y 3 se tienen los fundamentos teóricos que permitirán entender los parámetros que caracterizan a las líneas de transmisión.

Este capítulo inicia con la definición de línea de transmisión (sección 4.2), donde se discute qué es y cuál es su función dentro de un sistema de enlace de radiofrecuencia (RF). En la sección 4.3. hablaremos de los tipos, modos y medios que se utilizan en sistemas de transmisión.

En la sección 4.4. se tratan las ecuaciones y los parámetros de transmisión como de reflexión en las líneas de transmisión mediante. A partir de los cuales deduciremos los parámetros que caracterizan a una línea de transmisión como son: la impedancia característica, la velocidad de propagación, la atenuación, el coeficiente de reflexión, y la razón de voltaje de una onda estacionaria.

En la sección 4.5 y 4.6 se resumen las características más importantes de las líneas de transmisión de alambres paralelos y coaxial. En la sección 4.7 se tratan los medios de acoplamiento que se emplean en un sistema de comunicación, para lograr la transferencia de potencia con la menor interferencia y atenuación. Trataremos el caso del acoplador direccional y transformador de impedancia. El capítulo finaliza con la sección 4.8 donde discutiremos el uso de la Carta de Smith (Método Gráfico) como una de las técnicas que más se utilizan para determinar las propiedades eléctricas de las líneas de transmisión y sistemas de acoplamiento en Radiofrecuencia.

4.2 DEFINICIÓN DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Cuando se discutió el sistema de antenas en el Capítulo 3, se hablaba de un medio intermedio el cual nos permitía acoplar la radiación electromagnética del espacio libre a un medio conductor, (el cual definimos como "antena") Este medio conductor, o guía de ondas electromagnéticas, siempre se asocia con la antena, ya que son sistemas dependientes y uno depende del otro para poder trabajar.

Precisamente a ese medio conductor se le conoce como línea de transmisión, la cual puede definirse como:

El sistema o medio de transmisión en radio frecuencia, que permite la transferencia de la energía electromagnética (ondas electromagnéticas guiadas) de un punto a otro.

Un sistema de transmisión puede consistir de dos o más conductores, cubiertos perfectamente por un material dieléctrico. Como es el caso de las líneas bifilares o coaxiales. La Geometría del conductor puede ser cilíndrica o de placas paralelas como se muestra en la Figura 4.1.

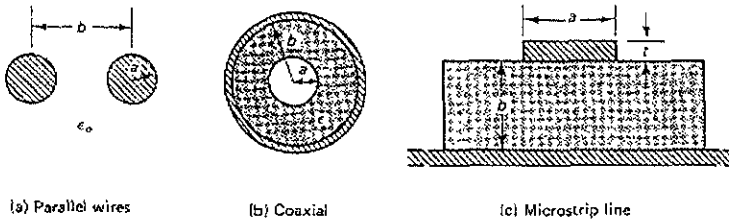


Figura 4.1. Tipos comunes de líneas de transmisión (Tomado de Magdy[1992]).

Cuando el medio dieléctrico es de un sólo material se dice que la línea de transmisión es homogénea. Por otro lado, una línea de transmisión se considera uniforme cuando el sistema siempre mantiene la misma configuración, esto es, su sección transversal es constante a lo largo de toda la longitud que comprende la línea de transmisión.

Es bien conocido, en frecuencias de radio, que si el conductor tiene una longitud mayor a la longitud de onda de la señal que está transportando, el conductor tiende a radiar potencia. En estas condiciones se dice que el conductor está actuando como una antena, está es una de las razones por el cual se debe tener un cuidado especial en la selección de los conductores que conforman una línea de transmisión en (RF), con el fin de minimizar la radiación de potencia.

Sin estas precauciones las pérdidas en una línea de transmisión pueden ser mayores a las que se tienen por la resistencia propia del conductor y del dieléctrico. Tenemos por ejemplo, que la potencia que se pierde por la resistencia propia del conductor es inevitable, sin embargo la pérdida debida a la radiación si puede evitarse. Mas adelante hablaremos de las técnicas que se utilizan en las líneas de transmisión para evitar estas pérdidas por radiación.

En la siguiente sección trataremos los modos de propagación que emplean las líneas de transmisión para transportar las ondas electromagnéticas.

4.3 MODOS Y TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Si bien existen varios modos de propagación los cuales dependen del sistema de transmisión que se utilice para transportar la potencia electromagnética, esta sección enfocará su estudio a los modos de propagación del tipo “TEM” (Modo Electromagnético Transversal), ya que son los modos que se presentan en líneas de transmisión coaxial, de alambres paralelos y microcinta, de estas tres líneas de transmisión, las dos primeras son los más importantes ya que conforman el sistema de transmisión que emplea el radiotelescopio prototipo para transportar la señal de la antena al sistema receptor y demás bloques del radiotelescopio. Por esta razón aun que mencionaremos los otros modos de propagación y líneas de transmisión, enfocaremos nuestro estudio sólo a las líneas de transmisión coaxial y bifilar.

Una de las características más importantes de las ondas electromagnéticas es su capacidad para transportar potencia electromagnética, la cual se propaga a través del medio circundante a la velocidad de la luz (referirse al Capítulo 2). Por lo tanto, si deseamos tener una transmisión muy eficiente de potencia o información entre dos puntos, es necesario contar con el medio adecuado que guíe esta energía desde cualquier fuente.

Precisamente este medio es la línea de transmisión, el cual realizará el trabajo de transportar esta energía. Esta energía transportada puede ser para iluminación, calefacción, información como (datos, voz, vídeo etc.) o como en el caso de un radiotelescopio para llevar la información de la señal que es captada por la antena hasta el sistema receptor.

Básicamente una línea de transmisión puede representarse como una red de dos terminales: Una por la cual se alimenta la potencia (o información) y la otra en la cual se recibe la potencia. Las interconexiones de todos los circuitos eléctricos son líneas de transmisión y en un sentido amplio, tanto las guías de onda, como las fibras ópticas y aun los enlaces de radio pueden considerarse líneas de transmisión.

En Figura 4.1 muestra los tipos más comunes de líneas de transmisión que en general emplearemos en los sistemas de comunicación y circuitos eléctricos del radiotelescopio prototipo. Es importante señalar que aunque hay otros medios de transmisión, los cuales pueden ser de longitud y construcción diferente todos trabajan bajo el mismo principio.

Para saber a qué grupo pertenece cada línea de transmisión es importante hacer una clasificación de acuerdo a la configuración que los campos electromagnéticos adquieren en la línea de transmisión (llamados modos de propagación).

Las líneas de transmisión se dividen en tres grupos principales:

1. *Las Que Tienen Modos Electromagnéticos Transversales (TEM)*: En un modo TEM, tanto el campo eléctrico, E , como el magnético, H , son totalmente transversales a la dirección de propagación. no existe componente de E ni de H en la dirección de transmisión. Como ejemplo de líneas de transmisión que utilizan este modo de propagación tenemos: las líneas bifilares, coaxiales y microcintas. En este tipo de líneas la potencia fluye a lo largo de los conductores y entre ellos (ver Figura 4.2).
2. *Las Que Tienen Modos De Orden Superior*: Los modos de orden superior siempre tienen por lo menos una componente de campo en la dirección de transmisión. Ejemplos de este tipo de transmisión tenemos: las guías de onda de conductor hueco sencillo, las varillas dieléctricas y las fibras ópticas. En estos medios de transmisión la potencia fluye en el espacio interior del conductor (ver Figura 4.2).
3. *Las Que Tienen Ondas Espaciales* (como es el caso de un sistema de antenas de radio enlace): En este caso la potencia electromagnética se radia y propaga a través del espacio libre. Algunos otros ejemplos de este tipo de propagación puede ser los enlaces por microondas, entre los cuales se tienen televisión, telefonía etc. (ver Figura 4.2).

416 Electromagnetismo

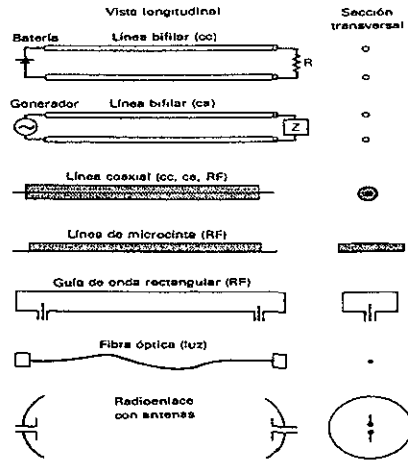


Figura 4.2 Tipos de modos y líneas de transmisión (tomado de Kraus [1986]).

De los tres modos de propagación estudiados el más importante de acuerdo a nuestro objetivo es, el Modo Electromagnético Transversal (TEM). Debido principalmente a que es el modo que se presentan en líneas de transmisión coaxiales y bifilares, que se van a emplear en el sistema de transmisión del arreglo prototipo. Por esta razón en la siguiente sección se definirán las ecuaciones que caracterizan a la líneas de transmisión con modos de propagación del tipo (TEM).

Por otra parte, el estudio de los modos de orden superior y ondas espaciales, quedan fuera de nuestro objetivo por lo que el lector interesado en profundizar más en el estudio de estos tipos de modos puede referirse a (Kraus [1986] y Cheng [1998]).

4.4 LAS ECUACIONES Y PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Las características principales, que hacen del modo TEM, el medio de propagación más importante respecto a los modos de orden superior y espacial, se tratarán en conjunto con las ecuaciones que a continuación vamos a discutir, las cuales emplearemos para obtener los parámetros más importantes de las líneas de transmisión coaxial y bifilar.

Para describir la configuración de los campos electromagnéticos en una línea de transmisión, llamados modos de propagación, considérese la línea de transmisión de alambres paralelos que se muestra en la Figura 4.3.

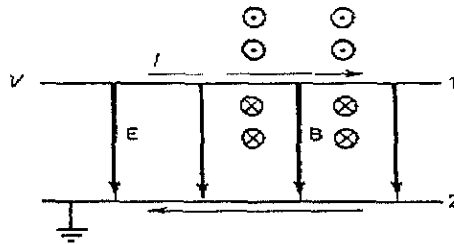


Figura 4.3 Campo eléctrico y magnético asociados con un modo TEM, en una línea de transmisión de dos conductores (Tomado de Magdy{1992})

Como podrá ver uno de los conductores está a un potencial cero (conocido como tierra) y el otro conductor esta a un potencial V . De acuerdo a esto, el primer conductor (1) conducirá una corriente I , la cual retornará a la fuente a través de la tierra, mediante el conductor 2. De esta manera, cuando el voltaje V es positivo, la dirección del campo eléctrico va del conductor superior hacia el conductor inferior. Entonces, por la ley de Ampere sabemos que el campo magnético, B , generado por la corriente variable en el tiempo I , es perpendicular a los dos conductores (Figura 4.3). Quedando demostrado entonces que el campo eléctrico como el magnético son transversales a la dirección de propagación.

Suponiendo que tenemos un modo de propagación del tipo TEM, el cual se propaga en la dirección del eje z positivo, entonces las componentes del campo eléctrico, E_z , y magnético, H_z , en esa dirección son cero.

Retomemos las ecuaciones que describen a una onda plana propagándose en un medio homogéneo, las cuales se discutieron en el capítulo 2. A partir de las cuales obtendremos aquellas que relacionan la variación en el espacio y tiempo de las magnitudes escalares para el campo eléctrico y magnético.

Consideremos la expresión general de la ecuación de onda para E_y , esto es

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} \quad (4.1)$$

cuya solución quedó establecida como:

$$E_y(z,t) = E_y^+(z-ut) + E_y^-(z+ut) \quad (4.2)$$

Donde: $u = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$, se define como la velocidad en el medio.

De donde se concluye que la velocidad de propagación, u , es independiente de la geometría de los conductores y la frecuencia. En otras palabras, en un modo de propagación del tipo TEM la velocidad de propagación será independiente de la frecuencia, es decir, la frecuencia de corte es cero y los campos eléctrico y magnético son perpendiculares a la dirección de propagación ($E_z = H_z = 0$), (Iskander [1992]).

La Ecuación 4.2 en su forma fasorial para E_y , en un medio conductor se expresa por:

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = (j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon)E_y \quad (4.3)$$

Empleando las anteriores expresiones y utilizando las propiedades de propagación de modo TEM, se demostrara que existe una relación bien establecida entre el campo eléctrico y el

voltaje, en ambos conductores de una línea bifilar, así como entre el campo magnético y la corriente que circula a través de los dos conductores de la línea de transmisión. A partir de las cuales posteriormente obtendremos los parámetros de las líneas de transmisión bifilar y coaxial.

La expresión que define la distribución del campo eléctrico total entre los conductores, considerando que el campo eléctrico se propaga a lo largo de la dirección del eje z , está dada por:

$$\hat{E}(u_1, u_2, z) = \hat{E}^+ e^{-\gamma z} + \hat{E}^- e^{\gamma z} \quad (4.4)$$

Mientras que la ecuación que define al voltaje de línea total que se tiene en una línea de transmisión, es dada por:

$$\hat{V}(z) = \hat{V}_m^+ e^{-\gamma z} + \hat{V}_m^- e^{\gamma z} \quad (4.5)$$

Donde, \hat{V}_m^{\pm} , denota al voltaje máximo de la onda que acompaña al campo eléctrico a lo largo de la línea de transmisión en forma compleja. En la Figura 4.4a se muestran estas relaciones con respecto a los campos electromagnéticos.

Por otra parte, la expresión que relaciona a la corriente de línea con el campo magnético para un modo de propagación del tipo TEM está dada por:

$$\hat{H}(u_1, u_2, z) = \hat{H}^+ e^{-\gamma z} + \hat{H}^- e^{\gamma z} \quad (4.6)$$

La cual define la distribución del campo magnético total entre los conductores y se expresa en función de la suma de las ondas que se propagan en la dirección del eje z .

Este caso, la expresión que define a la corriente total en un línea de transmisión asociada al campo magnético se define por:

$$\hat{I}(z) = \hat{I}_m^+ e^{-\gamma z} + \hat{I}_m^- e^{\gamma z} \quad (4.7)$$

en donde, \hat{I}_m^\pm representa a la corriente máxima de una onda senoidal que acompaña al campo magnético a lo largo de la línea de transmisión en su forma compleja (referirse a la Figura 4.4b).

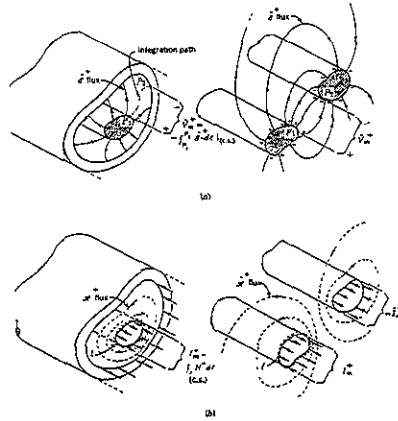


Figura 4.4 Líneas de transmisión generalizadas de dos conductores, mostrando el voltaje \hat{V}_m^+ y \hat{I}_m^+ , en relación a los campos eléctrico y magnético. En (a) se define el voltaje \hat{V}_m^+ entre los conductores. (b) Define la corriente \hat{I}_m^+ en el conductor positivo (tomado de Kraus [1986]).

Si bien es cierto que las expresiones anteriores se pueden emplear para obtener los parámetros de las líneas de transmisión, estas no son adecuadas en términos prácticos.

Por lo tanto es muy usual que en lugar de emplear estas expresiones de campo eléctrico y magnético, se emplee a las amplitudes máximas de voltaje y corriente a lo largo de la línea de transmisión en función de la posición y el tiempo.

Esto tiene su ventaja ya que los voltajes y corrientes en una línea de transmisión, son cantidades escalares que se pueden medir a bajo de 1 GHz, en tanto los campos eléctricos y magnéticos deben ser inferidos a través de mediciones de voltaje y corriente.

4.4.1 LOS PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Para tener un panorama general del comportamiento de los parámetros que describen a cada tipo de línea de transmisión en términos de la frecuencia, es necesario en primer lugar realizar un estudio en función de los parámetros concentrados y distribuidos, los cuales serán importantes cuando se realice la deducción de cada parámetro en función del voltaje y la corriente a lo largo de la línea de transmisión.

El sistema de parámetros concentrados

Un circuito de parámetros concentrados implica componentes tales como (transistores, bobinas, resistencias, capacitores, etc.), cuyas dimensiones físicas son mucho más pequeñas a la longitud de onda electromagnética que se propaga a través de estos componentes (por ejemplo menor a un octavo de longitud de onda). La impedancia característica en sistemas de baja frecuencia, como es en el caso de sistemas potencia eléctrica donde la frecuencia es de tan sólo 60 Hz y los sistemas de líneas telefónicas, se estudian en términos de estos componentes "concentrados" situados en puntos discretos. Un circuito de parámetros concentrados, donde los alambres y componentes son pequeños en comparación a la longitud de onda, se ilustra en la Figura 4.5.

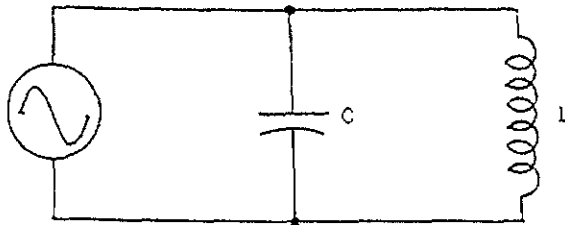


Figura 4.5 Representación de un circuito de parámetros concentrados a bajas frecuencias.

Como una línea de transmisión se considera como una red de parámetros distribuidos, esta debe analizarse como un circuito de parámetros distribuidos a lo largo de ella.

El sistema de parámetros Distribuidos

Cuando las dimensiones de los componentes y alambres de conexión de un circuito son comparables a la longitud de la onda electromagnética que se propaga a través de estos. Entonces conviene analizar el circuito por parámetros distribuidos. Es importante tomar en cuenta que este efecto tiende a incrementarse notablemente a altas frecuencias. Por lo que, la inductancia y capacitancia presentada entre estos conductores y su alrededor no debe ser despreciada. El circuito que ejemplifica al sistema de parámetros distribuidos para una línea de dos conductores, se muestra en la Figura 4.6.

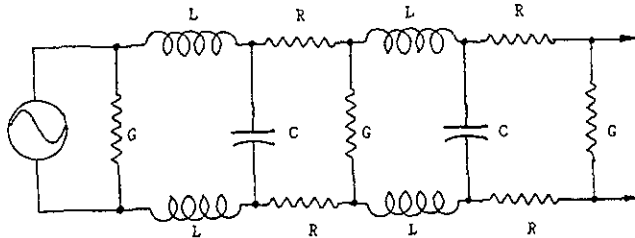


Figura 4.6 Representación de un circuito de parámetros distribuidos para altas frecuencias.

En conclusión mientras algunos ingenieros trabajan algún tipo particular de línea de transmisión y otros otro tipo, ambos tendrán algunos problemas en común. Esto significa que independientemente del tipo y emplco al que se destine una línea de transmisión, la teoría básica y sus ecuaciones que se apliquen a una, se aplican a cualquier otra.

Como en la práctica es más común trabajar con procedimientos estrictamente de circuitos en lugar de ecuaciones de campo, vamos entonces a emplear la teoría de circuitos eléctricos para obtener los parámetros de las líneas de transmisión en términos de los parámetros distribuidos arriba tratados.

Sabemos que el voltaje y la corriente a lo largo de una línea de transmisión son funciones de la posición y el tiempo. Si consideramos excitación senoidal, el voltaje y corriente instantánea pueden expresarse en la forma

$$v(x,t) = \Re e[V(x)e^{j\omega t}] \quad (4.8)$$

y

$$i(x,t) = \Re e[I(x)e^{j\omega t}] \quad (4.9)$$

donde $\Re e$, representa la parte real. Las cantidades complejas $V(x)$ y $I(x)$ son fasores y expresan las variaciones del voltaje y corriente en función de la posición a lo largo de la línea de transmisión.

Las ecuaciones diferenciales que satisfacen a los fasores $V(x)$ y $I(x)$ a lo largo de una línea de transmisión uniforme están dadas por:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} - \gamma^2V(x) = 0 \quad (4.10)$$

y

$$\frac{d^2I(x)}{dx^2} - \gamma^2I(x) = 0 \quad (4.11)$$

donde la constante de propagación compleja, γ en términos de los parámetros distribuidos está dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (4.12)$$

La constante de atenuación α está dada en Nepers por metro y la constante de propagación β en radianes por metro (González [1982]).

Los parámetros R , L , G , y C son la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión. A partir de los cuales la admitancia e impedancia pueden definirse como:

$$Y = G + j\omega C = G + jB \quad (\text{mhos/m})$$

$$Z = R + j\omega L = R + jX \quad (\text{ohms/m})$$

donde:

$$Y = \text{admitancia en derivación} \quad (\text{mhos/m})$$

$$Z = \text{impedancia en serie} \quad (\text{ohms/m})$$

$$G = \text{conductancia en derivación} \quad (\text{mhos/m})$$

$$C = \text{capacitancia en derivación} \quad (\text{F/m})$$

$$B = \omega C = \text{susceptancia en derivación}, \quad (\text{mhos/m})$$

$$R = \text{resistencia en serie} \quad (\text{ohms/m})$$

$$L = \text{inductancia en serie} \quad (\text{H/m})$$

$$X = \omega L = \text{reactancia en serie} \quad (\text{ohms/m})$$

Si se asume que los parámetros anteriores son constantes a lo largo de la línea de transmisión (por ejemplo que la línea de transmisión es uniforme), las soluciones generales para las ecuaciones (4.10) y (4.11) están dadas por:

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (4.13)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (4.14)$$

donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4.15)$$

Es conocida como la impedancia característica de la línea de transmisión, y las constantes A y B son en general cantidades complejas.

