



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

---

---

POSGRADO EN CIENCIAS DE LA TIERRA

CONSTRUCCIÓN Y CALIBRACIÓN  
DEL RADIOTELESCOPIO  
DE CENTELLEO  
INTERPLANETARIO,  
MEXART

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:  
DOCTOR EN CIENCIAS  
(FISICA ESPACIAL)  
P R E S E N T A:  
**ARMANDO CARRILLO VARGAS**

DIRECTOR DE TESIS:  
ROMÁN PÉREZ ENRÍQUEZ



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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.

*Con mucho amor para mi esposa e  
hijos: Rosa, Rosa Laura y Omar.*

*Y también con gran amor para  
mi familia: Geno, Rubén, Eugenia,  
large Yolanda, y Ramón.*

*Y con especial dedicatoria para mis  
sobrinos: Erika, Alberto, Carmen,  
Karol, Jesús, Rubén, Daniel,  
Eduardo y Gabriela.*

# AGRADECIMIENTOS

- Mi más sincero agradecimiento al Dr. Román Pérez Enríquez, por su amistad y enseñanza. El apoyo y confianza otorgado por el Dr. Román durante el desarrollo de la tesis fortaleció mis esfuerzos para finalizar mis estudios de posgrado, lo cual en ciertos momentos parecía una tarea imposible.
- Al equipo de trabajo en el MEXART: Dr. Américo González E., Ing. Ernesto Andrade M., Dr. Solai Jeyakumar, Dr. Stanley Kurtz, M. en C. Gilberto Casillas P., Dr. Ernesto Aguilar R, Ing. Pablo Sierra F., Ing. Samuel Vázquez H., por compartir la amistad, el trabajo y momentos inolvidables durante el proyecto de construcción y calibración del MEXART.
- Un agradecimiento muy especial al jurado
  - Dr. Román Pérez Enríquez.
  - Dr. Stanley Eugene Kurtz Smith.
  - Dra. Xóchitl Blanco Cano.
  - Dr. Solai Jeyakumar.
  - Dr. Anatoly Kotzarenko.
  - Dr, Rogelio Caballero López.
  - Dr. José Eduardo Mendoza Torres.

quienes compartieron su conocimiento y experiencia en relevantes sugerencias y comentarios que permitieron integrar y mejorar el trabajo de tesis. A todos ellos, mi más sincero agradecimiento.

- A todos mis *amigos* y colaboradores que son muy importantes en los proyectos que realizo: David Valdés, Mario Córdoba, César Rodríguez, Ing. Franco Hermán C., entre otros. A todos ellos mil GRACIAS!!.
- A todos mis estudiantes que apoyaron la construcción y calibración del MEXART, que trabajaron en muchas ocasiones más allá de sus obligaciones académicas. A todos ellos, mi más sincero agradecimiento.

# Indice general

<i>DEDICATORIA</i> .....	I
<i>AGRADECIMIENTOS</i> .....	II
<i>INDICE DE FIGURAS</i> .....	VIII
<i>INDICE DE TABLAS</i> .....	XVII
<i>RESUMEN</i> .....	XIX
<i>ABSTRACT</i> .....	XXI
<i>RESEARCH PUBLICATIONS</i> .....	XXIII
<b>1. EL CENTELLEO INTERPLANETARIO</b> .....	<b>1</b>
1.1. Antecedentes .....	1
1.2. Parámetros y Consideraciones Aplicados en las Observaciones .....	3
1.2.1. La geometría .....	3
1.2.2. Tamaño de la fuente de radio .....	5
1.2.3. El índice de centelleo observado .....	5
1.3. Estudios del Viento Solar Usando la Técnica del Centelleo .....	6
1.3.1. Estudios del viento solar quieto .....	7
1.3.2. Variaciones latitudinales .....	8
1.3.3. Estructuras de gran escala en el viento solar .....	9
1.3.4. Carácter fractal derivado del índice de centelleo .....	11
1.3.5. El centelleo interplanetario y decrecimientos Forbush .....	12
1.4. Clima Espacial .....	14
<b>2. OBJETIVOS CIENTÍFICOS Y ESPECIFICACIONES DEL RADIOTELESCOPIO</b> .....	<b>19</b>
2.1. Antecedentes .....	19
2.2. Objetivos Científicos y Requerimientos Técnicos del Proyecto .....	20
2.3. Especificaciones del Radiotelescopio .....	22
2.3.1. Frecuencia de operación .....	23
2.3.2. Dimensiones del arreglo .....	25
2.4. Arreglo Dipolar Lineal del MEXART .....	26

<b>3. INFRAESTRUCTURA EN EL MEXART</b> .....	<b>35</b>
3.1. Infraestructura Civil y Servicios .....	35
3.1.1. Localización del observatorio .....	35
3.1.2. Deslinde del terreno .....	36
3.1.3. Limpieza y nivelación del terreno .....	37
3.1.4. Orientación y trazo del rectángulo para el arreglo dipolar. ...	37
3.1.5. Instalación de servicios públicos .....	37
3.1.6. Construcción de laboratorios .....	39
3.2. Infraestructura Técnica .....	40
3.3. Formación de personal .....	41
3.4. Plataforma Para el Arreglo Dipolar .....	41
3.5. Estructura de Soporte del Arreglo .....	42
3.6. Infraestructura del Sistema de amplificación .....	44
<b>4. SIMULACIONES NUMÉRICAS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN</b> .....	<b>49</b>
4.1. Introducción .....	49
4.2. Parámetros de Antena .....	50
4.2.1. Patrón de radiación .....	50
4.2.2. Ganancia directiva .....	50
4.2.3. Ganancia de potencia .....	51
4.2.4. Directividad .....	51
4.2.5. Area de colección vs. área física .....	52
4.2.6. Eficiencia de abertura .....	52
4.2.7. Polarización .....	52
4.3. Arreglo Dipolar Lineal .....	53
4.3.1. Arreglo de dos elementos .....	54
4.3.2. Arreglo lineal de N elementos .....	55
4.4. Arreglo Broadside .....	57
4.5. Determinación Numérica del Patrón de Radiación .....	57
4.5.1. Determinación numérica del patrón de un arreglo de 16 dipolos .....	58
4.5.2 Patrón de radiación de un arreglo de 64 dipolos .....	60
4.5.3. Determinación numérica del patrón de cuatro subarreglos colineales .....	61
4.6 Variables del Patrón de Radiación .....	64
4.6.1. Frecuencia de operación .....	65

4.6.2. Longitud física del dipolo .....	66
4.6.3. Distancia entre dipolos .....	68
4.6.4. Error en el gradiente de fase .....	69
4.6.4.1. Error en el gradiente de fase de un arreglo con 16 elementos .....	70
4.6.4.2. Error en el gradiente de cuatro subarreglos .....	78
<b>5. MATRIZ DE BUTLER .....</b>	<b>85</b>
5.1. Introducción .....	85
5.2. Acopladores Híbridos .....	85
5.2.1. Acoplamiento direccional .....	86
5.2.2. Transformadores híbridos .....	87
5.3. Híbridos de Cuadratura .....	87
5.4. Conmutador de Fase .....	88
5.5. Conmutadores de Control Digital .....	89
5.6. Diodos Conmutadores de Fase .....	91
5.7. Matriz de Butler .....	93
5.8. Matriz de Butler Reflexiva .....	95
5.9. Características del Patrón de Radiación .....	96
5.10. Matriz de Butler con 16 Puertos .....	97
5.11. Simulación Numérica del Patrón de una Matriz de 16 Puertos ...	100
5.12. Implementación de una Matriz de Butler de 16x16 Puertos .....	101
<b>6. CALIBRACIÓN DEL ARREGLO .....</b>	<b>111</b>
6.1. Introducción .....	111
6.2. Calibración de la Longitud Eléctrica .....	112
6.2.1. Técnica de fase asegurada .....	113
6.2.1.1. Equipo empleado en la prueba .....	113
6.2.1.2. Procedimiento de medición .....	114
6.2.2. La técnica de reflexión .....	115
6.2.2.1. Equipos requeridos para la prueba de reflexión .....	115
6.2.2.2. Procedimiento de medición de longitud eléctrica .....	116
6.3. Cables Para la Matriz de Butler de 16 Puertos .....	118
6.3.1. Prueba de reflexión a 1 GHz .....	118
6.3.2. Cálculo para ajustar $\lambda$ usando 1 GHz .....	118
6.3.3. Cálculo para ajustar $\lambda$ usando 140 MHz .....	119
6.4 Calibración de Los Arreglos Dipolares .....	121

6.4.1	Calibración de amplitud .....	124
6.4.2	Equipo requerido .....	124
6.4.2.1	Condiciones iniciales de la prueba .....	124
6.4.2.2	Procedimiento de la prueba .....	125
6.4.3	Mediciones de amplitud de los subarreglos .....	128
6.4.4	Mediciones de amplitud de los arreglos lineales .....	133
6.4.5	Mediciones de fase .....	135
6.5	Desarrollo de Receptores y Observaciones Preliminares .....	141
6.6	Observaciones Simultáneas Usando Dos Receptores .....	148
<b>7.</b>	<b>INTERFERENCIAS Y AMBIENTE RADIOELÉCTRICO .....</b>	<b>153</b>
7.1	Ruido Radioeléctrico .....	153
7.1.1	Ruido correlacionado .....	153
7.1.2	Ruido no correlacionado .....	153
7.1.2.1	Ruido externo .....	154
7.1.2.2	Ruido interno .....	154
7.2	Detección del Ambiente Radioeléctrico en el MEXART .....	155
7.2.1	Instrumentación .....	156
7.2.2	Observaciones usando un analizador de espectros .....	157
7.2.3	Observaciones usando un receptor superheterodino .....	159
<b>8.</b>	<b>CALIBRACIÓN USANDO FUENTES DE RADIO ESTELARES .....</b>	<b>161</b>
8.1	Introducción .....	161
8.1.1	Receptor superheterodino .....	162
8.1.2	Razón señal a ruido .....	163
8.1.3	Factor de ruido y figura de ruido .....	163
8.1.4	Temperatura de antena .....	164
8.1.5	Temperatura del sistema .....	166
8.1.6	Sensibilidad de un sistema receptor .....	167
8.2	Observaciones del Tránsito Solar .....	168
8.3	Observaciones de Tránsitos de Fuentes de Radio Estelares .....	172
8.3.1	Casiopea A .....	177
8.3.2	Cygnus A .....	181
8.3.3	Nebulosa del Cangrejo .....	184
8.4	Parámetros Derivados de las Observaciones .....	189
8.4.1	Temperatura del sistema .....	190
8.4.2	La sensibilidad observada .....	190

8.4.3. Límite de confusión .....	192
<b>9. CONCLUSIONES .....</b>	<b>193</b>
<b>SÍMBOLOS Y NOMENCLATURA .....</b>	<b>197</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>199</b>

# Índice de figuras

1.1. Bosquejo del fenómeno del centelleo interplanetario. ....	2
1.2. Geometría asociada con las observaciones del centelleo interplanetario. ...	4
1.3 Geometría asociada con el modelo de capa dispersora delgada aplicada al centelleo interplanetario. La mayor contribución al CIP es producida en la capa de grosor $\Delta z$ . ....	5
2.1 Plano de la región de Michoacán donde se encuentra el Observatorio de Centelleo Interplanetario (MEXART). La ubicación del lugar se indica con un rectángulo, la referencia más próxima es la ciudad de Zacapu. ....	21
2.2 Esquema a bloques de la configuración general del radiotelescopio de centelleo interplanetario. El instrumento comprende un arreglo planar de 4096 dipolos y varios subsistemas: generación y control de lóbulos de observación (matriz de Butler), un multiplexor, varios receptores superheterodinos y sistema adquisidor/procesamiento de datos. ....	23
2.3 Detalles de la configuración y dimensiones del dipolo empleado en los arreglos lineales del MEXART. ....	28
2.4 Bosquejo de la configuración de los dipolos y su acoplamiento con la línea de transmisión. Se presentan las dimensiones básicas y la estructura de soporte. ....	29
2.5 Esquema de la configuración de una <i>Unidad de operación</i> integrada por: el subarreglo lineal de 16 dipolos, balun, filtros RF, amplificador, y cables. ....	30
2.6 Configuración tipo árbol de una <i>Línea de operación</i> integrada con 4 <i>Unidades</i> : combinadores de potencia, filtros pasa-banda, amplificadores de primer y segundo nivel y cables requeridos. ....	31
2.7 Esquema de la configuración del arreglo dipolar rectangular con 64 <i>Líneas</i> (4096 dipolos) empleados en el MEXART ....	32
2.8 El arreglo dipolar del MEXART. Se aprecia la estructura de soporte, los dipolos, líneas de transmisión, y algunos registros del sistema de amp. ....	32
2.9 Ubicación y entorno de un registro para amplificadores. En la imagen se aprecia la instalación subterránea, la disposición de los ductos que conectan el registro con los baluns, etc. ....	33
2.10 Registro para amplificadores, reguladores de voltaje, cables, etc. ubicados bajo el arreglo dipolar. En la imagen se aprecia la caja metálica, las tuberías de interconexión y componentes electrónicos. ....	33
3.1 Vista panorámica de la ciénaga donde se ubica el Observatorio de Centelleo Interplanetario. ....	36

3.2 El plano muestra la configuración del terreno para el observatorio y la ubicación de la plataforma. ....	38
3.3 Plano general de la infraestructura en el Observatorio: A) cuarto de control, B) laboratorio de calibración, C) laboratorio de ensamble, D) cuarto de telecomunicaciones, E) cuarto de máquinas, F) museo del Sol, G) cubículos y sala de cómputo, H) casa para estudiantes, I) casa para investigadores. ....	39
3.4 Vista panorámica del Observatorio de centelleo interplanetario. En primer plano se aprecia el arreglo dipolar, en segundo plano se aprecian los laboratorios, el cuarto de control, y el área de cubículos. ....	40
3.5 El sistema de soporte del arreglo dipolar: columnas de concreto interconectadas por estructuras metálicas y el sistema de tensores. ....	43
3.6 Configuración del sistema de registros para amplificadores, combinadores, cables, etc. ubicado bajo el arreglo dipolar. ....	45
3.7 La infraestructura para el sistema de amplificación de campo del arreglo dipolar se integra con registros de concreto comunicados por un sistema de tuberías. Se tienen 128 registros desplegados en el área de la antena. ....	46
3.8 El sistema de amplificación de campo, del arreglo dipolar, tiene como unidad de operación un par de amplificadores, un par de reguladores de voltaje, y accesorios de interconexión instalados en una caja metálica dentro de cada registro de concreto. ....	47
4.1 Sistema coordenado empleado para describir los patrones de radiación. ..	51
4.2 Un par de dipolos, ubicados a lo largo del eje $z$ en un arreglo horizontal. El campo radiado es evaluado en el punto P. ....	54
4.3 Geometría empleada para evaluar el campo radiado por un par de dipolos infinitesimales horizontales asumiendo observaciones de campo lejano. ....	55
4.4 Geometría considerada para evaluar el campo lejano de un arreglo lineal de $N$ elementos de fuentes isotrópicas ubicadas a lo largo del eje $z$ . ....	56
4.5 Esquema de un arreglo dipolar lineal con 16 dipolos. ....	58
4.6 Patrón de radiación E-theta en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con $\lambda=1.97$ m y $F=140$ MHz. ....	59
4.7 Patrón de radiación E-theta en coordenadas rectangulares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con $\lambda = 1.97$ m y $F = 140$ MHz. ....	60

4.8 Patrón de radiación E-phi en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal con 16 dipolos polarizados horizontalmente, y con  $\lambda = 1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....61

4.9 Patrón de radiación E-theta en coordenadas rectangulares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....62

4.10 Patrón de radiación E-theta en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....63

4.11 Patrón de radiación E-theta en coordenadas rectangulares asociado a un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....64

4.12 Patrón de radiación E-phi en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....65

4.13 Patrón de radiación E-phi en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F= 140$  MHz. ....66

4.14 Patrón de radiación E-theta en coordenadas polares para cuatro subarreglos colineal de 16 dipolos cada uno. El ancho del lóbulo principal es de  $3.0^\circ$  dirigido al cenit. ....67

4.15 Patrón de radiación en el plano E-theta en coordenadas rectangulares para cuatro subarreglos colineal de 16 dipolos cada uno. ....68

4.16 Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas polares para cuatro subarreglos colineal de 16 dipolos cada uno. El ancho del lóbulo principal es de  $3.0^\circ$  dirigido al cenit. ....69

4.17 Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas rectangulares para cuatro subarreglos colineal de 16 dipolos cada uno. ....70

4.18 Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la frecuencia de operación. ....71

4.19 Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón para una longitud física de los dipolos (L) de 187 cm. ....72

4.20 Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el patrón derivado considerando una longitud física de los dipolos (L) de 197 cm. ....72

4.21 La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la longitud física de los dipolos (L) de 207 cm. ....	73
4.22 La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia de (D) 204 cm. ....	73
4.23 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) 208 cm. ....	74
4.24 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) 214 cm. ....	74
4.25 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) 219 cm. ....	75
4.26 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) 224 cm. ....	75
4.27 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 0^\circ$ . ....	76
4.28 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 15^\circ$ . ....	77
4.29 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 30^\circ$ . ....	78
4.30 Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$ . ....	79

4.31 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 0^\circ$ . . . . .	80
4.32 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 15^\circ$ . . . . .	81
4.33 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 30^\circ$ . . . . .	82
4.34 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$ . . . . .	82
4.35 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 60^\circ$ . . . . .	83
4.36 Patrón de radiación para un subarreglo lineal de $4 \times 16$ dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error $RMS_{gaussiano}$ asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un $RMS_{gaussiano} = 90^\circ$ . . . . .	83
5.1 Símbolo esquemático para un acoplador híbrido. . . . .	86
5.2 Esquema general de un transformador híbrido y el transformador equivalente con derivación central. . . . .	87
5.3 Símbolo para un híbrido a $90^\circ$ . . . . .	88
5.4 Esquema de un conmutador de fase línea-paralela con N líneas seleccionables digitalmente. . . . .	90
5.5 Conmutador de fase digital de 4 bit individuales en cascada de cuantización $\lambda/16$ . . . . .	91
5.6 Esquema de un acoplador híbrido de un bit. . . . .	92
5.7 Conmutador de fase de línea cargada periódicamente. . . . .	92
5.8 Esquema de un acoplador direccional de 3dB, generando dos lóbulos con un arreglo de dos elementos. . . . .	94

5.9 Esquema básico para una matriz de Butler para 8 lóbulos, usando ocho conmutadores de fase fija y doce acopladores direccionales. ....	95
5.10 (a) primera línea de una matriz de Butler usando matrices de cuatro puertos como módulos de construcción. (b) Una matriz de Butler de 16 puertos. ....	99
5.11 Patrón de radiación en el plano E-theta simulado para una matriz de Butler de 16×16 puertos. ....	102
5.12 Imagen de un híbrido usado en la matriz de Butler de 16×16 puertos. .	103
5.13 Esquema mostrando la interconexión electrónica de la matriz de Butler de 16×16. ....	105
5.14 Imagen frontal de la matriz de Butler de 16×16 puertos. ....	106
5.15 Imagen lateral de la matriz de Butler de 16×16 puertos. ....	106
5.16 Vista superior de la matriz de Butler de 16×16 puertos. ....	107
6.1 Esquema de la configuración empleada para determinar la longitud eléctrica aplicando la técnica de fase-asegurada. ....	114
6.2 Configuración para determinar la longitud eléctrica empleando la técnica de reflexión. ....	116
6.3 Instrumentación empleada durante las pruebas de longitud eléctrica aplicando la técnica de reflexión. ....	117
6.4 Desfase obtenido después de ajustar los cables coaxiales RG405/U. La frecuencia de calibración es de 1 GHz. ....	120
6.5 Desfase entre los cables coaxiales RG405/U de la matriz de Butler. La frecuencia de calibración es 140 MHz. ....	121
6.6 Esquema de la configuración e instrumentación usada para las pruebas de amplitud de señal en las <i>Líneas</i> o Antenas del arreglo. ....	125
6.7 Esquema de la configuración e instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 1 + subarreglo 2 también denominada sección E ( <b>E</b> ). ....	126
6.8 Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 1. ....	126
6.9 Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 2. ....	129
6.10 Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal de la sección Oeste ( <b>W</b> ) del arreglo. ....	129

6.11 Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 3. ....	130
6.12 Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 4. ....	130
6.13 La gráfica muestra el nivel de amplitud de cada subarreglo de la <i>Línea</i> 8, antes de calibrar las secciones. El nivel de amplitud de los subarreglos se identifican con S1, S2, S3 y S4, el nivel de amplitud asociado a la combinación de subarreglos se identifica E(S1+S2) y W(S3+S4). La amplitud total de la <i>Línea</i> 8 se denomina ANT8. ....	131
6.14 Gráfica de amplitud de cada subarreglo para la <i>Línea</i> 8, después de haberse calibrado. Los subarreglos se denotan por: S1, S2, S3 y S4. La amplitud total de la <i>Línea</i> 8 se denomina A8. El nivel de referencia se etiqueta como cero. ...	132
6.15 Amplitud para las <i>Líneas</i> : 1 a 8. Se puede observar interferencias severas en las <i>Líneas</i> A1 y A2, lo cual dificulta el procedimiento de calibración. ....	134
6.16 La gráfica presenta los niveles de amplitud de las <i>Líneas</i> 8 a 16. El nivel de amplitud se presenta en el rango de 2.5 a 3.5 volts. Las <i>Líneas</i> 13, 14 y 16 presentan detección de interferencias. ....	135
6.17 El patrón de radiación representa un gradiente de fase correcto en la <i>Antena</i> 8. El trazo de la <i>Antena</i> 8 se usará como referencia para calibrar las otras <i>Líneas</i> del arreglo dipolar. ....	137
6.18 Observación del tránsito solar con la <i>Línea</i> 11 del MEXART. ....	138
6.19 Observación del tránsito solar con la <i>Línea</i> 12 del MEXART. ....	139
6.20 Observación del tránsito solar con la <i>Línea</i> 10 del MEXART. ....	140
6.21 Observación del tránsito solar con la <i>Línea</i> 7 del MEXART ....	141
6.22 Esquema de la instrumentación empleada durante las observaciones para la calibración de los arreglos integrados a un sistema receptor: analizador de espectros o receptor superheterodino. ....	142
6.23 El esquema representa la trayectoria del Sol proyectado sobre el plano EW-NS (vista superior), y la proyección del patrón de radiación generado por el arreglo dipolar lineal desplegado a lo largo de la línea EW. ....	143
6.24 Gráficas típicas de potencia vs. frecuencia para la <i>Antena</i> 11 del MEXART desplegada en la pantalla del analizador de espectros. ....	144
6.25 Gráficas de potencia derivadas con los datos obtenidos usando un analizador de espectros. ....	147

6.26 Un par de gráficas de amplitud vs. tiempo mostrando la respuesta de señal usando dos configuraciones diferentes. ....	149
6.27 Gráficas de amplitud vs. tiempo de las <i>Líneas</i> (8+10) receptor 2, y <i>Líneas</i> (7+9) receptor 1. ....	150
6.28 Un par de trazas de amplitud vs. tiempo de las <i>Líneas</i> 7+8 y <i>Línea</i> 10 del MEXART. ....	151
6.29 Se presenta la detección del tránsito solar usando varios subsistemas calibrados. ....	152
7.1 Configuración del arreglo y analizador de espectros empleados para estudiar el ambiente radioeléctrico en el MEXART. ....	156
7.2 La gráfica presenta el espectro de potencia del ambiente radioeléctrico detectado por una <i>Línea</i> y el analizador de espectros. ....	157
7.3 Gráfica en cascada de las interferencias detectadas usando el analizador de espectros y una <i>Línea</i> del MEXART. ....	159
7.4 Esta gráfica presenta un detalle de la señal obtenida en la gráfica 7.3 usando el analizador de espectros y aplicando un filtro pasa-banda de 16 MHz. ....	160
8.1 Diagrama a bloques de las etapas que contribuyen a la temperatura de ruido del sistema. El sistema se integra por: antena, preamplificadores, líneas de transmisión y receptor. ....	167
8.2 El tránsito solar, observado el día 5 de junio del 2006, usando la Antena 8, y el receptor 0. Se observan fluctuaciones de amplitud: intensas y rápidas, encima de la amplitud típica asociada al tránsito solar. Las fluctuaciones registradas al momento del tránsito solar tienen su origen en el mismo Sol. ....	169
8.3 Se presenta la observación del tránsito solar, el día 7 de junio del 2006, usando la Antena 8 y el receptor 0. Las intensas fluctuaciones observadas durante el tránsito solar tienen su origen en el mismo Sol. Esta observación hace más interesante este registro. ....	170
8.4 La traza muestra la variabilidad del flujo en radio al recorrer en ascensión recta el cielo visible desde Coeneo, Mich. El flujo se integra en declinación debido a que el patrón de radiación es muy amplio, del orden de 120°. ....	176
8.5 Observación del tránsito de Casiopea A usando la <i>Línea</i> 8 y el receptor 0. La observación determina un patrón de radiación con un HPWB de 1.57°. La observación se realizó el día 24 de marzo del 2006. ....	178
8.6 Observación del tránsito de Casiopea A empleando la <i>Línea</i> 8 y el receptor 0. La observación confirma el patrón de radiación con el HPWB de 1.57° obtenido en varias observaciones anteriores. La observación se realizó el día 7 de octubre del 2006. ....	179

- 8.7 Observación del tránsito de Cygnus A y Cygnus X, usando la *Línea 8* y el receptor 0. La observación determina un HPWB de  $1.05^\circ$ . La observación se realizó el 26 de marzo del 2006. .... 182
- 8.8 Observación del tránsito de Cygnus A usando la *Línea 9* y el receptor 0. Parámetros relevantes de la observación se presentan en la parte superior izquierda de la gráfica. La observación se realizó el 8 de octubre del 2006. .... 183
- 8.9 La nebulosa del Cangrejo detectada con la *Línea 8* y el receptor 0. La gráfica muestra una clara detección de la fuente estelar permitiendo derivar un HPWB de  $0.87^\circ$ . La observación se realizó el 3 de junio del 2006. .... 186
- 8.10 La nebulosa del Cangrejo detectada con la Antena 8 y el receptor 0. La gráfica muestra un excelente tiempo de tránsito y un HPWB de  $0.9^\circ$ . La observación se realizó el 8 de junio del 2006. .... 187
- 8.11 El aumento de señal asociado con el tránsito de la nebulosa del Cangrejo presentando un visible incremento en la amplitud rms o sigma comparado con el rms asociado a cielo frío. Este incremento del  $rms_{source}$  se puede asociar a un cierto tipo de centelleo. La observación se realizó empleando un arreglo paralelo de cuatro secciones (Norte-Sur) y el receptor 1. La observación se realizó el 15 de diciembre del 2006. .... 188

# Indice de tablas

5.1. Gradiente de fase constante, ( $\beta$ ), requerido para generar diferentes lóbulos para una matriz de Butler de 16x16 puertos .....	<b>102</b>
5.2. Fase progresiva constante, ( $\beta$ ), en los puertos que alimentan una matriz de Butler de 16 puertos para cada uno de los lóbulos generados .....	<b>108</b>
5.3 Parámetros asociados a la matriz de Butler de 16 puertos .....	<b>109</b>
8.1 Tabla para convertir figura de ruido (dB) a temperatura de ruido (K) .	<b>164</b>
8.2 Parámetros con valores promedio derivados de las observaciones de los tránsitos solares. Las observaciones se realizaron durante varios días de mayo, junio y octubre del 2006. ....	<b>173</b>
8.3 Fuentes de radio usadas para calibrar el MEXART .....	<b>177</b>
8.4 Parámetros derivados de las observaciones de Casiopea A .....	<b>180</b>
8.5 Parámetros promedio derivados de las observaciones de Cygnus A .....	<b>184</b>
8.6 Parámetros con valores promedio, derivados de las observaciones de la nebulosa del Cangrejo .....	<b>189</b>
8.7 Parámetros esperados para varias configuraciones o arreglos en el MEXART: sensibilidad, y límite de confusión, etc. * Cálculo suponiendo un factor de eficiencia de 0.7 .....	<b>192</b>

# RESUMEN

Esta tesis divulga el proyecto de construcción y calibración del radiotelescopio de centelleo interplanetario mexicano, mejor conocido como el MEXART, auspiciado por la Universidad Nacional Autónoma de México. La motivación principal para el desarrollo de la tesis es establecer de modo claro y preciso la metodología de construcción y calibración del MEXART. Se tiene como objetivo que el trabajo de tesis y los resultados derivados de ésta puedan emplearse directamente por observadores científicos y técnicos para planear y analizar sus observaciones. Además, la tesis proporcionará una referencia específica sobre la cual se pueden planear los programas para actualizar el MEXART, y proyectos futuros con fines de investigación astronómica.

El proyecto de construcción de un observatorio que aplica la técnica del centelleo interplanetario, para estudios del viento solar y clima espacial, en México tiene como metodología principal el uso de un radiotelescopio. Las características del radiotelescopio fueron determinadas considerando las experiencias previas de los observatorios de Cambridge, UK y Ooty, India. Además de considerar un balance entre las condiciones específicas impuestas por los objetivos científicos, la frecuencia de operación asignada por la Secretaria de Comunicaciones y Transportes de México, y las condiciones del ambiente radioeléctrico del sitio seleccionado para la instalación del observatorio.

La tesis se desarrolla, básicamente, en tres partes:

A). En la primer parte de la tesis, se presenta la motivación científica: los estudios realizados empleando la técnica de CIP, las características técnicas requeridas para que el instrumento permita alcanzar las metas científicas.

B). En la segunda parte, se presenta la infraestructura del observatorio y la construcción real de instrumento: la calibración de los subsistemas que integran el radiotelescopio.

C). En la tercera parte de la tesis, se presenta un estudio del ambiente radioeléctrico detectado, y las primeras observaciones de fuentes de radio que validan la operación integral del MEXART.

Sin embargo, los tres conceptos se integran, en varias ocasiones, a todo lo amplio de la tesis, proporcionando información concreta para los investigadores y técnicos interesados en el proyecto.

Finalmente la tesis, desde el aspecto de contenido específico, está dividida en nueve capítulos.

El Capítulo 1, *El Centelleo Interplanetario*, presenta una descripción general de la técnica de centelleo interplanetario. Además de presentan los principales estudios

realizados y los proyectos que actualmente emplean ésta.

El Capítulo 2, *Objetivos Científicos y Especificaciones del radiotelescopio*, presenta los objetivos científicos, los requerimientos técnicos del proyecto y las especificaciones del radiotelescopio.

El Capítulo 3, *Infraestructura en el MEXART*, presenta la infraestructura desarrollada para sustentar el radiotelescopio y otros proyectos de investigación del Instituto de Geofísica, UNAM.

El Capítulo 4 presenta las simulaciones numéricas del patrón de radiación asociado con los diferentes arreglos lineales empleados en el MEXART.

El Capítulo 5, *Matriz de Butler*, presenta el subsistema encargado de generar y controlar el sistema de lóbulos del instrumento. Se presenta una introducción detallada de los híbridos de cuadratura y conmutadores de fase. Además de presentar los procedimientos para diseñar y construir una matriz de Butler de  $16 \times 16$  puertos. Por último, se desarrolló una simulación numérica y se detalla la implementación de la matriz de Butler de  $16 \times 16$  puertos.

El Capítulo 6, *Calibración del Arreglo*, contiene la metodología para calibrar varios subsistemas del instrumento: el arreglo dipolar, el sistema de amplificación, entre otros. Además de presentar dos técnicas para determinar la longitud eléctrica de un cable coaxial. Se presenta la calibración de amplitud y fase de los arreglos. También se presenta el desarrollo y calibración de los receptores y observaciones preliminares de tránsitos solares.

El Capítulo 7, *Interferencias y Ambiente Radioeléctrico*, presenta una introducción general al ruido radioeléctrico. También incluye un procedimiento para realizar la detección y estudios del ambiente radioeléctrico en el radiotelescopio de centelleo interplanetario. Las observaciones presentan claramente las interferencias, el nivel de ruido.

El Capítulo 8, *Calibración Usando Fuentes de Radio Estelares*, se dedica a establecer los procedimientos de calibración electrónica y eléctrica de los subsistemas del radiotelescopio desde un aspecto de operación integral. Dando especial énfasis en la calibración de amplitud y fase de los arreglos dipolares lineales. La calibración se apoya en la observación de fuentes de radio estelares: Sol, Casiopea, Cygnus y la Nebulosa del Cangrejo. Con base en las observaciones se determinan los parámetros principales del sistema empleado en las observaciones y se deriva la condición operativa del instrumento.

El Capítulo 9 presenta las conclusiones de la tesis.

# ABSTRACT

This thesis describes the construction and calibration project of the Mexican Interplanetary Scintillation Radio Telescope (MEXART) sponsored by the Universidad Nacional Autónoma de México. The main purpose of the thesis is to establish clearly and precisely the methodology followed for such construction and calibration. It is our wish that the results derived from this work can be used to plan and analyse the observations, and to be specific reference over which improvements of MEXART as such, as well as the establishment of future astronomical projects can be implemented.

The construction of an observatory that applies interplanetary scintillation has as its main methodology the use of a radio telescope. The characteristics of this were determined taking into account the previous experiences at Cambridge, UK, and Ooty, India. In addition of the balance and specific conditions imposed by the scientific objectives, it must be mentioned that the frequency of operation was assigned by the Mexican Secretary of Communication and Transport, and the radioelectric conditions of the Site chosen for the installation the of the radio telescope were considered.

The thesis was divided in three parts:

- A). In the first part of the thesis, the scientific purpose of the work is presented: the previous studies using the interplanetary scintillation (IPS) technique, the technical characteristics required so that the instrument can reach the scientific goals.
- B). In the second part it is presented: the infrastructure of the observatory, the construction of the instrument, and the calibration of the subsystems that constitute the radio telescope, among others.
- C). In the third part of the thesis the actual observations are presented: a study of the radioelectric background detected, the first observations of the Sun's transit, the detection of stellar radio sources and their application to the calibration of MEXART. The three concepts are integrated, in occasions and all along the thesis, giving concrete information for researchers and technicians interested in the project.

Finally, concerning the specific content, the thesis is divided in nine chapters.

Chapter 1, *The Interplanetary Scintillation*, presents a general description of the IPS technique, as well as the first studies performed with it and the groups that use it at present.

Chapter 2, *The Scientific Objectives And The Specifications Of The Radio Telescope*, presents scientific objectives and the technical requirements of the project.

Chapter 3, *MEXART's Infrastructure*, presents the infrastructure implemented to sustain the development of the project.

Chapter 4, *Numerical Simulations of the Radiation Patter*, presents an introduction to the principal parameters of the theory of antennas, giving special attention to the linear dipole arrays. Furthermore, numerical simulations of the radiation pattern of dipolar arrays are presented.

Chapter 5, *Butler Matrix*, presents information associated with the subsystem in charge of generating and controlling the lobe system of the instrument. A detailed introduction on the quadrature hybrids and phase commutators. Furthermore, the procedures followed to design and construct the  $16 \times 16$  port Butler matrix are presented. Finally, a numerical simulation of the matrix is developed and the details of its implementation on the instrument are given.

Chapter 6, *Array's Calibration*, contains the methodology to calibrate the different subsystems of the instrument: the dipolar array, the amplification system, etc. Furthermore, two techniques for the determination of the electric length of the coaxial cable is given, the development and calibration of the receptors, and the preliminary observations of the solar transits are presented.

Chapter 7, *Interferences and Radioelectric Noise*, presents a general introduction to the radioelectric noise, including a procedure to make the detection and studies of the radioelectric background in the radio telescope. The observations present clearly the interferences, the noise level.

Chapter 8, *Calibrations Using Stellar Radio Sources*, is dedicated to establishing the procedures for the electronic and electric calibration of the integral operation of the radio telescope subsystems, with a special emphasis in the calibration of amplitude and phase of the dipolar linear arrays. The calibrations is sustained in the observation of stellar radio sources: the Sun, Cassiopeia A, Cygnus A and Crab Nebula. With the aid of the observations the principal parameters of the system employed in the observations, and the operative condition of the instrument is derived.

Chapter 9 presents the conclusions of the thesis.

# RESEARCH PUBLICATIONS

1. *The G Index of Interplanetary Scintillation Data and its Relation to Forbush Decrease During 1991-1994*, Pérez-Enríquez R., **A. Carrillo**, A. Kotzarenko and J. A. L. Cruz-Abeyro, Solar Physics, Vol. 236, pp. 389-397, **2006**.
2. *Fractal Character of G Index of IPS Data for the Period 1991-1994, Obtained from Multiscale Wavelet Analysis*, R. Pérez-Enríquez, **A. Carrillo**, and C. Rodríguez, Advances in Space Research, Vol. 38, pp. 1819-1823, **2006**.
3. *Calibration Testing of the MEXART Antenna Measuring Solar Transits*, González-Esparza A., **A. Carrillo**, E. Andrade, C. Rodríguez, R. Pérez-Enríquez, S. Kurtz and X. Blanco-Cano, Advances in Space Research, Vol. 38, pp. 1824-1827, **2006**.
4. *El Centelleo Interplanetario y el Viento Solar*, Pérez-Enríquez R., **A. Carrillo**, Cruz-Abeyro J. A. L., Kotzarenko A., A. González-Esparza, X. Blanco-Cano, S. Kurtz y E. Andrade, Ciencia, enero-marzo, pp. 23-31, **2006**.
5. *The MEXART interplanetary Scintillation Array in Mexico*, González-Esparza A., **A. Carrillo**, E. Andrade, R. Pérez-Enríquez and S. Kurtz, Geofísica Internacional, Vol. 43, Num. 1, pp. 61-73, **2004**.
6. *El Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario de Coeneo, Michoacán*, González-Esparza A, y **A. Carrillo**, Serie: Proyectos de desarrollo de infraestructura, Instituto de Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, abril, **2001**.

# Capítulo 1

## EL CENTELLEO INTERPLANETARIO

### 1.1. Antecedentes

Los primeros indicios del fenómeno de centelleo interplanetario se observaron en el inicio de la década de los 50's, cuando observaciones con radiotelescopios de fuentes de radio estelares que tenían como objetivo determinar el diámetro de éstas, ubicadas muy cerca en elongación al Sol, presentaron un extraño ensanchamiento en la desviación estándar de la potencia captada. Años más tarde, durante una serie de observaciones de fuentes de radio estelares realizadas en el observatorio de Cambridge, por Hewish y colaboradores [1964], usando una frecuencia de observación de 178 MHz, de junio de 1962 a julio de 1963, registraron fluctuaciones inusuales en la intensidad de las señales mientras detectaban las fuentes 3C119, 3C138 y la 3C147. Por varios días sucesivos estas fuentes y en particular la 3C138 mostraron un registro irregular, supuestamente contaminado por centelleo ionosférico. Un análisis más detallado de las observaciones mostró que las fluctuaciones en la intensidad contenía una escala de tiempo en el rango de 1 a 2 segundos. El centelleo ionosférico, el cual era bastante conocido, no justificaba las fluctuaciones tan rápidas en la intensidad. Una posibilidad nueva surgió asociada con el plasma en el medio interplanetario. Hewish, Scott y Willis fueron los primeros en reconocer que la señal de las fuentes presentaba centelleo ionosférico, y además un centelleo asociado con el viento solar, el plasma en el medio interplanetario, el cual se denominó *centelleo interplanetario* (CIP).

El centelleo interplanetario se define como la variación aleatoria de la intensidad o amplitud de la señal de una fuente de radio causada por la difracción del frente de onda cuando éste se propaga a través de las variaciones aleatorias en el índice de refracción del medio interplanetario. El centelleo interplanetario surge cuando la radiación electromagnética que proviene de fuentes de radio extragalácticas, de diámetro muy pequeño ( $\sim$  milisegundos de arco), interactúa con las irregularidades de densidad electrónica del plasma en el medio interplanetario. El diámetro de la fuente es una condición importante en el fenómeno, ya que si el diámetro es lo suficientemente pequeño, las irregularidades de densidad en el plasma serán iluminadas coherentemente

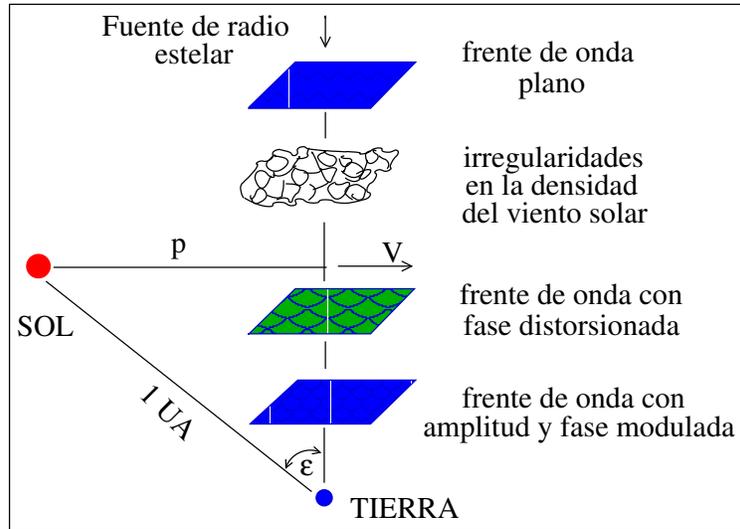


Figura 1.1: Bosquejo del fenómeno del centelleo interplanetario.

por la radiación electromagnética de la fuente de radio. Las irregularidades, las cuales se deben a fluctuaciones aleatorias en la densidad de electrones impondrán un cambio de fase en el frente de onda. Las ondas con la fase alterada se propagarán y generarán un patrón de interferencia que modulará en intensidad el frente de onda. En la Figura 1.1 se presenta un bosquejo del fenómeno del CIP. La modulación en intensidad se puede explicar si se considera que la interferencia presentará interacciones aleatorias de los frentes de onda tanto constructivas como destructivas [Hewish et al., 1964].

En general, la radiación electromagnética generada en una fuente de radio estelar al propagarse por el espacio hasta alcanzar la Tierra se ha desplazado, en términos generales, a través de tres medios: interestelar, interplanetario, y la ionosfera. En cada medio la radiación electromagnética requiere condiciones adecuadas para generar el centelleo respectivo. Cada centelleo tiene asociadas características diferentes. En los tres casos el centelleo depende, en general, de varios parámetros, algunos de ellos son: la escala y forma de las irregularidades en la densidad del plasma, la turbulencia del plasma, la frecuencia de observación, etc.

El CIP se presenta en un amplio rango de frecuencias desde los 20 MHz hasta más allá de 1 GHz. La escala temporal depende de la frecuencia de observación y de la escala en las variaciones de densidad del viento solar. Fuentes de radio con un diámetro angular menor a 1 segundo de arco presentan centelleo interplanetario en un rango de frecuencia de 0.1 a 5 Hz. Las observaciones de centelleo realizadas con el radiotelescopio de Ooty (327 MHz) presentan un espectro de potencia en un rango de 0.1 a 5 Hz. El espectro presenta una *rodilla* a 1 Hz; a partir de esta frecuencia la potencia cae rápidamente hasta desaparecer, muy cerca de los 5 Hz [Manoharan, 1991]. Las observaciones de CIP proporcionan algunos parámetros que ayudan en los estudios del viento solar: el espectro de potencia del centelleo, el índice de centelleo, y la velocidad del

patrón de difracción, entre otros. El espectro de potencia del centelleo da información sobre el espectro del número de onda de las fluctuaciones de densidad en el plasma en el régimen de microescala ( $\geq 10^{-3}$  Km) [Hewish, 1972; Cronyn, 1972; Coles et al., 1974; Harmon, 1975]. El índice de centelleo da información sobre la magnitud de la turbulencia en el viento solar.

Fue Scheuer [1968] quien primero mencionó que las variaciones de intensidad presentadas por los primeros pulsares presentaban escalas de tiempo de minutos a una hora, dependiendo de la frecuencia de observación. Desde entonces el centelleo interestelar ha sido empleado para estudiar las variaciones de densidad en el gas interestelar en un amplio rango de escalas y también para modelar la distribución de turbulencia dentro de la Galaxia [Hewish, 1992].

El desarrollo de la técnica de centelleo en longitudes de onda métricas, proporcionó por primera vez una manera de estudiar las irregularidades del plasma ionosférico terrestre. El centelleo ionosférico tiene un periodo mayor que el asociado al CIP, un promedio de 10 segundos para el centelleo ionosférico comparado con  $\sim 1$  segundo para el CIP. El espectro de potencia para el centelleo ionosférico tiene una *rodilla*, a partir de la cual la potencia disminuye en el rango de 0.02 a 0.08 [Rufenach y Pope, 1974]. El empleo de satélites artificiales, particularmente algunos geoestacionarios, actuando como fuentes de radio artificiales, proporcionan un herramienta calibrada para realizar observaciones de centelleo ionosférico en nuestro planeta, generando una imagen global de las distribuciones y ocurrencia de irregularidades ionosféricas [Aarons, 1982]. El centelleo ionosférico en la señal transmitida por las sondas espaciales Pioneer 10 y 11 se detectó, por primera vez, durante las mediciones del ocultamiento de Jupiter.

Pryse y colaboradores [1991] estudiaron el centelleo ionosférico detectado en señales de satélites artificiales, observadas desde Wales, U.K. Sus estudios mostraron que zonas de centelleo ionosférico se habían presentado durante la ocurrencia de actividad magnética intensa. Estos estudios sugirieron el monitoreo de las señales de satélites para ayudar a reducir la incertidumbre o contaminación de los mapas de CIP de Cambridge por el efecto del centelleo ionosférico.

## 1.2. Parámetros y Consideraciones Aplicados en las Observaciones

### 1.2.1. La geometría

La geometría fundamental involucrada en las observaciones del CIP usa como marco de referencia la posición del Sol, la Tierra y la fuente estelar observada. Es de especial interés el ángulo que forman las líneas Sol-Tierra y Tierra-Fuente, este ángulo se denomina *elongación* ( $\varepsilon$ ). En la Figura 1.2 se presenta un bosquejo de la geometría asociada con las observaciones del CIP.