Las ecuaciones (4.13) y (4.14) representan el voltaje y la corriente a lo largo de la línea de transmisión, como un par de ondas electromagnéticas que se propagan en direcciones opuestas, con una velocidad de fase dada por la Ecuación 4.16 y decrecen en amplitud de acuerdo a $e^{-\alpha x}$ o $e^{\alpha x}$.

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (4.16)$$

A la onda $e^{-j\gamma x} = e^{-\alpha x} e^{j\beta x}$ se le llama la *onda incidente* (onda saliente) y a la onda $e^{j\gamma x} = e^{\alpha x} e^{j\beta x}$ es llamada la *onda reflejada* (onda entrante). La cantidad βx es conocida como la *longitud eléctrica* de la línea de transmisión.

A continuación vamos a tratar estos parámetros y el criterio que se debe seguir para lograr transferir eficientemente la potencia de RF en las líneas de transmisión.

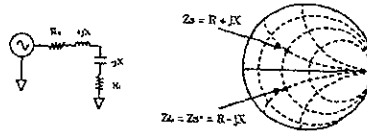
Cuando la impedancia de la fuente no es puramente resistiva, la máxima transferencia de potencia ocurre cuando la impedancia de la carga es igual al complejo conjugado de la impedancia de la fuente. Esta condición se expresa mediante un signo negativo a la parte imaginaria de la impedancia. Por ejemplo si $R_s = 0.6 + j0.3$, entonces el complejo conjugado $R_s^* = 0.6 - j0.3$. Esta puede ser establecida como la impedancia reflejada respecto al eje horizontal de la carta de Smith (Figura 4.7).

Algunas ocasiones la impedancia de la fuente se ajusta al complejo conjugado de la impedancia de la carga. Por ejemplo, cuando se acopla una antena a la línea de transmisión, la impedancia de la carga en este caso la línea queda definida por la impedancia característica de la antena. Un diseñador tiene que optimizar el sistema de acoplamiento de los amplificador de RF, muy por encima del ancho de banda de la antena de manera que se pueda transmitir la máxima potencia de RF a través de la antena.

Por lo tanto, si queremos lograr una transferencia eficiente de la potencia de RF en una línea de transmisión, se requiere que $R_s = Z_0$. Entonces para una absorción eficiente de la potencia en el otro extremo, R_L debe ser igual a Z_0 .

Power Transfer Efficiency

For complex impedances, maximum power transfer occurs when $Z_L = Z_S^*$ (conjugate match)



At high frequencies, maximum power transfer occurs when $R_S = R_L = Z_0$



Figura 4.7 Transferencia eficiente de potencia (tomado de Hewlett Packard [1999])

Uno de los conceptos fundamentales en la transmisión de potencia de RF, implica ondas transmitidas, incidentes y reflejadas que se propagan a través de las líneas de transmisión. Una mejor manera de explicar la propagación de las ondas a lo largo de la línea de transmisión es haciendo una analogía con las ondas de luz (ver Figura 4.8). Imaginemos un haz de luz que incide sobre un objeto óptico tal como un lente. Parte de ese haz de luz será reflejado hacia afuera de la superficie del lente, mientras que la mayor parte de esa luz continuará a través del lente. Si el lente fuera fabricado de algún material con pérdidas, entonces parte de esta luz sería absorbida dentro del lente. Si el lente tiene una superficie reflejante, entonces la mayor parte de la luz será reflejada y poco o nada será transmitida. Este mismo concepto es válido para señales de RF, excepto que esta energía electromagnética está en la ventana de radio en lugar de la ventana óptica y los componentes son circuitos y redes eléctricas en lugar de lentes y espejos.

Lightwave Analogy to RF Energy

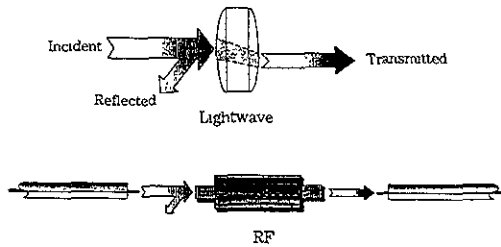
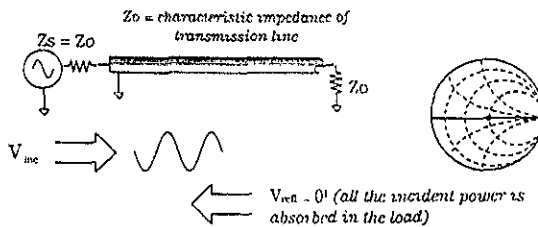


Figura 4.8 Analogía entre las ondas de luz y la energía de Radiofrecuencia (tomado Hewlett Packard [1999])

Ahora revisemos qué pasa cuando las líneas de transmisión están terminadas con diferentes impedancias, iniciemos con una carga Z_o . Entonces tenemos que una línea de transmisión terminada a su impedancia característica resulta en la máxima transferencia de potencia a la carga, esto es, no habrá señal reflejada (Figura 4.9). Este resultado es el mismo si la línea de transmisión fuera infinitamente larga. Si observáramos la envolvente de la señal a lo largo de toda la línea de transmisión, ésta debe ser constante (no existe patrón de onda estacionaria). Esto es debido a que sólo hay flujo de energía en una sola dirección (hacia adelante).

Transmission Line Terminated with Z_o



For reflection, a transmission line terminated in Z_o behaves like an infinitely long transmission line

Figura 4.9 Línea de transmisión terminada con una impedancia Z_o (tomada de Hewlett Packard [1999])

A continuación tenemos el caso en el cual la línea de transmisión se termina en un corto circuito. Dado que los elementos puramente reactivos no pueden disipar esta potencia a ninguna parte, esta energía u onda reflejada es enviada de retorno a través de la línea de transmisión hacia la fuente. Sin embargo la ley de Ohm debe satisfacerse, condición que establece que no hay voltaje a través del corto, por lo tanto esta onda reflejada debe ser igual en magnitud al voltaje de la onda incidente y estar 180° fuera de fase con respecto a ésta. Esto satisface la condición de que el voltaje total debe ser igual a cero cuando se tiene la condición de corto circuito. Las ondas reflejadas e incidentes de voltaje y corriente son idénticas en magnitud pero se propagan en direcciones opuestas (ver Figura 4.10).

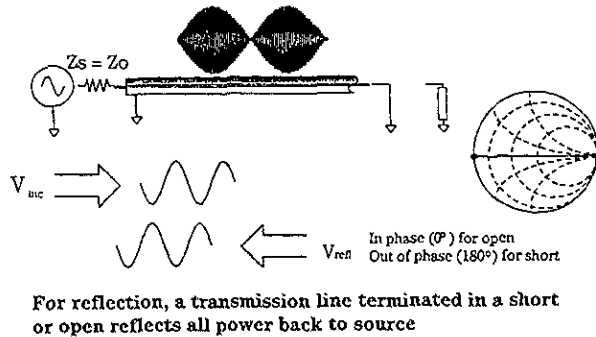


Figura 4.10 Línea de transmisión terminada en circuito abierto y corto circuito (tomada de Hewlett Packard [199]).

Ahora supongamos el caso de una línea abierta (sin carga acoplada). En esta condición la ley de Ohm establece que no hay flujo de corriente. Entonces, en condición de circuito abierto, la onda reflejada de corriente está fuera de fase 180° respecto a la onda incidente (la onda de voltaje debe estar en fase con la onda incidente). Esto garantiza que la corriente en circuito abierto es cero. De nuevo, la onda reflejada e incidente de corriente (y voltaje) son idénticas en magnitud pero se propagan en direcciones opuestas. En ambos casos de corto y circuito abierto se dispondrá de un patrón de onda estacionaria a través de la línea de transmisión. Donde los valles deben ser cero y los picos iguales al nivel del voltaje incidente.

Los valles y picos en ambas condiciones de circuito abierto y corto circuito deben cambiar de posición a lo largo de la línea de transmisión una con respecto a la otra, para satisfacer la ley de ohm que arriba se mencionó.

Finalmente analicemos el caso en el que la línea está terminada con una carga de 25 ohm's (una impedancia entre la reflexión completa de un circuito abierto o en corto y la terminación perfecta de una carga de 50 ohm). Alguna (pero no toda) la energía incidente será absorbida por la carga, alguna será reflejada hacia la fuente. Podremos encontrar que la onda de voltaje reflejada tiene un 1/3 de la amplitud de la onda incidente y que ambas ondas están 180° fuera de fase en la carga. La relación de fase entre la onda incidente y reflejada cambiará en función de la distancia a la carga a lo largo de la línea de transmisión. Los valles del patrón de onda estacionaria ya no son cero y los picos pueden ser menores que en el caso de línea terminada en corto o abierta (ver Figura 4.11).

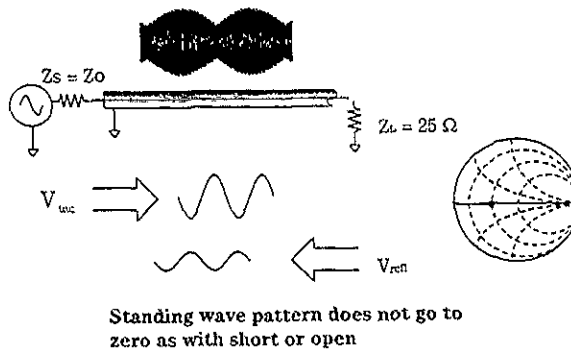



Figura 4.11 Línea de transmisión terminada en una carga de 25 Ohms (tomada de Hewitt Packard [1999])

ahora que hemos entendido completamente el comportamiento y la naturaleza de las ondas electromagnéticas en diferentes condiciones de carga, es muy importante conocer los parámetros que se emplean para describir a éstas.

4.4.2 PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN

Si aplicáramos una señal de potencia conocida a uno de los extremos de un medio de transmisión de longitud finita, e inmediatamente la midiéramos en el otro extremo, nos daríamos cuenta que la potencia de la señal ha disminuido. Esta pérdida de potencia queda definida mediante los siguientes parámetros:

El coeficiente de transmisión T es definido como el voltaje transmitido dividido por el voltaje incidente. Si el $|V_{trans}| > |V_{inc}|$, tendremos ganancia y si $|V_{trans}| < |V_{inc}|$, tendremos atenuación o pérdida de inserción. Cuando la pérdida de inserción es expresada en dB, un signo negativo se agrega a la definición de manera que el valor de la pérdida es expresado como un número positivo. El término fase del coeficiente de reflexión es llamado inserción de fase (ver Figura 4.12).



The diagram shows a rectangular device representing a transmission line component. An arrow labeled $V_{Incident}$ points into the left side of the device. Another arrow labeled $V_{Transmitted}$ points out of the right side of the device.

$$Transmission\ Coefficient = T = \frac{V_{Transmitted}}{V_{Incident}} = \tau \angle \phi$$

$$Insertion\ Loss\ (dB) = -20\ Log \left| \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} \right| = -20\ log\ \tau$$

$$Gain\ (dB) = 20\ Log \left| \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} \right| = 20\ log\ \tau$$

$$Insertion\ Phase\ (deg) = \angle \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} = \phi$$

Figura 4.12 Parámetros de transmisión (tomada de Hewlett Packard [1999])

Observar directamente la fase de inserción no es muy usual. Esto es debido principalmente a que la fase presenta una pendiente muy negativamente con respecto a la frecuencia, debido a la longitud eléctrica de la línea o dispositivo (Entre mayor sea el dispositivo mayor será la pendiente).

Existen dos factores que contribuyen a la pérdida de inserción en un medio de transmisión: Estos son la pérdida por reflexión y la pérdida por disipación. Primero estudiemos la pérdida por disipación, la cual también se conoce como atenuación.

La pérdida por disipación (o atenuación), se refiere a las pérdidas de potencia que se presentan en el sistema de transmisión debidas al calor. Esto es, cuando una línea transmisión lleva potencia entre una fuente y una carga, parte de esta potencia se disipa en forma de calor. Esto significa que únicamente la parte resistiva y conductiva pueden disipar potencia, debido principalmente a que las ondas de voltaje y corriente en R y G están en fase.

Otro tipo de pérdida es la que se presenta por acoplamientos, conocida como pérdida por reflexión. Esta pérdida se presenta cuando la impedancia de la carga como de la fuente no están perfectamente acopladas a la línea de transmisión que conecta a ambas, lo cual provoca, que parte de la señal sea reflejada de la carga hacia el cable ó del cable hacia la fuente. Esta energía reflejada es una pérdida que se presenta en el sistema (pérdida por reflexión), la manera en como se mide y estudia lo trataremos a continuación.

4.4.3 PARÁMETROS DE REFLEXIÓN

En prácticamente todos sistemas de líneas de transmisión, es muy común que se busque tener un sistema de acoplamiento eficiente, para reducir los efectos debidos a la reflexión. De manera tal, que la línea de transmisión permita transferir la energía de una fuente a una carga de la manera más eficiente.

Coefficiente de Reflexión (Γ)

Cuando la línea de transmisión no se acopla a la impedancia de la carga, se presentan reflexiones en la carga y parte de la potencia incidente es reflejada hacia la fuente. Una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 terminada en una carga Z_L , se muestra en la Figura 4.9. El término principal de las ondas reflejadas es el *coeficiente de reflexión gamma* (Γ), al cual se le define generalmente como:

La razón entre la onda reflejada (E^- o Γ) y la onda incidente (E^+ o Γ^+), esto es

$$\Gamma_L = \frac{Be^{x}}{Ae^{-x}} = \frac{B}{A}e^{2x} = \Gamma_o e^{2x} \quad (4.17)$$

Donde, Γ_o es el coeficiente de reflexión de la carga el cual queda definido por

$$\Gamma_o = \Gamma(o) = \frac{B}{A}$$

Por lo tanto, la onda reflejada puede escribirse como $A\Gamma_o e^{ix}$ en conjunto con las Ecuaciones 4.13 y 4.14, se obtiene que la constante Γ_o para $Z_{in}(0) = Z_L$ será igual a:

$$\Gamma_o = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (4.18)$$

Donde:

- Z_L = Impedancia de la carga
- Z_o = Impedancia característica de la línea
- Γ_o = Coeficiente de reflexión de la carga

La Ecuación 4.18 nos demuestra que $\Gamma_o = 0$ cuando $Z_L = Z_o$. Esto es, no habrá reflexión en una línea de transmisión perfectamente terminada o acoplada. Ahora bien cuando Z_L no es igual a Z_o , parte de la energía transferida es reflejada y entonces tenemos que Γ_o es mayor que cero. Cuando Z_L es igual a un corto o circuito abierto, toda la energía es reflejada y $\Gamma_o = 1$, se tiene entonces que el rango de valores para Γ_o estará entre cero y uno. (González (1984).

Pérdida de Retorno

Puesto que en ocasiones es más conveniente expresar la reflexión en forma logarítmica, la segunda manera de expresar la reflexión es a través de la *pérdida de retorno*, la pérdida de retorno es una cantidad escalar y en general se expresa en dB.

La pérdida de retorno puede interpretarse como el número en dB que la señal reflejada está por debajo de la señal incidente. La pérdida de retorno varía entre infinito para una impedancia Z_o y 0 dB para un circuito abierto o en corto (González [1984]).

$$\text{Pérdida de Retorno} = -20 \log(\rho), \quad \rho = |\Gamma|.$$

Razón de Onda Estacionaria de Voltaje (VSWR)

Como hemos visto, dos ondas que se propagan en direcciones opuestas en una línea de transmisión generan una *onda estacionaria*. El valor máximo de voltaje a lo largo de la línea tiene un valor dado por

$$V(x)_{\max} = A(1 + \Gamma_o) \quad (4.19)$$

y un valor mínimo de voltaje expresado por:

$$V(x)_{\min} = A(1 - \Gamma_o) \quad (4.20)$$

Estos valores son usados para definir la *razón de onda de voltaje estacionaria* (ROET), la cual se define simplemente como

$$VSWR = \frac{V(x)_{\max}}{V(x)_{\min}} = \frac{1 + \Gamma_o}{1 - \Gamma_o}$$

ó

$$\Gamma_o = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (4.21)$$

Estas mismas relaciones se dan en la Figura 4.13.

La razón de onda estacionaria además de ser expresada en términos de voltajes también es muy común que se defina en función de la potencia, corriente y dB. Estas expresiones se dan a continuación.

$$SWR_{dB} = 20 \log_{10}(VSWR) \tag{4.22}$$

$$SWR = PSWR \tag{4.23}$$

Donde “PSWR” se define como la razón de potencia de onda estacionaria (Arri Handbook [1991]).

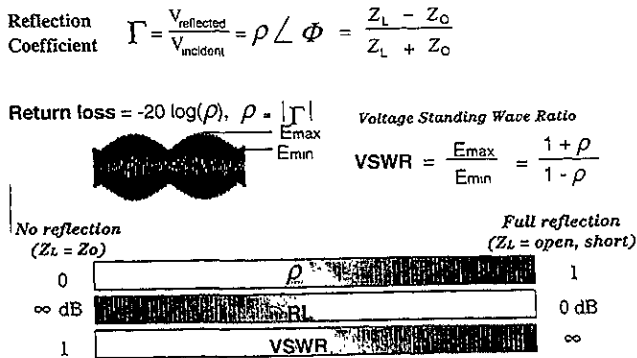


Figura 4-13 Representación de los principales parámetros de reflexión (tomado de Hewlett Packard[1998]).

Los conceptos y parámetros arriba tratados desempeñarán un papel muy importante en la caracterización de las líneas de transmisión y componentes del receptor así como de la antena del radiotelescopio, los cuales serán tratados en el Capítulo cinco. De todos los tipos de líneas de transmisión estudiados en la Sección (4.3), hay dos que, dada su importancia en la configuración del sistema de transmisión en el radiotelescopio prototipo, es muy importante retomar para definir los parámetros que las caracterizan. Estas son la línea de conductores paralelos y la línea coaxial.

4.5 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE DOS CONDUCTORES

Las líneas de transmisión de conductores paralelos generalmente comprenden arreglos de alambres los cuales generalmente tiene un diámetro muy pequeño comparado con el espacio que los rodea. Esta disposición es en ocasiones utilizada en conjunto con una superficie plana a la cual los alambres están dispuestos paralelamente. Tales líneas de transmisión tienen la ventaja de ser muy simples y económicas. El espacio entre los alambres y entre los alambres y la superficie plana es mucho menor a una longitud de onda, la Figura 4.14 muestra la disposición de esta línea.

De las líneas aéreas más comunes, la de dos alambres es la que mayor empleo tiene. Entonces tenemos que para dos alambres de diámetro d , separados una distancia entre centros igual a D , la impedancia característica esta dada por

$$Z_o = \frac{276}{\epsilon_r} \log \frac{D}{a} \quad (\Omega) \tag{4.24}$$

donde: ϵ_r = Permitividad del medio, D = Distancia entre centros y a = Diámetro del conductor central.

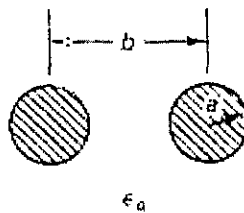


Figura 4.14 Una línea de transmisión típica de conductores paralelos (Tomado de Artl Handbook (1992)).

Esta misma relación se muestra en la gráfica que se da en la Figura 4.15. En el caso de que los diámetros de los alambres no sean iguales d_1 y d_2 , el diámetro d es reemplazado por $d_1 d_2$.

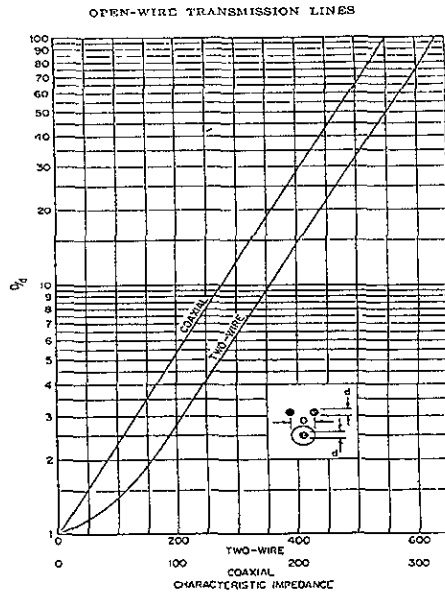


Figura 4.15 Impedancia característica de líneas comunes (tomada de Packard and Lowman [1988]).

La pérdida en el conductor en una línea de alambres paralelos se expresa por:

$$\alpha_c = 2.29 \times 10^{-6} \frac{f \epsilon}{\sigma d \log_{10} \left(\frac{2D}{d} \right)} \text{ nepers/metro} \quad (4.25)$$

La capacidad de potencia que puede manejar esta línea estará dada por:

$$P = \frac{E_a^2 d^2}{240} \epsilon \cosh^{-1} \frac{D}{d} \text{ Watts} \quad (4.26)$$

Donde E_a es la intensidad de campo máximo permisible en el dieléctrico, que para cuestiones practicas se toma como 2×10^6 Volts/metro.

Otras configuraciones de líneas aéreas junto con las fórmulas de su impedancia característica se pueden encontrar en la literatura que al final se proporciona. Líneas que se encuentran cerca de terrenos planos también se incluyen (Packard and Lowman [1988]).

4.6 LÍNEA COAXIAL DE CONDUCTOR SÓLIDO

La línea de transmisión coaxial, es el tipo de línea que más se emplea en aplicaciones de alta frecuencia, debido principalmente a su flexibilidad y a que presenta menores pérdidas por radiación, en comparación a la línea de alambres paralelos. Esta línea presenta un blindaje, el cual se fabrica de alambre trenzado y que sirve de escudo a interferencias de fuentes u objetos metálicos externos. Este blindaje además de mantener completamente encerrados los campos electromagnéticos, de esta manera previene las pérdidas por radiación.