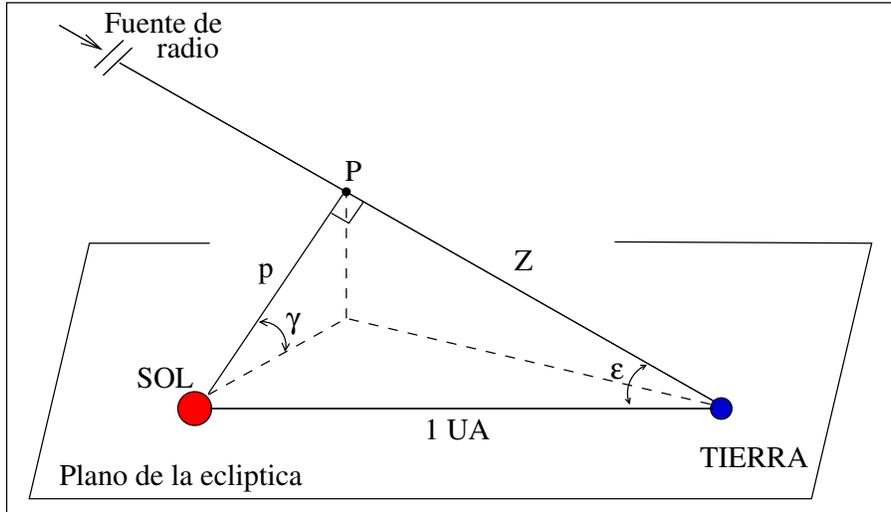


Figura 1.2: Geometría asociada con las observaciones del centelleo interplanetario.

El centelleo interplanetario está en función de la elongación solar. El CIP se incrementa cuando disminuye la elongación hasta un valor límite, donde el incremento de la dispersión incoherente anula el centelleo interplanetario. Un amplio estudio del valor máximo del centelleo en función de la frecuencia de observación se puede consultar en [Readhead et al., 1978].

Teniendo como referencia la geometría mencionada para las observaciones de CIP es necesario enfatizar varias consideraciones para la interpretación correcta de las observaciones de centelleo interplanetario.

- Considere que la mayor contribución al centelleo en el medio interplanetario, para el caso de viento solar quieto, se produce en una capa dispersora delgada ubicada donde la línea de visión tiene intersección con la línea de máxima aproximación al Sol [Watanabe y Kakinuma, 1972; Armstrong y Coles, 1972; Harmon, 1975], ver la Figura 1.3. El modelo de la capa dispersora delgada ha sido empleado ampliamente junto con el modelo para dispersión débil logrando buenos resultados. Es claro que para una descripción del centelleo en una teoría completa será necesario considerar la dispersión de la radiación a todo lo largo de la trayectoria sobre la línea de visión. Luego entonces, para este caso el centelleo observado de la señal será la suma pesada de las señales dispersadas. La función de peso a lo largo de la línea de visión ha sido calculada para un modelo gaussiano [Readhead, 1971], y para un modelo ley de potencia [Coles y Rickett, 1975], para el espectro de densidad de electrones, bajo la suposición de un viento solar esféricamente simétrico y una dependencia del inverso del cuadrado de la distancia radial para la fluctuación de electrones.
- Suponga que el espectro de potencia de las fluctuaciones de la densidad de los electrones es básicamente una ley de potencia. Las mediciones *in situ* han muestra-

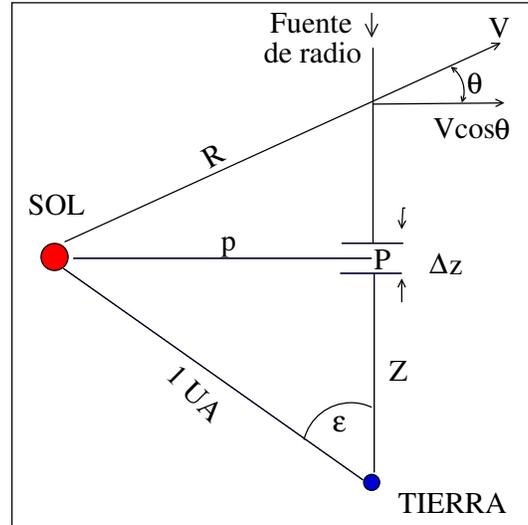


Figura 1.3: Geometría asociada con el modelo de capa dispersora delgada aplicada al centelleo interplanetario. La mayor contribución al CIP es producida en la capa de grosor  $\Delta z$ .

do que esta suposición es válida.

- Es razonable considerar que el patrón de irregularidades en la densidad del plasma en el medio interplanetario está congelado. Por lo tanto, la dependencia temporal observada es asociada principalmente a la velocidad del viento solar. La variación temporal del índice de refracción se supone que es más lenta que la asociada con la variación temporal del patrón de intensidad.

### 1.2.2. Tamaño de la fuente de radio

El tamaño angular de la fuente de radio bajo observación tiene un efecto importante sobre la forma del espectro de potencia del centelleo. El espectro de potencia de una fuente extensa es equivalente al de una fuente puntual, pero filtrada por la función de visibilidad elevada al cuadrado. Cuando el tamaño de la fuente es menor a 150 milisegundos de arco, sólo la parte de la ley de potencia de las frecuencias altas es afectada y la visibilidad de la fuente tiene poco efecto sobre la rodilla de Fresnel. Para el caso en que el tamaño de la fuente es mayor a 150 milisegundos de arco, entonces la rodilla de Fresnel se ve afectada [Manoharan y Ananthakrishnan, 1990].

### 1.2.3. El índice de centelleo observado

Al igual que en la teoría, en las observaciones el grado de centelleo de una fuente de radio estelar se caracteriza por su índice de centelleo ( $g$ ). Para calcular el índice de centelleo se supone que las cantidades observables del fenómeno son la intensidad de la fuente a un tiempo dado  $I(t)$  y su fluctuación  $\Delta I(t)$  alrededor de su media. La

fluctuación  $\Delta I(t)$  se define como

$$\Delta I(t) = I(t) - \langle I(t) \rangle \quad (1.1)$$

donde la cantidad entre corchetes denota un promedio sobre el conjunto, considerando que el promedio se tomó para un tiempo lo suficientemente largo, y la media de la intensidad de la fuente se define por

$$\langle I(t) \rangle \approx \langle I \rangle \quad (1.2)$$

entonces, el índice de centelleo es dado por

$$g = \left( \frac{\langle \Delta I(t)^2 \rangle}{\langle I \rangle^2} \right) \quad (1.3)$$

De sus estudios con centelleo interplanetario, Rickett [1973] derivó una función para relacionar el índice de centelleo con la elongación solar

$$g = 0,06\lambda(\text{sen}\varepsilon)^{-1,6} \quad (1.4)$$

donde:  $\lambda$  es la longitud de onda en metros, y  $\varepsilon$  es la elongación solar. Estudios posteriores realizados por Erskine et al., [1978] mostraron que esta función se podía extrapolar a cualquier frecuencia en el rango de MHz.

Calibraciones realizadas en 32 ocasiones entre 1978 y 1980, cuando se observaron zonas de gran escala con densidad casi constantes ubicadas a la distancia de 1 UA, dieron como resultado la relación

$$g = \left( \frac{N}{9} \right)^{1/2} \quad (1.5)$$

donde  $N$  es la densidad media del plasma, y se encuentra en el rango de  $3 < N < 40 \text{ cm}^{-3}$ . Una calibración directa del índice de centelleo interplanetario contra observaciones de  $N$  obtenidas por vehículos espaciales a 1 UA ha mostrado que la magnitud del índice proporciona una estimación bastante confiable de la densidad media del plasma [Hewish et al., 1985].

En la práctica, el índice de centelleo con valor unitario ( $g = 1$ ) se interpreta como un centelleo asociado a un viento solar quieto, el valor de centelleo  $g > 1$  se asocia con regiones de viento solar con densidad mayor a la de viento solar quieto, y un valor de  $g < 1$  se asocia con regiones que presentan un enrarecimiento en la densidad del plasma.

### 1.3. Estudios del Viento Solar Usando la Técnica del Centelleo

Los primeros estudios para determinar la velocidad del viento solar empleando la técnica del centelleo interplanetario fueron hechos casi simultáneamente en Cambridge,

Inglaterra por Denison y Hewish [1967]; Moscú, Rusia por Vitkevitch y Vlasov [1970]; y en Toyokawa, Japón por Watanabe y Kakinuma [1972]. Desde las primeras observaciones se infirió una rapidez del viento solar comparables a las obtenidas *in situ* por sondas espaciales [Armstrong y Coles, 1972; Houminer y Hewish, 1974; Coles y Harmon, 1978], pero éstas primeras observaciones no se lograron comparar cuantitativamente en detalle debido, probablemente, a que los datos no fueron suficientes o los periodos de observación no coincidían. En la década de los 70's se dispuso de nuevos radiotelescopios, lo cual permitió ampliar los estudios del viento solar, integrándose a estos estudios los grupos de la Universidad de California en San Diego, y el grupo del National Centre for Radio Astrophysics (NCRA), India. Actualmente se encuentran trabajando los radiotelescopios de Ooty-NCRA, India; Toyokawa, Japón, el European Incoherent Scatter Radar EISCAT [Burgois y Coles, 1985], y en proceso de calibración el MEXART-México.

### 1.3.1. Estudios del viento solar quieto

Los estudios del viento solar quieto empleando la técnica del centelleo interplanetario se iniciaron con los estudios de Denison y Hewish [1967], quienes propusieron el uso del centelleo para estudiar el viento solar en regiones de la heliosfera fuera de la eclíptica, región fuera de alcance de la mayoría de las sondas espaciales, hasta la fecha. El objetivo de las primeras observaciones fue estudiar la estructura del viento solar a escala pequeña. Casi al mismo tiempo el equipo soviético, encabezado por Vitkevich y Vlasov [1970] estableció un programa para estudiar el viento solar. El periodo de observación comprendió los años 1966 y 1967; se encontró que la rapidez promedio del viento solar era de 300 km/s y la dirección de propagación alejándose del Sol no era radial. Hicieron notar que había una diferencia latitudinal: para el caso de bajas latitudes la dirección se desviaba hacia el plano de la eclíptica, y para altas latitudes el viento se desviaba de la radial inclinándose hacia la vertical del polo solar, aunque muy cerca del Sol la desviación era muy ligera, concluyendo que el flujo del viento solar alejándose del Sol no era estrictamente radial, y además de encontrar que el tamaño de escala de las irregularidades en la densidad del plasma en el medio interplanetario era de  $\sim 210$  Km.

El equipo de investigadores del NCRA, India, realizaron observaciones en el periodo febrero-julio de 1971 empleando una frecuencia de 327 MHz. De sus estudios derivaron que el tamaño de la escala de las irregularidades de la densidad es del orden de 100 Km [Rao et al., 1974]. En 1978, Erskine y colaboradores [1978] reportaron que las irregularidades en la densidad del plasma en el régimen de microescala ( $\leq 500$  Km) son las responsables del centelleo interplanetario. Armstrong y colaboradores [1990] reportaron que microestructuras a escalas del orden de los 10 Km estaban muy alineadas al campo magnético a una distancia de  $\sim 6 R_{\odot}$ .

Las primeras comparaciones consistentes usando centelleo y observaciones *in situ* se obtuvieron al comparar observaciones del radiotelescopio de Cambridge y observaciones de las sondas Pionero 6 y Vela. Estas observaciones mostraron que las velocidades

inferidas con centelleo estaban un poco por abajo de las detectadas *in situ* [Hewish, 1972]. Kojima y colaboradores [1992] usando observaciones del radiotelescopio EISCAT lograron observar la región de la corona entre 0.1 y 0.3 UA. Con base en las observaciones infirieron que el viento solar presentaba una aceleración hasta más de 0.1 UA ( $20 R_{\odot}$ ), tanto para el viento solar lento como para el rápido. Además, lograron observar viento solar muy lento a una distancia entre 0.18 y 0.27 UA. Houminer y Gallagher [1993], reportaron que en las observaciones del viento solar realizadas en agosto-1978 a septiembre-1979 mediante la técnica del centelleo, se habían logrado detectar cascos coronales.

### 1.3.2. Variaciones latitudinales

Las observaciones del viento solar que Dennison y Hewish [1967] realizaron de febrero a julio de 1966 dieron una primera evidencia de que la rapidez promedio del viento solar en regiones polares de la atmosfera solar era significativamente mayor que la rapidez promedio del viento solar sobre el plano de la eclíptica. La velocidad derivada por ellos fue de 300 Km/s para el caso en que la línea de visión pasó a una distancia al Sol de 0.8 UA, y para el caso en que la línea de visión cruza la región polar solar a una distancia de 0.36 UA la rapidez encontrada fue de 490 Km/s. El equipo de la Universidad de California realizó observaciones continuas durante 1971-1975; de sus estudios concluyeron que: La rapidez del viento solar presentaba variaciones con la latitud, variando típicamente entre 400 Km/s en el ecuador, hasta 550 Km/s para una latitud de  $\pm 70^{\circ}$ ; y que el viento solar promedio se comportaba como un flujo radial con una desviación máxima de  $\pm 0.5^{\circ}$  para un rango de 0.13 a 1.3 UA. En estudios posteriores, usando observaciones realizadas en 1975, reportaron que el viento solar incrementaba su rapidez promedio al aumentar la latitud presentando un gradiente de 2.2 Km/s por grado de latitud. Además, encontraron que la rapidez promedio del viento solar como función de la distancia se presentaba constante  $\approx 400$  Km/s en un rango de 0.4 a 1.1 UA, [Coles y Rickett, 1976].

Sime y Rickett [1978] compararon la rapidez promedio del viento solar deducida del centelleo con observaciones de hoyos coronales y encontraron que los haces de viento solar rápidos observados cerca de la eclíptica durante el mínimo solar eran extensiones de haces de viento solar polar. Coles y Rickett [1986] presentaron un estudio del viento solar que comparaba observaciones de centelleo y observaciones obtenidas por sondas espaciales, las observaciones se realizaron de 1974 a 1979. De estas observaciones concluyeron que los haces de viento solar polar rápido emanaban de los hoyos coronales polares (durante el mínimo solar) y mostraron que para el máximo del ciclo tanto los hoyos coronales como los haces de viento rápido que provenían de los polos del Sol habían desaparecido. Uno de los primeros trabajos de revisión que mostró cual era la dependencia de la distribución de la rapidez del viento solar con el ciclo de actividad solar fue de Kojima y Kakinuma [1990].

### 1.3.3. Estructuras de gran escala en el viento solar

Por estructuras de gran escala en el viento solar entendemos regiones con mayor densidad que la densidad promedio del plasma asociada al viento solar quieto, y que cubren o alcanzan dimensiones en la escala de una unidad astronómica. Una clasificación bastante general que fue usada (década de los 80s) para estudiar perturbaciones transitorias de gran escala usando CIP incluyó: Haces corrotantes y estructuras semiesféricas tipo concha [Gapper et al., 1982].

Observando el centelleo de cuatro fuentes de radio durante dos meses, cubriendo diferentes elongaciones, Houminer [1971] encontró una evidente correlación en la ocurrencia de incrementos significativos en el centelleo y su recurrencia con un periodo de 27 días, lo cual aportó una primer evidencia de estructuras de plasma corrotantes que persistían por más de una rotación solar que se podían detectar con la técnica del centelleo interplanetario. Houminer y Hewish [1972] realizaron un estudio de 32 fuentes de radio durante un periodo de ocho meses y confirmaron los resultados de Houminer [1971]. Además encontraron una fuerte correlación entre la rapidez del viento solar y el nivel de centelleo con un retraso de entre 2 y 3 días (el aumento en la rapidez registrada a la altura de la Tierra ocurría después del aumento del centelleo). Estos autores propusieron que el aumento en el centelleo estaba relacionado con el incremento en la densidad del plasma causado por la interacción del viento solar rápido y lento. Ellos ubicaron los sectores alineados a las estructuras o líneas de campo magnético interplanetario en el rango de distancia 0.5 a 1.3 UA. Esta fue la primera evidencia experimental de la existencia de los frentes de choque alineados con la espiral del campo magnético interplanetario, sugeridos por Hundhausen [1971].

Durante agosto de 1976, los investigadores de las Universidades de Cambridge, California y Nagoya, realizaron estudios conjuntos del viento solar empleando la técnica del centelleo. El objetivo de este programa fue determinar si existía correlación entre los súbitos incrementos en el índice de centelleo registrado para ciertos días y la ocurrencia de fulguraciones intensas. Del análisis de las observaciones Kakinuma y Watanabe [1976] encontraron la existencia de cuatro frentes de choque y haces de viento solar rápido para los mismos días en los que se habían presentado las ráfagas intensas. Pero el escenario del medio interplanetario para estos eventos también presentaba la existencia de un hoyo coronal que podía asociarse como fuente de los haces de viento solar rápido, lo que complicó la interpretación de las observaciones. Con base en estos antecedentes el grupo de Cambridge desarrolló un ambicioso proyecto con el objetivo de estudiar las perturbaciones transitorias en el viento solar. El proyecto consistió en observar  $\sim 900$  fuentes de radio empleando un arreglo dipolar de gran área. Las fuentes de radio detectadas formaron una rejilla que cubría un rango amplio en elongación y declinación, cubriendo las 24 horas de ascensión recta. Las observaciones se realizaron en la frecuencia central de operación de 81.5 MHz. Las fuentes seleccionadas se observaron por un año con el fin de determinar el centelleo de cada fuente como función de su elongación. Empleando estas observaciones, Gapper y colaboradores [1982] generaron los primeros mapas de centelleo, mostrando el índice de centelleo asociado a cada una de las fuentes.

Para generar un mapa se requiere observar el cielo las 24 horas y las fuentes se observan una sola vez por día, debido a que el instrumento de Cambridge se usó observando el tránsito de las fuentes por su cenit. Del análisis de las observaciones Gapper y colaboradores basándose en el hecho de que los incrementos en el índice de centelleo están asociados con el incremento en la densidad del plasma, lograron identificar y rastrear regiones grandes de plasma comprimido que se desplazaba alejándose del Sol, las cuales se caracterizaban por tener zonas posteriores a la región de incremento de la densidad con una rapidez mayor que la asociada al plasma solar ambiente. De la comparación de sus observaciones y datos obtenidos por la sonda Pionero lograron corroborar que los incrementos del centelleo sí estaban correlacionados con el incremento en la densidad del plasma solar. Además lograron rastrear perturbaciones en un rango de 0.5 a 1.5 UA, y las correlacionaron con la ocurrencia de tormentas geomagnéticas intensas, dando una posibilidad real de hacer pronósticos de perturbaciones geomagnéticas mediante el rastreo de las perturbaciones de gran escala en su camino hacia la Tierra [Gapper et al., 1982].

Desde las primeras observaciones del viento solar empleando CIP se habían observado regiones semiesféricas de plasma o conchas de plasma expandiéndose y alejándose del Sol. Dichas regiones presentaban incrementos del centelleo, pero al seguir su evolución éstas presentaban grandes regiones que las seguían, asociadas con una disminución del centelleo [Gapper et al., 1982]. Estas observaciones se interpretaron en términos de una concha de plasma muy delgada y turbulenta que se desplazaba radialmente alejándose del Sol, la cual era seguida por un viento solar de baja densidad pero muy rápido, que era capaz de generar un centelleo significativo [Tappin, 1987].

Hewish y colaboradores mejoraron su radiotelescopio y ampliaron sus observaciones hasta alcanzar a cubrir  $\sim 2500$  fuentes de radio, las cuales formaron una rejilla bien definida, que cubría un amplio rango en declinación [Purvis et al., 1987]. Con base en las observaciones, el equipo de Cambridge logró hacer mapas diarios del centelleo con mayor resolución espacial. Tratando de encontrar la fuente en el Sol de las perturbaciones de gran escala, Hewish y colaboradores [1985] concluyeron, con base en las recientes observaciones, que los orígenes de las perturbaciones transitorias de gran escala eran flujos intermitentes de plasma rápido que emanaban de hoyos coronales, aunque ahora se sabe que algunas de estas perturbaciones pueden deberse a eyecciones de masa coronal. Además, mostraron que el centelleo presentaba una fuerte correlación con la densidad del plasma, que satisface la relación presentada en la ecuación 1.5.

En un estudio amplio de casi 100 perturbaciones de gran escala en el viento solar, rastreadas por medio del centelleo durante más de un año realizado por Hewish y Bravo [1986], pudieron estimar la región del Sol donde se originaron estas perturbaciones y encontraron que, en todos los casos, la región estimada como fuente contenía un hoyo coronal de latitud baja o media, o la extensión a más baja latitud de un hoyo coronal polar. Observaron además que un mismo hoyo coronal podía producir varias perturbaciones durante su existencia. Houminer y Hewish [1988] mostraron evidencias

observacionales derivadas del centelleo las cuales apoyaban el modelo de los hoyos coronales como fuentes del viento solar rápido los cuales daban origen a las perturbaciones asociadas con choques en el medio interplanetario y refutaban el modelo de las fulguraciones como origen de tales perturbaciones.

Bravo y colaboradores [1991] encontraron una relación espacial entre las eyecciones de masa coronal asociadas con hoyos coronales y choques interplanetarios observados con el Helios 1, lo que dió nuevo apoyo a la asociación previamente encontrada con el método de centelleo entre los hoyos coronales y las perturbaciones en el medio interplanetario, aunque no necesariamente indican que las fuentes de las eyecciones de masa coronal y del choque que la acompañó hayan sido estos hoyos coronales.

Uno de los estudios más amplio para estudiar haces corrotantes de larga vida lo realizó Woan [1994]. Para el estudio realizó observaciones de centelleo con el arreglo de Cambridge para el periodo de marzo de 1990 a septiembre de 1993. En este estudio se incorporó una nueva técnica para generar mapas de densidad de plasma en el medio interplanetario con base en el centelleo interplanetario, lo que permitió obtener una interpretación más clara de los mapas en las ocasiones en que se presentaban varios haces corrotantes. Con estas nuevas observaciones y la comparación con datos de densidad obtenidos por el IMP-8 se corroboró el centelleo y la función de densidad para el plasma interplanetario derivada por Tappin [1986].

#### 1.3.4. Carácter fractal derivado del índice de centelleo

En esta sección se presenta un estudio del carácter fractal del CIP aplicando la técnica de wavelets a datos obtenidos con el arreglo de Cambridge, UK, en el periodo 1991 a 1994 y proporcionados gentilmente por Thomas Deatman de la NOAA. Esta investigación se realizó en colaboración con el Dr. Román Pérez-Enríquez y el Fís. C. Rodríguez del Centro de Geociencias, UNAM. El trabajo se realizó en paralelo con los trabajos de calibración del MEXART.

La técnica de wavelets es una herramienta muy poderosa en el procesamiento de datos y también muy eficiente en la detección de características específicas tales como reconocimiento de patrones y filtrado direccional en señales e imágenes [Antoine, 1999]. El análisis de wavelets fue originalmente desarrollado para estudiar señales no estacionarias; desde entonces, ésta ha resultado una herramienta muy importante para detección de objetos y análisis fractal.