La línea de transmisión coaxial consiste de un conductor central cilíndrico de diámetro d , rodeado por un material dieléctrico, cuyas propiedades dependen de los parámetros (ϵ, μ) y un conductor tubular cilíndrico externo el cual consiste de una malla de alambre de cobre, o una lámina de metal sólido de diámetro D , ver Figura 4.16.

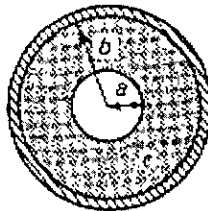


Figura 4.16 Descripción de una línea de transmisión coaxial (Tomado de Communications, Inc.[1999])

Tenemos que para una línea coaxial de conductor interno de diámetro $2a$ y conductor externo de diámetro $2b$, la Impedancia característica se expresa por:

$$Z_o = \frac{138}{\epsilon_r} \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) \quad (\Omega) \quad (4.27)$$

donde: D = Diámetro interno del conductor exterior, d = Diámetro externo del conductor interno y ϵ_r = Constante dieléctrica del material entre conductores, Una gráfica de Z_o se muestra en la Figura 4.15 (Packard and Lowman[1988]).

La longitud de onda límite o de corte del primer modo mayor es

$$\lambda_c = F\pi \epsilon (a + b) \quad F \cong 1 \quad (4.28)$$

La pérdida en el conductor para el modo dominante esta dada por:

$$\alpha_c = 1.14 \times 10^{-6} \frac{f\epsilon}{\sigma} \frac{1}{d \log_{10} \left(\frac{2D}{d} \right)} \quad \text{nepers/metro} \quad (4.29)$$

La mínima pérdida que se tiene en el conductor ocurre en el limite del primero de los modos mayores, en cuyo caso $\epsilon Z_o = 92.6$ ohms y

$$\alpha_c = 0.637 \frac{\epsilon}{\lambda_c^{3/2} \sigma} \quad \text{Nepers/metro}$$

Si las dimensiones del conductor externo se mantienen fijas, la mínima pérdida en el conductor ocurre para $\epsilon Z_o = 77$ ohms y está dada por:

$$\alpha_c = 0.164 \frac{1}{b} \frac{\epsilon}{\sigma \lambda} \quad \text{Nepers/metro}$$

La potencia transmitida por la línea es

$$P = \frac{E_a^2 a^2}{52.2} \epsilon \log_{10} \frac{b}{a} \quad \text{Watts} \quad (4.30)$$

Donde E_a es la intensidad de campo eléctrico en el conductor central, la máxima potencia que puede manejar esta línea ocurre para una línea de 44.4 ohms operando en el límite del primer modo y está dada por:

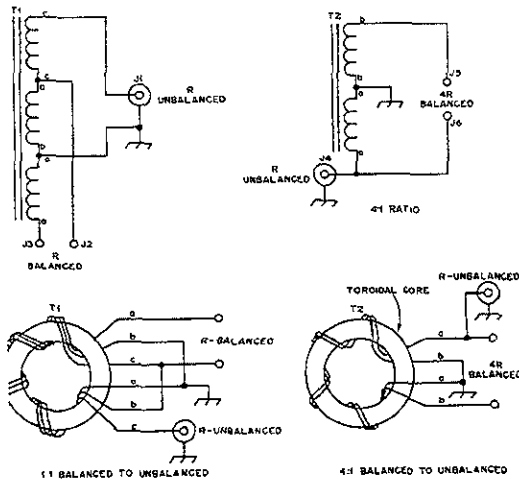
$$P_{max} = 6.53 \times 10^{-5} \frac{E_a^2 a^2 \lambda_c^2}{\epsilon} \text{ Watts} \quad (4.31)$$

La línea coaxial flexible es quizá el medio más común y que se emplea para conectar la mayoría de los componentes que integran un sistema de radiofrecuencia. Esta línea está compuesta por un conductor interno sólido o estar formado por varios conductores, un dieléctrico plástico que sirve de soporte y un conductor externo trenzado o malla. Aunque las pérdidas en la transmisión son relativamente altas, debidas a las pérdidas en el dieléctrico, estas no representan un factor importante siempre y cuando no excedan las pérdidas que se tienen como tolerables en alguna aplicación. En el Apéndice 4 se dan algunas tablas y gráficas que resumen las características de las líneas más comunes, así como una lista de símbolos empleados en este capítulo (Packard and Lowman [1988]).

4.7 EL TRANSFORMADOR Ó ACOPLADOR DE IMPEDANCIAS (BALUNS)

El transformador de impedancia es el medio que permite realizar el acoplamiento entre sistemas que tienen diferente impedancia ó llevar a cabo el estado de balance del sistema para proporcionar un aislamiento eléctrico entre dos circuitos. A menudo es necesario que el transformador cubra ambas funciones con la mínima pérdida de potencia posible.

El termino "*Balun*" se deriva de las palabras en ingles (Balance - Unbalance). Lo cual significa la transformación que sufre un sistema que está en estado de balance a un estado de desbalance. Estos transformadores son muy simples y baratos e inclusive pueden cubrir un amplio ancho de banda. El diseño de estos transformadores es sencillo, el cual se realiza principalmente de alambre o cable coaxial enredado a lo largo de un núcleo, que puede ser el aire o ferrita.



4

Figura 4.17 Representación de un balun de relación 4:1 (Tomado de Arri Antenna Book[1991]).

Su respuesta a bajas frecuencias es en gran parte determinada por la alta permeabilidad del núcleo de ferrita, la reactancia del inductor y por el flujo de corriente a través de *etc.*

Si la reactancia es muy grande entonces la corriente a lo largo de la línea de transmisión (I_L) puede fluir y de esta manera se puede relacionar la carga del balun con la impedancia característica del embobinado (ver Figura 4.17).

Las limitaciones que presente el balun a altas frecuencias, estarán determinadas por la relación de transformación, la capacitancia distribuida y la ROE (Razón de Ondas Estacionarias) existentes a través de las terminales del balun. El valor óptimo para la impedancia característica del balun a la línea de transmisión es la media geométrica de las resistencias de carga de la entrada y salida. Por ejemplo, si se deseara una impedancia característica baja el espaciamiento del embobinado debe ser corto. El método que comúnmente se emplea para reducir los valores de la impedancia es enredar o torcer la línea.

Ahora bien si queremos trabajar con valores altos de impedancia, entonces la separación del enrollamiento debe ser grande, esto se logra separando las vueltas del embobinado. El tipo de balun que permite realizar está transformación es el de forma toroidal.

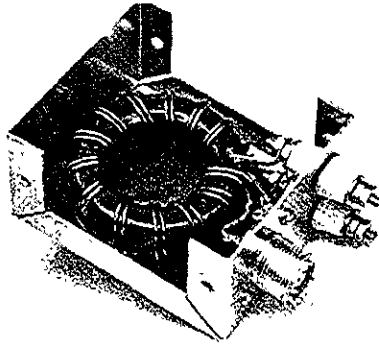


Figura 4.18 Transformador tipo toroidal de banda ancha (Tomado de Hagen[1991]).

El balun de banda ancha tipo “toroidal”, emplea un núcleo toroidal de ferrita a través del cual se enrollan los conductores que conforman la bobina y que en conjunto conforman el transformador del balun. El núcleo de ferrita utilizado en el transformador y que se muestra en la Figura 4.18, se emplea principalmente por sus características de permeabilidad y bajas pérdidas a muy altas frecuencias. Generalmente el tipo de material que se emplea para este núcleo es el (tipo Q_2), el cual presenta un rango de permeabilidad de 40. El embobinado dependerá de la razón de transformación que se deseé. Por ejemplo, el transformador que se muestra en la Figura 4.19, está formado por un embobinado bifilar de 10 vueltas de alambre esmaltado de cobre del #14, y un núcleo de ferrita toroidal. Este balun presenta una relación de transformación de (4 : 1), el cual permite acoplar un sistema balanceado de 208Ω a uno desbalanceado de 52Ω . Una de las características más importantes que no debe dejarse pasar por alto, es la separación adecuada del embobinado a través del núcleo y el correcto aislamiento entre ambos para incrementar el voltaje de retención del balun (UHF/MICROWAVE[1994]).

Finalmente podemos decir que el objetivo principal de un balun es evitar la radiación en la línea debida a un mal acoplamiento, como va hacer nuestro caso al acoplar los dipolos que conforman la antena del radiotelescopio a la línea de transmisión coaxial.

4.8 TÉCNICA EMPLEADA PARA ANALIZAR LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una de las técnicas que más se ha empleado para realizar el análisis de las líneas de transmisión y el acoplamiento entre diferentes circuitos que conforman una red o circuito eléctrico en radiofrecuencia es la “Carta de Smith”. La carta de Smith es la manera más común que se emplea para representar las impedancias complejas en un plano Γ o coeficiente de reflexión de radio uno.

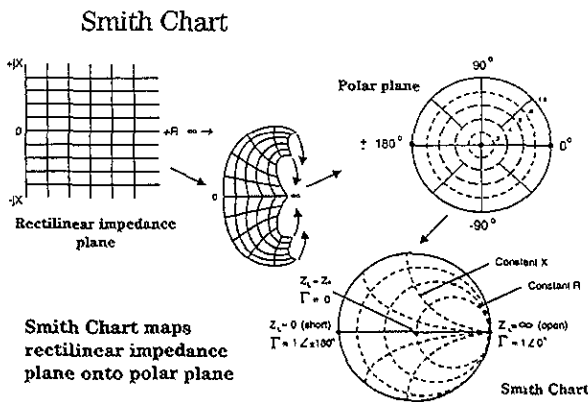


Figura 4.19 La carta de Smith (tomada de RF Design and Measurement [1999]).

Revisemos entonces cómo es que trabaja la carta de Smith. La cantidad de reflexión que se presenta al caracterizar un dispositivo depende de la impedancia que la señal incidente ve. De acuerdo a lo anterior tenemos que cualquier impedancia puede representarse como una parte real e imaginaria ($R+jX$ o $G+jB$), nosotros podemos ver fácilmente como éstas cantidades pueden ser graficadas sobre un plano rectilíneo (Conocido como el plano de impedancia compleja).

Desafortunadamente, la condición de circuito abierto (un valor de impedancia bastante común en mediciones de RF) aparece infinitamente sobre el eje X. La gráfica en su forma polar es más usual ya que cubre totalmente al plano de la impedancia.

Pero en lugar de las actuales gráficas de impedancia, podemos mostrar el coeficiente de reflexión en forma vectorial. La magnitud del vector será la distancia que se tenga desde el centro del plano polar y la fase es mostrada como el ángulo que habrá a partir del vector de referencia a una línea plana desde el centro hacia el extremo derecho. La desventaja de las gráficas polares es que los valores de la impedancia no pueden leerse directamente a partir del despliegue en pantalla (ver Figura 4.19).

Para esto, se genera una correspondencia uno a uno entre la impedancia compleja y el coeficiente de reflexión para poder mapear la mitad de la parte real y positiva de la impedancia compleja dentro de la gráfica polar. El resultado es la carta de Smith. Todos los valores de reactancia y todos los valores positivos de resistencia desde 0 hasta ∞ disminuyen conforme se van acercando hacia el extremo del círculo de la carta de Smith. Trazos de resistencia constante aparecerán como círculos y trazos de reactancia constante aparecerán como arcos. Las impedancias en la carta de Smith serán siempre normalizada a la impedancia característica del sistema bajo prueba. Una impedancia terminal perfecta (Z_0) aparece en el centro de la carta (Hewlett Packard [199]).

En el siguiente capítulo, aprovechando las herramientas arriba discutidas y con la ayuda de equipo sofisticado como es el analizador de redes y el voltímetro vectorial vamos a realizar las mediciones de reflexión y transmisión para caracterizar cada uno de los bloques que integran el sistema de transmisión y receptor del radiotelescopio prototipo.

CAPÍTULO 5. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL RADIOTELESCOPIO PROTOTIPO

5.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo representa la parte más importante de todo el trabajo que he venido desarrollando hasta estos momentos, es aquí donde convergen y tienen aplicación todos los conceptos y expresiones estudiadas en los capítulos anteriores. Ese conjunto de expresiones junto con las técnicas empleadas para medir y caracterizar los sistemas en RF, las cuales he obtenido durante más de tres años que llevo trabajando en la construcción de este proyecto, serán fundamentales para realizar la memoria técnica que desde el inicio de este trabajo mencione y que representa el objetivo principal de esta tesis.

Como se mencionó en el capítulo uno, a finales de la década de 80's la comunidad científica que estudia el viento solar, manifestó interés en desarrollar una red mundial de observatorios de Centelleo Interplanetario (CIP). El objetivo de está red es estudiar de manera continua la ocurrencia y evolución de las perturbaciones a gran escala en el medio interplanetario, y establecer un sistema de alarma de clima espacial que permita avisar con anticipación la ocurrencia de una tormenta geomagnética intensa para tomar todas las precauciones posibles antes de su llegada a la tierra (referirse al Capítulo 1).

Es así como a mediados de 1992 a través del instituto de Geofísica de la UNAM, se inicia en México el proyecto de construir un observatorio de centelleo interplanetario, el cual involucraba la construcción de un radiotelescopio de transito meridional del tipo superficie plana de arreglo dipolar. Este proyecto se planteó en dos fases: la primera que implica la construcción de un arreglo prototipo y la segunda que consiste en la construcción del arreglo final. La primera fase, que era la construcción del arreglo prototipo y objetivo principal de esta tesis está concluido.

El capítulo inicia con la sección 5.2, en donde describió el diseño y las especificaciones técnicas del arreglo prototipo y se discuten los parámetros más importantes para llevar a cabo la construcción del radiotelescopio prototipo. Por ejemplo, la frecuencia de operación del radiotelescopio, el estudio de ruido electromagnético ambiental y las consideraciones geográficas y ambientales del lugar. La sección 5.3 describe las características eléctricas y electrónicas de los diferentes bloques que integran al radiotelescopio prototipo: la antena, líneas de transmisión y los circuitos de primer y segundo nivel de preamplificación y combinación.

En la sección 5.4 se estudia el sistema de seguimiento o defasamiento electrónico de la señal (Matriz de Butler) y el diseño implementado en el arreglo prototipo. Finalmente en la sección 5.5 se trata el tipo de receptor empleado en el radiotelescopio, su estructura y la caracterización de los diferentes bloques de RF que lo integran.

5.2 DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DEL ARREGLO PILOTO

El observatorio magnético de Teoloyucán, Edo. de México, se instaló en 1914 y en 1949 es cedido al Instituto de Geofísica de la Universidad Nacional Autónoma de México. Desde entonces ha sido un sitio importante de investigación, donde se obtienen y analizan datos del campo magnético terrestre para la República Mexicana y para la comunidad científica internacional (Rep. Int. 96-19, 98-7, Instituto de Geofísica, UNAM).

Dentro de este observatorio se realizó la construcción del arreglo prototipo para estudios de CIP. El objetivo del arreglo prototipo, era captar por lo menos 80 fuentes de radio intensas dentro de un rango en declinación de -70° a $+110^{\circ}$ a la frecuencia de operación de 139.65 MHz. Así como también realizar la calibración y caracterización de los sistemas eléctricos y electrónicos de la antena, línea de transmisión y receptor. Las características básicas del radiotelescopio prototipo se basan en gran parte a experiencias obtenidas en la construcción de los arreglos de Cambridge, en Gran Bretaña; de Ooty y Ahmedabad, en la India; así como de Clarke Lake, en Estados Unidos.

La configuración eléctrica de la antena cubre un área física de $\sim 546 \text{ m}^2$ dentro del Observatorio Geomagnético de Teoloyucán. Esta área tiene aproximadamente 137.77 m de longitud en la dirección Este – Oeste y aproximadamente 3.96 m de ancho en la dirección Norte –Sur. El arreglo está conformado por cuatro líneas paralelas, las cuales están separadas entre si, media longitud de onda ($\lambda/2 = 1.074 \text{ m}$) en dirección Este - Oeste. Cada línea se constituye de 64 dipolos, que en su conjunto conforman una rejilla de 256 dipolos de onda completa. La Figura 5.1 muestra parte del arreglo prototipo.



Figura 5.1 La foto muestra parte de la estructura del arreglo prototipo para estudios de CIP en el Observatorio Geomagnético de Teoloyucán Edo. De México.

El seguimiento del haz se realiza a través de una matriz de Butler o (red formadora de lóbulos), formada a través de cuatro circuitos híbridos de 4 puertos. Para el proceso de amplificación y demodulación se cuenta con cuatro receptores superheterodinos, tipo Dicke. La Tabla 5.1 muestra en forma resumida las características técnicas del arreglo prototipo las cuales en las siguientes secciones se describirán en detalle.

Tabla 5.1

ESPECIFICACIONES	VALOR	UNIDADES
Frecuencia de Operación	139.65	MHz
Longitud de Onda	2.15	Metros
Elemento Básico	Dipolo de onda completa	
Número de elementos	256	Dipolos
Número de Líneas	4	Líneas
Número de Receptores	4	Tipo Dicke
Ancho de Banda	1.5	MHz
Área Física del Arreglo	590.82	M ²
Constante de Integración	0.33 – 1	Segundo
Sensibilidad	60	Jy
Temperatura de Ruido del Sistema	1500	^o K
Intensidad de las Fuentes Captadas	>80	Jy

$$(1\text{Jy}=1 \times 10^{-26} \text{ Watts m}^2\text{Hz}^{-1})$$

Tabla 5.1. Características técnicas del radiotelescopio prototipo.

5.2.1 FRECUENCIA DE OPERACIÓN

La construcción de un radiotelescopio requiere en primer lugar la asignación de la frecuencia de trabajo y un ancho de banda dentro de la cual el instrumento pueda realizar los estudios de centelleo interplanetario. Entonces, para iniciar el diseño y la construcción del radiotelescopio prototipo era necesario que se asignara una frecuencia central de trabajo y su ancho de banda. En un principio se había decidido que el arreglo trabajara en la banda de frecuencia que comprendía de los 174 a 175 MHz, desafortunadamente esta banda de frecuencias ya había sido asignada por Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT) al canal 7 de televisión. Se realizaron entonces gestiones ante la SCT para que se nos asignara una frecuencia de trabajo dentro de una banda protegida para estudios científicos (Espacio – Tierra). La banda de frecuencia asignada al proyecto fue de 138.9 MHz a 139.9 MHz, a una frecuencia central de 139.65 MHz y un ancho de banda de 1.0 a 1.5 MHz. La frecuencia asignada por la SCT y las atribuciones de los servicios que están adjuntos a la banda de frecuencia se muestran en la Tabla 5.2 (tomada del Diario Oficial, SCT {1998}).

Tabla 5.2

ATRIBUCIÓN A LOS SERVICIOS				
INTERNACIONAL			MÉXICO	
REGION 1	REGION 2	REGION 3		NOTAS
137.825 - 138 (espacio tierra) tierra) S5.209	OPERACIONES ESPACIALES (espacio- tierra) METEOROLOGIA POR SATELITE INVESTIGACIÓN ESPACIAL (espacio- Fijo Móvil por Satélite (espacio - tierra) S5.208 ^a Móvil salvo móvil aeronáutico (R) S5.204 S5.205 S5.206 S5.207 S5.208			
138 -143.6 MÓVIL AERONAUTICO (OR) S5.210 S5.211 S5.212 S5.214	138 - 143.6 FIJO MOVIL RADIOLOCALI- ZACION Investigación Espacial (espacio - Tierra)	138 - 143.6 FIJO MOVIL Investigación espacial (espacio - tierra) S5.207 S5.213	138 - 144 FIJO MOVIL TERRESTRE	MEX84 MEX85 MEX88 A

Tabla 5.2. Tabla de frecuencias asignadas por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes a la investigación Espacio -Tierra (tomada del Diario Oficial, SCT [1998]).

En resumen, nuestra frecuencia de trabajo se ubica dentro de la región 2 (Espacio - Tierra), que va desde los 138MHz a 143.6 MHz. Dentro de esa región se ubican los sistemas fijos y móviles, radiolocalización e investigación Espacio -Tierra. Considerando, que tenemos una frecuencia central 139.65 MHz y un ancho de banda de 1 MHz, para cuestiones de protección y filtraje, es importante considerar una banda lateral inferior (BLI) de ~138.15 MHz y una banda lateral superior (BLS) de ~140.15 MHz. Una vez asignada la frecuencia de trabajo, el siguiente factor a considerar es el estudio de ruido electromagnético ambiental, con el fin de determinar el sitio con menor índice de interferencia electromagnética para llevar la construcción del arreglo prototipo. Así como también el equipamiento de un sistema de filtraje por si el proyecto lo requiriera.

5.2.2 ESTUDIO DE RUIDO ELECTROMAGNÉTICO AMBIENTAL

El hecho de que el área física del arreglo prototipo es muy pequeña, hace que el instrumento sea muy poco sensible. Sin embargo, este parámetro no tiene gran repercusión en los datos que del arreglo se esperan ya que el objetivo del instrumento no está enfocado a realizar estudios de centelleo interplanetario inmediatamente, si no más bien, utilizar el arreglo como un instrumento que nos permitiera ubicar y obtener datos de algunas de las fuentes de radio más intensas y utilizar éstas para calibrar el instrumento.