En este trabajo, usamos el índice de centelleo  $g$ , el cual mide el nivel de centelleo de todas las fuentes que se detectaron dentro de la región del cielo entre  $-10^\circ$  y  $75^\circ$  en declinación, y entre  $40^\circ$  y  $110^\circ$  en elongación. Estos valores de  $g$ , se pueden representar en un  $g$ -mapa de pixeles, más que las fuentes reales, debido a que éstas cambian su posición continuamente a lo largo del año. Recuerde que los  $g$ -mapas son generados cada 24 horas, es decir, un mapa por día.

Para aplicar la técnica de wavelets nosotros calculamos otro índice,  $G$ , simplemente sumando todos los valores de  $g$  para cada día para obtener un valor, el cual se supone que representa el índice de centelleo del  $g$ -mapa completo, es decir, el estado de la estructura de densidad de la heliosfera interna. Ésto hace posible obtener una correlación local de las fluctuaciones a diferentes escalas del plasma cercano al Sol, sobre una base diaria. Esto se realizó usando wavelets y un análisis espectral para el periodo en cuestión, y también para varios subperiodos.

Un análisis de espectros de potencia aplicado al mismo periodo, donde se eliminaron los huecos en los datos, dió los resultados siguientes: Los espectros, para un período anual, son bastante ruidosos pero muestran claramente una tendencia a una ley de potencia. Los índices espectrales de potencia obtenidos son  $1.036 \pm 0.110$ , para 174 datos en 1991;  $1.127 \pm 0.134$ , para 177 datos en 1992;  $0.945 \pm 0.157$ , para 177 datos en 1993, y  $1.246 \pm 0.192$ , para 117 datos en 1994. Nosotros notamos que las incertidumbres son bastante altas, tal vez debido a la presencia de eyecciones de masa coronal o a un centelleo secundario en la magnetosfera o ionosfera. Aun así, la tendencia hacia una ley de potencia es clara.

Los resultados del estudios son los siguientes. En el caso de la heliosfera interna, nuestros resultados sugieren que en ausencia de eyecciones de masa coronal el medio interplanetario es fractal. En realidad es multi-fractal, debido a que el índice de potencia espectral no es constante. Es más, el índice espectral es cercano a uno, lo cual puede indicar un caso de criticalidad auto-organizada. Esto es similar en la magnetosfera, donde evidencia de auto-organización ha sido encontrada (ver por ejemplo Haken, 1975; Sitnov et al., 2000). Parecen existir dos regímenes, uno el cual es producido por actividad solar, y otro el cual es producido internamente por un fenómeno de auto-organización. El trabajo completo se puede consultar en [Pérez-Enríquez et al., 2006].

### 1.3.5. El centelleo interplanetario y decrecimientos Forbush

Un segundo trabajo de investigación realizado en paralelo, (no vinculado con la calibración del MEXART), con el trabajo de tesis tuvo el objetivo de analizar los índices de centelleo interplanetario,  $G$ , obtenidos con base en observaciones de CIP realizadas en el periodo 1991 a 1994 con el telescopio de Cambridge, UK, y asociar éstos con la ocurrencia de decrementos súbitos de la radiación cósmica, conocidos como decrementos Forbush (Fds), para determinar su posible relación. Esta investigación se realizó en colaboración con el Dr. Román Pérez-Enríquez y el Dr. A. Kotzarenko y el Dr. J. A. L. Cruz-Abeyro del Centro de Geociencias, UNAM. Para este propósito nosotros realizamos un análisis de épocas superpuestas del CIP, con respecto de la ocurrencia de decrementos Forbush, detectados en la estación Oulu, Finlandia.

Una descripción breve del trabajo se presenta a continuación. En este trabajo, usamos el índice de centelleo,  $g$ , de todas las fuentes que caen dentro de la región del

cielo entre  $-10^\circ$  y  $75^\circ$  en declinación, y entre  $40^\circ$  y  $110^\circ$  en elongación para implementar una definición operacional nueva para representar el índice de centelleo global diario,  $G$ , requerido para este trabajo, el cual definimos como

$$G = \int_{40}^{110} g(\varepsilon) d\varepsilon \quad (1.6)$$

donde  $g(\varepsilon)$  depende del instrumento de medición y  $\varepsilon$  es el ángulo de elongación solar.

Para una elongación dada, el máximo de dispersión ocurre en una región específica del medio interplanetario donde la línea de visión a la fuente alcanza su máxima aproximación al Sol, a una distancia  $p = \text{sen}\varepsilon$ , ver Figuras 1.2 y 1.3. Para una fuente fuera del plano de la eclíptica, el punto de máxima aproximación, P, cubrirá latitudes muy altas como la línea de visión a la fuente se mueva hacia el Sol. Luego entonces, la matriz de valores  $g$ , esto es,  $G$  dará información *tridimensional* de la turbulencia del medio interplanetario, o de la estructura de la densidad de la heliosfera interna, evaluada en el punto P.

Los Fds fueron obtenidos de la estación de rayos cósmicos de Oulu, Finlandia (2005, página web). Para el periodo de 1991 a 1994 se registraron 34 eventos con caída en la cantidad de rayos cósmicos con respecto al promedio en el rango de 3-18 %.

El análisis de épocas superpuestas fue aplicado sobre una base de 5 días antes y 5 días después respecto del inicio del Fds. Además se consideraron dos casos: a) se analizaron todos los Fds, b) la base de los Fds se restringió a los eventos con caída mayor al 10 %. Para el primer estudio, (todos los Fds), se encontró un marcado incremento en el valor de  $G$  iniciando 2 días antes de la ocurrencia del Forbush. Un día de diferencia entre el índice del centelleo y el Fds es comprensible tomando en cuenta que este es el tiempo que tarda a una EMC alcanzar 1 UA y causar un Fds. Además, también se observó una gran dispersión en los datos. Para examinar el problema mencionado, fueron analizados los eventos considerando su magnitud; en este caso el porcentaje de caída. Se registraron 7 eventos con caída mayor o igual al 10 %. Para estos eventos, el aumento en  $G$  inició solamente un día antes de la ocurrencia del Fds, y el pico en la distribución se presentó en el día cero.

La conclusión básica de este trabajo es la siguiente: mostramos que el índice  $G$  tiene una tendencia a un valor máximo o *pico* alrededor del tiempo de ocurrencia de los Fds, particularmente para aquellos eventos que presentan una caída mayor o igual al 10 %. Como los Fds son una indicación de efectos tomando lugar cerca de la Tierra, y  $G$  es un índice relacionado a perturbaciones de todas las escalas cerca del Sol, nuestro resultado enfatiza la importancia de los estudios de CIP en aquellos eventos que involucran fenómenos de gran escala afectando el entorno terrestre. Además nosotros concluimos que el índice  $G$  es un parámetro macroscópico representativo de la estructura interna de la heliosfera que puede emplearse para evaluar eventos de gran escala que afectan el entorno terrestre. El estudio completo se puede consultar en Pérez-Enríquez et al. [2006].

## 1.4. Clima Espacial

La investigación del clima espacial ha tomado mayor relevancia en años recientes, en respuesta a las influencias de la actividad solar sobre el ambiente terrestre. Fluctuaciones geomagnéticas generadas por corrientes en la magnetosfera terrestre pueden sobre cargar líneas de potencia de larga distancia y causar enormes daños en la infraestructura y economía de la industria eléctrica. Partículas energéticas aceleradas cerca del Sol pueden dañar electrónica de estado sólido en los satélites. Hay numerosos ejemplos de satélites perdidos que se atribuyen a éstas causas; es más, calentamiento de la ionosfera inducido por actividad solar puede expandir ésta hasta alcanzar satélites de órbita baja, incrementando su arrastre sobre éstos y causando su salida de órbita y su incineración en la atmósfera terrestre. Partículas energéticas también pueden poner en riesgo la salud de astronautas y pilotos de naves que vuelan a gran altura.

El clima espacial en las cercanías del entorno terrestre está vinculado directamente con perturbaciones que se originan en el Sol. Eyecciones de masa coronal de gran escala viajan a través de la heliosfera interna con una rapidez en el rango de 400 a 1200 km/s, alcanzando el espacio circundante de la Tierra en un lapso de uno a tres días y trayendo con ellas el potencial de generar perturbaciones geomagnéticas severas.

Observaciones de la corona solar y de eyecciones de masa coronal en luz blanca están disponibles desde 1970 usando los coronógrafos abordo de los satélites OSO-7 [Koomen et al., 1975] y del Skylab [MacQueen et al., 1974]. Y más recientemente, desde 1996, el coronógrafo *Large Angle Spectroscopic Coronagraph* (LASCO [Brueckner et al, 1995]), instrumento abordo del satélite SOHO proporciona observaciones hasta una distancia de 30 radios solares (0.14 UA). Cuando una EMC cruza más allá del campo de visión del coronógrafo, la EMC no se puede observar. En la región relativamente cercana a la Tierra detectores *in situ* de viento solar abordo de satélites ubicados entre el Sol y la Tierra, en el punto lagrangiano  $L1$  a 0.99 UA, detectan desde un punto de referencia ventajoso la llegada de las perturbaciones en el viento solar, aproximadamente 30-60 minutos antes de que alcancen la Tierra.

El espacio intermedio, es decir, el espacio ubicado entre la cercanía del Sol (observado por los coronógrafos) y la cercanía de la Tierra (observado por los satélites) es cubierto sistemáticamente sólo por observaciones de centelleo interplanetario. Las observaciones de la heliosfera interna usando centelleo cubren un amplio rango en elongación solar. Ellas se extienden incluyendo regiones fuera del plano de la eclíptica, regiones de latitud alta, por ejemplo regiones sobre los polos solares, las cuales son casi imposibles de estudiar usando otros medios. Actualmente la sonda *Ulysses* ha proporcionado información del viento solar en regiones polares: el periodo 1994-1995 realizó su primer pasada por el polo norte solar, en 2000-2001 cruzó el polo sur solar y para el 2007-2008 cruzará nuevamente el polo norte. Esta misión es la única que ha propor-

cionado información del viento solar fuera de la eclíptica.

En años recientes, con el advenimiento de las técnica de tomografía, ha sido posible rastrear EMC usando CIP [Jackson et al., 1998]. Debido a la escasa información sobre las perturbaciones solares cuando ellas cruzan el espacio entre el Sol y la Tierra es aún muy difícil predecir con precisión cuando un evento particular en el viento solar observado cerca del Sol está en curso de colisión hacia la Tierra.

Un avance significativo en el monitoreo del clima espacial se puede lograr si eventos transitorios o recurrentes en el viento solar: Eyecciones de masa coronal, haces corrotantes de vida larga, choques en el medio interplanetario y otros eventos con impacto potencial sobre el ambiente que rodea a la Tierra, son detectados y rastreados con suficiente resolución angular y temporal para determinar sus características y evolución mientras éstas se propagan a través del medio interplanetario. Técnicas de tomografía aplicadas a datos de centelleo interplanetario permitirán una reconstrucción de la forma y estructura de las perturbaciones, además de determinar su rapidez y trayectoria, permitiendo una predicción precisa de cuales de éstas estructuras impactarán la Tierra. El conocimiento de la estructura tridimensional del viento solar en la heliosfera interna será una componente crucial en el desarrollo e implementación de un sistema eficiente de pronóstico de clima espacial.

Actualmente se realizan varios proyectos encaminados a fortalecer los estudios del clima espacial y el uso de la técnica del centelleo interplanetario, la mayoría de los proyectos son multinacionales. Uno de los proyectos de más alcance involucra la formación de un sistema de observatorios ubicado estratégicamente alrededor del globo terrestre que tenga la propiedad de observar continuamente el medio interplanetario. Cada observatorio con capacidad de generar un mapa diario de centelleo con la mayor cobertura posible del cielo. Algunos de los mapas puede ser que se traslapen o puedan observar las misma región del cielo el mismo día. El tener varios mapas del cielo para un mismo día disminuirá el factor de incertidumbre temporal intrínseco de los mapas de centelleo, ampliando la capacidad de detección y rastreo de las perturbaciones de gran escala. Además se pretende asociar observaciones de sondas y satélites para fortalecer las observaciones y las técnicas de tomografía aplicadas al centelleo interplanetario, por ejemplo el uso de las generaciones nuevas de coronógrafos.

A continuación se presentan algunos de los proyectos que pueden integrar el sistema global de centelleo interplanetario para establecer un sistema de alerta de tormentas geomagnéticas, además de fortalecer los estudios de: viento solar, relaciones sol-Tierra, etc.

Observaciones de CIP se realizan en Japón desde 1997, el sistema de observación comprende cuatro estaciones del Solar-Terrestrial Environment Laboratory (STEL) de la Universidad de Nagoya. Observaciones sistemáticas de CIP usando  $\sim 40$  fuentes con elongaciones solares menores a  $90^\circ$  son observadas diariamente durante su tránsito [Kojima y Kakinuma, 1990; Asai et al., 1995]. Con base en las observaciones de

CIP se han realizado estudios de distribución de la rapidez del viento solar con el ciclo solar [Kojima y Kakinuma, 1990] y estudios de las propiedades globales de transitorios helioféricos [Tokumaru et al., 2005]. El sistema STEL aunque limitado por el número de fuentes que observa es uno de los más continuos y confiables en su operación.

El European Incoherent Scatter Radar (EISCAT) es un sistema de radar con tres antenas, cada una ubicada en un sitio diferente Kiruna (Suecia), Sondakyla (Finlandia), Tronso en (Noruega), Los observatorios tienen una separación  $\sim 220$  km. El consorcio EISCAT realiza diferentes estudios, uno de los estudios para lo que es empleado desde 1985 es el estudio del viento solar y la dinámica del medio interplanetario. El EISCAT trabaja (para observaciones de CIP) en una frecuencia central de 931.5 MHz con ancho de banda de 8 MHz. El EISCAT inició observaciones de fuentes de radio empleando la técnica de centelleo interplanetario desde 1985 [Burgois y Coles, 1985] hasta la fecha. Con el EISCAT se ha logrado estudiar el viento solar en una región entre 10-120  $R_{\odot}$  empleando por lo general un grupo de 20 fuentes de radio [Breen et al., 1996].

El radiotelescopio de Ootacamund (Ooty), India inició su operación desde 1970. El radiotelescopio trabaja en una frecuencia central de 327 MHz, con ancho de banda de 4 MHz. El instrumento integra una antena con 1056 dipolos polarizados en la dirección Norte-Sur, instalados a lo largo de la línea focal de una estructura cilíndrico parabólica asimétrica que tiene 530 metros de largo por 30 metros de ancho. El grupo del National Centre for Radio Astrophysics encabezado por el Dr. S. Ananthakrishnan usando datos obtenidos con el radiotelescopio de Ooty realizó uno de los primeros estudios del viento solar empleando observaciones de una sola estación, logrando catalogar más de 500 fuentes que presentan un centelleo interplanetario bien definido.

El LOW Frequency ARray (LOFAR) será un arreglo interferométrico para Radio Astronomía operando en un rango de frecuencia 10-240 MHz. Este tendrá una gran área de colección usando técnicas de dipolo activo, y tendrá una línea base mayor a 500 km para lograr una buena resolución espacial a longitudes de onda largas. Uno de los objetivos principales de LOFAR es la detección de eyecciones de masa coronal usando la técnica del centelleo interplanetario, <http://www.lofar.org>.

La misión Solar TERrestrial RELations Observatory (STEREO) está compuesta de dos satélites, casi idénticos. Cada satélite contiene varios instrumentos. STEREO fue lanzado a órbita el 25 de octubre del 2006. Los objetivos principales de STEREO son: Comprender las causas y mecanismos del inicio de las EMC, caracterizar la propagación de las EMC a través de la heliosfera, descubrir los mecanismos y sitios de aceleración de partículas energéticas en la corona baja y el medio interplanetario y mejorar el conocimiento de la estructura del viento solar ambiente. Los observatorios abordo de los satélites para la investigación de EMC cuentan con cuatro instrumentos: un detector de imágenes en el extremo ultravioleta, dos coronógrafos en luz blanca y un detector de imágenes heliosféricas. Estos instrumentos estudiarán la evolución en 3-D de las EMC, desde que nacen en el Sol hasta que eventualmente lleguen a la Tierra. STEREO también tiene detectores de estallidos de radio (SWAVES), detectores de

partículas (IMPACT), detectores de plasma (PLASTIC), etc, para mayor información consultar la página de internet <http://stereo.gsfc.nasa.gov/mission/mission.html>.

El sistema de tres cámaras de luz blanca Solar Mass Ejection Image (SMEI) [Webb et al., 2002] es un sistema que trabaja como una sola cámara de cobertura total del cielo que puede observar la corona solar y proporciona datos para moderlar el viento solar. Las cámaras observarán el brillo de la dispersión Thomson de una fracción significativa del cielo con un diseño optimizado para observar EMC. El SMEI fue lanzado a órbita el 6 de enero del 2003, se encuentra en una órbita sincrona a 850 km de altitud, <http://smei.ucsd.edu/index.html>. Los datos que proporciona SMEI son un opción alternativa para el CIP de corroborar las densidades del viento solar y mejorar las técnicas de tomografía usadas para combinar CIP y dispersión Thomson. SMEI es un proyecto conjunto de la Universidad de California de San Diego, el Boston College, la Universidad de Birmingham (UK) y el Air Force Research Laboratory.

En este contexto el radiotelescopio de centelleo interplanetario mexicano tendrá una relevancia muy importante al ser parte del sistema de instrumentos dedicados a los estudios de: viento solar, actividad en el medio interplanetario, relaciones Sol-Tierra, etc. El sistema de observatorios en tierra usando la técnica de CIP podrá integrarse con: El EISCAT, el radiotelescopio en Ooty, el radiotelescopio de STEL, el sistema LOFAR, y el radiotelescopio MEXART. Con estos cinco sistemas se podrá obtener 5 mapas de centelleo diario, además de tener casi las 24 horas de observación continua del Sol. Con los sistemas a bordo de satélites o sondas espaciales (STEREO, SMEI, etc) se podrá corroborar *in situ* las propiedades del viento solar, incluyendo las propiedades de las perturbaciones transitorias de gran escala, retroalimentado los estudios que emplean técnicas tomográficas.



## Capítulo 2

# OBJETIVOS CIENTÍFICOS Y ESPECIFICACIONES DEL RADIOTELESCOPIO

### 2.1. Antecedentes

El proyecto de construcción de un observatorio, en México, para estudios del viento solar y clima espacial tiene como metodología principal el uso de un radiotelescopio y la técnica de centelleo interplanetario. El observatorio en México tiene su origen en un acuerdo entre varios investigadores: Dra. Silvia Bravo Núñez, del Departamento de Física Espacial, Instituto de Geofísica, UNAM; Dr. Misconi N. y el Dr. Michael Thursby del Instituto Tecnológico de Florida y el Dr. Gianfraco Bissiachi Giraldi del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial de la UNAM. Los primeros bosquejos del proyecto se realizaron en el Instituto de Geofísica, en la Ciudad de México, en 1991.

Para determinar las características técnicas para el diseño del radiotelescopio mexicano se consideró como referencia básica el diseño y experiencias del radiotelescopio de centelleo interplanetario en Cambridge, Inglaterra, desarrollado en los años sesentas, y el cual operó hasta la década de los noventas. Se acordó que el diseño enfatizaría la optimización del sistema de amplificación y el control electrónico del sistema de observación. También se acordó considerar las experiencias y opiniones de otros especialistas que contaban con radiotelescopios similares. Así se amplió la colaboración con el National Centre for Radio Astrophysics of Tata Institute of Fundamental Research en India, y el Instituto de Geofísica y Astronomía, Cuba.

El proyecto se dividió en dos grandes etapas: a) La construcción de un radiotelescopio prototipo, b) El radiotelescopio final. El proyecto del radiotelescopio prototipo se implementó integrando la mayor parte de las características que se consideraron, en ese momento, para el diseño final a una escala menor, esto con el objetivo de minimizar la inversión económica y adquirir la mayor experiencia en aspectos relevantes: evaluación de componentes, materiales, adquisición de equipos, entrenamiento de técnicos, etc.

El prototipo se construyó en las instalaciones del Observatorio Geomagnético del Instituto de Geofísica-UNAM, en Teoloyucan, Estado de México. La construcción inició en 1994 y para mediados de 1995 entró en operación, y duró trabajando hasta 1999, [Carrillo et al., 1996]. Es importante mencionar que durante el tiempo de construcción y pruebas realizadas con el prototipo se logró evaluar cuantitativamente el rendimiento de los materiales, componentes electrónicos y alcanzar un cierto grado de entrenamiento del personal técnico asociado al proyecto. Durante el periodo mencionado también se consolidó la adquisición de los equipos de calibración: analizador de redes, analizador de espectro, generador de radiofrecuencias, etc., lo cual requirió una gran inversión económica. El desmantelamiento del radiotelescopio prototipo se debió principalmente a la necesidad de enfocar todos los recursos al proyecto final.

La etapa final se integró en varios objetivos:

1. Selección del lugar idóneo para la instalación del observatorio: pruebas de ruido electromagnético en la banda de operación, adquisición del terreno, etc.
2. Infraestructura previa al inicio de la construcción del radiotelescopio: construcción de laboratorios, construcción de un taller de usos múltiples, instalaciones sanitarias, implementación de una sala de cómputo y oficina de administración del proyecto.
3. Infraestructura del radiotelescopio: estructura de soporte, sistema subterráneo para instalación de amplificadores, sistema subterráneo de tuberías empleado para la interconexión de señal y energía.

En las secciones siguientes se presenta el desarrollo de cada uno de los puntos mencionados.

## **2.2. Objetivos Científicos y Requerimientos Técnicos del Proyecto**

Los objetivos científicos del proyecto están vinculados con tres grandes áreas del conocimiento: El estudio del viento solar, el clima espacial y las relaciones Sol-Tierra. La técnica que se aplicará para realizar los estudios se denomina centelleo interplanetario (CIP), [Carrillo, 1993, Carrillo, 1998]. En particular se pretende detectar y rastrear estructuras de gran escala que se propagan en el viento solar: eyecciones de masa coronal, haces corrotantes, etc, las cuales bajo ciertas condiciones pueden inducir fenómenos que alteran el clima espacial y las relaciones Sol-Tierra.

Los objetivos científicos tienen asociados una gran variedad de requerimientos técnicos que determinan las características básicas del radiotelescopio en México. Los requerimientos técnicos más importantes vinculados con el tipo y operación del radiotelescopio se mencionan a continuación:



Figura 2.1: Plano de la región de Michoacán donde se encuentra el Observatorio de Centelleo Interplanetario (MEXART). La ubicación del lugar se indica con un rectángulo, la referencia más próxima es la ciudad de Zacapu.