Dentro de los objetivos a cubrir con el arreglo prototipo, está el poder medir la contribución del ruido de fondo que se espera tener, ya que este puede provocar una degradación de la razón señal a ruido (S/N) del sistema, lo cual si puede afectar directamente los resultados del centelleo interplanetario que se esperan medir con el arreglo final. Cabe mencionar que todos estos factores tienen una relación directa con la sensibilidad del instrumento, parámetro muy importante que debe considerarse cuando se diseña y construye un radiotelescopio para estudios de centelleo interplanetario. Por todo lo expuesto, fue necesario realizar un estudio de ruido electromagnético en las instalaciones del observatorio Geomagnético de Teoloyucán previo a la construcción del arreglo prototipo y posteriormente en diferentes puntos geográficos del país, para definir el sitio adecuado, donde se iniciará el diseño y la construcción del arreglo final para estudios de CIP.

El estudio de ruido electromagnético llevado a cabo en el Observatorio Geomagnético de Teoloyucán, se realizó en base a la frecuencia central de operación del radiotelescopio 139.65 MHz y dentro del ancho de banda asignada, 1.5 MHz.

El objetivo principal de este estudio era medir el índice de ruido ambiental local, y mediante el análisis de los espectros de potencia registrados, verificar que no existieran sistemas de comunicación operando dentro de nuestra banda de frecuencia, los cuales pudieran interferir en la operación del instrumento y por consiguiente en la captación de fuentes de radio cósmicas.

Las mediciones llevadas a cabo se realizaron a través de un receptor muy sensible, a bajas frecuencias, aproximadamente entre 70 y 140 MHz el cual fue acoplado directamente a un analizador de espectros HP de la serie (8596E) con una sensibilidad de aproximadamente 100 dBm y una resolución de por lo menos 30 KHz. Para esto, se requirió de tres antenas de diferente diseño, sintonizadas a la misma frecuencia de trabajo 139.65 MHz, con características de directividad y ganancia muy alta, así como un receptor pasivo muy sensible. A continuación, de acuerdo a la Figura 5.2, se hace una descripción del equipo y la manera como se llevó la prueba de ruido.



Figura 5.2 La foto muestra el equipo e instrumentos de medición utilizados para realizar la prueba de ruido ambiental (tomada de Equipo de Medición y prueba HP, [1999])

En principio tanto el ingeniero de diseño como el personal técnico encargado de llevar a cabo la construcción del radiotelescopio, debe conocer y manejar adecuadamente equipo de medición del cual se habrá de auxiliar, ya que este le permitirá realizar de una manera más sencilla y rápida el análisis de las señales eléctricas que pasan o son transmitidas a través de sus sistemas o dispositivos. Un análisis adecuado de las características de estas señales proporcionará la información suficiente e indica si el sistema está funcionando adecuadamente. Por otro lado, permite ubicar los problemas y averías que se presenten en el sistema.

Uno de estos instrumentos es el analizador de espectros, el cual es una herramienta indispensable en el trabajo de campo y diseño de cualquier sistema de comunicación. Su aplicación al estudio de ruido electromagnético y al diseño del radiotelescopio lo hacen indispensable, de aquí la importancia de conocer su funcionamiento.

Analizador de Espectros HP-8596E

El analizador de espectros, es un dispositivo pasivo (dispositivo que no altera la señal que se prueba). Este equipo a diferencia del osciloscopio y otros dispositivos nos muestra la información de las señales sin procesar en una escala de: *amplitud contra frecuencia*. Una vista de este aparato se muestra en la Figura 5.3.

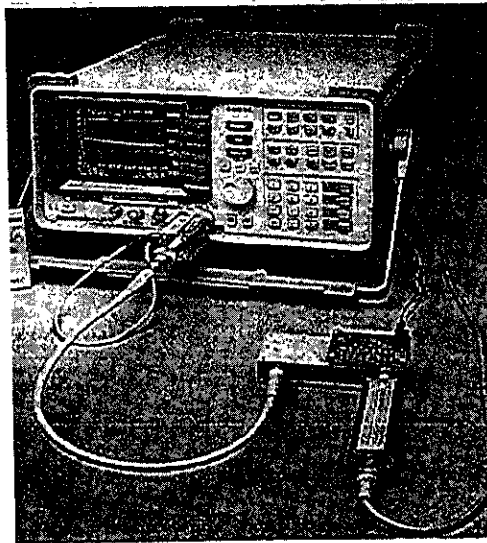


Figura 5.3 Vista del panel frontal y accesorios empleados con el analizador de espectros (Tomado del Catalogo pruebas y mediciones HP{1999})

Con el analizador de espectros es posible analizar las características de una señal modulada, también nos permite probar dispositivos no lineales como son amplificadores y mezcladores, los cuales nos generan productos de distorsión.

Además podemos visualizar, interpretar y comparar las características del ruido con las señales de interés. Las mediciones más comunes que se pueden realizar con un analizador de espectros: *modulación, distorsión y ruido*.

Modulación

El medir la calidad de la modulación nos asegura que nuestro sistema está funcionando adecuadamente y que la información que se transmite o recibe es la correcta. Entender el contenido espectral es de suma importancia, principalmente en sistemas de comunicación en donde existe un ancho de banda muy restringido. La cantidad de potencia transmitida y recibida es otro de los parámetros clave en los sistemas de comunicación y es importante medirla. Si estamos analizando sistemas de información ya sea radio, televisión, teléfonos etc, es necesario conocer las características de la señal que se está captando.

Las pruebas de nivel y calidad de modulación, amplitud de la banda lateral, ancho de banda ocupada, son ejemplos comunes de modulación. Estas mediciones deben ser analizadas y entendidas, ya que pueden ser en un momento dado las principales fuentes de ruido que pueden interferir y combinarse con las señales que deseamos captar con el radiotelescopio la Figura 5.4 muestra éstas señales.

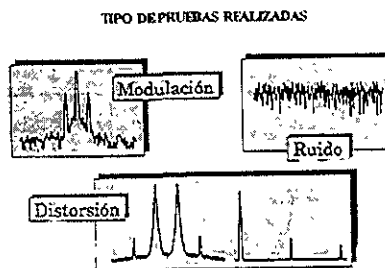


Figura 5.4 Las diferentes señales que se pueden medir, con un analizador de espectros (Tomada de Brown [1998]).

La Distorsión

Este parámetro es crítico y debe conocerse, principalmente cuando se estudia el proceso de la señal dentro del receptor. En el caso de los sistemas de transmisión empleados en el arreglo, una distorsión armónica excesiva puede llegar a interferir con otras etapas del sistema. Las etapas de preamplificación en un receptor deben estar libres de distorsión entre modulaciones para evitar que las señales se crucen. Las mediciones comunes de distorsión incluyen: intermodulación, armónicas y emisiones espurias, (Figura 5.4).

El Ruido

Se sabe que cualquier dispositivo o circuito activo genera ruido, por lo que, pruebas como valor de ruido y relación señal ruido (SNR), son muy importantes para caracterizar el rendimiento de un dispositivo y/o su contribución al ruido total del sistema (Figura 5.4). En nuestro caso, este parámetro fue uno de los más importantes, cuando realizamos el estudio de ruido ambiental y caracterizó el sistema receptor del radiotelescopio prototipo (sección 5.5).

Hay básicamente dos maneras de realizar las mediciones en el dominio de la frecuencia (llamado en ocasiones análisis espectral): el análisis de Fourier y el de sintonización por barrido. El más común y del cual nos auxiliamos para realizar nuestro estudio de ruido es este último, por ser el que más se emplea como herramienta de propósito general para las mediciones en el dominio de la frecuencia. Además esta técnica nos permite realizar el análisis de un sin número de señales en el dominio de la frecuencia, su aplicación en la construcción y mantenimiento del arreglo así como la verificación de componentes y supervisión de señales.

Los tres pasos necesarios para realizar cualquier medición con el analizador de espectros son:

1. Preparar la señal de entrada para la medición
2. Preparar el analizador de espectros para la medición
3. Interpretar e interrogar los resultados

Sin embargo existe una limitante que debe considerar cuando se desean realizar éstas mediciones, está es, la capacidad y limitaciones que el equipo de prueba tiene. En la Tabla 5.3, se resumen las especificaciones más importantes del analizador de espectros empleado en esta medición, las cuales definen la capacidad y limitaciones que tenemos en la medición

Tabla 5.3

Parámetro	Rango
Frecuencia de Trabajo	9 KHz a 12.8 KHz, Dividido en 4 Bandas
Presencia de Span	0 Hz para cero Span y 10 KHz para Span mínimo
Tiempo de Barrido	Para un Span de 0 Hz ó mayor a 10 Hz, 20ms a 100s
Resolución por Ancho de Banda	1 KHz a 3 MHz, para 3 dB
Rango del Ancho de Banda de Video	30 Hz a 1 MHz
Rango en Amplitud	+ 30 dB sobre el Nivel de ruido Promedio
Potencia Promedio	+30 dB, (1 W)
Temperatura de Operación	Operando de 0° a +55°
Requerimientos de Potencia	Encendido, de 90 a 132 Vrms, 47 a 440 Hz
Consumo de Potencia	Menor a 500 VA, o 180 W

Tabla 5.3 Especificaciones Eléctricas del Analizador de Espectros HP 8590-E (tomado de manual de operación HP 8590-E)

Además del analizador de espectros debemos contar con otros accesorios auxiliares, tales como: cables de calibración y conectores a 50 Ω , para introducir la señal y llevar a cabo la calibración del instrumento, cargas a 50 Ω , una tarjeta de memoria de 32 KB para el almacenamiento de las señales registradas y que estas puedan ser impresas y analizadas posteriormente, en la Figura 5.3 muestran algunos de estos accesorios.

Debido a su fácil manejo y a las características portátiles que este equipo tiene, fue posible realizar mediciones en campo, para lo cual fue necesario adquirir un Convertidor de voltaje “Statpower” de CC/CA de 12 a 115 V para una carga máxima de 800 Watts. Para alimentar al analizador de espectros mediante la batería del automóvil y de esta manera llevar acabo las mediciones deseadas.

ANTENAS EMPLEADAS EN LA PRUEBA DE RUIDO

Como se mencionó al inicio de esta sección, el estudio de ruido requirió de tres antenas de diferente diseño y sintonizadas a la frecuencia de operación del arreglo, 139.65 MHz. Con el fin de realizar un estudio más completo aprovechando las diferentes características de respuesta del patrón de radiación de cada una de las antenas empleadas.

Antena Yagi-Uda

La antena Yagui – Uda es una de las más utilizada en VHF y UHF por su alta directividad. De acuerdo a estudios experimentales y a mediciones llevadas acabo con este tipo de antenas, se ha demostrado que las dimensiones de los elementos y el espaciamiento entre ellos definen una proporcionalidad entre ganancia y longitud. Aprovechando esta característica de respuesta en ganancia se opto por emplear una antena Yagi – Uda de 6 elementos. Sus características estructurales se obtuvieron a partir de los siguientes parámetros:

- $L_r = 0.5\lambda$, es la longitud del elemento reflector.
- $L = 0.47\lambda$, es la longitud del elemento excitado.
- $L_D = 0.43 \lambda$ es la longitud de los elementos directores.
- $S_D = 0.30 \lambda$ es la separación entre los elementos directores.
- $S_R = 0.25 \lambda$ es la separación entre el reflector y el elemento dirigido.

Como el estudio de ruido depende de la frecuencia de trabajo 139.65 MHz y del ancho de banda asignado (1.5 MHz), en el caso de la antena Yagui - Uda.

Las dimensiones del elemento alimentador, el reflector y directores, así como el espaciamiento entre ellos quedan definidos por:

$$L_r = 0.5\lambda = 1.075 \text{ mts.}$$

$$L = 0.47\lambda = 1.0105 \text{ mts.}$$

$$L_D = 0.43 \lambda = 0.9245 \text{ mts.}$$

$$S_D = 0.30 \lambda = 0.645 \text{ mts.}$$

$$S_R = 0.25 \lambda = 0.5375 \text{ mts.}$$

Esta antena presenta una polarización horizontal y tiene una ganancia de 10 dB, la ganancia como el patrón de radiación se obtuvieron con el programa "Yagui", los parámetros se lista en el apéndice A5. La Figura 5.5 muestra las dimensiones reales y patrón de radiación de la antena Yagui de 6 elementos.

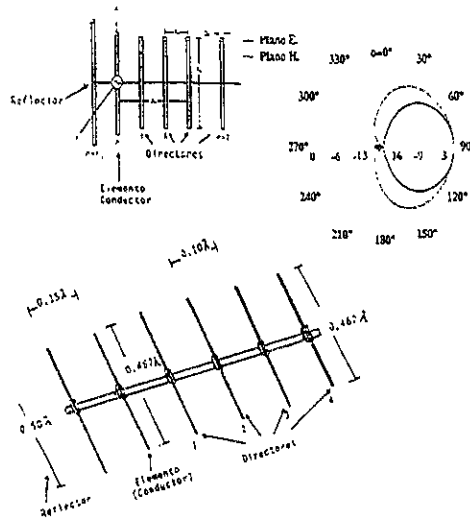


Figura 5.5 Dimensiones físicas y patrones de radiación de la antena Yagui de seis elementos (tomado de Antennas Book[1992]).

Antena Omnidireccional

La antena omnidireccional consiste de un elemento radiador polarizado en posición vertical y 4 elementos reflectores. La Figura 5.6 muestra su estructura y dimensiones así como el patrón de radiación. La estructura de la antena la compone un conector tipo N hembra, al cual se soldaron cada uno de los elementos radiales, dejando el pin central del conector para el elemento vertical. La longitud de cada elemento es de $1/4 \lambda$, en nuestro caso igual a 0.537 m.

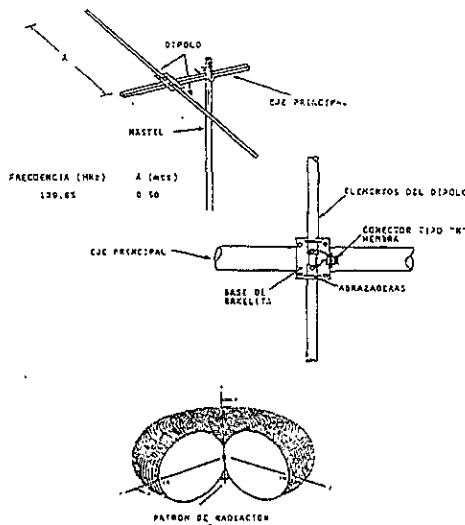


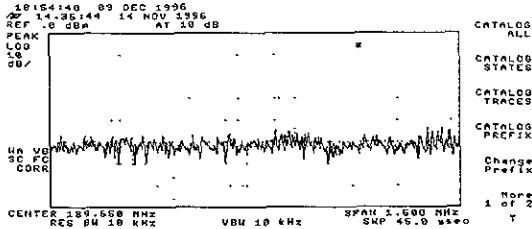
Figura 5.6 El dibujo muestra las dimensiones de la antena omnidireccional para 139.65 MHz y su patrón de radiación (tomado de comunicación Interna Sep-98, Instituto de Geofísica, UNAM).

Para el montaje y direccionamiento de las tres antenas, se utilizó un mástil telescópico de 3 m. y 50 m. de cable coaxial (RG-58) a 50 Ω , con terminaciones para conector tipo N hembra y macho.

Estudio de Ruido

El estudio de ruido ambiental se realizó en las instalaciones del observatorio Geomagnético de Teoloyucán, Edo. de México, en donde se obtuvieron los siguientes resultados:

La Gráfica 5.1 muestra las señales que se captaron con la antena Yagi - uda, colocando al analizador de espectros a una frecuencia central de 139.65 MHz y un Span de 50 MHz.



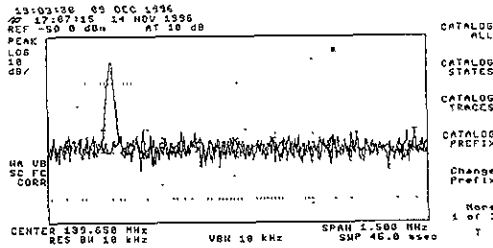
Gráfica 5.1 Muestra las señales captadas con la antena Yagui-Uda, con un Span muy amplio.

Como podrá ver en la Gráfica 5.1, se considero una resolución por ancho de banda y Span muy amplio a partir de la frecuencia central, esto nos permitió analizar varias de las transmisiones de equipo fijo y móvil que en esta ventana estaban presentes. El nivel de referencia se colocó en 0 dBm, mientras el tiempo de muestreo se fijaba a 20 ms, con un nivel de ruido promedio de -25 dBm. La tabla 5.4 resume los resultados obtenidos con la antena Yagi - uda de 6 elementos.

Tabla 5.4

Frecuencia Observada (MHz)	Potencia de la Señal Observada (dbm)
126.15	-66
128.65	-64
143.65	-70
150.15	-50
152.65	-56
154.15	-66
161.15	-58
162.15	-54

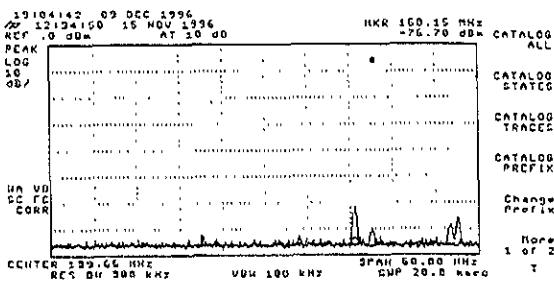
La gráfica 5.2 muestra el ruido electromagnético ambiental captado en 139.65 MHz, con la antena Omnidireccional.



Gráfica 5.2 Señales captadas con la antena omnidireccional, con un span de 1.5 MHz.

Para esta medición se consideró un ancho de banda de 1.5 MHz y un tiempo de barrido de 45 ms, el nivel de referencia se fija a -50 dBm, con un nivel de ruido promedio de aproximadamente -100 dBm. En la gráfica se puede ver claramente la señal generada por el oscilador local del receptor, detectada a 139.15 MHz con una potencia de -62 dBm.

Finalmente, se hizo un estudio de ruido empleando un dipolo sintonizado a 139.65 MHz. La gráfica 5.3 muestra las señales captadas por esta antena considerando un span de 50 MHz, el tiempo de muestreo fue de 20 ms, el nivel de referencia se fija a 0 dBm. El nivel de ruido promedio fue de -76 dBm. Las señales captadas se resumen en la Tabla 5.5.



Gráfica 5.3 Muestra las señales captadas con un dipolo sintonizado a 139.65 MHz

Tabla 5.4

Frecuencia Observada (MHz)	Potencia de la Señal (dBm)
150.15	-60
161.0	-62

Conclusión A Las Pruebas De Ruido

El objetivo de llevar acabo las pruebas de ruido en este lugar era conocer cuales eran las condiciones de interferencia electromagnética que prevalecían en este sitio y como éstas afectarían en los resultados de observación si se hubiera tenido que construir aquí el arreglo final para estudios de CIP. Por otra parte, analizar la contribución de este ruido con la señal de interés, para prever los mecanismos más adecuados de filtraje y protección a través de las tareas de calibración tanto de la antena, del receptor y registro digital.

Una vez analizadas las gráficas proporcionadas por cada antena, se concluyó que existía un alto nivel de ruido en este lugar. Este ruido era atribuible fundamentalmente al crecimiento de los servicios de telecomunicaciones tanto fijos como móviles, por otro lado al gran desarrollo industrial presentado en los últimos años en este lugar, y a su relativa cercanía con la ciudad de México. Estas pruebas de ruido señalan que es casi imposible llevar acabo la construcción del arreglo final, para estudios de centelleo interplanetario bajo estas condiciones. Sin embargo en lo que respecta a las pruebas de calibración, llevadas acabo con el arreglo prototipo, nos permitió conocer la contribución que este ruido tenía a la temperatura total del sistema. Con estos datos estamos en posibilidades de implementar los sistemas de protección y filtraje adecuados en el arreglo final.

Es importante mencionar que estas mismas pruebas se han venido realizando ya en diferentes partes de la república, con el fin de ubicar el mejor lugar para llevar acabo la construcción del observatorio para estudios de Centelleo Interplanetario, el cual albergará al arreglo final.

5.2.3 CONSIDERACIONES GEOGRÁFICAS Y AMBIENTALES

Hay otros factores que además del estudio de ruido deben considerarse, si deseamos que nuestro radiotelescopio cumpla con las mejores características de sensibilidad y eficiencia. Estos factores son las condiciones geográficas y ambientales del lugar. La posición geográfica representa un factor importante a considerar en lo referente a la orientación del terreno donde se va a ubicar el arreglo. El terreno preferentemente debe ser plano y no ser obstaculizado por grandes montañas. Por otra parte, las condiciones climáticas del lugar pueden ser perjudiciales sobre todo al diseño estructural y a los sistemas eléctrico y electrónico.

La Posición Geográfica

El Observatorio Magnético de Teoloyucán se localiza en la región valle de México a 36 Km. al Norte del Distrito Federal y al Noroeste del Estado de México, ver Figura 5.7.



Figura 5.7 Ubicación geográfica del Observatorio Geomagnético de Teoloyucán (Tomado de Comunicación Técnica, IGEF-UNAM[1997])

Sus coordenadas Geográficas son:

$$\lambda = 99^{\circ} 10' 53.4'' \text{ Longitud W}$$

$$\phi = 19^{\circ} 44' 47.5'' \text{ Latitud N.}$$

A una altura de 2280 mts Sobre el Nivel del Mar (M.S.N.M).

El municipio de Teoloyucán ocupa una superficie de 31.52 Km y pertenece a la región II de Zumpango, colinda al norte con los municipios de Coyotepec y Zumpango; al sur con Tepotzotlán, Cuautitlán Izcalli y Cuautitlán de Romero Rubio; al oriente con los municipios de Zumpango y Jaltenco; al poniente con Tepotzotlán .

Orografía y Clima

Teoloyucán carece de formaciones orográficas importantes, solo cuenta con pequeñas lomas, entre ellas la llamada loma del grullo, siendo gran parte de su territorio un gran valle. El clima predominante en la región puede clasificarse como templado subhúmedo con lluvias en el verano. De acuerdo con la estación meteorológica de la zona a cargo de la SARH, la temperatura media es de 15^o C, la máxima extrema es de 32.5^o C y la mínima extrema es de 7.5^o C. La precipitación pluvial máxima en 24.00 hrs, es de 46.2 mm. A consecuencia de su altitud es frecuente que se presenten heladas principalmente entre noviembre y finales de febrero (IIGECM [1994]). Conociendo estas condiciones se puede evitar en lo posible el deterioro de los materiales estructurales de la antena y componentes electrónicos, los cuales normalmente están expuestos a cambios climáticos del lugar.

Otro factor importante que tiene gran relevancia, es el de los servicios básicos urbanos con los que cuenta la región o municipio para el establecimiento y desarrollo del proyecto. Sin bien en esta primera fase no son primordiales, debido a que es un proyecto preliminar a corto plazo solo para estudios de calibración, cuando se lleve a cabo la elección del lugar para la construcción del arreglo final estos serán de gran importancia y deberán cumplir con todas las condiciones de medios de comunicación, entidades educativas, servicios básicos etc. El contar con la mayor parte de estos servicios en el lugar, hará posible tener mejores condiciones de trabajo tanto para los técnicos y estudiantes, así como para los ingenieros de diseño e investigadores que estarán trabajando en la construcción del observatorio y arreglo final.

5.3 EL RADIOTELESCOPIO PROTOTIPO PARA CIP.

El radiotelescopio consiste de cinco subsistemas: (1) La antena y líneas de transmisión, (2) la etapa de preamplificación, (3) La Red formadora del haz, (4) El receptor y (5) El sistema de Adquisición de datos. Los detalles de cada sub sistema se dan a continuación.

5.3.1 SUBSISTEMA I: LA ANTENA Y LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Como toda la teoría de estos elementos ya fue tratada en los capítulos tres y cuatro, ahora es momento de aplicar estos conocimientos para obtener los parámetros y características de estos elementos y demás subsistemas que conforman al radiotelescopio prototipo.

Las antenas que constituyen a un radiotelescopio pueden ser de diversos tipos y cada una agrupar características muy diferentes para estudios de radio astronomía. Por ejemplo, si requerimos que la antena presente alta sensibilidad a fuentes de radio con densidades de flujo muy pequeño, la antena debe tener una apertura muy grande y una adecuada resolución. Por otra parte, cuando se requiere que la antena observe regiones mayores del cielo, es necesario que esta cuente con un sistema de posicionamiento electromecánico o electrónico, que le permita moverse tanto en declinación como en ascensión recta. Sin embargo, debido al costo tan elevado que significa diseñar un radiotelescopio con estas características, generalmente se utilizan radiotelescopios fijos o radiotelescopios de tránsito meridional. Estos últimos aprovechan la rotación de la tierra para realizar un seguimiento en ascensión recta.

La antena que conforma al radiotelescopio prototipo es del tipo plano de tránsito meridional, es decir aun cuando la antena principal es mecánicamente estacionaria, el haz principal puede rastrear diferentes regiones del cielo, dependiendo de como se mueva este de acuerdo a los cambios de fase de cada uno de los grupos de antenas que conforman al arreglo total (ver Figura 5.8). El área física del arreglo determina la sensibilidad del instrumento para captar la mayor cantidad de fuentes de radio y en consecuencia la eficacia para rastrear las perturbaciones en el medio interplanetario aplicando la técnica del CIP.

De acuerdo a la frecuencia de operación que es de 139.65 MHz, y que en términos de longitudes de onda corresponde a 2.15 m, de aquí en adelante las dimensiones estructurales y eléctricas que demos del arreglo se van a expresar en longitudes de onda.

El arreglo prototipo se compone de 4 filas orientadas en la dirección E-O, cada una de estas filas agrupa a 64 dipolos de onda completa, separadas $\lambda/2$ (media longitud de onda) en dirección N-S. De acuerdo a pruebas experimentales que se realizaron con el arreglo de Cambridge, se encontró que un arreglo completo de apertura con líneas en la dirección E-O, y dipolos espaciados $\lambda/2$ en la dirección N-S presentaba un factor de eficiencia $\eta = 0.8$ (Duffett-Smith, 1976, Nash 1964). Tomando en cuenta esta consideración, se determinaron las dimensiones mínimas para el arreglo piloto (ver Figura 5.8).

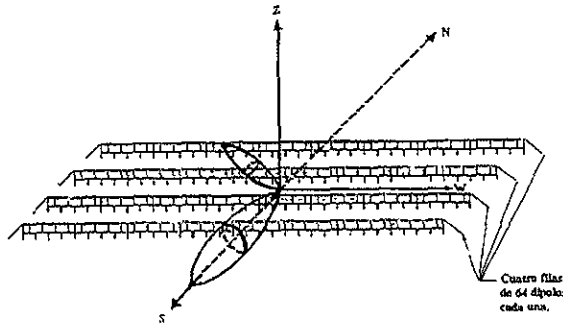


Figura 5.8 Conformación geométrica y orientación de la antena que conforma al radiotelescopio prototipo (tomado de Mexican IPS Test Array [1994]).

La ecuación que define las dimensiones geométricas y número de dipolos del arreglo está dada por: (Duffett-Smith [1976]).

$$\eta A = (0.8)(ab) \quad (5.1)$$

Donde **a** y **b** determinan las distancias en la dirección este-oeste y norte-sur respectivamente, **A** define el área física del arreglo y η es la eficiencia de operación para este tipo de arreglos. De acuerdo a lo anterior tenemos que el área efectiva mínima para el arreglo prototipo es:

$$\begin{aligned}
 (\eta A) &= (0.8)(ab) \\
 &= (0.8)(137.78 \text{ mts})(3.896 \text{ mts}) \\
 &= 429.43 \text{ m}^2
 \end{aligned}$$

El número de líneas en la dirección (E-O) estará dado por:

$$N_{E-O} = 2b/\lambda \quad (5.2)$$

$$N_{E-O} = 2(3.896 \text{ mts})/(2.15 \text{ mts})$$

$$N_{E-O} = 3.624 \approx 4 \text{ líneas}$$

El número de líneas en la dirección E-O, determinan el número de lóbulos principales que conforma el arreglo prototipo y los cuales se emplearán para barrer en declinación el meridiano central y observar el tránsito de fuentes de radio estelares mediante la matriz de Buttler (ver Figura 5.8). El arreglo prototipo tiene cuatro lóbulos principales, con el que se esperaba detectar alrededor de 80 fuentes de radio. Utilizando estas fuentes de radio se realizará la calibración tanto de la antena como de los sistemas electrónicos que conformaron el arreglo prototipo. El número de dipolos de onda completa por línea que conforman al arreglo prototipo se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$D_{\text{filn}} = a / \lambda \quad (5.3)$$

$$D_{\text{filn}} = (137.78 \text{ mts}) / (2.15 \text{ m}), \text{ donde } D_{\text{filn}} = 64.083 \text{ dipolos de onda completa.}$$

El número total de dipolos (N), que conforman el arreglo prototipo se determina a partir de la ecuación:

$$N = \frac{2(a \times b)}{\lambda} = \frac{2(\eta A)}{0.8\lambda^2} \quad (5.4)$$

donde: $N = 2(137.78 \text{ mts})(3.896 \text{ mts}) / (2.15)^2$, $N = 232.25$ dipolos.

De acuerdo a las dimensiones reales, el número total de dipolos de onda completa que conforman el arreglo prototipo es de ≈ 256 dipolos.

En la Figura 5.9 se muestra una vista geométrica y parte de los elementos que integran el arreglo prototipo. Todo el diseño estructural y eléctrico como las dimensiones que determinan el área física del arreglo prototipo se expresa en longitudes de onda.

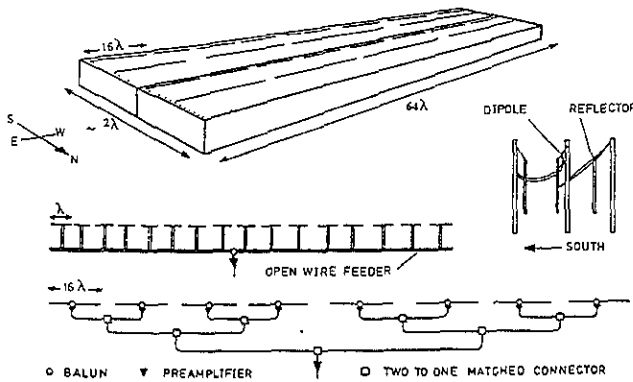


Figura 5.9 Los dibujos muestran las dimensiones reales de la antena que conforma al radiotelescopio prototipo (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).

Una vez que se han determinado las dimensiones de cada uno de los dipolos individuales y el espaciamiento entre ellos, se inicia el levantamiento de la estructura que sostendrá a cada grupo de 64 dipolos que conforman la antena. Cada fila se compone de 17 postes de madera tratada de (0.0508 x 0.0508 x 3.048) m, separados uno de otro 8.23 m. Los de mayor longitud sirven de guías para sujetar la cinta de nylon que permitirá mantener a la misma altura los 64 dipolos de cada línea. En general la estructura está conformada por postes de 3.00 m sobre el nivel del piso terminado (SNPT), enterrados a una profundidad de ~ 0.60 m, para darle mayor consistencia a toda la estructura. La estructura va a sostener a cada uno de los 256 dipolos, a la línea de alimentación de alambres paralelos y coaxial, así como a las cajas donde irán ubicados los amplificadores de bajo ruido y combinadores.

Una vez terminada la estructura de madera, así como la separación entre cada línea y la longitud exacta de los dipolos se procedió al tendido de cada uno de ellos, como se muestra en la Figura 5.10.

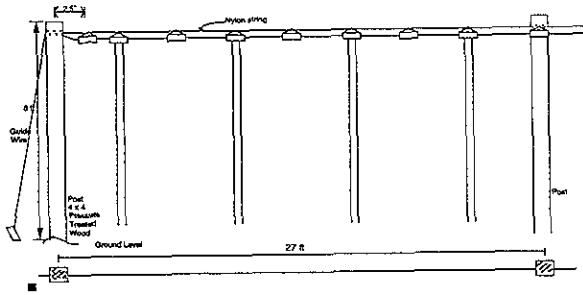


Figura 5.10 Detalles de construcción y tendido de los dipolos para una fila del arreglo dipolar (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).

La Figura 5.10 muestra los detalles del tendido de un grupo de 4 dipolos de los 64 que conforman cada una de las filas del arreglo prototipo. Cada uno de los dipolos se une por sus extremos al siguiente dipolo a través de aislantes de plástico, implementados con tubo PVC de 3/4 de pulgada. La elevación de estos elementos sobre el nivel del terreno se mantiene constante a través de una cuerda de nylon que se coloca exactamente a 1.20 m sobre el nivel del terreno y se sujeta por medio de estacas de madera o en su caso de un armazón de concreto al final de cada fila (ver Figura 5.11).

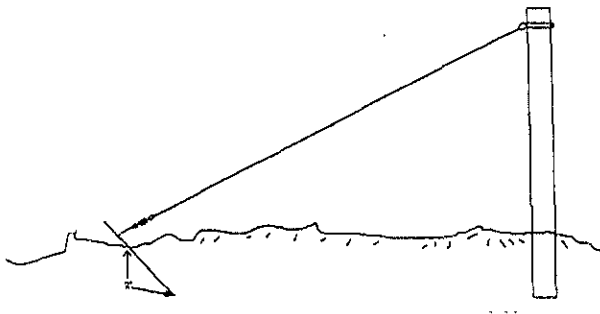


Figura 5.11 Detalles del anclaje y sujeción del arreglo de dipolos a través de las cuerdas de Nylon (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994])

La línea de alimentación bifilar va sujeta a los postes a una altura de 1.20 sobre el nivel del terreno, esta debe permanecer siempre paralela a cada uno de los dipolos. En la Figura 5.12 se muestra la disposición de cómo se conectan estos dipolos a la línea de alimentación bifilar, y la separación entre líneas y cuerdas que sostienen y sirven de guía a los 64 dipolos.

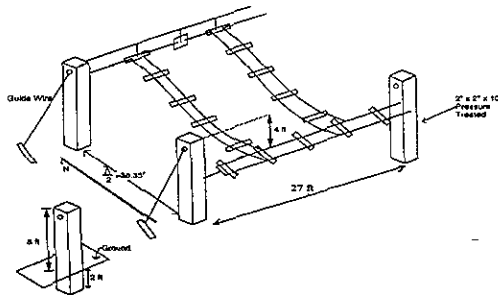


Figura 5.12 El dibujo muestra la disposición que guardan los dipolos respecto a la línea de alimentación (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).

Los dipolos se van alternando de tal manera que la señal de dos dipolos se suma en fase, a través de la línea de transmisión abierta de dos alambres. El material empleado en el diseño del dipolo y la línea de transmisión fue alambre de cobre desnudo, calibre # 14, los separadores de plástico se implementaron con tubo PVC de 3/4" de diámetro (ver Figura 5.13).

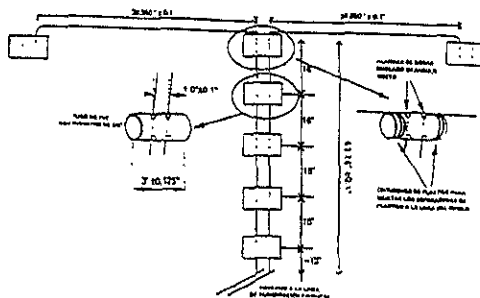
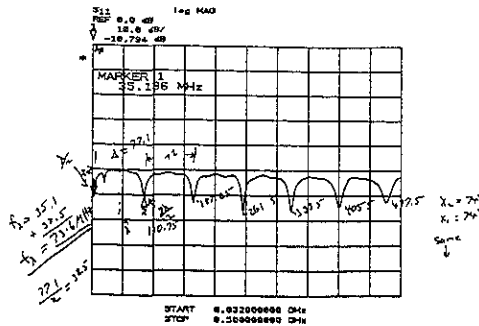
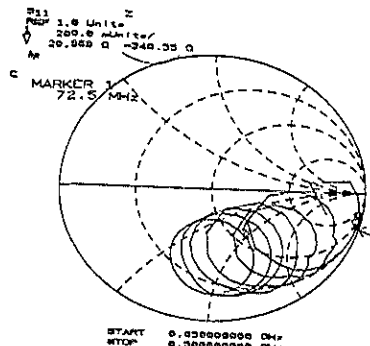


Figura 5.13 El dibujo muestra las dimensiones reales del dipolo de onda completa que conforma la antena del arreglo prototipo (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).

Las pruebas eléctricas y caracterización del dipolo se realizaron con un analizador de redes HP de la serie 8751A. Los resultados de estas pruebas se muestran en las Gráficas 5.4 y 5.5. La gráfica 5.4, nos ilustra una medición no calibrada de la Magnitud (S_{11}), en un ancho de banda de 32 MHz a 500 MHz. La gráfica 5 muestra la medición completamente calibrada, donde claramente se observa que entre las marcas 1 y 2, se presenta una alta impedancia capacitiva. Los parámetros medidos incluyen características de alimentación, frecuencia y también el acoplamiento de dos antenas adyacentes en función de sus dimensiones como son: altura, longitud y espaciamiento.



Gráfica 5.4 Muestra la medición no calibrada del parámetro S_{11}



Gráfica 5.5 Muestran los parámetros de sintonización del dipolo de onda completa, representados en una gráfica polar o carta de Smith.

La sintonización del dipolo, es la técnica que se emplea para determinar las dimensiones reales de esta antena, y su respuesta de oscilación a la frecuencia de operación del arreglo.

La sintonización de la antena, se va logrando al ir realizando cortes simétricos en ambos brazos del dipolo, al mismo tiempo que estamos midiendo su respuesta tanto en frecuencia como en ganancia con un analizador de redes. Cuando logramos medir la respuesta óptima de oscilación en la carta de Smith. Podemos estar seguros que hemos logrado la sintonización del elemento y por consecuencia las dimensiones exactas, que deberán tener las demás antenas del arreglo. Los resultados de esta prueba se resumen en la Tabla 5.5, en donde se concluye que el dipolo cuya frecuencia de resonancia es de 140.125 MHz, es el que más se aproxima a la frecuencia de operación del arreglo.

Tabla 5.5

Longitud Total (m)	Frecuencia de Resonancia (MHz)	Impedancia (KΩ)
2.34	131.5	1.39
2.24	134.5	1.20
2.14	137.5	1.50
2.04	140.125	0.84
1.94	143.0	1.38
1.84	146.0	0.93

Tabla 5.5 Resultados obtenidos al realizar la prueba de sintonización del dipolo de onda completa.

Los resultados y experiencia obtenida al realizar estas pruebas, serán un factor importante a considerar, cuando se realicen las mismas pruebas en la configuración del arreglo final de antenas, que conformara al radiotelescopio para estudios de CIP.

CONFIGURACIÓN ELÉCTRICA DE LA ANTENA

La señal captada por cada uno de los 4 bloques de dipolos se conecta directamente a la línea de transmisión abierta de alambres paralelos. Mediante un transformador de impedancias “Balun”, se acopla la señal del sistema de transmisión de alambres paralelos con impedancia característica de 450Ω , a un sistema de transmisión coaxial a 50Ω . Este último es el encargado de transportar la señal a las etapas de preamplificación y sistemas combinadores de potencia (2:1). La señal de cada fila es amplificada aproximadamente 40 dB, y enviada a cada uno de los puertos de entrada de la matriz de Butler. Esta señal después de sufrir un defasamiento eléctrico y formar un abanico de cuatro haces, cada una es enviada a su respectivo receptor (ver Figura 5.14).

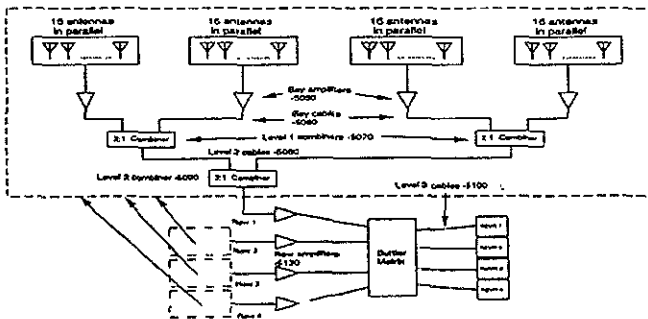


Figura 5.14 Configuración eléctrica de la antena y recorrido de la señal por cada uno de sus bloques (Tomado de Mexican IPS Test Array[1994]).

A continuación se discuten las características físicas como eléctricas de cada bloque que integra la antena.

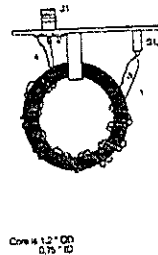
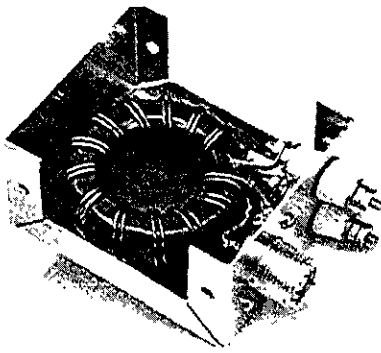
El Balún

El transformador de impedancias, es el medio que permite el acoplamiento de la señal que se tiene en la línea de transmisión bifilar, cuya impedancia característica es de 450Ω (sistema balanceado), a una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de 50Ω (sistema desbalanceado).

El sistema de acoplamiento es importante por que permite, estandarizar todo el sistema de transmisión y conectores a una impedancia característica de 50 Ω . Un adecuado acoplamiento entre la línea de transmisión y la carga minimiza las pérdidas debido a ondas reflejadas, que se generan al transmitir la señal y acoplarla a los diferentes bloques que recorre la señal hasta receptor.

El balun o transformador de acoplamiento de corriente, tiene una razón de acoplamiento (4:1), en la Figura 5.15 puede verse su construcción. Los elementos que lo integran se dan a continuación:

- Un núcleo de ferrita de geometría toroidal (material 64) que presenta una permitividad $\mu=250$. Este parámetro nos define la cantidad de potencia que se puede manejar sin que el núcleo llegue a la saturación.
- Tiene un gran volumen y excelente resistividad, muy alta estabilidad a la temperatura y muy buenas propiedades de protección arriba de los 400 MHz.



Wire # 18 enamelled
with a better gauge with 0
Thickness.
7 Ohm wound turns

Figura 5.15 La foto muestra el diseño del transformador de acoplamiento de banda amplia, 4:1.

Las dimensiones físicas del núcleo de ferrita # 64 son:

- Diámetro interno (d_1) = 19.3 mm
- Diámetro externo (d_2) = 31.9 mm
- Longitud axial (Altura) (h) = 9.7 mm

El embobinado se compone de siete vueltas de conductor bifilar de cobre esmaltado #18 por los cuales circulan corrientes iguales pero opuestas en cada conductor, como en una línea de transmisión balanceada. Los conductores se recubren con cinta de teflón, para mejorar las características de aislamiento contra el calor y la corrosión.

A continuación se da el cálculo para la longitud de una sola vuelta de alambre y el factor de forma para el núcleo de ferrita toroidal empleado en el diseño del transformador de impedancias.