- El nivel de ruido electromagnético en la banda de operación asignada por la Secretaria de Comunicaciones y Transportes (139-140 MHz), deberá presentar un valor menor a -80 dBm y no presentar emisión específica en la banda. Actualmente los radiotelescopios que se encuentran cerca de núcleos urbanos presentan severas interferencias lo cual ha llevado a un detrimento en su operación, algunas veces a suspender observaciones temporalmente y en los casos más extremos a cerrar los observatorios. Por lo tanto, los estudios para determinar el nivel de interferencia son básicos para seleccionar el lugar.
- El lugar deberá contar con vías de comunicación básicas y de acceso fácil.
- El lugar para instalar el observatorio debería ser un valle, preferentemente rodeado de montañas que presentarán un ángulo de vista de  $\sim 5^\circ$  respecto del horizonte, ver Figura 3.1. Esta condición se asocia con el espacio en el cielo que se puede emplear para desplegar un máximo de 64 lóbulos, generados simultáneamente por el radiotelescopio.
- El crecimiento urbano en la zona debe tener el menor índice posible, para evitar la generación de interferencia generada en núcleos urbanos cercanos al observatorio.
- Integrar a estudiantes del nivel bachillerato y licenciatura para apoyar las actividades de construcción del radiotelescopio. Por lo que se debería contar en la región con Universidades o Centros Tecnológicos con carreras afines al proyecto: física, electrónica, computación, etc.

Una descripción general del procedimiento para seleccionar un lugar, considerando los requerimiento mencionados, se describe a continuación. Para ubicar regiones ade-

cuadas en todo el país se emplearon mapas cartográficos. Una vez ubicados los posibles lugares en los mapas se procedió a visitar y a realizar un levantamiento de campo para evaluar cada una de las condiciones. Algunos de los sitios visitados se encuentran en los Estados de: Querétaro, San Luis Potosí, Zacatecas, Michoacán, y México. Los sitios que cubrían la mayoría de condiciones se programaron para intalar un sistema de monitoreo de ruido electromagnético ambiental.

El sistema de monitoreo se integró con tres tipos diferentes de antenas: yagi, dipolar y omnidireccional. Se empleó como receptor un analizador de espectro HP-8596E de 100 kHz a 1.2 GHz. Además, se empleó una gran cantidad de accesorios para implementar el sistema de monitoreo. Los sitios candidatos se ubicaron lejos de comunidades con gran infraestructura o servicios, lo cual implicó una extensiva planificación de los procedimientos para la implementación del sistema de monitoreo para evitar quedar detenidos por contratiempos. La antena omnidireccional y dipolar se usaron para detectar el nivel de ruido general y transmisiones permanentes, la antena yagi permitió ubicar los sitios de las transmisiones, potencia, polarización, etc. Los estudios se realizaron durante varias horas, en días y estaciones diferentes.

Este procedimiento permitió localizar, evaluar y seleccionar a la ciénaga de Zacapu como uno de los mejores lugares para construir el radiotelescopio de centelleo interplanetario. En la Figura 2.1 se presenta un mapa donde se ubica la ciénaga de Zacapu y las ciudades o poblaciones más cercanas que sirven de referencia para ubicar el sitio del observatorio. El observatorio se encuentra ubicado en el municipio de Coeneo, aunque la ciudad más cercana (18 Km) es Zacapu. Para ampliar la información de la técnica de monitoreo electromagnético se puede consultar [Carrillo et al, 1997].

## **2.3. Especificaciones del Radiotelescopio**

Las características generales para el diseño del radiotelescopio en México se definieron con base en los objetivos de la investigación científica y los parámetros principales para el telescopio: frecuencia de operación, tamaño y sitio. Además, se consideraron muy detalladamente los antecedentes empíricos y logros del radiotelescopio de Cambridge. En la Figura 2.2 se presenta un esquema general a bloques de un radiotelescopio típico empleado para el centelleo interplanetario. El instrumento se puede dividir en 4 subsistemas básicos: 1) arreglo dipolar y sistema amplificador de bajo ruido, 2) sistema de control de dirección de observación (matriz de Butler), 3) sistema de receptores, y 4) sistema adquisidor de datos.

### **2.3.1. Frecuencia de operación**

Después de los objetivos científicos, el parámetro más importante a definir es la frecuencia de operación del telescopio, este parámetro define o determina directamente la mayoría de los parámetros para el diseño de la antena. Una referencia para seleccionar

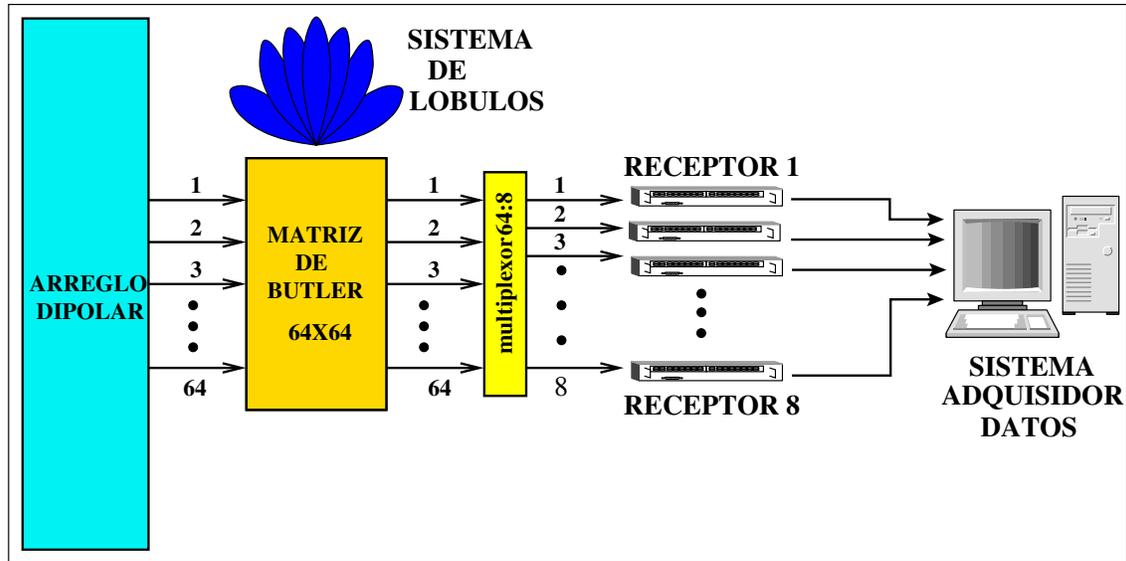


Figura 2.2: Esquema a bloques de la configuración general del radiotelescopio de centelleo interplanetario. El instrumento comprende un arreglo planar de 4096 dipolos y varios subsistemas: generación y control de lóbulos de observación (matriz de Butler), un multiplexor, varios receptores superheterodinos y sistema adquirente/procesamiento de datos.

la frecuencia de operación para un telescopio a muy altas frecuencias para usarse con la técnica del CIP fue derivada por Duffett-Smith [1976] y se presenta a continuación.

La sensibilidad o flujo mínimo detectable de una fuente con centelleo detectada por un radiotelescopio para CIP es dada por

$$\Delta S_{min} = K \frac{T_N}{\eta A} \left( \frac{\Delta \nu_1 \Delta \nu_2}{\Delta \nu_{HF}^2} \right)^{1/2} \quad (2.1)$$

donde:  $K$  es la constante del receptor ( $\sim 1$ ),  $k$  es la constante de Boltzman  $1.38 \times 10^{-23}$  JK<sup>-1</sup>,  $\eta A$  es el área efectiva de la antena,  $\Delta \nu_{HF}$  es el ancho de banda de alta frecuencia,  $\Delta \nu_1$  es el ancho de banda de posdetección y  $\Delta \nu_2$  es el ancho de banda del centelleómetro (filtro pasa-banda que sólo deja pasar las frecuencias del centelleo).

Considerando la definición operacional del índice de centelleo (ecuación 1.3) y arreglándola en términos de la densidad de flujo detectado se tiene

$$g = \frac{\Delta S}{\langle S \rangle} \quad (2.2)$$

donde:  $\langle S \rangle$  es la densidad de flujo promedio de la fuente de radio, se puede considerar que el centelleo mínimo detectable es

$$g_{min} \propto T_N (\eta A)^{-1} S^{-1} \quad (2.3)$$

En la banda de VHF (Very High Frequency: 30 a 300 MHz), la temperatura de ruido del sistema está gobernada principalmente por el ruido de fondo galáctico, el cual varía

con la frecuencia como  $T_N \propto \nu^{-2,55}$ .

El área efectiva de un telescopio es proporcional a su área geométrica: para un número fijo de dipolos se tiene que  $(\eta A) \propto \nu^{-2}$ . De otra manera, ésta es independiente de la frecuencia.

La densidad de flujo de una fuente de radio típica en función de la frecuencia es  $S \propto \nu^{0,75}$ .

Las propiedades de dispersión del medio interplanetario dependen de la frecuencia. En el régimen de dispersión débil y para un espectro gaussiano de las irregularidades el centelleo observado obedece la relación  $g \propto \nu^{-1}$ .

Considerando todas las relaciones de frecuencia estimadas Duffett-Smith [1976] concluyó que:

- Para un área fija

$$g_{min} \propto \nu^{-2,55} \nu^{0,75} \nu^{1,0} \propto \nu^{-0,8} \quad (2.4)$$

- Para un número de dipolos fijo

$$g_{min} \propto \nu^{-2,55} \nu^2 \nu^{0,75} \nu^{1,0} \propto \nu^{1,2} \quad (2.5)$$

Luego entonces, parece que la restricción más fuerte es, probablemente, la segunda. Al incrementar el número de dipolos se incrementará la complejidad y el costo del arreglo. Además, hay otros factores a considerar:

- El centelleo ionosférico se incrementa rápidamente con la disminución de la frecuencia hasta que la ionosfera se hace opaca cuando  $\nu \sim 10$  MHz.
- El índice de centelleo se incrementa cuando disminuye el ángulo de elongación solar hasta que éste se satura al incrementarse la dispersión y posteriormente cae rápidamente a cero.

Con base en los argumentos presentados se puede concluir que una frecuencia en el rango de 70 a 180 MHz es probablemente la óptima. Considerando un ancho de banda de 1 MHz con claros de 0.5 MHz en ambos lados.

Una evaluación de los argumentos anteriores y las condiciones de uso de la banda de radiofrecuencia en México restringieron las opciones ofrecidas por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT-México). La opción más favorable fue la frecuencia central de operación de 139.65 MHz con un ancho de banda de 1.5 MHz. Una evaluación del ambiente radioeléctrico en esta banda se presenta en detalle en el Capítulo 7. Actualmente la banda de observación está en un rango del espectro electromagnético asignado por la SCT para investigación espacial.

### 2.3.2. Dimensiones del arreglo

Para definir las dimensiones del arreglo dipolar se consideraron principalmente dos aspectos: objetivos científicos y costos. El aspecto científico es modulado por la condición impuesta por la técnica del CIP: para estudiar las estructuras y dinámica de los eventos transitorios de gran escala en el viento solar en un rango amplio de latitudes eclípticas y elongación solar, se requiere observar un buen número de fuentes con centelleo alrededor del Sol. El tamaño del arreglo determina el número total de fuentes estelares de radio que pueden ser detectadas y usadas para mapear las perturbaciones que viajan en el medio interplanetario. Entre más grande sea el área del arreglo (mayor cantidad de dipolos constituyan el arreglo) éste es más sensible, es decir, puede detectar mayor cantidad de radio fuentes, ver ecuación 2.1.

Las experiencias con los mapas de centelleo obtenidos con el arreglo de Cambridge (apertura de  $36,000 \text{ m}^2$ ), determinaron que el número mínimo de fuentes de radio necesarias para mapear el viento solar son  $\sim 500$  fuentes.

Las relaciones que definen las dimensiones y el número de dipolos de un arreglo planar rectangular se presentan a continuación, [Duffett-Smith, 1976; Nash, 1964].

$$A_{física} = ab \quad (2.6)$$

donde  $A_{física}$  representa el área física del arreglo,  $a$  es el lado mayor del rectángulo y  $b$  es el lado menor del rectángulo.

Considerando que el instrumento funcionará en modo de tránsito y el sistema de lóbulos se desplegará sobre el meridiano Norte-Sur, el arreglo se orienta con el lado  $a$  en la dirección Este-Oeste geográfico y el lado  $b$  se orientado al Norte-Sur geográfico.

El número de dipolos de onda completa por línea que pueden conformar el arreglo rectangular es determinado por

$$N_{dipolos} = \frac{a}{\lambda} \quad (2.7)$$

donde:  $a$  es la longitud del lado mayor del arreglo, y  $\lambda$  es la longitud de onda asociada a la frecuencia central de operación.

El número de líneas paralelas que pueden instalarse en configuración rectangular considerando una separación entre ellas de  $\lambda/2$ , es determinada por

$$M_{lineas} = \frac{2b}{\lambda} \quad (2.8)$$

Los trabajos con el arreglo dipolar de Cambridge mostraron que la opción más favorable para la longitud mayor del arreglo rectangular deberá de ser  $64\lambda$ . Entre mayor sea la distancia Este-Oeste, mayor será el número de líneas necesarias para cubrir el área y mayor la complejidad del arreglo [Duffett-Smith, 1976].

Teniendo de referencia las relaciones anteriores se pueden derivar las dimensiones del rectángulo base del arreglo dipolar para el radiotelescopio MEXART. Luego entonces considerando  $64\lambda$  para la longitud Este-Oeste, las dimensiones para el arreglo rectangular son

$$a = 64\lambda \sim 138m \quad (2.9)$$

$$b = 64(\lambda/2) \sim 69m \quad (2.10)$$

$$A_{física-MEXART} \sim 9522m^2 \quad (2.11)$$

Considerando las pruebas realizadas en Cambridge se encontró que un arreglo dipolar lineal, polarizados en la dirección Este-Oeste y separadas  $\lambda/2$  en la dirección Norte-Sur, presenta una eficiencia  $\eta=0.8$  [Duffett-Smith, 1976]. Es decir, para un caso análogo al arreglo de Cambridge se tendrá un área efectiva determinada por

$$A_{efectiva} = \eta(ab) = (0,8)(ab) \quad (2.12)$$

donde:  $a$  y  $b$  representan las dimensiones físicas de cada lado del arreglo rectangular,  $\eta$  representa la eficiencia y  $A_{efectiva}$  representa el área efectiva del arreglo.

Considerando que el arreglo mexicano puede obtener una eficiencia similar al arreglo de Cambridge se puede estimar que

$$A_{efectiva-MEXART} \sim 7617m^2 \quad (2.13)$$

Es muy importante resaltar que la configuración para sumar las señales de cada uno de los dipolos presenta una gran variedad de opciones. Se pueden sumar las señales captadas por cada dipolo en forma independiente o se pueden sumar las señales en bloques de: 2, 4, 8, 16 y 32 dipolos. Cada opción tiene sus ventajas y complejidad, un mayor número de bloques implica mayor número de conexiones, más materiales, componentes, etc., es decir, una mayor inversión económica. Por otra parte, usar un número reducido de bloques tiene un efecto directo en los grados de libertad para controlar el arreglo, por ejemplo, puede limitar el posicionamiento del sistema de lóbulos del arreglo. La selección final para la configuración interna del arreglo dependerá del balance de los factores mencionados y de los objetivos del proyecto.

## 2.4. Arreglo Dipolar Lineal del MEXART

El arreglo dipolar planar del radiotelescopio MEXART tiene las características siguientes: el arreglo se integra con 4096 unidades en una geometría rectangular: constituido por 64 líneas polarizadas en la dirección Este-Oeste geográfico. Cada línea consta de 64 dipolos de onda completa, la separación entre líneas es  $\lambda/2$  en el sentido Norte-Sur.

El arreglo tiene como elemento básico un dipolo. El dipolo es fabricado con alambre de cobre, calibre 14-AWG (diámetro de 1.6 mm), sin aislante. La frecuencia teórica de sintonía del dipolo es 140 MHz, la longitud de onda asociada es 2.14 m. La longitud eléctrica de sintonía fue determinando experimentalmente empleando un procedimiento de ajuste con un analizador de redes, determinando una longitud de sintonía para el dipolo de  $\lambda_{sintonia}=1.97$  m, ver detalles en las Figuras 2.3 y 2.4.

Una subarreglo lineal se configura con 16 dipolos colineales alimentados en paralelo a lo largo de una línea de transmisión paralela desnuda, manufacturada con alambre de cobre, calibre 14-AWG, el mismo alambre usado en los dipolos. La distancia entre hilos paralelos de la línea de transmisión es 0.0254 m, para mantener esta distancia a lo largo de la línea de transmisión se emplean separadores de PVC a cada 0.4 m. La longitud de cada línea de transmisión es de 33.17 m y tiene una impedancia de  $420\Omega$ . Detalles de la configuración se presentan en las Figuras 2.4 y 2.5.

Los dipolos son polarizados colinealmente en la dirección Este-Oeste geográfica. Esta configuración se denomina polarización x. Los dipolos se emplazan a una altura de 2.54 m respecto del nivel de plataforma. El arreglo también contiene una pantalla reflectora, manufacturada con alambre de acero inoxidable que se ubica a 0.54 m por abajo de los dipolos. Los alambres de acero corren paralelos a los dipolos y la separación entre ellos es de 0.20 m.

Se define como *Unidad* a la configuración que se integra con: un subarreglo dipolar, un balun, un amplificador de bajo ruido, cables coaxiales y sistema de alimentación de DC. Para acoplar la impedancia de la línea de transmisión paralela ( $420\Omega$ ) a una línea coaxial ( $50\Omega$ ) se emplea un balun toroidal (1:1). El centro del balun es un núcleo de ferrita de geometría toroidal con permeabilidad magnética relativa  $\mu_r=250$ , con diámetro interno de 19.3 mm, diámetro externo de 31.9 mm y grosor de 9.7 mm. El balun tiene un par de conectores que se acoplan directamente a la línea de transmisión desnuda y por el otro lado tiene acoplamiento usando un conector tipo N/hembra.

En la salida del balun se hace una transición a cable coaxial RG58/ $50\Omega$  con longitud aproximada de para alcanzar la ubicación del filtro RF paso-altas (frecuencia de corte de 65 MHz). Enseguida del filtro paso-altas se establece el primer nivel de amplificación de bajo ruido. El amplificador de bajo ruido es un ZFL-500LN de MiniCircuits con ganancia de 28 dB, [RF/IF Designer's Guide, 2000], con ancho de banda de 0.05 a 500 MHz, el amplificador de polariza a +15 V/DC consumiendo 60 mA de corriente para operar. En la entrada y salida del amplificador se tienen conectores SMA. Los amplificadores mantienen la estabilidad de la fase con una variación de  $\pm 1.5^\circ$ . Esta característica es muy importante debido a que las fases de las señales captadas son de suma importancia para mantener el control de los patrones de radiación.

A la salida del amplificador se hace una transición a cable coaxial RG8/ $50\Omega$  (Belden 9913) el cual se usa para alcanzar la posición del combinador de potencia de primer nivel. La longitud de este cable (S1, S2, S3 y S4) es de 17.2 m, y tiene en sus extremos

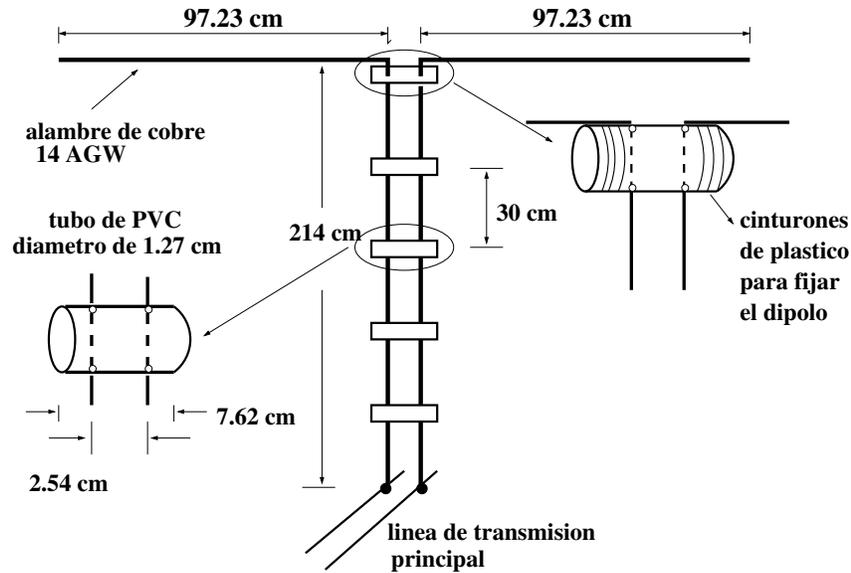


Figura 2.3: Detalles de la configuración y dimensiones del dipolo empleado en los arreglos lineales del MEXART.

conectores tipo N/machos. El sistema descrito integra una *Unidad de operación*. En la Figura 2.5 se presenta un esquema de la *Unidad*.

Cuatro unidades básicas colineales integran una *Línea* de 64 dipolos. En cada *Línea*, las señales de cada sección se sumadas vectorialmente en una configuración tipo árbol. Es decir, el subarreglo 1 se suma con el subarreglo 2 dentro del combinador 1; el subarreglo 3 se suma con el subarreglo 4 dentro del combinador 2, conformando el primer nivel de combinación. Los combinadores usados en esta etapa son del tipo ZFCS-2-1W de MiniCircuits, [RF/IF Designer's Guide, 2000]. Estos combinadores pueden presentar una pérdida de inserción que varía de acuerdo a la amplitud y fase de las señales a combinar. Para señales de frecuencia diferente, la pérdida de inserción es 3 dB [RF/IF Designer's Guide, 2000].

Las señales a la salida de combinador 1 y 2 se envían a través de cables coaxiales RG8/ $\Omega$  (Belden 9913) a un combinador donde se establece el segundo nivel de combinación. Estos cables tienen una longitud de 36.4 m, con una atenuación de  $\sim 2.7$  dB/30m. El combinador de segundo nivel es igual al combinador usado en el primer nivel.

La señal que se obtiene del combinador de segundo nivel se alimenta a un filtro RF pasa-banda (20 MHz) y posteriormente se introduce a un amplificador de bajo ruido ZFL500-LN, [RF/IF Designer's Guide, 2000], en una segunda etapa de amplificación. El amplificador en esta etapa es igual al mencionado previamente. Un bosquejo de la *Línea* con 64 dipolos y su sistema de acoplamiento, filtrado, amplificación y cableado se presenta en la Figura 2.6. En la Figura 2.7 se puede apreciar la configuración del arreglo planar rectangular conteniendo 64 *Línea* y la disposición geométrica entre ellas.