La longitud para una simple vuelta de alambre esta dada por:

$$L_w = d_2 - d_1 + 2h \quad (5.5)$$

$$L_w = 31.9 - 19.3 + 2(9.7)$$

$$L_w = 32 \text{ mm}$$

El factor de forma C_1 para este tipo de núcleo es dado por:

$$C_1 = \frac{2\pi}{h \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)} \quad (5.6)$$

En nuestro caso, el núcleo seleccionado tiene un factor de forma igual a $C_1 = 1.289$.

El transformador como el circuito de protección, se instalaron dentro de una caja de lámina de (8x8x4) cm, debidamente sellada como se muestra en la Figura 5.15. Un conector tipo N hembra a 50 Ohms (montaje tipo chasis) y un par de bornes para acoplar la línea de transmisión de alambres paralelos con la línea coaxial. El sistema de protección está formado por un circuito limitador en derivación, el cual emplea dos diodos de silicio de conmutación rápida conectados en paralelo al primario del transformador y a la línea de transmisión de alambres paralelos.

El Sistema de Transmisión

En esta sección se discuten los parámetros y la caracterización de la línea de transmisión y ensamblado de los conectores que se utilizaron para el acoplamiento de la señal a los diferentes bloques de preamplificación, combinación y sistema receptor.

En el caso del radiotelescopio prototipo, el sistema de transmisión empleado para llevar la señal desde la antena hasta el receptor, consiste de cable coaxial tipo RG-58/A. En la Figura 5.16 se muestran las extensiones y conectores empleados en la configuración del sistema de transmisión.

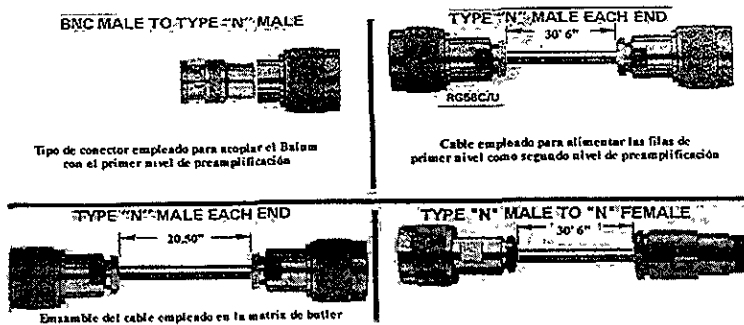


Figura 5.16 El dibujo muestra diferentes secciones de cable coaxial tipo RG-58/A, empleado en el radiotelescopio (Tomado de UHF and Microwaves [1990]).

El conductor interno del coaxial RG-58/U, es un cable de cobre calibre 20 AWG de 10 hilos, su diámetro interno de 0.81 mm y su externo de 2.95 mm. El dieléctrico entre los conductores es polietileno, con permitividad $\epsilon = 2.3$, y blindaje sencillo. Los parámetros eléctricos del sistema de transmisión se resumen en la Tabla 5.6, los cuales se calcularon empleando un analizador de redes HP 8751A y un voltmetro vectorial HP 8508A.

Tabla 5.6

IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA Z, OHMS	CAPACITANCIA NOMINAL C, PF/M	FACTOR VELOCIDAD RELATIVA V, %	CUBRIMIENTO DEL BLINDAJE %	TEMPERATURA DE OPERACIÓN °C	ATENUACIÓN MÁXIMA A										
51	100	78	4.9	-65 a -80	<table border="1"> <tr><td>100</td><td>158/100</td></tr> <tr><td>100</td><td>143/8</td></tr> <tr><td>200</td><td>27/3</td></tr> <tr><td>400</td><td>32/37</td></tr> <tr><td>1000</td><td>55/8</td></tr> </table>	100	158/100	100	143/8	200	27/3	400	32/37	1000	55/8
100	158/100														
100	143/8														
200	27/3														
400	32/37														
1000	55/8														

La velocidad de propagación para el cable RG-58/U es igual a:

$$V = \frac{1}{\epsilon_{rel}} (3 \times 10^8 \text{ m/s}) = (0.78)(3 \times 10^8 \text{ m/s}) = 2.34 \times 10^8 \text{ m/s}$$

Con el cálculo de estos parámetros lo que se busca principalmente es determinar la línea de transmisión más adecuada que asegure la menor pérdida e interferencia en la señal de interés.

Ensamble de Cables y Conectores

Considerando el énfasis puesto en la impedancia característica del cable coaxial empleado en el sistema de transmisión del arreglo prototipo, no debe sorprender entonces que la impedancia característica de los conectores es igualmente un parámetro importante. Generalmente en aplicaciones de baja frecuencia, se requiere que el conector que se va a emplear proporcione una adecuada continuidad entre los respectivos conductores interno y externo. A longitudes de onda más pequeñas en la región de microondas, las dimensiones físicas de un conector puede alcanzar un valor cercano a una fracción de la longitud de onda a la cual estamos trabajando. Entonces la discontinuidad de impedancia asociada por el mal acoplamiento de los conectores puede provocar una degradación significativa del sistema.

Existe toda una gama de conectores y adaptadores así como extensiones que se emplean en radiofrecuencia y microondas (ver Figura 5.16). Dentro de toda esta gama tenemos el conector BNC (por Bayonet Neill - Concelman), su diseño permite al usuario una conexión y

desconexión rápida de los dispositivos, lo que lo hace un conector muy común en dispositivos de interfase a 50 Ω . Por ejemplo, las puntas de prueba de los osciloscopios y otros equipos de prueba de RF, en nuestro caso las extensiones a 50 Ω empleadas en el proceso de calibración del radiotelescopio prototipo (ver Figura 5.16). Aunque algunos conectores BNC son especificados por sus fabricantes para trabajar bien en la región de microondas, aplicaciones serias han demostrado que su uso debe restringirse abajo de 1 GHz.

Si consideramos que nuestro rango de trabajo está muy por debajo de 1 GHz, este conector BNC brinda excelentes características de operación tanto en la instrumentación como en las pruebas de calibración realizadas al radiotelescopio.

Otro de los conectores que se empleo es el tipo N (Neill), este conector es físicamente más grande y robusto que el BNC o TNC. Este conector es el que más se emplea en las líneas de transmisión del radiotelescopio, en la interconexión de la antena con los amplificadores y demas dispositivos que conforman el arreglo y matriz de butler. También se emplearon conectores tipo N hembra para fijarse en chasis, y conectores SMA los cuales se emplearon para conectar los diferentes bloques que conforman al receptor. Finalmente es importante recalcar que el sistema de transmisión que se empleará en el arreglo final poco cambiará a lo tratado hasta aquí. Es posible que la única diferencia radique en el tendido de las líneas de transmisión, lo cual es muy probable que las líneas ya no se ticndan a lo largo de la estructura de la antena como se realizó para el arreglo prototipo, sino ahora emplear un sistema de conductos subterráneos para llevar las líneas de transmisión al cuarto de control y evitar de esta manera el deterioro del cable y conectores por el medio ambiente.

5.3.2 SUBSISTEMA 2: ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN Y COMBINACIÓN

Debido a que las señales que son captadas por cada bloque de la antena son de intensidad muy débil es necesario implementar un sistema de amplificación que proporcione la ganancia adecuada a la señal, para que esta llegue al sistema receptor con la mínima pérdida o atenuación y pueda ser manejada y procesada la señal de interés.

Preamplificación

El arreglo cuenta con un total de 20 preamplificadores, cinco por cada línea, de los cuales cuatro de ellos conforman lo que llamamos primer nivel de amplificación, el quinto amplificador definido como segundo nivel es el encargado de amplificar la señal total y enviarla al puerto de entrada del circuito defasador (Matriz de Buttler), el cual le proporciona un defasamiento eléctrico a la señal y la envía a través del puerto de salida a su respectivo receptor (ver Figura 5.17).

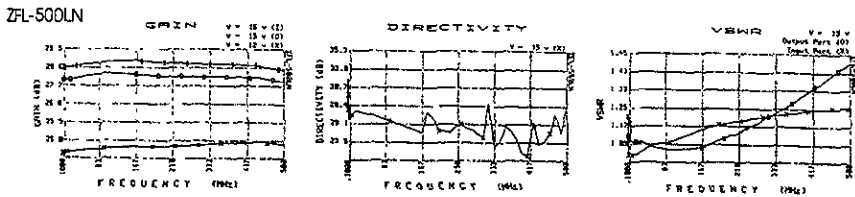
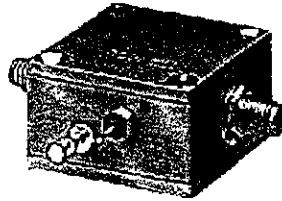


Figura 5.17 La foto muestra parte del sistema de amplificación de primer nivel del radiotelescopio prototipo

Los amplificadores como los circuitos combinadores de potencia se alojan en cajas de aluminio completamente selladas térmica y eléctricamente. Esta etapa de preamplificación cumplen con las mejores características de diseño. Entre los parámetros más importantes del amplificador tenemos: el factor de ruido típico medido es de 5.3 dB a una frecuencia de trabajo selectiva, que va desde 0.05 a 500 Mhz, tiene una muy buena estabilidad de fase y ganancia lo cual asegura una muy buena exactitud en la formación del haz de la antena.

Para el arreglo prototipo, nos propusimos mantener la estabilidad de la fase en $\pm 1.5^\circ$ y la ganancia en ± 0.5 dB, el ancho de banda para cada preamplificador es de 10 MHz. La alimentación de cada amplificador se realiza a través de una fuente regulada de +15 volts.

En la Figura 5.18 muestra el diseño del amplificador así como sus características eléctricas como son: ganancia, directividad, figura de ruido (NF) y VSWR a la frecuencia de trabajo de 139.65 MHz.



FRECUENCIA (MHz)	GANANCIA (dB)	DIRECTIVIDAD (dB)	SWR		N.F (dB)	P _{out} (dB _m)
			IN	OUT		
5.4	27.94	26.5	1.03	1.10	-	8.09
53.3	28.15	27.2	1.09	1.08	1.89	7.94
192.4	28.21	26.9	1.17	1.10	3.03	7.72

Figura 5.18 Muestra al amplificador de bajo ruido ZFL-500LN y las características eléctricas a tres frecuencias diferentes (Tomado de Handbook de RF/IF[1998]).

Combinadores de Potencia

El combinador o divisor de potencia es un dispositivo pasivo que realiza la suma de dos o más señales de frecuencia y fase igual ó diferente, y entrega la suma vectorial de ambas señales a través de su puerto de salida. El arreglo cuenta con 13 combinadores, 3 por cada fila, la señal que se obtiene por fila corresponde a la suma total de los 64 dipolos.

La cual es enviada a un segundo nivel de preamplificación con una ganancia de 20 dB, para compensar las pérdidas por acoplamiento y transmisión a través de los cables coaxiales hasta el receptor. En la Figura 5.19 se muestra el último nivel de combinación, donde cada una de las cuatro señales actúa como si fuera un solo elemento.

Es importante señalar que estas señales se encuentran desfasadas una de la otra, y esto es importante tenerlo en cuenta al momento de iniciar el diseño la configuración eléctrica y defasamiento que tendrá la señal en cada uno de los puertos de la matriz de butler.



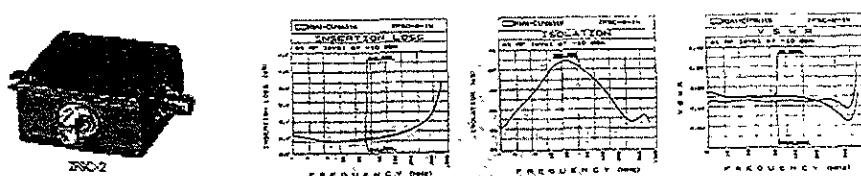
Figura 5.19 La foto muestra el sistema de combinación y amplificación de segundo nivel

El combinador de potencia que se utiliza en el arreglo se muestra en la Figura 5.20, es un dispositivo de 2 vías y 0° de fase, este dispositivo acepta dos señales de entrada y proporciona una señal de salida la cual es la suma vectorial de ambas. Teóricamente la señal de salida posee las siguientes características:

- Igual amplitud
- La relación de fase entre cualquiera de las señales de entrada o salida es 0° .
- Alto aislamiento entre cada una de las señales de entrada.
- La pérdida de inserción de este combinador de 2 puertos es de 3 dB.

Este combinador puede presentar una pérdida de inserción que puede variar de acuerdo a la amplitud y fase de las señales que se están combinando. Esto quiere decir que si las dos señales de los arreglos de 16 dipolos que se están sumando son iguales en amplitud y fase la pérdida de inserción es cero. Sin embargo, si estas señales están fuera de fase 180° la pérdida de inserción es infinita.

Para señales de diferente frecuencia, la pérdida de inserción es igual a la pérdida de inserción teórica, esto es 3 dB en el caso del combinador de 2 vías y 0° defasamiento que se emplea en el arreglo prototipo (*Handbook RF/IF [1997]*).



FRECUENCIA (MHz)	PERDIDA DE INSERCIÓN (dB)		DESBALANCE DE AMPLITUD (dB)	AISLACION (dB)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	s-1	s-2	1-2				
100	3.24	3.25	0.01	32.90	1.13	1.15	1.16
146.0	3.24	3.24	0.00	30.74	1.13	1.14	1.15

Figura 5.20 La foto muestra las características eléctricas y mecánicas del combinador ZFSC-2-1W (Tomado de Handbook de RF/IF [1999]).

A no ser que se decida otro diseño de mejores característica a los empleados en el arreglo prototipo, los circuitos de amplificación y combinación, serán básicamente los mismos que se emplearán en el arreglo final.

5.3.3 SUBSISTEMA 3: SISTEMA DE SEGUIMIENTO ELECTRÓNICO (MATRIZ DE BUTLER)

El medio de seguimiento que se implemento para el arreglo prototipo es estrictamente electrónico. Este sistema, a diferencia del mecánico, no requiere de un sistema de rotación mediante el cual se posea la apertura de la antena y poder dirigir el haz electromagnético

a cualquier punto del cielo. El medio de seguimiento electrónico posiciona un haz electromagnético en el espacio utilizando arreglos de circuitos híbridos o cambiadores de fase. Con este sistema se mantiene la apertura de la antena fija y se aprovecha la rotación de la Tierra para realizar el barrido en ascensión recta sin hacer uso de medios mecánicos.

Las técnicas básicas que se tienen para implementar un sistema de seguimiento electrónico son: fase, tiempo real, frecuencia y seguimiento electrónico por conmutación. En algunas aplicaciones, el diseño involucra una combinación de ambos sistemas de seguimiento, esto es, dispositivos con retardo de fase y tiempo. Los dispositivos por retardo de tiempo, consisten de cable de diferente longitud donde se conmuta la entrada y la salida en incrementos binarios, de manera similar a como opera un diodo cambiador de fase. De estas técnicas, la más importante para nosotros, por ser la que empleamos en la configuración de la matriz de buttler, es la de alimentación por conmutación electrónica.

Alimentación Por Conmutación Electrónica.-

Un ejemplo de conmutación electrónica se muestra en la Figura 5.21. Con esta técnica se pueden formar múltiples haces (lóbulos) simultáneamente, este sistema es un caso especial de rastreo o seguimiento de fase. La respuesta en declinación del arreglo prototipo esta definida por los dispositivos de defasamiento o circuitos híbridos los cuales conforman la matriz de Buttler.

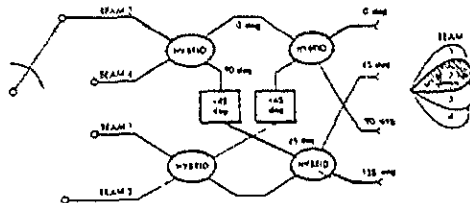


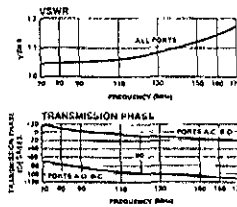
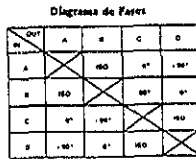
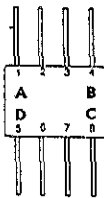
Figura 5.21 Operación básica del sistema de alimentación por conmutación electrónica Matriz de buttler (Tomado de Kahritas{1990})

El concepto de defasamiento por circuitos híbridos (o matriz de Butler) vamos a discutirlo haciendo referencia al sistema de cuatro elementos (filas) que se implementó para el arreglo prototipo. Este sistema es completamente pasivo y alternante, el diseño de la matriz de buttler, consiste de una interconexión de circuitos híbridos y tramos de cable coaxial de diferente longitud eléctrica, lo cual permite cambiar la fase a la señal una vez que esta sale de los circuitos híbridos. El diseño y configuración de la matriz de buttler empleada en el arreglo prototipo se muestra en la Figura 5.21, la configuración está diseñada para formar un patrón de 4 haces (Beams), donde cada uno de los haces corresponde a cada uno de los elementos o líneas del arreglo prototipo. Una conexión a cualquiera de los cuatro puertos de entrada da como resultado la formación del correspondiente haz de la antena. La diferencia de fase de 90^0 y 0^0 entre las salidas del acoplador direccional de 3 dB (Híbrido) JH-119, permite alternar los elementos de la antena.

A continuación se dan las especificaciones y un diagrama de la configuración del híbrido, sus características eléctricas y defasamiento, así como las longitudes de los cables utilizados para realizar el cambio de fase externo.

Híbrido De Cuadratura (JH-119)

Especificaciones de operación (de -55^0 C a $+85^0$ C).



RANGO DE
FRECUENCIA
(MHz)

80-160

PERDIDA DE
INSERCIÓN
(dB)

0.75 Max

AISLAMIENTO
(dB)

20 Min

DESVIACION
DE
CUADRATURA

3^0 Max

VSWR

1.3:1

Configuración de los pins del circuito híbrido: A; P₁, B; P₂, C; P₃, D; P₄

Cuatro de estos circuitos son los que se emplearon en la configuración de la red formadora del haz. La matriz de butler formará un patrón de cuatro haces en forma de abanico, cada haz corresponde a la señal de salida de las cuatro antenas que forman el arreglo prototipo (ver Figura 5.22).

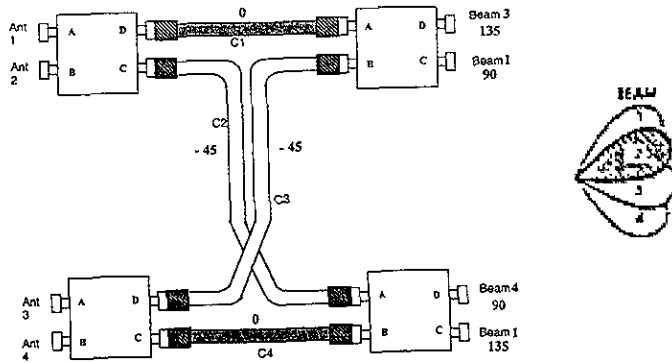


Figura 5.22 El dibujo muestra la configuración de la matriz de butler y posición del haz para el arreglo lineal prototipo de cuatro elementos.

Una prueba experimental de este sistema se muestra en la Figura 5.23. La conformación de los beams de acuerdo a nuestras coordenadas geográficas a partir del zenit, cubre una extensión angular de 90° a 135° , considerando que la fase de las señales de las cuatro antenas están en fase.

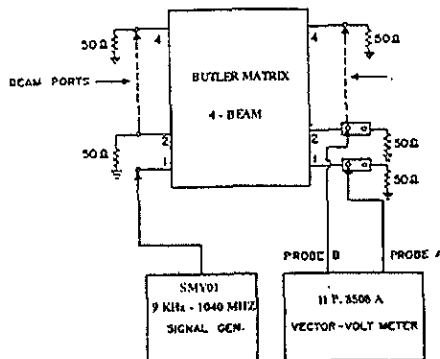


Figura 5.23 Arreglo experimental para probar la matriz de Butler (tomado de Hari Om Vats [1993]).

Se ha demostrado en teoría que conforme incrementamos el número de elementos el espacio angular que puede cubrirse es muy cercano a los 180° , pero en la práctica sucede todo lo contrario el espacio angular alcanzado no abarca los 180° , debido principalmente a que este dependerá del ancho del haz de cada antena.

5.3.4 SUBSISTEMA 4: EL RECEPTOR

La función del receptor que se emplea en el arreglo prototipo es el mismo que tienen todos aquellos receptores que se utilizan en radioastronomía, detectar, medir y procesar las emisiones de fuentes de radio cósmicas que están siendo captadas por la antena para que el radio astrónomo pueda graficarla, calibrarla y digitalizarla. En muchos casos esta emisión de radio consiste de radiación incoherente cuyas propiedades estadísticas son idénticas al ruido que se genera en el propio receptor o en su caso a la radiación de fondo acoplada al receptor por la antena. debido a estos factores el receptor debe proporcionar una muy buena amplificación de la señal. Así como también presentar excelente *sensibilidad y estabilidad*.

En función de estos factores se optó por diseñar un receptor que cubriera completamente estas características. El tipo de receptor que se utilizó para el radiotelescopio prototipo fue un receptor del tipo Dicke (J. D. Kraus [1986]). Este receptor por su diseño presenta mejores características de estabilidad y sensibilidad de las que podría presentar un receptor superheterodino simple. El receptor se diseñó para trabajar dentro una banda de frecuencias de 138 a 140 MHz, el efecto de las inestabilidades o variaciones de ganancia se redujeron empleando el método diferencial, que es una característica particular del receptor tipo Dicke (1946). El cual consiste en la conmutación rápida (entre 10 y 1000 veces por segundo) entre la antena y una resistencia de carga (una antena ficticia) de la misma impedancia y a una temperatura ambiente. La antena y la carga de comparación son conectadas alternadamente al receptor, cada medio ciclo de la frecuencia de conmutación. Mediante este sistema las variaciones en la ganancia del receptor se reducen en un factor dado por la siguiente relación $(T_A - T_0) / (T_A + T_R)$, lo cual permite mayor sensibilidad del receptor.