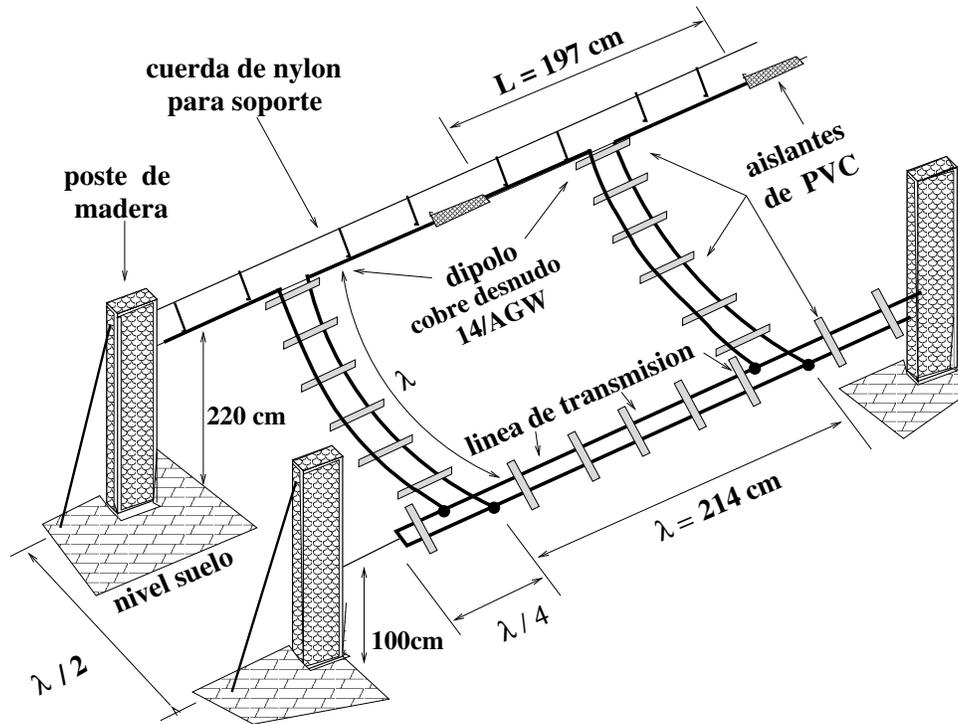


Figura 2.4: Bosquejo de la configuración de los dipolos y su acoplamiento con la línea de transmisión. Se presentan las dimensiones básicas y la estructura de soporte.

La señal de salida del segundo nivel de amplificación es llevada hasta el cuarto de control a través de un cable coaxial RG8 (Belden 9913) que tiene una longitud de 164 m donde alimenta el sistema de receptores o la matriz de Butler, según se requiera.

El sistema de amplificación de bajo ruido, los combinadores de potencia y el sistema de cables se instaló en un sistema de registros de concreto, subterráneo, en el área de la antena. Se tienen dos tipos de registros de concreto: uno para amplificadores y otro para combinadores. El registro para amplificadores contiene una caja metálica galvanizada dentro de la cual se instalan 2 amplificadores de bajo ruido, recibe la señal de dos *Línea* independientes y un regulador de voltaje, ver detalles en las Figuras 2.8, 2.9 y 2.10.

El registro de combinación de primer nivel contiene un condulet metálico que recibe la instalación de 2 combinadores de potencia, para dos *Líneas* diferentes. Los registros de los amplificadores están interconectados para permitir el cableado que suministra la alimentación DC. El último nivel de amplificación de bajo ruido, el segundo nivel de combinación y los cables coaxiales requeridos para llevar la señal al cuarto de control se encuentran instalados en la trinchera central que comunica el área del arreglo con el cuarto de control, ubicado a 80 m del arreglo. Un esquema de la configuración de los registros e interconexiones se presenta en la Figura 3.6.

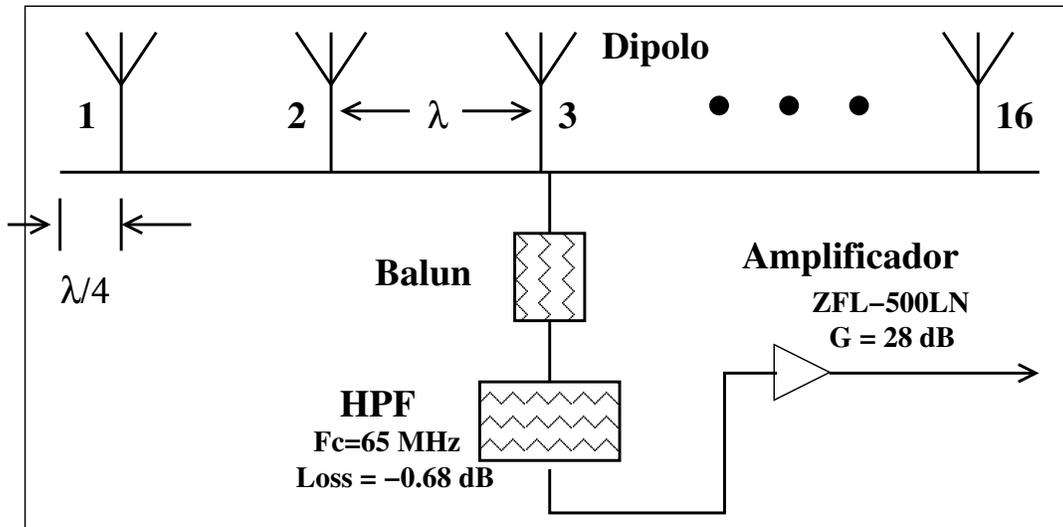


Figura 2.5: Esquema de la configuración de una *Unidad de operación* integrada por: el subarreglo lineal de 16 dipolos, balun, filtros RF, amplificador y cables requeridos.

Durante la calibración de cada arreglo lineal a potencia total en configuración broad-side, la línea se conecta directamente a un receptor superheterodino. En el caso de observaciones usando lóbulos declinados sobre el meridiano local se usa la matriz de Butler. Las características de la matriz de Butler se presentan en el capítulo 5.

Finalmente, la señal de cada lóbulo es capturada con sistema de adquisición analógico digital, permitiendo monitorear las señales en tiempo real y almacenar los datos para su posterior análisis.

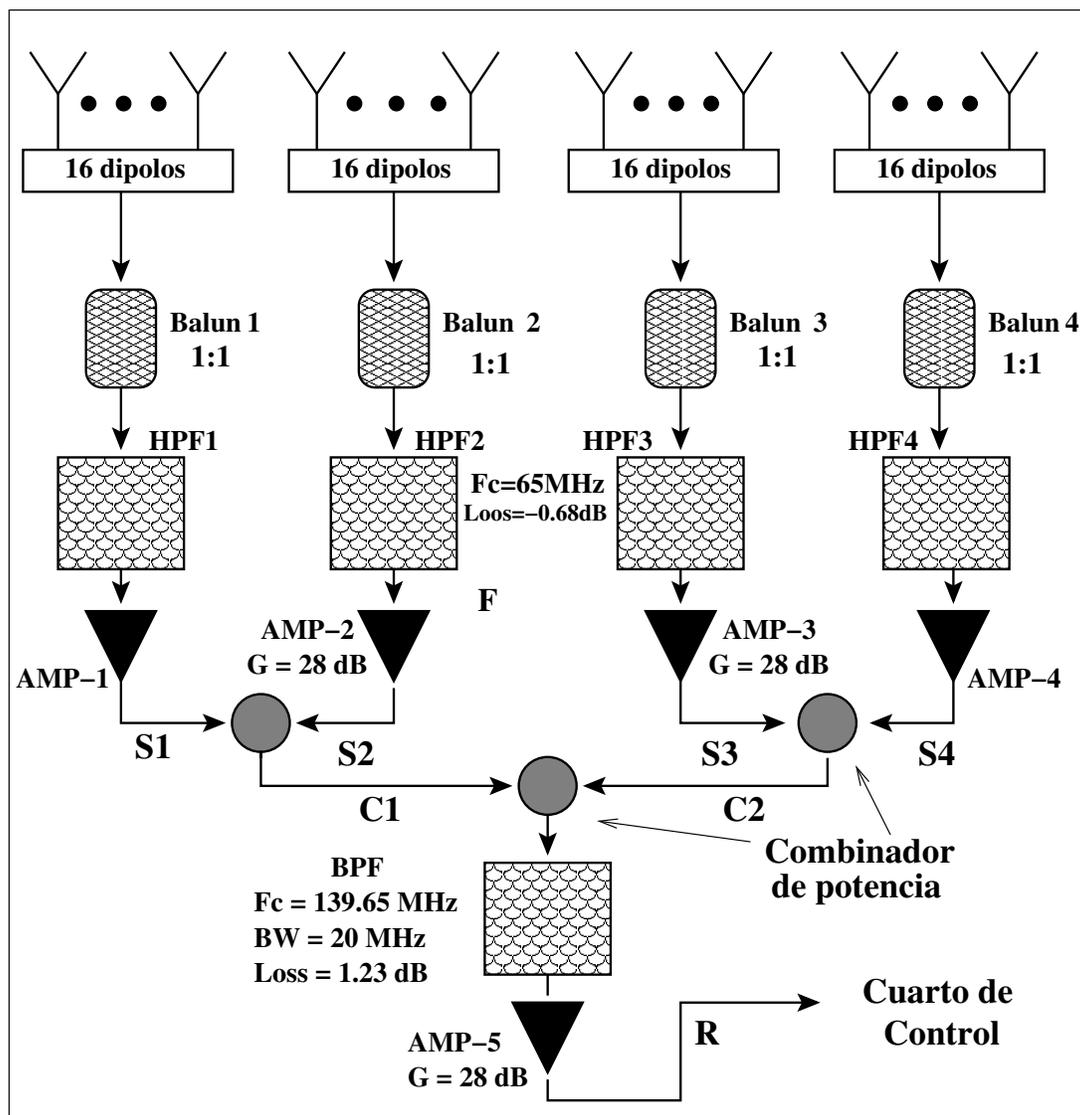


Figura 2.6: Configuración tipo árbol de una *Línea de operación* integrada con 4 *Unidades*: combinadores de potencia, filtro pasa-banda, amplificadores de segundo nivel y cables requeridos.

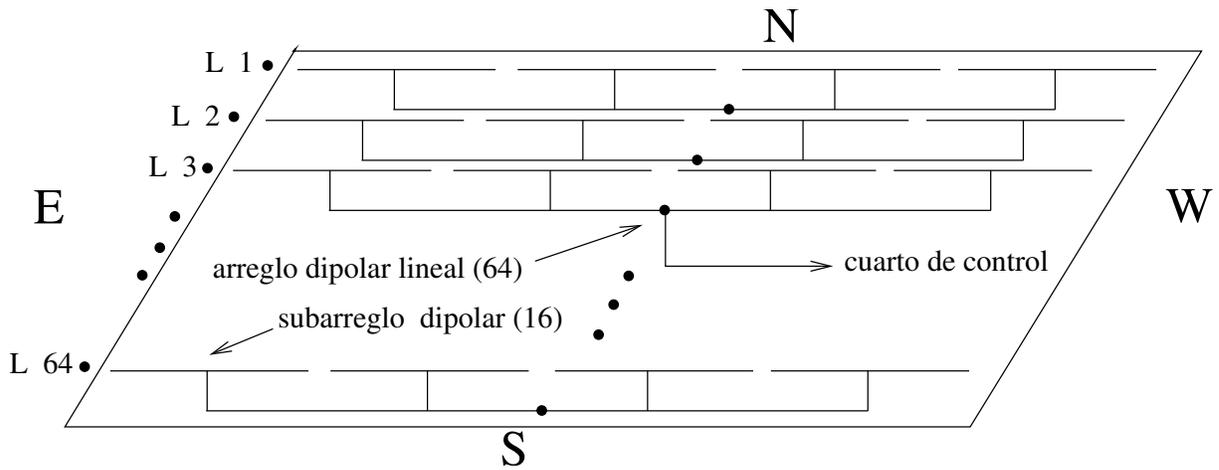


Figura 2.7: Esquema de la configuración del arreglo dipolar rectangular con 64 *Líneas* (4096 dipolos) empleado en el MEXART.



Figura 2.8: El arreglo dipolar del MEXART. Se aprecia la estructura de soporte, los dipolos, líneas de transmisión, y algunos registros del sistema de amplificación.



Figura 2.9: Ubicación y entorno de un registro para amplificadores. En la imagen se aprecia la instalación subterránea, la disposición de los ductos que conectan el registro con los balun, etc.

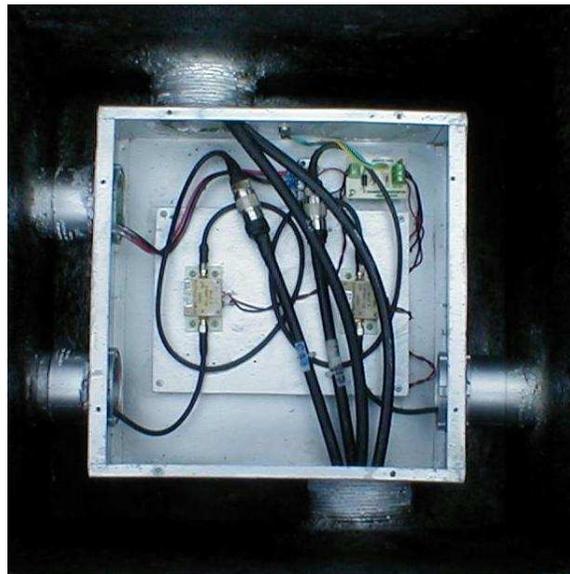


Figura 2.10: Registro para amplificadores, reguladores de voltaje, cables, etc. ubicados bajo el arreglo dipolar. En la imagen se aprecia la caja metálica, las tuberías de interconexión y componentes electrónicos.

# Capítulo 3

## INFRAESTRUCTURA EN EL MEXART

### 3.1. Infraestructura Civil y Servicios

El desarrollo de un proyecto de investigación científica en México presenta problemas serios con una gama de modalidades. El proyecto de construir un radiotelescopio tiene asociada una serie de proyectos de infraestructura. Se requiere un mínimo de infraestructura civil para preparar las condiciones de construcción del instrumento. Es importante resaltar que la mayor parte del proyecto técnico del radiotelescopio requiere su implementación en el sitio seleccionado para la instalación definitiva. A continuación se presentan los trabajos más relevantes, realizados para lograr las condiciones básicas para el inicio del proyecto técnico.

#### 3.1.1. Localización del observatorio

El Observatorio de Centelleo Interplanetario se localiza en la col. Gral. Félix Ireta, municipio de Coeneo de la Libertad, Estado de Michoacán. En la Figura 2.1 se ilustra un mapa de la región donde se ubica el observatorio, las referencias principales son las ciudades de: Morelia, Zacapu y Pátzcuaro. La Figura 3.1 presenta una fotografía panorámica de la ciénaga donde se ubica el observatorio.

- **Coordenadas UTM** (Universal Transversa de Mercator):  
 $X = 217\ 752.87$ ;  $Y = 2\ 193\ 132.92$ ;  $Z = 1,974\ \text{m}$ , (SNM).
- **Coordenadas Geográficas:**  
Latitud =  $N\ 19^{\circ}48'49'',865$ ; Longitud =  $W\ 101^{\circ}41'39'',435$
- **Altura** =  $1974\ \text{m}$  (SNM).



Figura 3.1: Vista panorámica de la ciénaga donde se ubica el Observatorio de Centelleo Interplanetario

### 3.1.2. Deslinde del terreno

En Junio de 1999 se realizaron varias reuniones en la col. Félix Ireta, los representantes fueron: El Prof. Mario García Juárez, presidente municipal de Coeneo, el M. en C. Armando Carrillo Vargas, representante del Instituto de Geofísica-UNAM, autoridades ejidales y miembros de la comunidad de Félix Ireta. Después de presentarles el proyecto y de obtener por parte de la comunidad una buena aceptación, se les presentaron los requerimientos para su desarrollo. En la comunidad se iniciaron varias reuniones para estudiar el proyecto y la forma de apoyar el desarrollo del proyecto. Después de meses de negociaciones la comunidad acordó ceder en comodato por 20 años un terreno de 31,000 m<sup>2</sup> ubicado en el camino Félix Ireta-Bellas Fuentes.

Para iniciar formalmente el proceso de comodato se requirió el deslinde y levantamiento topográfico de los predios involucrados. El día 14 de diciembre de 1999, se iniciaron los trabajos: deslinde y levantamiento topográfico del terreno, ajustando un rectángulo (80x150 m), condición técnica del arreglo dipolar, coordinado por personal de Patrimonio de la UNAM. Mayores detalles del proceso de deslinde se pueden consultar en [Carrillo, 2005].

### 3.1.3. Limpieza y nivelación del terreno

Con el apoyo del gobierno del Estado de Michoacán se realizaron trabajos de limpieza y nivelación del terreno, los trabajos fueron coordinados por la secretaria de

Comunicaciones y Obras Públicas de Michoacán. Los trabajos de limpieza consistieron en retirar todos los arbustos, matas y rocas. El trabajo de nivelación consistió en eliminar los surcos de labranza y hacer un mejoramiento del terreno en las zonas donde se haría el depósito de materiales para el levantamiento del terraplén, además de establecer corredores para el desplazamiento de la maquinaria. Cabe mencionar que debido al tamaño y condiciones del área los trabajos de mejoramiento requirieron varios meses.

#### **3.1.4. Orientación y trazo del rectángulo para el arreglo dipolar**

En octubre del 2000 se realizaron los trabajos de orientación y delimitación de la plataforma, un rectángulo de 80x150 m, área requerida para el arreglo dipolar. La orientación de la antena es muy importante debido a que facilita geoméricamente la posición e identificación de los lóbulos detectores. La dirección Norte-Sur geográfica del arreglo determina el plano del meridiano local en el cual se despliegan 64 lóbulos con diferentes declinaciones. Para efectos de calibración, de la forma y posición de los lóbulos, éste presenta una gran ventaja.

El procedimiento para orientar astronómicamente el rectángulo de 150x80 m es el siguiente:

- Preparación previa de la información de puntos GPS (Global Position System), consiguiendo esta información en INEGI, acompañados de cartas Esc. 1:50000.
- Localización de los vértices geodésicos de apoyo, utilizando la descripción de los itinerarios de localización y apoyados con el Posicionador Magella GPS.
- Para utilizar la información de los vértices geodésicos es necesario utilizar el programa de transformación de coordenadas geográficas referidas al Sistema ITRF92 a NAD27 en geográficas posteriormente se transforman a Coordenadas UTM. Se programa la estación total Leica TC 605, haciendo estación en el vértice 6031, orientándose al vértice 6032.
- Se corre una poligonal de apoyo. Hasta llegar al rectángulo, orientándolo al norte geográfico, franco. En la Figura 3.2 se muestra un plano con la geometría del terreno. Además se aprecia la posición y orientación del rectángulo para el arreglo dipolar.

#### **3.1.5. Instalación de servicios públicos**

El observatorio se encuentra ubicado a 800 m de la col. Félix Ireta. En 1999 la comunidad contaba con servicio de agua potable (tanque con capacidad de 30,000 l) y suministro de energía eléctrica y la vía de acceso era un camino de terracería. Debido a la necesidad de contar en el terreno con la infraestructura de servicio públicos: agua

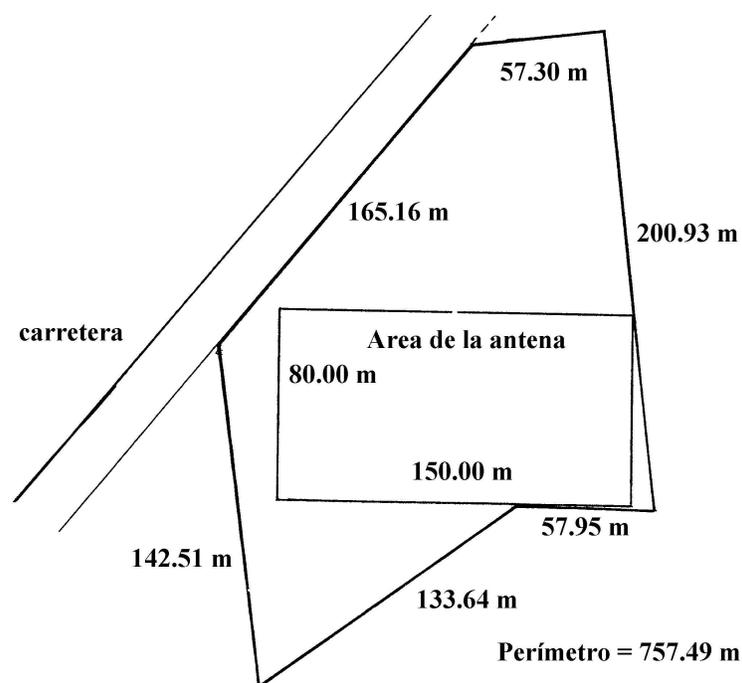


Figura 3.2: El Plano muestra la configuración del terreno para el observatorio y la ubicación de la plataforma.

potable, energía eléctrica, teléfono y camino de acceso en buenas condiciones, se solicitó al gobierno del Estado de Michoacán y al municipio de Coeneo ampliar su apoyo para desarrollar la infraestructura mencionada.

Durante el primer semestre del 2000 se desarrollaron los primeros trabajos, iniciando con la instalación del suministro eléctrico, el servicio de ampliación de agua potable y por último la instalación del servicio telefónico. Los trabajos mencionados requirieron un año para ser concluidos. El mejoramiento de la carretera de acceso al observatorio y comunidad se logró con la cooperación de: el gobierno estatal, municipal y la UNAM.

Actualmente, el observatorio cuenta con servicios de: agua potable (60,000 l) capacidad disponible compartida con la comunidad; suministro de energía eléctrica con transformador propio con capacidad de 15 kV; un par de líneas telefónicas; servicio de Internet empleando un enlace por fibra óptica proporcionado por la Cía. TELMEX y un camino pavimentado que da acceso al observatorio y a la col. Félix Ireta. Es importante mencionar que la extensión de la infraestructura para el suministro de energía eléctrica hasta el observatorio requirió un proyecto especial cuyo objetivo fue eliminar las fuentes de interferencia generadas por las líneas de tensión, lo cual llevó a instalar una red subterránea hasta acometer en el observatorio, y a emplear material de primera calidad en todo el sistema de suministro eléctrico.

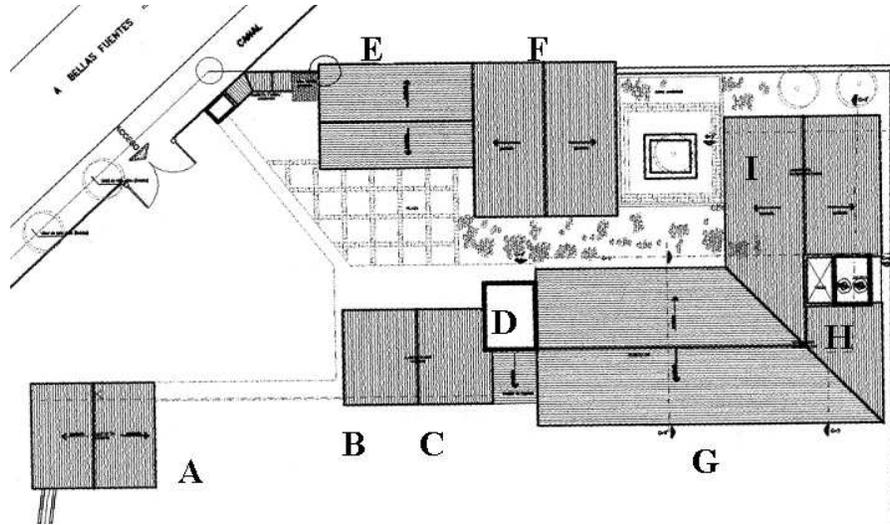


Figura 3.3: Plano general de la infraestructura en el Observatorio: A) cuarto de control, B) laboratorio de calibración, C) laboratorio de ensamble, D) cuarto de telecomunicaciones, E) cuarto de máquinas y administración, F) museo del Sol, G) cubículos y sala de cómputo, H) casa para estudiantes, I) casa para investigadores.