El radiotelescopio se compone de 4 receptores superheterodinos tipo Dicke, cada uno recibe la señal que se genera en cada uno de los puertos de salida de la matriz de butler.

El diseño del receptor se realizó en dos etapas, a corto y largo plazo. A corto plazo, para ser utilizado como un dispositivo que nos permitiera medir el ruido ambiental del lugar, con una constante de integración mínima. A largo plazo, para que este receptor cumpliera con todos los requerimientos que se necesitan para cubrir las necesidades del arreglo final, en este caso con una constante de integración máxima para incrementar la sensibilidad.

La filosofía del receptor es completamente modular, se pensó de manera que cada una de las etapas del receptor fuera de configuración reemplazable, de manera que cada módulo funcione de manera individual: (1) circuito conmutador de RF, (2) el OL (Oscilador Local), (3) Amplificador de FI (Frecuencia Intermedia), (4) el FPB (Filtro Pasa Banda), (5) el CAG (Control Automático de Ganancia), (6) la fuente de ruido/calibración, (7) el reloj de sincronización y (8) la Tarjeta de Video (ver Figura 5.23). La conexión entre cada una de los módulos se realizo con cable coaxial semirígido (0.080) y conectores SMA machos a 50 ohms.

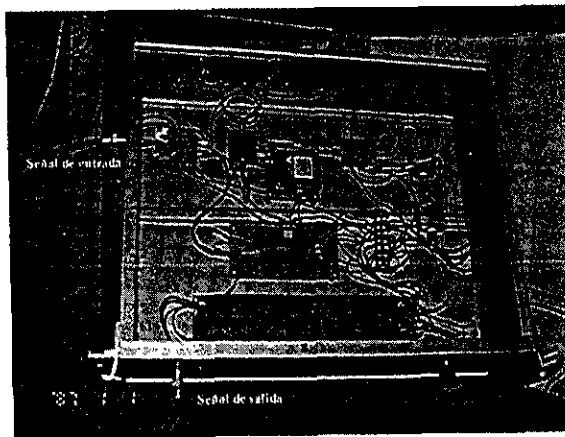


Figura 5.24 La foto muestra los módulos que integran al receptor tipo Dicke empleado en el radiotelescopio prototipo.

Este diseño permite cambiar en cualquier momento las características del receptor, por ejemplo, la ganancia y ancho de banda de los amplificadores de RF y FI, el rango del CAG, la

constante de integración, etc. Otra de las ventajas es que cuando se presenta una falla en cualquiera de los bloques es mucho más fácil ubicar el modulo dañado y sustituirlo.

El receptor debe cumplir dos objetivos importantes: Amplificar y convertir la señal captada por la antena en un voltaje de CD, a través de cuatro componentes principales, los amplificadores de radiofrecuencia (RF), el mezclador, el amplificador de FI y el detector de raíz cuadrada. El diagrama a bloques y los puntos de prueba del receptor se muestra en la Figura 5.25.

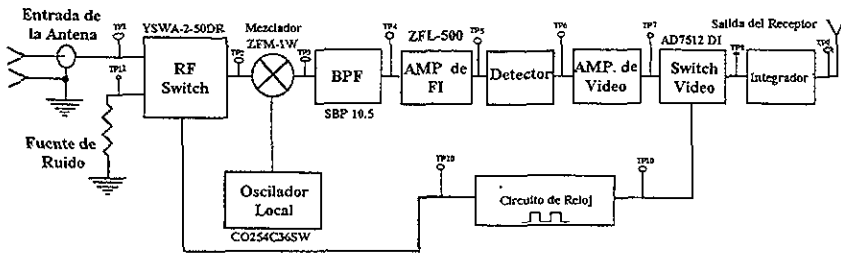


Figura 5.25 Diagrama a bloques y el proceso de la señal en el receptor tipo Dicke.

La función que desempeña cada bloque así como sus características eléctricas se describen a continuación.

Generador de Ruido

Tiene como función hacer que las variaciones de ganancia se reduzcan. El circuito se muestra en la Figura 5.26. La fuente de ruido la integra básicamente un circuito del tipo Com. NC-501, el cual genera ruido blanco con una potencia espectral gaussiana de 31 dB y rango de frecuencias que va de 0.2 hasta 500 MHz. La señal de este circuito se compara con la señal de la antena, cada medio ciclo de la frecuencia de sincronización de 1KHz, la cual es generada por el circuito de reloj.

El nivel de calibración de la fuente de ruido puede ajustarse a tres niveles de ganancia, y se conecta físicamente al bloque de conmutación de RF a través de cable coaxial semirígido y conectores SMA a 50 ohms.

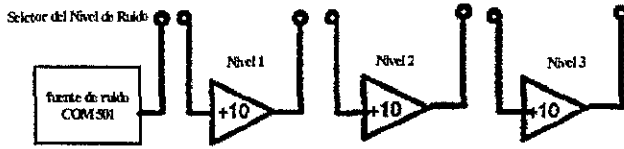


Figura 5.26 Fuente de ruido o carga de comparación T_R , ajustable a tres niveles de amplificación

El Circuito Conmutador de RF

El circuito que realiza la conmutación de RF, está etiquetado con el número 1, en la Figura 5.24. El ZYSW-2-50DR es un conmutador de simple polo y doble tiro a 50 ohms, presenta una alta velocidad de conmutación y aislamiento, para su operación requiere de una fuente simétrica de ± 5 volts. La señal de sincronización TTL la proporciona el circuito biestable 555 el cual entrega una señal cuadrada de 1 KHz. La función del circuito RF switch es conmutar constantemente entre la señal de la antena T_A y la carga de referencia T_R , de forma tal que las variaciones de ganancia no influyan en la señal de interés.

La configuración del circuito y sus características eléctricas a la frecuencia de trabajo del receptor 139.65 MHz se dan en la Figura 5.27.

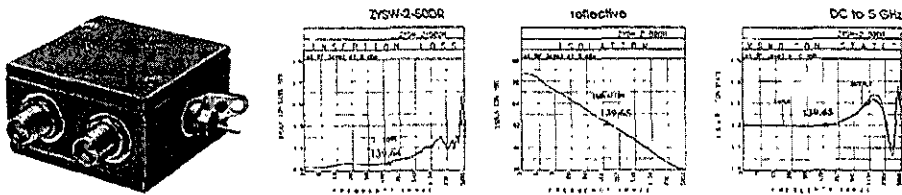


Figura 5.27 La foto muestra al circuito de RF Switch, y sus curvas de operación a 139.65 MHz.

Como puede verse en estas tres gráficas, la pérdida de inserción a 139.65 MHz, es de 0.97 dB, el aislamiento es de 53 dB, y la VSWR para estado lógico alto es de 1.2.

Es importante mencionar que el ruido generado en la etapa de preamplificación, puede alcanzar niveles apreciables llegando a ser en algunos casos la fuente de ruido predominante en el sistema receptor. De aquí la importancia de emplear un receptor tipo Dicke, el cual a diferencia de otros sistemas receptores, tiene la característica de minimizar la inestabilidad que se presentan en el receptor debido al ruido generado y amplificado en etapas anteriores, además mejoramos la sensibilidad del receptor.

El Circuito Mezclador y Oscilador Local

La señal amplificada del circuito conmutador de RF (f_{RF}) pasa al circuito mezclador, donde se lleva a cabo la heterodinación con la frecuencia del oscilador local (f_{OL}), esta última tiene una frecuencia fija de 139.65 MHz la cual se escoge generalmente muy cerca a la frecuencia de RF (f_{RF}), de tal forma que la diferencia sea muy pequeña en comparación con la señal original. Esta combinación/multiplicación de ambas señales en el circuito mezclador trae consigo que la señal o señales resultantes tengan una frecuencia intermedia FI igual a:

$$f_{FI} = f_{RF} \pm f_{OL}$$

Como la frecuencia del oscilador local es fija, la señal de FI debe ser también fija, entonces el mezclador baja y convierte la señal de RF en una señal de frecuencia intermedia (FI) de 10.7 MHz. Es importante mencionar que tanto la etapa de amplificación de bajo ruido como el mezclador, son los estados más críticos en términos de su contribución a la figura de ruido del sistema, así que es muy importante el uso de componentes de bajo ruido y mantener las pérdidas a un nivel mínimo. El diagrama a bloques de la Figura 5.25 muestra esta sección y el espectro de la señal de FI. El circuito mezclador empleado es un ZFW-1W de mini - circuits, con un rango de OL/RF de 10 a 750 MHz, la pérdida de conversión es de aproximadamente 7.0 dB, un aislamiento OL-RF de 50 dB y una aislación de OL-FI de 45 dB. El oscilador local es de la marca Vectron, su frecuencia de oscilación está calibrada a 139.65 MHz, para una operación estable dentro de 0° C hasta $+70^{\circ}$ C.

El Filtro Pasabanda

Después del mezclador la señal de FI pasa por una etapa de filtraje, en este caso un filtro pasabanda el cual eliminará las señales y armónicos no deseados, y amplificada posteriormente por el amplificador de FI. Este filtro tiene un ancho de banda de paso muy estrecho centrada a la frecuencia de FI. El filtro pasabanda empleado es un BP-10.7, la frecuencia central es 10.7 MHz, la banda de paso a 1.5 dB es de 9.5 –11.5 MHz, su ancho de banda a 3 dB va de 8.9-12.7 MHz, presenta un VSWR de banda de paso máxima igual a 1.7:1. En la Figura 5.27 se muestra este filtro y las características de pérdida de inserción, pérdida de retorno, y retardo de grupo.

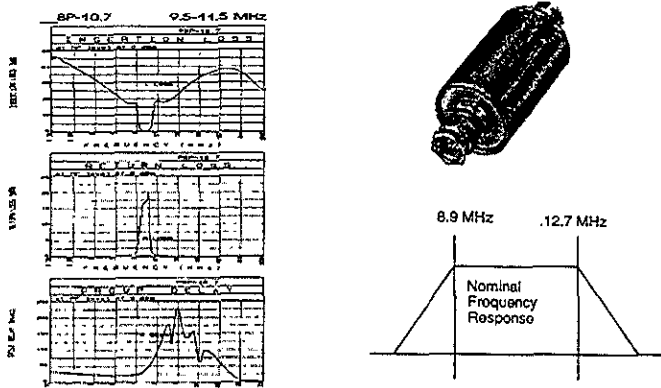


Figura 5.28 El filtro pasabanda SBP-10.7 y respuesta característica de operación.

Etapa de Amplificación de FI y AGC

Esta etapa es la encargada de amplificar aquellas frecuencias que caen dentro del ancho de banda del sistema. El bloque amplificador de FI, lo conforman tres circuitos amplificadores de la serie minicircuits, el primero de este bloque es un amplificador ZFL 1000G de ganancia variable típica de 20 dB, seguido de un arreglo en cascada de dos amplificadores ZFL 500 con ganancia de 18 dB. Con este arreglo las señales que obtienen una ganancia de aproximadamente 47 dB. Estos amplificadores tienen una alta ganancia y una banda de paso estrecha.

La necesidad de tres estados de amplificación se debe a que de esta manera se evita la atenuación de la señal provocada por oscilaciones del propio circuito, al emplear un sólo estado de amplificación. Los tres amplificadores requieren de una fuente regulada de +15 Volts, con sistema de filtraje muy bien diseñados para evitar problemas de ruido o interferencia de AC. El amplificador de ganancia variable ZFL-1000G, su rango de frecuencia va de 10-1000 MHz, potencia de salida máxima 13 dB_m un NF de 15 dB y un VSWR de 2.2:1. El ZFL-500 la frecuencia de trabajo es de 0.05 – 500 MHz, ganancia mínima de 20 dB, la NF es de 5.3 dB y un VSWR de 1.9:1. Las características eléctricas a la frecuencia de trabajo del receptor (139.65 MHz), se han marcado en las gráficas que se muestran en la Figura 5.29. La respuesta en frecuencia del sistema se discute con más detalle en el siguiente bloque.

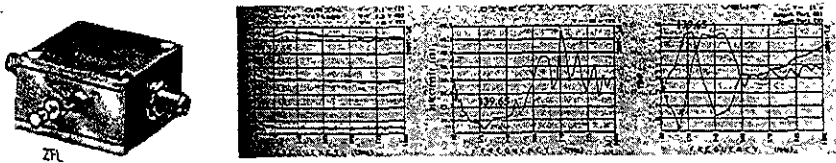


Figura 5.29 La foto muestra el tipo de Amplificadores de FI, las gráficas de respuesta en ganancia, directividad y VSWR a la frecuencia de 139.65 MHz.

Etapa Amplificadora de Vídeo

A esta etapa la integran tres bloques principales: el detector de raíz cuadrada, un bloque de filtraje, amplificación, un circuito multiplicador y el circuito integrador. Debido a que la señal del amplificador de FI todavía es del orden de los MHz, el sistema requiere de un circuito que pueda detectar y recobrar la señal de interés para poder manejarla con mayor facilidad en los bloques siguientes del sistema. Esta función la desempeña el detector de raíz cuadrada. La señal o señales que se tienen antes del diodo detector, tiene una potencia que es proporcional al cuadrado de la amplitud de las ondas electromagnéticas incidentes.

Por lo que, mediante el diodo y un arreglo RC, la señal que se obtiene será un voltaje eficaz o (RMS) de CD, así que el nivel de la señal de salida será proporcional a la potencia de entrada. Para que la respuesta del diodo se mantenga lineal respecto a su entrada, la señal de entrada no debe ser mayor a 0.2 V.

Una vez adecuado el sistema de alimentación de CD, mediante un arreglo de resistencias, el diodo permite el flujo de corriente en una sola dirección, cargando al capacitor de 1200 Pf. El circuito RC que esta después del diodo define la constante de tiempo del capacitor ($t=RC$). La constante de tiempo establecida para nuestro receptor es de 12 ms, la cual determina qué tan suavizada será la señal de CD que tenemos a la salida (ver Figura 5.30). Por otra parte, si los ciclos de carga y descarga del capacitor son mayores comparados con la variabilidad de la señal de entrada, podemos asegurar una respuesta plana a los picos pronunciados o valles de la señal de entrada.

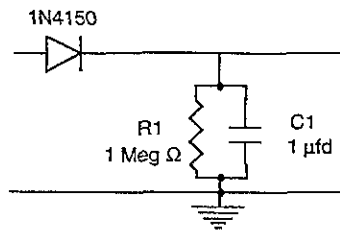


Figura 5.30 Circuito detector de raíz cuadrada

La salida del detector es enviada a bloque de filtraje y amplificación el cual está conformado por un filtro pasabajas con frecuencia de corte menor a 3 Hz y pasa altas con frecuencia de corte mayor a 0.02 Hz, la función es evitar los efectos que pueda provocar el centelleo ionosférico a la señal. Como la frecuencia de corte en 3 Hz es demasiada alta ya que se encuentra arriba del rango de frecuencias que cubierto por el espectro de centelleo, el objetivo siguiente es combinar ambas señales a través del circuito multiplicador o demodulador de sincronismo para remover las componentes de baja frecuencia producidas por la respuesta del haz. Se emplea un circuito demodulador de conmutación el cual ha de operar en sincronismo con el reloj de sincronización (Dicke switch), la señal de salida será enviada a un circuito realimentado, mediante el cual se controla el nivel de potencia entre la señal proporcionada por la fuente de ruido y la antena, para mantener el voltaje de salida cercano a cero. En la Figura 5.31 se muestran ambos bloques.

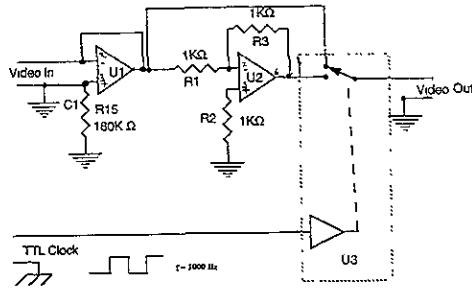


Figura 5.31 El circuito conmutador de video (o demodulador sincrónico).

La señal de Video Out es enviada al circuito integrador con una constante de tiempo de aproximadamente 3 segundos. El integrador es típicamente un filtro pasabajas, con una frecuencia de corte dada por $(1/\tau)$, el cual sirve para suavizar y promediar las variaciones de corto tiempo del voltaje o potencia de ruido a la salida del receptor. Para obtener errores muy bajos en la señal de salida, fue necesario emplear constantes de integración muy grandes, esto con el fin de coleccionar el mayor número de eventos. El ruido también fue atenuado al integrar la señal sobre un ancho de banda más amplio, y ayudo para medir un mayor número de eventos. En resumen, el error que se tenga a la salida del receptor será inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la constante de integración y a la banda de paso del receptor (ver Figura 5.32).

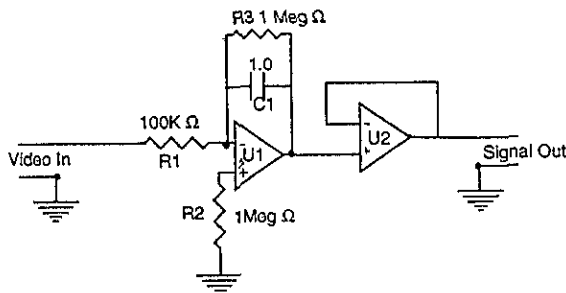


Figura 5.32 Circuito integrador.

Finalmente debido a que la señal que se tiene a la salida del circuito integrador es de voltaje negativo, se empleó un segundo amp-op 741 para configurar un inversor de ganancia unitaria, este arreglo solamente invierte la señal manteniendo constante el voltaje de CD, como se muestra en la Figura 5.31. Este voltaje queda listo para ser enviado al registro analógico o a la entrada del convertidor A/D del sistema adquisición de datos digitales.

5.3.5 SUBSISTEMA 5: SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DIGITALES

Como se discutió en la sección anterior, la salida del detector de raíz cuadrada es un voltaje de CD. Este voltaje es enviado desde el receptor a lo largo de un cable coaxial a la tarjeta interface, donde se tiene un convertidor A/D (analógico a digital) por el cual pasa la señal antes de ser enviada a la tarjeta de la PC. Hipotéticamente en esta etapa, no es necesario convertir la señal analógica a digital, ya que esta puede ser registrada en un graficador. Sin embargo el uso de la computadora será de gran ayuda cuando se desee analizar la señal ya con el arreglo final.

El convertidor A/D tiene una ganancia de entrada ajustable lo cual nos permite escalar el voltaje analógico de CD. El convertidor es simplemente un circuito integrado el cual convierte los voltaje analógico de CD a voltajes digitales de CD, vía las especificaciones del fabricante. Debido a que el Circuito requiere de ± 15 Vcd para operar, una fuente de alimentación regulada se ha implementado cerca del convertidor A/D para alimentar a este y circuitos periféricos. Entonces la tarjeta de la PC será la interface entre la computadora y el convertidor A/D, esta es la que permite que la computadora se comunique con el convertidor, de este modo es como la computadora procesa las señales que llegan y las despliega en el monitor para su análisis. Durante todo el tiempo que dura encendido el radiotelescopio este esta recibiendo y enviando señales al convertidor A/D. Sin embargo solamente cuando la computadora se comunica con el convertidor es cuando realiza la transferencia y el proceso de la información enviada por este. El operador tendrá el control completo sobre como y cuando la computadora leerá la tarjeta A/D, esto a través del programa "IPS" de interface.

La documentación del programa proporciona todos los comandos necesarios, para que este se pueda ejecutar al iniciar un periodo de observación. Este programa salva automáticamente los datos existentes y el observador puede transferirlos a un floppy o cinta magnética al terminar la sección de observación.

Como habrá notado la inclusión de un sistema digital en esta etapa no es estrictamente necesario. Sin embargo en la segunda etapa del proyecto, será de relevante importancia emplear este sistema moderno para el registro de datos. Durante las pruebas de calibración no fue posible emplear este sistema debido principalmente a problemas del convertidor A/D y del programa de adquisición "IPS". Como consecuencia se tuvo que emplear un graficador de datos analógicos para medir directamente el voltaje de CD enviado del receptor. Las desventajas de un registrador analógico son obvias; los datos numéricos van registrándose por líneas continuas en un papel graficador, no en valores digitales listos para ser cargados y desplegar la información para su análisis. Si en lugar de todo esto lo único que se desea es la señal pico de la fuente, un graficador es suficiente y la señal puede ser leída directamente del papel usando una escala conocida. En la Figura 5.33 se muestra una señal captada por el radiotelescopio prototipo y registrada con un graficador analógico.

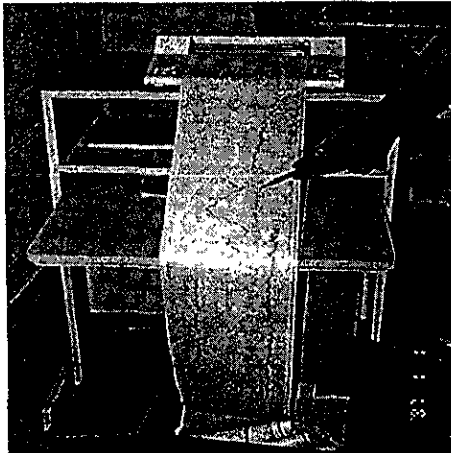


Figura 5.33 La foto muestra el registro de una señal empleando un registrador analógico

El trabajo desarrollado hasta aquí, permitirá implementar nuevos sistemas y realizar cambios de una manera más rápida en cada uno de los sistemas del arreglo final. También podremos llevar acabo la calibración del radiotelescopio que ha de construirse en Coeneo, Méchoacán, en un lapso de tiempo más corto y de esta manera empezar a generar datos para la gente interesada en su análisis. Con esto concluye la primera etapa del proyecto, y de mi trabajo de tesis. El siguiente paso será comenzar a trabajar en el arreglo final.