### 3.1.6. Construcción de laboratorios

**1<sup>er</sup> Etapa.** Para iniciar las tareas de construcción del arreglo dipolar fue necesario construir con antelación: un laboratorio de electrónica, un laboratorio de ensamble, una sala de cómputo, un taller de usos generales y servicios sanitarios. Para solventar la inversión económica para esta etapa, una vez más se solicitó el apoyo del municipio de Coeneo. El municipio de Coeneo inició la construcción de los laboratorios y sala de cómputo el primer semestre del 2001, entregando las instalaciones finalizadas un año después. Otra sección de infraestructura que integraba un par de sanitarios y una caseta de vigilancia fue entregada el segundo semestre del 2001. El área de construcción para estas etapas es del orden de 75 m<sup>2</sup>.

**2<sup>a</sup> Etapa.** En febrero del 2002 se acordó con el gobierno de Michoacán desarrollar la infraestructura pendiente del proyecto: Un cuarto de control y trinchera, seis cubículos para investigadores y estudiantes, un aula de usos generales, una casa para investigadores, y otra para estudiantes. Un esquema del proyecto arquitectónico general se muestra en la Figura 3.3. Una fotografía panorámica del observatorio y la infraestructura actual se muestran en la Figura 3.4.

## 3.2. Infraestructura Técnica

En este documento la infraestructura técnica se asocia con la adquisición del equipo de medición, accesorios y herramientas especializada en radiofrecuencia, requeridas para el ensamble y calibración electrónica del sistema de amplificación y receptores del



Figura 3.4: Vista panorámica del Observatorio de centelleo interplanetario. En primer plano se aprecia el arreglo dipolar, en un segundo plano se aprecian los laboratorios, el cuarto de control, y el área de cubículo.

radiotelescopio. En todos los proyectos asociados con desarrollo o innovación tecnológica los equipos de medición son una parte vital, los procedimientos de calibración son los responsables de garantizar y evaluar el desempeño de los sistemas electrónicos, y éstos dependen directamente de las capacidades y condiciones de los equipos de medición. Los equipos de medición son muy sofisticados, extremadamente costosos y difíciles de adquirir. Además, hay que agregar que muchas veces los equipos son únicos, manufacturados específicamente para los requerimientos técnicos de los proyectos.

Para implementar las etapas de diseño, construcción y calibración de los sistemas electrónicos asociados al radiotelescopio se adquirió el equipo siguiente

- Analizador de Espectros HP-8596E
- Analizador de Redes HP-8751: 5 Hz a 500 MHz
- Osciloscopio Digital TDS-544: 500 MHz
- Generador de radiofrecuencia Rhode Schwarz: 9kHz a 1GHz
- Voltímetro Vectorial HP-8508A: 300 kHz a 2 GHz
- Accesorios y herramienta especializada para radiofrecuencia

### 3.3. Formación de Personal

En México no se tiene una escuela o centro de formación de personal técnico en radiotelescopía, tal vez, debido a que son contados los proyectos científico-tecnológicos

desarrollados en el tema. La formación del personal técnico asociado al proyecto tiene antecedentes académicos en varias disciplinas: física, ingeniería: electrónica, eléctrica, telecomunicaciones, y computación. Los programas actuales de algunos posgrados nacionales tienen una opción en instrumentación, pero no se contempla específicamente una especialización en radiotelescopía.

El panorama mostrado hace evidente la carencia o problemática para conseguir personal entrenado en técnicas de radiotelescopía. Este problema llevó a plantear un programa de formación de recursos humanos, lo cual ha llevado varios años y aún está en proceso de consolidación.

Durante la implementación del radiotelescopio prototipo de Teoloyucan se logró integrar un grupo de tres técnicos y varios estudiantes que adquirieron una amplia experiencia en algunas técnicas de calibración de arreglos dipolares. La formación de estos técnicos se integró con: seminarios, cursos y trabajo realizado con varios especialistas de: Instituto Tecnológico de Florida, en USA; National Centre for Radio Astrophysics en India; Instituto de Geofísica y Astronomía de Cuba.

La participación de estudiantes en el proyecto ha sido un factor determinante para el avance logrado hasta el momento. El proyecto ha contado, a la fecha, con una cantidad significativa de estudiantes que han trabajado directamente en diversas etapas del proyecto: más de 30 servicios sociales, varias residencias profesionales. Además, se ha trabajado en varios proyectos de tesis de licenciatura y maestría asociados directamente con la construcción y calibración del telescopio, por ejemplo: [Carrillo, 1993; Carrillo, 1998; Andrade, 2000; García, 2004 ; Leon, 2004; Barrios y Cortez, 2005; Castillo, 2006].

### 3.4. Plataforma Para el Arreglo Dipolar

La antena es un arreglo dipolar de 4096 unidades desplegadas en 64 líneas cada línea con 64 unidades. La longitud asociada con la frecuencia de operación es de 2.15 metros. Estas características determinan que la superficie de la antena es de  $\sim 10,000$  m<sup>2</sup>, en un arreglo rectangular de 70x140 m. Para dejar un perímetro de maniobra y seguridad para el arreglo se determinó establecer una plataforma de 80x150 m. La plataforma rectangular se orientó con su eje mayor paralelo al eje Este-Oeste geográfico y su eje menor paralelo con el eje Norte-Sur. La orientación se realizó con un error del orden de segundos de arco. La ubicación de la plataforma se puede apreciar en la Figura 3.2 La orientación de la plataforma es muy importante, el conocer su posición facilitará las pruebas de calibración del sistema de lóbulos sobre el meridiano Norte-Sur.

Varios factores determinaron las especificaciones de la plataforma, principalmente: el tipo de suelo y las condiciones del terreno. El terreno se encuentra ubicado en la ciénaga de Zacapu, el suelo está compuesto por una capa vegetal de aproximadamente 0.3 m y por debajo varias capas de arcilla expansiva hasta alcanzar una profundidad de

4 m. El manto freático se encuentra aproximadamente a -1.5 m, respecto del nivel de suelo. Y en época de lluvia este nivel puede alcanzar los +0.30 m. El terreno presenta en la zona de la antena una pendiente negativa en la dirección Este-Oeste del orden de 0.9 m en 150 m.

Las condiciones anteriores llevaron a determinar que el nivel de la plataforma se debería establecer en +0.40 m, en el extremo Este y llevar este nivel hasta el extremo Oeste del terreno. Para evitar la acumulación de agua sobre la plataforma se aplicó un mejoramiento del terreno en varias capas, las capas inferiores se aplicaron con filtro de 0.1 a 0.4 m, y la parte superior empleó material combinado tepetate y filtro de 0.05 m. La plataforma se compactó con maquinaria pesada.

### 3.5. Estructura de Soporte del Arreglo

El diseño de la estructura de soporte y los materiales empleados para su construcción es determinado por las características eléctricas del diseño del arreglo dipolar. Las características eléctricas de operación no permiten emplear en la estructura materiales metálicos o concreto debido al efecto de reflexión o apantallamiento de la señal en los dipolos. El diseño de la estructura es determinado por la longitud de onda asociada a la frecuencia de operación del radiotelescopio. Un factor que también se considera en la estructura de soporte es el sistema de amplificación de campo y alimentación eléctrica, estos puntos se presentarán en secciones independientes.

La complejidad de la estructura hizo prever que durante su construcción los materiales empleados fueran de buena calidad y de fácil adquisición. Cabe mencionar que el trabajo realizado con el radiotelescopio prototipo de Teoloyucan fue determinante en esta etapa para definir los materiales a emplear. Las Figuras 3.5 y 3.7 muestran secciones de la estructura de soporte.

La estructura presenta una geometría rectangular de 64x140 m, orientando su eje menor en la dirección Norte-Sur geográfico. La estructura se puede describir en interna y externa. La interna es de soporte y está constituida por postes de madera (pino) de 0.1x0.1x3 m, los cuales fueron trabajados previamente, aplicando impermeabilizante a la base, se colocó a la base una protección de PVC, además de hacer las perforaciones requeridas, etc.

La estructura externa está conformada con 34 columnas de concreto de diámetro 0.3 m, y 3 m de altura. Las columnas se forjaron con centros de armex de 0.1 m. La columna es sostenida por una plancha de concreto de 0.10x1x1 m sembrada a 0.6 m por abajo del nivel de suelo de plataforma. Sobre esta plancha se armó un dado de concreto de 0.6x0.6x0.5 m, para soportar y dar estabilidad a cada columna de concreto. Las columnas se alinearon en la dirección Norte-Sur, con una separación de 4 m en cada uno de los extremos de la plataforma, ver la Figura 3.5.



Figura 3.5: El sistema de soporte del arreglo dipolar: columnas de concreto interconectadas por estructuras metálicas y el sistema de tensores.

Los detalles de la estructura de soporte para el arreglo se presentan a continuación. El arreglo de columnas de concreto soporta 3 perfiles metálicos: el perfil superior que recibe la tensión de los dipolos, el perfil intermedio soporta y da estabilidad a la pantalla reflectora, y el perfil inferior recibe la tensión de las líneas de transmisión, ver la Figura 3.5.

Sobre las columnas de concreto se ensamblaron tres largueros metálicos de perfil tubular (PT): uno rectangular de 0.05x0.10 m en la parte superior de las columnas y dos perfiles cuadrado de 0.025 m. Los perfiles cuadrados se colocaron a 0.5 m respecto del PT superior y el otro a 2.15 m respecto del primero. Los PT se instalaron horizontalmente apoyándose sobre las columnas por medio de anillos de solera de 0.05 m de ancho sujetos por tornillos para estrechar la columna. Las columnas son estabilizadas en la dirección Este-Oeste por un sistema de tensores y cable de acero de 1/8 de pulgada. Estos largueros y las columnas tienen la función de soportar la tensión generada por el peso del arreglo dipolar, además de dar configuración y prevenir deformaciones de los dipolos. Los detalles mencionados se pueden apreciar en la Figura 3.5.

### 3.6. Infraestructura del Sistema de Amplificación

Para instalar el sistema de amplificación del arreglo dipolar se diseñó un sistema de registros subterráneos conectados por tubería de PVC pesado de 0.05 m de diámetro.

El sistema de registros se puede describir como un sistema matricial de seis registros por cada línea Este-Oeste y 32 líneas para todo el arreglo. Se tienen tres diferentes tipo de registro: registros para recibir amplificadores. Un esquema de la posición y configuración geométrica de los diferentes registros: amplificación, combinación y ductos se presenta en la Figura 3.6.

El sistema de registros se diseñó para recibir los amplificadores considerando los factores siguientes: un sistema subterráneos para dar estabilidad térmica y evitar una degradación rápida por exposición a la intemperie de las componentes electrónicas y cableado; dimensiones suficiente (0.5x0.5x0.5 m con pared de 0.05 m) para recibir una caja galvanizada de 0.29x0.29x0.08 m, la cual dará cavidad al ensamble del sistema amplificador básico.

En la Figura 3.7 se presenta una fotografía de una sección del sistema de registros, también se aprecia la escala de los registros respecto del arreglo dipolar y su alineación con la estructura de soporte. La caja galvanizada da protección contra roedores y reduce la humedad a la que se exponen los componentes electrónicos. Los registros exteriores son construidos de concreto y malla de acero para soportar esfuerzos o deformaciones del terreno arcilloso. En la Figura 3.8 se presenta una fotografía del registro de concreto y en su interior la caja galvanizada que contiene los componentes electrónicos.

Para los registros exteriores que dan cavidad a los combinadores de potencia se usaron los mismos criterios de construcción, y dimensiones diferentes (0.4x0.4x0.4 m con pared de 0.05 m). Los registros para el sistema eléctrico son iguales a los empleados para los amplificadores. Es muy importante indicar que el sistema de registros debe estar completamente sellado para evitar filtraciones de agua que dañan los sistemas electrónicos. Dadas las condiciones del terreno se determinó impermeabilizar por dentro y por fuera todos los registros, además de contar con un cárcamo y un sistema de bombeo que expulsa el agua del sistema de registros, en caso de requerirse. El sistema de registros se conecta a una trinchera central de 0.9x0.9x80 m que recibe el cableado del sistema de amplificación, que conecta el sistema de la antena con el cuarto de control.

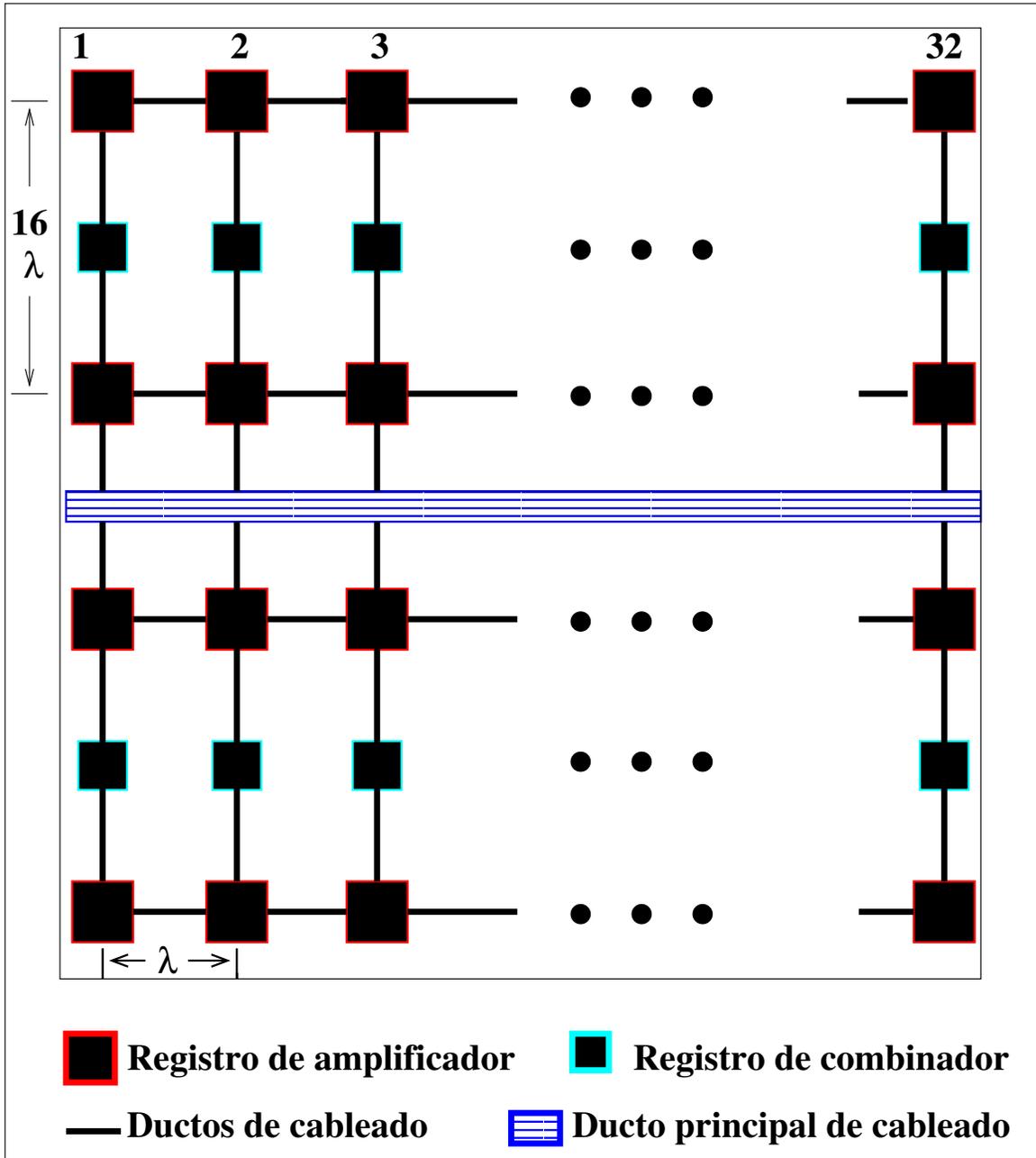


Figura 3.6: Configuración del sistema de registros para amplificadores, combinadores, cables, etc. ubicados bajo el arreglo dipolar.



Figura 3.7: La infraestructura para el sistema de amplificación de campo del arreglo dipolar se integra con registros de concreto comunicados por un sistema de tuberías. Se tienen 128 registros desplegados en el área de la antena.

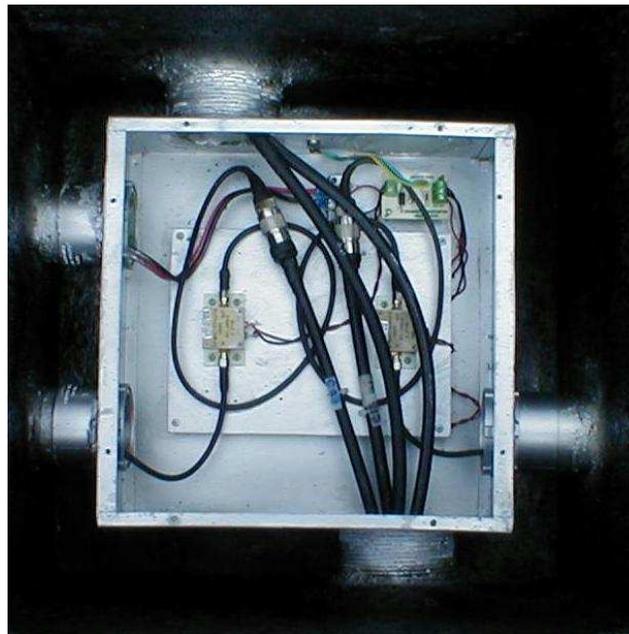


Figura 3.8: El sistema de amplificación de campo, del arreglo dipolar, tiene como unidad de operación un par de amplificadores, un par de reguladores de voltaje, y accesorios de interconexión instalados en una caja metálica dentro de cada registro de concreto.



# Capítulo 4

## SIMULACIONES NUMÉRICAS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN

### 4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los procedimientos para determinar las características principales del patrón de radiación del arreglo dipolar lineal, empleado en el radiotelescopio de centelleo interplanetario. Parte del estudio comprende la simulación numérica de los arreglos dipolares usando el software PCAAD5.0, [Pozar, 2002]. El capítulo se ha integrado en varias secciones, las primeras tres aportan conceptos necesarios para entender las características del arreglo, la cuarta sección presenta varias simulaciones numéricas para el arreglo dipolar, y en la última sección se presenta el análisis de los estudios realizados y conclusiones obtenidas.

La configuración general de un radiotelescopio se puede presentar en cinco sistemas básicos: antena, amplificación de señal, control de lóbulos, receptores y procesamiento de datos. El conocimiento detallado de cada sistema permite evaluar el rendimiento en cada componente, subsistema, y aporta datos básicos para optimizar la operación en cada etapa. La calibración integrada evalúa la respuesta de todos los subsistemas en interacción, permitiendo ajustar de modo integral los subsistemas. La antena y el sistema de amplificación de campo presentan significativas variaciones que son evidentes al calibrarse. Por ejemplo: el comportamiento de un dipolo aislado (sin interacción eléctrica con otros dipolos), es bastante simple si se compara con la respuesta eléctrica del dipolo al encontrarse rodeado de otros dipolos. Esto se debe al fenómeno denominado *acoplamiento mutuo*, el cual está relacionado directamente con los campos eléctricos que se generan en el entorno de cada dipolo. Las variables físicas del fenómeno son: capacitancia, inductancia, configuración geométrica de los dipolos, etc.

## 4.2. Parámetros de Antena

Para hacer una presentación general de los parámetros fundamentales de las antenas, se considera como referencia la antena dipolar. Las antenas dipolares se construyen con: alambres, cintas o tubos metálicos, y son alimentadas por: líneas bifilares, cinta impresa, cables coaxiales, o combinaciones de éstas. Los métodos de alimentación son variables, asociados con los requerimientos del proyecto y la variedad de dipolos: simétricos y asimétricos que existen. En todos los casos la antena debe cumplir simultáneamente el número mayor de las características adecuadas: facilidad de construcción y uso, alto rendimiento, banda de frecuencias transmitidas relativamente ancha, tensiones eléctricas disruptivas altas (en el caso de antenas transmisoras), estabilidad temporal, bajo costo, fácil mantenimiento, etc. Las antenas dipolares son las más antiguas, simples, baratas y en la mayoría de los casos las más versátiles para muchas aplicaciones.

### 4.2.1. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se puede representar gráficamente, presentando la distribución relativa de potencia o propiedades de radiación en función de coordenadas espaciales. En la mayoría de casos, el patrón de radiación es evaluado considerando condiciones en la región de campo lejano, y representado en coordenadas direccionales. La traza de la potencia recibida a un radio constante, se denomina *patrón de potencia*. En cambio para una gráfica de la variación espacial de los campos eléctrico o magnético, con radio constante, se denomina *patrón de campo*.

El patrón de radiación para un dipolo ideal es representado por la función  $\sin\theta$ , asociada con la variación del campo eléctrico de radiación, y también presenta características de radiación para el campo magnético. El plano que contiene el vector campo eléctrico de radiación se denomina *plano E*, y el plano perpendicular a éste se denomina *plano H*, el cual contiene el vector de campo magnético. En la Figura 4.1 se presenta un esquema del sistema de coordenadas empleado para la descripción del patrón de radiación. En los patrones de radiación de campo descritos en los planos E y H, para determinar el ancho del haz a potencia media, (half-power beamwidth HPBW), se mide el ángulo entre los puntos donde se determina la mitad de potencia máxima radiada.

### 4.2.2. Ganancia directiva

La capacidad o habilidad de una antena para concentrar energía en una dirección particular es denominada ganancia. Dos definiciones diferentes de la ganancia de una antena, pero relacionadas, son: la ganancia directiva y la ganancia de potencia. La primera es denominada, algunas veces, directividad. La segunda es llamada simplemente ganancia. La ganancia directiva es descriptiva del patrón de la antena, y la ganancia de potencia es más usada en aplicaciones de radar.

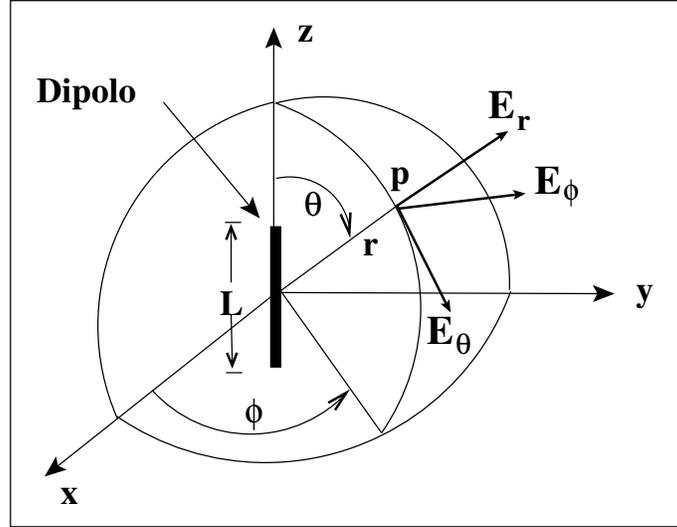


Figura 4.1: Sistema coordinado empleado para describir los patrones de radiación. En el centro del sistema de coordenadas se ubica un dipolo delgado de longitud  $L$  a lo largo del eje  $z$ . También se presenta el sistema polar  $(\theta, \phi)$ .