El proyecto del radiotelescopio final, que nos permitirá observar más de 1000 fuentes de radio, implica la construcción de un radiotelescopio que emplea un arreglo de 4096 antenas dipolares en 64 líneas con 64 receptores. El arreglo cubrirá un área de aproximadamente 150 m de largo y 70 m de ancho (aproximadamente 10,500 m²).

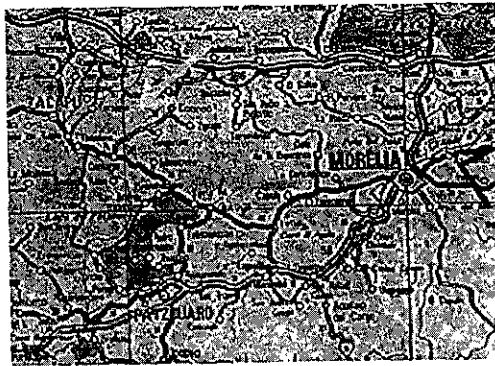


Figura 5.34 La foto muestra la posición geográfica donde se construye el radiotelescopio final (tomado de INEGI [1999]).

El radiotelescopio final nos permitirá elaborar mapas diarios de centellico que permitan rastrear la propagación de las perturbaciones transitorias de gran escala del Sol hacia la Tierra. Para la construcción de la antena final contaremos con la asesoría de técnicos del National Centre for Radio Astrophysics (NCRA) de la India que nos ayudarán a adaptar el diseño de la antena prototipo y a realizar las pruebas electrónicas necesarias.

CONCLUSIONES

Los radiotelescopios, son una herramienta muy importante para la investigación espacial, principalmente para estudiar los fenómenos físicos relacionados con la actividad del Sol y sus efectos en la Tierra. Actualmente se cuenta en el mundo con importante número de observatorios espaciales y terrestres con el objetivo de proporcionar datos e información que permiten prever en horas el estado de tiempo espacial. Motivado por este programa mundial de monitoreo del clima espacial, el departamento de física espacial del Instituto de Geofísica de la UNAM inició la construcción de un radiotelescopio (en México) para realizar estudios de fuentes de radio estelares de clima espacial aplicando la técnica de *Centelleo Interplanetario*. Este proyecto para México representa un gran logro, ya que abre nuevas áreas de investigación no sólo en física espacial sino en otras ramas de ingeniería y radioastronomía. La técnica de centelleo interplanetario que va a emplearse en el arreglo final, es una técnica útil y eficaz para realizar este tipo de estudios además es un método que no requiere de arreglos de antenas caras y complejas para realizar este tipo de estudio.

El trabajo desarrollado en esta tesis ha permitido mostrar de manera detallada el proceso que ha llevado la construcción del radiotelescopio para estudios de CIP en México. La primera etapa de este proyecto que consistió en construir un arreglo prototipo (en Teoloyucán Edo. de México) ha concluido y puedo decir que el 80% de los objetivos planteados al inicio de su construcción y que representaban el objetivo principal de este trabajo han sido cubiertos. La segunda etapa como mencione el final de este trabajo es iniciar la construcción del arreglo final en Coconco Michoacán.

Durante este trabajo se realizó una inspección *in situ* del prototipo, lo cual permitió obtener los parámetros más importantes del sistema como son:

- La temperatura de ruido del sistema, parámetro que describe de forma global el comportamiento del haz principal de la antena y sensibilidad del receptor, se vio afectada en un porcentaje significativo por la intermodulación provocada en cada uno de los bloques de preamplificación y combinación antes del receptor.

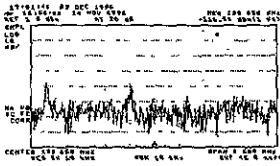
- Así como en los bloques que conforman al receptor, lo cual provocó que las características de linealidad, estabilidad y sensibilidad se vieran afectadas.
- Se observó que la frecuencia para la cual fue diseñado el receptor no correspondía en términos prácticos a la establecida por el diseñador. Encontrando que la frecuencia de operación era de 129.65 MHz.

En base a estos resultados y objetivos planteados al inicio de este trabajo de tesis, se concluye lo siguiente:

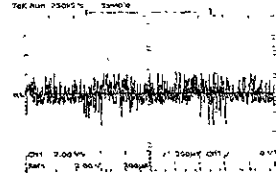
- 1) Se tiene una memoria técnica del arreglo prototipo la cual nos permitirá llevar a cabo los trabajos de calibración de la antena, del sistema cambiador fase del haz y de los receptores, así mismo podremos verificar y en su caso resolver con mayor rapidez los problemas que se presenten en cualquiera de los bloques o subsistemas del arreglo final que se construya en Coeneo, Michoacán
- 2) .Que este trabajo sirva como una guía de apoyo a las personas que han estado en contacto directo con el proyecto del radiotelescopio, y también a Ingenieros, investigadores y técnicos que en un futuro próximo se involucren en la construcción del arreglo final en Coeneo Michoacán.
- 3) Debido a que no fue proporcionada la información técnica necesaria para realizar la caracterización y cálculo de los parámetros más importantes del receptor y antena, por parte del encargado de diseño, Dr. Micheal Tursby. Es claro que esta memoria será muy importante y necesaria para comparar los resultados teóricos con los prácticos que se obtengan en el arreglo final.
- 4) Por el trabajo desarrollado en esta tesis podemos decir que gran parte de esta carencia de información ha sido cubierta y hemos corregido algunos errores, mejorado algunas técnicas para probar y calibrar la antena y sistema receptor. No así los diagramas teóricos del patrón de la antena, debido a que se requieren técnicas de calibración, que hasta estos momentos no hemos podido obtener en su totalidad, por lo que solo algunos parámetros como: sensibilidad, linealidad, ancho de banda y ganancia de la antena se han medido. Quedando como una parte del trabajo a futuro a desarrollar.

RECOMENDACIONES PARA EL DISEÑO FINAL

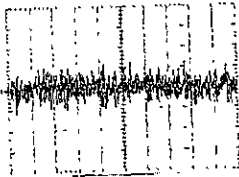
- 1) En el arreglo final será necesario adecuar al receptor de acopladores direccionales, en cada uno de los puertos de entrada, los cuales permitirán restablecer la señal útil y adecuarla a la señal de interés que deseamos observar.
- 2) Implementar un sistema de termorregulación, dentro de los receptores que integrarán el arreglo final, para evitar a lo máximo las variaciones de amplitud en la señal que se está captando, lo cual se debe principalmente a los sistemas de amplificación, al cristal del oscilador local y a las variaciones en la regulación que puedan presentar las fuentes de alimentación.
- 3) También será necesario diseñar un circuito de AGC (Control Automático de Ganancia), para mantener una estabilidad a variaciones grandes en la señal de entrada.
- 4) Comparar los datos y registros obtenidos con el arreglo prototipo para realizar una memoria del comportamiento del instrumento, y de esta manera planear futuras decisiones de acuerdo a los resultados obtenidos.
- 5) Como aspecto importante y con el fin de ampliar las posibilidades de observación con el arreglo final, debe mejorarse el sistema electrónico de seguimiento del haz (matriz de Butler), para estar en posibilidades de realizar observaciones hacia longitudes más alejadas del zenit, y poder hacer estudios más completos del medio interplanetario, aplicando la técnica de *centelleo interplanetario*.



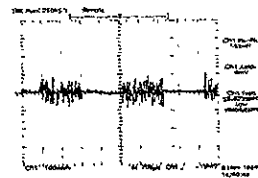
1



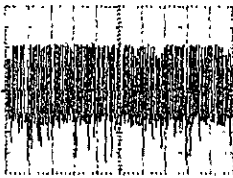
2



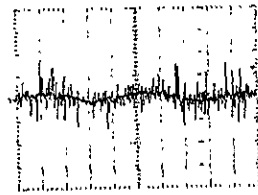
3



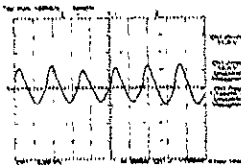
4



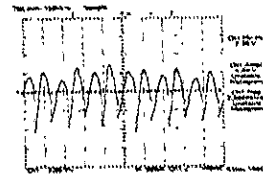
5



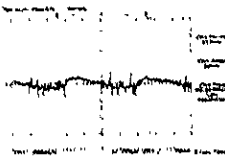
6



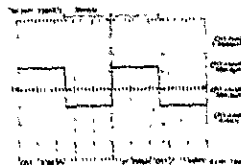
7



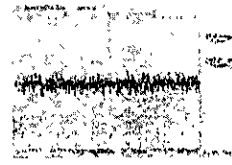
8



9



10



11

Oscilogramas que definen la señal calibrada en cada uno de los bloques del receptor.

Lista de fuentes de Radio

Las fuentes de radio más brillantes y visibles en el hemisferio Norte.

	(α)			(δ)			(Densidad de Flujo Y Tipo de Fuente)	
	00 ^h	22 ^m	37 ^s	63 ^o	51 [']	41 ^{''}		
3C10	00 ^h	22 ^m	37 ^s	63 ^o	51 [']	41 ^{''}	44Jy	SNR-Tycho's Supernova
3C20	00	40	20	51	47	10	12	Galaxia
3C33	01	06	13	13	03	28	13	Galaxia elíptica
3C48	01	34	50	32	54	20	16	Cuasar
3C84	03	16	30	41	19	52	14	Galaxia Seyfertr
NRAO 1560	04	00	00	51	08	00	26	
NRAO 1650	04	07	08	50	58	00	19	
3C111	04	15	02	37	54	29	15	
3C123	04	33	55	29	34	14	47	Galaxia
3C139.1	05	19	21	33	25	00	40	Emisión de Nebulosa
3C144	05	31	30	21	59	00	875	SNR- Crab Nebula Tauro A
3C145	05	32	51	-05	25	00	520	Orion A- NGC 1976
3C147	05	38	44	49	49	42	23	Cuasar
3C147.1	05	39	11	-01	55	42	65	Emisión de Nebulosa Orion B- NGC 2024
3C153.1	06	06	53	20	30	40	29	Emisión de Nebulosa
3C161	06	24	43	-05	51	14	19	
3C196	08	09	59	48	22	07	14	Cuasar
3C218	09	15	41	-11	53	05	43	Galaxia D
3C270	12	16	50	06	06	09	18	Galaxia Elíptica
3C273	12	26	33	02	19	42	46	Cuasar
3C274	12	28	18	12	40	02	198	Galaxia Elíptica-M87
								Virgo A
3C279	12	53	36	-05	31	08	11	Cuasar
3C286	13	28	50	30	45	58	15	Cuasar
3C295	14	09	33	52	26	13	23	Galaxia D
3C348	16	48	41	05	04	36	45	Galaxia D
3C353	17	17	56	-00	55	53	57	Galaxia D

3C358	17	27	41	-21	27	11	15	SNR- Supernova Kepler
3C380	18	28	13	48	42	41	14	Cuasar
NRAO 5670	18	28	51	-02	06	00	12	
NRAO 5690	18	32	41	-07	22	00	90	
NRAO 5720	18	35	33	-06	50	18	30	
3C 387	18	38	35	-05	11	00	51	
NRAO 5790	18	43	30	-02	46	39	19	
3C 390.2	18	44	25	-02	33	00	80	
3C 390.3	18	45	53	79	42	47	12	Galaxia N
3C 391	18	46	49	-00	58	58	21	
NRAO 5840	18	50	52	01	08	18	15	
3C 392	18	53	38	01	15	10	171	SNR
NRAO 5890	18	59	16	01	42	31	14	
3C 396	19	01	39	05	21	54	14	
3C 397	19	04	57	07	01	50	29	
NRAO 5980	19	07	55	08	59	09	47	
3C 398	19	08	43	08	59	49	33	
NRAO 6010	19	11	59	11	03	30	10	
NRAO 6020	19	13	19	10	57	00	35	
NRAO 6070	19	15	47	12	06	00	11	
3C 400	19	20	40	14	06	00	576	
3C 403.2	19	52	19	32	46	00	75	
3C 405	19	57	44	40	35	46	1495	Galaxia D-Cygnus-A
NRAO 6210	19	59	49	33	09	00	55	
3C 409	20	12	18	23	25	42	14	
3C 410	20	18	05	29	32	41	10	
NRAO 6365	20	37	14	42	09	07	20	Emisión de Nebulosa
NRAO 6500	21	11	06	52	13	00	46	
3C 433	21	21	31	24	51	18	12	Galaxia D
3C 434.1	21	23	26	51	42	14	12	
NRAO 6620	21	27	41	50	35	00	37	
NRAO 6635	21	34	05	00	28	26	10	Cuasar
3C 452	22	43	33	39	25	28	11	Galaxia Elíptica
3C 454 3	22	51	29	15	52	54	11	Cuasar
3C 461	23	21	07	58	32	47	2477	SNR-Casiopea A

Referencias de la lista de fuentes: Ohio Master Source List, Reference, NRAO Library

La eficiencia total (η) de una antena.

$$\eta = \eta_t \eta_p \eta_s \eta_b \eta_f \eta_M \eta_\Delta \eta_\delta \eta_p \eta_m$$

η = Eficiencia Total.

η_t = Eficiencia Progresiva.

η_l = Eficiencia debida a las perdidas ohmicas de los elementos radiadores, alimentadores y líneas de transmisión.

η_s = Eficiencia debida a las perdidas de dispersión (aplicada a antenas reflectoras).

η_b = Eficiencia en función de las perdidas por obstrucción (obstrucción de apertura por El sistema alimentador y sus soportes; aplicado generalmente a antenas con alimentadores espaciados).

η_f = Eficiencia en función de las perdidas ohmicas provocadas en un alimentador tipo bocina.

η_M = Eficiencia en función de las perdidas por errores de tolerancia mecánica, en los elementos radiadores.

η_Δ = Eficiencia considerando los errores en la amplitud de la abertura de iluminación.

η_δ = Eficiencia considerando los errores en la fase de la abertura de iluminación.

η_p = Eficiencia considerando las perdidas por polarización (No toda la energía que se radia a campo lejano, es de la polarización que se desea, alguna tiene polarización cruzada).

η_m = Eficiencia que se tiene considerando las perdidas por desacoplamiento.

REFERENCIAS

- Aguilar Rodríguez E., "Arreglos de Radio para Telescopía", tesis de licenciatura, Facultad de Estudios Superiores Cuatitlán, UNAM, 1997.
- Alukar S. K., Bobra A. D., Nirman N. S., Janardhan P. "Three-Site Solar Wind Observatory", *Indian Journal of Pure & applied Physics*, 1984
- Ananthakrishnan S., Coles W. A. & Kaufman J. J., "Microturbulence in Solar Wind Streams", *J. Geophys. Research*, 85-6025, 1980.
- Baade W. and Miinkowski R., "Identifications of the Radio Sources in Cassiopeia Cygnus, and Puppis A," *Astrophys. J.*, vol. 119, no. 1, p. 206, January 1954.
- Balanis C. A., "Antennas Theory – Analysis and Design", John Wiley & Son, 1982.
- Bok B.J., "New Science of Radio Astronomy", *Sci. Monthly*, vol. 80, no. 6, pp. 333, June 1955.
- Bracewell R. N. and Roberts J. A., "Aerial Smoothing in Radio Astronomy", *Australian J. Phys.*, vol. 7, no. 4, p. 615, December 1954.
- Bravo, S. "Plasmas en Todas Partes", Fondo de Cultura Económica, 1993.
- Bravo, S., "Encuentro con una Estrella", Fondo de Cultura Económica S.A. de C.V. 1987.
- Bravo, S., "Naturaleza", vol. 5, no. 6, UNAM, 1974.
- Brookner E., "Antenna Array Fundamentals", Raytheon Company, Wayland, MA., 1990.
- Brown, G. H., "Directional Antennas", *Proc. IRE*, 25,78, January, 1937.
- Butler J., "Multiple Beam Antenna", Sanders Associates, Nashua, N.H. January 1961.
- Cañon A. C., Cifuentes G., Hernández, E., "Valores Magnéticos en el Observatorio Magnético de Teoloyucán", *Comunicación Técnica de Geofísica*, UNAM, Junio, 1996.
- Caron, N. W., "Antenna Impedance Matching", Newington, CT. U.S.A., 1989.
- Carrillo Vargas A., "Estudio del Viento Solar por Medio de (CIP) y el Arreglo de Gran Arca en México", tesis de maestría, Instituto de Geofísica, UNAM, 1998.
- Carrillo, V. A., Guerrero, C. M., Andrade, M. E., "El radiotelescopio Prototipo para detectar el CIP de fuentes estelares de radio en México", *Comunicación Técnica de Geofísica*, UNAM, octubre, 1996.
- Collin E. R., "Antennas and Radiowave Propagation", international student, McGraw-Hill, 1987.
- Chang Kai., "Handbook of Microwave and Optical Components", vol. 3, 1985.
- Christiansen W. N., "A High Resolución Aerial for Radio Astronomy", *Nature (London)*, vol. 171, p. 831, May, 1953.

- De Maw, M. F., "Ferromagnetic-Cores Design and Application Handbook", Prentice Hall, U.S.A., 1981.
- Dicke R. H., "Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequency", *Rev. Sci. Inst.*, vol. 17, no. 7, p. 268, July 1946.
- Domínguez García A., "Cálculo de Antenas", Alfa Omega, Marcombo, 1986
- Dorf C. R., "The Electrical Engineering Handbook", Mc Graw Hill, Inc., New York, 1982
- Duffet-Smith P. J., "The S. Georgia (IPS) Array," Mullard Radio Astronomy Observatory; Cambridge England, 1970.
- Guerrero, M., Carrillo, V. A., Andrade, M. E., "Fuentes de Radio Cosmicas que se Observan con el Radiotelescopio de CIP en México", *Comunicación Técnica de Geofísica*, UNAM, octubre, 1997.
- Hall Gerald L., "Multiple Beam From Linear Arrays", *IRE. Trans. Antennas propagat.* Vol. 9. No. 1, Marzo, 1961.
- Harper, "Handbook of Wiring Cabling and Interconnecting for Electronic", McGraw Hill, 1980.
- Hayt William H., "Engineering Electromagnetics", Prentice Hall, 2^a. Ed. 1989.
- Hewish and Burnell S.F., "Fine Structure in Radio Source at Metre Wavelengths", *Mon. Not. R. Astr. Soc.* 150, 141-147, June, 1970.
- Iskander Magdy F., "Electromagnetics Fields & Waves", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1992.
- Jansky K. G., "Electrical Disturbances Apparently of Extraterrestrial Origin," *Proc. IRE*, vol. 21, no. 10, p. 1387, October 1933.
- Jon. B. H., "Radio-Frequency Electronics", National Astronomy and Ionosphere Center, Cornell University, Cambridge University Press, 1996.
- Kraus J. D., "Electromagnetics", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1986a.
- Kraus J. D., "Antennas", McGraw Hill Book Company, Inc., New York, 1986b.
- Kraus J. D., "Radio Astronomy, Cygnus-Quasar Books", McGraw Hill Company, Inc., 1986c.
- Kraus J. D., "Radio Telescopes", *Sci. American*, vol. 192, p. 36, March 1955.
- Krauss, H. L. And Allen, C. W.: "Designing toroidal transformers to optimize wideband performance", *Electronics*, August, 1973.
- Lovell B. and Clegg J. A., "Radio Astronomy", John Wiley & Sons, Inc., New York 1952 Pawsey and Bracewell R. N., "Radio Astronomy", Oxford University Press, London 1955.
- Mini-Circuits., "RF/IF Designers Handbook," 2^a. Ed., 1992.
- Motoharu Ueno., "A Systematic Design Formulation for Butler Matrix Applied FFT Algorithm", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol Ap-29, no. 3, May 1981.

- Nagle J. J., "The Half-Wave Balun Theory and Application", Ham Radio, September 1980.
- Nahin, "Enginner of Microwaves", Prentice Hall, 1998.
- Ph. González D. G., "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design", Prentice Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- Ruthroff C. L., "Some Broad Band Transformers", Proc. IRE., vol. 47, pp. 1337-1342, 1959.
- Shelton J. P. and Hsiao J. K., "Reflective Butler Matrices," Naval reserch Lab. March, 1978.
- Skolnik Merrill I., "Introduction to Radar Systems", McGraw-Hill, 2^a Ed., 1990.
- Skolnik Merrill I., "Radar Handbook", McGraw-Hill, 2^a Ed., 1990A.
- Skylab, Boletín bimestral, Departamento de Fisica Espacial, IGEF-UNAM, México, (dirección de internet: (<http://ariel.igeofcu.unam.mx/skylab.html/>).
- Smith G. A. and Car D. T., "Radio Exploración del Sistema Planetario", 2^a ed. Reverte Mexicana S.A. 1967
- Smith G. A. and Car D. T., "Radio exploración del Sistema Planetario", Reverte Mexicana S.A. 1968.
- Snelling, E. C., "Soft Ferrites Properties and Applications", Butterworths Londres, 1969.
- Spencer: R. C., "Antennas for Radio Astronomy", U. S. Air Force , Cambridge Research Center, Rept. TR-55-101, April, 1955.
- Stutzman Warren L. and Thiele Gary A., "Antennas theory and Desing", Wiley, New York, 1981.
- The arrl uhf/microwave, "Experiment's Manual, Antennas Components and Design," American Radio Relay League, Newington, CT-06111, 1990.
- Vats Hari Om and Deshpande M. R., "A report on PRL's interplanetary scintillation (IPS) radio telescopes", Bull. Astr. Soc. India, 165-175, June 1993.