La ganancia directiva ( $G_D$ ) de una antena transmisora se puede definir como

$$G_D = \frac{I_{RM}}{I_{RP}} \quad (4.1)$$

donde:  $I_{RM}$  es la intensidad de radiación máxima, e  $I_{RP}$  es la intensidad de radiación promedio.

### 4.2.3. Ganancia de potencia

La definición de ganancia directiva se configura principalmente en la forma del patrón de radiación. Esta no considera las disipaciones de potencia. La ganancia de potencia, la cual se denota por  $G$ , incluye las pérdidas por disipación de la antena, pero no considera las pérdidas del sistema que surgen del acoplamiento inadecuado y/o la polarización. Esta se puede definir análogamente a la ganancia directiva, excepto que el denominador es la potencia neta aceptada por la antena del transmisor conectado ( $P_{na}$ ), y el numerador es la potencia máxima radiada por unidad de ángulo sólido ( $P_{mr}$ ), esto es

$$G = 4\pi \frac{P_{mr}}{P_{na}} \quad (4.2)$$

### 4.2.4. Directividad

La directividad de antena para un elemento noisotrópico con ángulo sólido  $\Omega_A$  está dada por

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (4.3)$$

lo cual implica que una antena altamente directiva tiene un ángulo sólido pequeño. Una antena isotrópica tiene un ángulo sólido  $\Omega_A = 4\pi$ . Note que la idealizada antena isotrópica tiene la directividad más baja posible  $D = 1$ . Todas las otras antenas tienen una directividad mayor que 1.

#### 4.2.5. Area de colección vs. área física

Otro parámetro muy usado es la *abertura efectiva* o *eficiencia de abertura* de recepción. Considere que el área de colección que apunta directamente a una fuente de radio se denota por ( $A_0$ ); lo más probable es ésta no sea igual al área física de la abertura, ( $A$ ). La razón entre ellas se usa para definir la *eficiencia de abertura*, ( $\eta$ ), la cual se define matemáticamente por

$$A_0 = \eta A \quad (4.4)$$

donde:  $\eta$  es adimensional, y con valor entre cero y uno. Considere la definición del área de colección de un dipolo, [Kraus y Marhefka, 2003]:

$$A_0 = \frac{\lambda^2}{\Omega_A} \quad (4.5)$$

considerada como una relación fundamental entre  $A_0$  y  $\Omega_A$ .

#### 4.2.6. Eficiencia de abertura

La eficiencia de abertura,  $\eta$ , está en función de varios factores, algunos de los cuales se mencionan a continuación. En la mayoría de factores su evaluación numérica es compleja y los procesos de calibración de las antenas dan los valores más reales. En general, se puede definir operacionalmente la eficiencia de abertura para una antena como el producto de varios factores, una relación general que expresa la función está dada por

$$\eta = \eta_{sr} \eta_b \eta_s \eta_i \eta_{misc} \quad (4.6)$$

donde:  $\eta_{sr}$  es la eficiencia de la superficie reflectora,

$\eta_b$  es la eficiencia de bloqueo, la cual se asocia con las estructuras que pueden bloquear la apertura,

$\eta_s$  es la eficiencia de spillover. Se vincula con la capacidad de *ver* la tierra cuando se opera en el modo receptor. Esto incrementa la temperatura de ruido,

$\eta_i$  es la eficiencia de iluminación. Como su nombre indica se asocia con la calidad y la forma de la superficie reflectora,

$\eta_{misc}$  son pérdidas debido a otros factores.

#### 4.2.7. Polarización

La dirección de polarización se define como la dirección del vector campo eléctrico. La mayoría de antenas son linealmente polarizadas; esto es, la dirección del vector campo eléctrico es vertical u horizontal. La polarización también puede ser elíptica o

circular. La polarización elíptica puede considerarse como la combinación de dos ondas polarizadas linealmente a la misma frecuencia, viajando en la misma dirección, las cuales son ortogonales entre si. La amplitud relativa de las dos ondas y la relación de fase entre ellas pueden asumir cualquier valor.

### 4.3. Arreglo Dipolar Lineal

En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con muy buenas características de directividad, muy alta ganancia, con el objetivo de cumplir demandas de comunicación a larga distancia. Esto puede lograrse incrementando el tamaño eléctrico de la antena. El incremento de las dimensiones de un elemento frecuentemente lleva a incrementar las características directivas. Otra manera de incrementar las dimensiones de la antena, sin incrementar necesariamente el tamaño de los elementos individuales, es formar un conjunto de elementos radiadores en una configuración eléctrica y geométrica. Esta nueva antena, formada por multielementos, se denomina un *arreglo*. En la mayoría de los casos los elementos de un arreglo son idénticos. Esto no es necesario, pero frecuentemente es muy conveniente, más simple y práctico. Los elementos individuales pueden ser de formas muy variadas.

Sin considerar el acoplamiento mutuo entre antenas, el campo total de un arreglo es determinado por la suma vectorial de los campos radiados por cada elemento individual. Para lograr patrones muy directivos, es necesario que los campos de los elementos interfieran constructivamente, sumando en la dirección deseada; e interfieran destructivamente, se cancelen unos con otros en el resto del espacio. Idealmente esto se puede lograr, pero en la práctica ésto sólo es aproximado.

En un arreglo de elementos idénticos, existen cinco variables que pueden ser empleadas para controlar la forma del patrón de radiación:

1. La configuración geométrica del arreglo global: lineal, circular, rectangular, esférico, etc.
2. La distancia relativa entre elementos.
3. La amplitud de excitación de elementos individuales.
4. La fase de excitación de elementos individuales.
5. El patrón relativo del elemento individual.

La integración simultánea de cada uno de los factores mencionados determina las características generales del patrón de radiación.

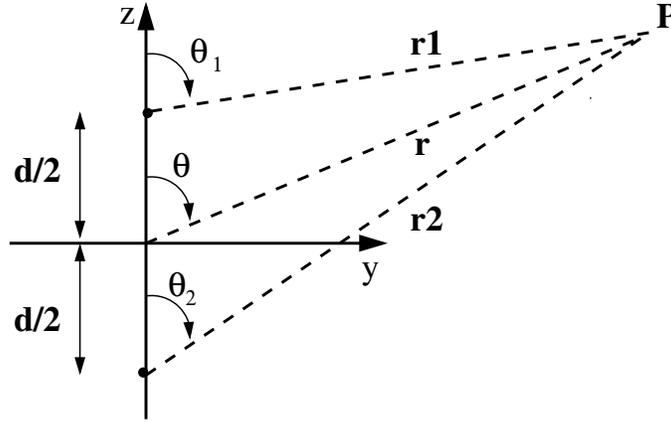


Figura 4.2: Un par de dipolos infinitesimales, ubicados a lo largo del eje  $z$  en arreglo horizontal. El campo radiado es evaluado en el punto  $P$ .

### 4.3.1. Arreglo de dos elementos

Para iniciar, suponga que la antena a estudiar es un arreglo de dos dipolos horizontales e infinitesimales, ubicados a lo largo del eje  $z$ , como se muestra en la Figura 4.1. El campo radiado por dos elementos, asumiendo que no hay acoplamiento mutuo entre elementos, es la suma de los campos individuales, y en el plano  $y$ - $z$  es dado por la ec. 4.7, [Balanis, 1982]

$$E_T = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j \eta \frac{kl I_0}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} | \cos \theta_1 | + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} | \cos \theta_2 | \right\} \quad (4.7)$$

donde  $\beta$  es la diferencia de fase de excitación entre los elementos,  $I_0$  es la corriente constante en los dos dipolos,  $l$  es la longitud del dipolo,  $k$  se define como  $k^2 = \mu\epsilon$ ,  $r_1$  y  $r_2$  son la distancia de cada dipolo al punto donde se evalúa el campo total,  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son los ángulos que forman las líneas que unen los dipolos y el punto de evaluación con respecto al eje  $z$ ,  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  es la impedancia intrínseca del medio donde se propaga la onda y  $\hat{a}_\theta$  es el vector unitario para la coordenada  $\theta$ .

Suponemos que la evaluación se hace en campo lejano, es decir, considerando que  $\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta$ . Y para variaciones de fase se considera que  $r_1 \cong r - (d/2)\cos\theta$  y  $r_2 \cong r + (d/2)\cos\theta$ . Considerando que la magnitud del campo eléctrico en campo lejano es más o menos igual se considera que variaciones de amplitud que  $r_1 \cong r_2 \cong r$ . Ver la geometría mostrada en la Figura 4.3.

Luego entonces la expresión para el campo total se reduce a

$$E_T = \hat{a}_\theta j \eta \frac{kl I_0}{4\pi r} e^{-jkr} | \cos \theta | 2 \cos \left[ \frac{1}{2}(kdcos\theta + \beta) \right] \quad (4.8)$$

La ecuación 4.8 muestra que el campo total del arreglo es igual al campo de un sólo elemento, ubicado en el origen, multiplicado por un factor ampliamente conocido como

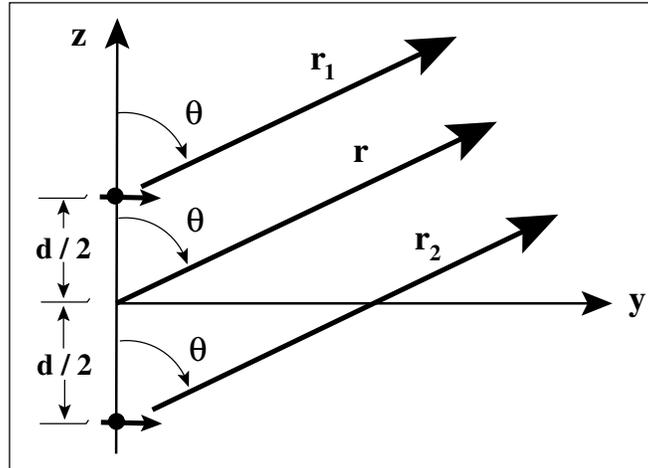


Figura 4.3: Geometría empleada para evaluar el campo radiado por un par de dipolos infinitesimales horizontales asumiendo observación de campo lejano.

*factor del arreglo*. Entonces para un arreglo de dos elementos con amplitud constante, el factor del arreglo es determinado por

$$AF = 2\cos \left[ \frac{1}{2}(kdcos\theta + \beta) \right] \quad (4.9)$$

El cual es normalizado y expresado como

$$AF_N = \cos \left[ \frac{1}{2}(kdcos\theta + \beta) \right] \quad (4.10)$$

El factor del arreglo es una función de la geometría del arreglo y la fase de excitación. Las características del factor del arreglo y el campo total pueden ser controladas variando la separación ( $d$ ), y/o la fase ( $\beta$ ) entre los elementos.

Luego entonces, en zona lejana, el campo de un arreglo de dos elementos idénticos se determina por el producto del campo de un sólo elemento, seleccionado en un punto de referencia (usualmente el origen) y el factor del arreglo, esto es

$$E_{Total} = [E_{dipolo-referencia}][FA] \quad (4.11)$$

Esta regla se denomina *multiplicación de patrones* para un arreglo de elementos idénticos. Cada arreglo tiene su factor propio. El factor está en función de varios parámetros: el número de elementos, la configuración geométrica, las magnitudes relativas, sus fases relativas, y la separación entre elementos. El factor será más simple si los elementos tienen igual amplitud, fase y espaciamientos. Lo cual implica que el factor del arreglo no depende de las características direccionales de los elementos radiadores.

### 4.3.2. Arreglo lineal de N elementos

Ahora se generalizará el método para un arreglo de N elementos. Considere la geometría de la Figura 4.4, supóngase que todos los elementos tienen amplitud idéntica y

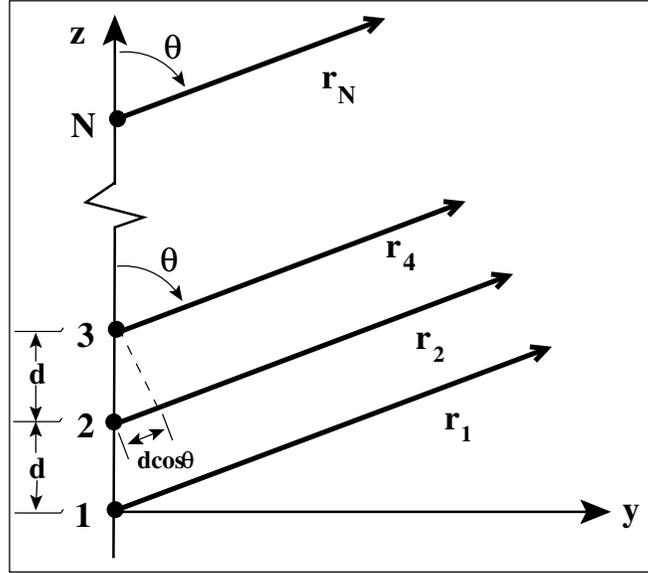


Figura 4.4: Geometría considerada para evaluar el campo lejano de un arreglo lineal de  $N$  elementos de fuentes isotrópicas ubicadas a lo largo del eje  $z$ .

cada elemento sucesivo tiene una fase progresiva ( $\beta$ ). Un arreglo de elementos idénticos, todos de magnitud idéntica y cada uno con fase progresiva constante se denomina *arreglo uniforme*. El factor del arreglo puede obtenerse considerando a los elementos fuentes ideales o isotrópicas.

Si los elementos no son fuentes isotrópicas, el campo total se puede derivar multiplicando el factor del arreglo de las fuentes isotrópicas por el campo de un sólo elemento. Esto es, la regla del patrón de multiplicación se aplica sólo para arreglos de elementos idénticos. El factor del arreglo para este caso es dado por [Balanis, 1982]

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdcos\theta + \beta)} \quad (4.12)$$

Usando el cambio de variable  $\psi = kdcos\theta + \beta$ , el factor del arreglo se puede presentar como:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (4.13)$$

Si el punto de referencia es el centro físico del arreglo, el factor se reduce a

$$FA = \left[ \frac{\text{sen} \left( \frac{N}{2} \psi \right)}{\text{sen} \left( \frac{1}{2} \psi \right)} \right] \quad (4.14)$$

Y para valores pequeños de  $\psi$ , la expresión anterior se puede aproximar por

$$FA = \left[ \frac{\text{sen} \left( \frac{N}{2} \psi \right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (4.15)$$

## 4.4. Arreglo Broadside

En muchas aplicaciones es deseable tener la radiación máxima de un arreglo dirigida ortogonalmente respecto del plano o eje del arreglo (broadside;  $\theta = 90^\circ$  de la Figura 4.4. Para optimizar el diseño se requiere que ambos campos: el de un elemento y el factor del arreglo estén dirigidos a  $\theta = 90^\circ$ . Para cumplir las condiciones se requiere de una juiciosa evaluación de los parámetros siguientes: tipo de radiadores, separación, y excitación individual de cada uno de los elementos.

Los requerimientos que permiten al factor del arreglo *radiar o captar* eficientemente en una configuración *broadside* son los siguientes: el máximo del factor del arreglo, FA, ocurre cuando

$$\psi = kd\cos\theta + \beta = 0 \quad (4.16)$$

Si se desea tener un máximo dirigido hacia  $\theta=90^\circ$ , entonces

$$\psi = kd\cos\theta + \beta \big|_{\theta=0} = \beta = 0 \quad (4.17)$$

Para obtener el valor máximo del FA para un arreglo lineal uniforme dirigido a broadside respecto del eje del arreglo, es necesario que todos los elementos tengan la misma fase y amplitud de excitación. La separación entre elementos puede tomar cualquier valor. Para asegurar que no existirán máximos en otras direcciones, la separación entre elementos no deberá ser un múltiplo de la longitud de onda ( $d \neq n\lambda$ ,  $n=1, 2, 3, \dots$ ) cuando  $\beta = 0$ . Sí  $d = n\lambda$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  y  $\beta = 0$ , entonces

$$\psi = kd\cos\theta + \beta \big|_{d=n\lambda, \beta=0, n=1,2,3,\dots} = 2\pi n\cos\theta \big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (4.18)$$

Cuando los valores de  $\psi$  son sustituidos en el FA (normalizado) se obtienen los valores máximos, [Balanis, 1982].

## 4.5. Determinación Numérica del Patrón de Radiación

Las características principales del patrón de radiación se determina numéricamente empleando el software *Personal Computer Aided Antenna Design*, PCAAD 5.0, [Pozar, 2002]. Los programas emplean el método de momentos para realizar el cálculo y no se considera el acoplamiento mutuo entre dipolos. Los parámetros generales para las evaluaciones son los siguientes:

- Frecuencia: 140 MHz
- Dipolo con  $\lambda$ : 1.97 m
- Polarizado en X, (E-O)
- Pantalla reflectora: 0.53 m

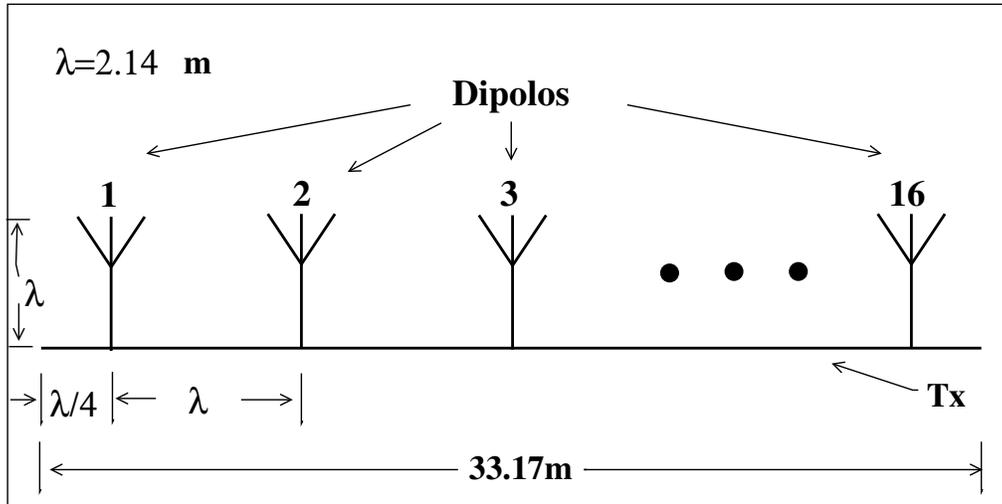


Figura 4.5: Esquema de un arreglo dipolar lineal con 16 dipolos. Se presenta la configuración y dimensiones básicas del arreglo: distancia entre dipolos, longitud de la línea de alimentación (Tx), etc.

#### 4.5.1. Determinación numérica del patrón de un arreglo de 16 dipolos

La configuración geométrica de los dipolos es colineal y polarizada a lo largo del eje  $x$ . Cada dipolo tiene una longitud de 1.97 m, la separación entre centros es 2.14 m, la frecuencia usada para el cálculo es 140 MHz; y se considera igual potencia y configuración broadside.

Los parámetros principales para un arreglo lineal con 16 dipolos derivados de las gráficas E-theta, Figuras 4.6 y 4.7 son:

- Directividad: 20 dB
- Ancho del lóbulo a 3 dB:  $3.0^\circ$
- Dirección del lóbulo principal:  $0.0^\circ$

En el plano Este-Oeste (plano E-theta), el patrón de radiación presenta características muy relevantes. El patrón presenta un lóbulo primario y varios lóbulos secundarios de diferentes niveles. El lóbulo primario tiene un ancho a potencia media de  $3^\circ$ , dirigido al cenit, presentando una directividad de 20 dB. Los lóbulos secundarios de primer orden presentan una potencia de -14 dB, todos simétricos respecto del lóbulo principal. Los lóbulos de tercer orden o menores presentan una potencia inferior a los -20 dB, los cuales no son considerados para el estudio por no tener contribución significativa en la señal recibida, ver las Figuras 4.6 y 4.7.

Por otra parte, se puede apreciar en la gráfica derivadas para el plano E-phi, Figuras 4.8 y 4.9, que el patrón de radiación presenta un gran lóbulo, con ancho a potencia media de  $119.2^\circ$ , y apuntando hacia el cenit; con un lóbulo de éstas características no

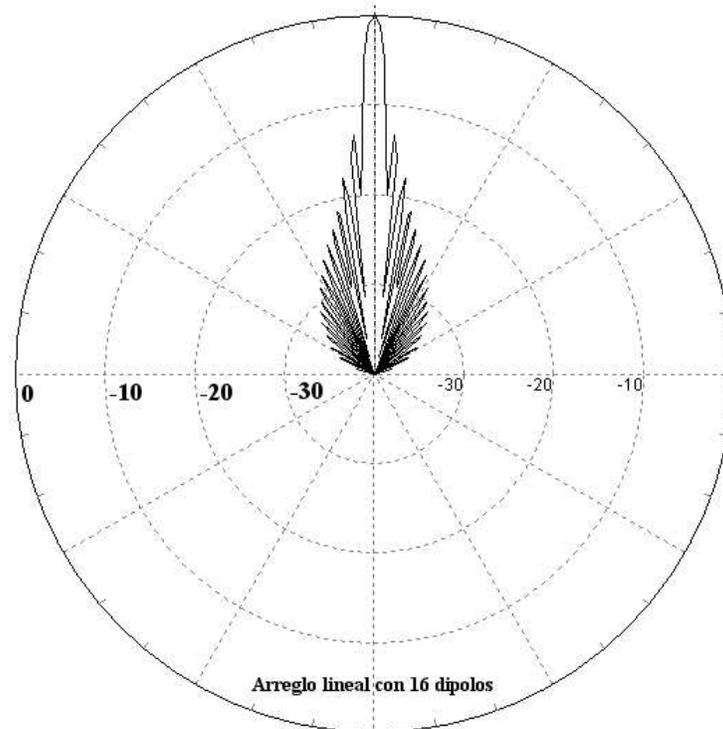


Figura 4.6: Patrón de radiación E-theta en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F=140$  MHz.

se tiene directividad.

Los parámetros principales derivados de la gráfica E-phi, Figuras 4.8 y 4.9, son:

- Directividad: 20 dB
- Dirección del lóbulo principal:  $0^\circ$
- Ancho del lóbulo principal a 3 dB:  $119.2^\circ$

#### 4.5.2. Patrón de radiación de un arreglo de 64 dipolos

El arreglo es colineal y polarizado a lo largo del eje  $x$ , con alimentación y fase uniforme. La separación entre dipolos es 2.14 m, longitud del dipolo 1.97 m, fabricado con alambre de cobre y se agrega una pantalla reflectora ubicada a 0.53 m por abajo del dipolo. La frecuencia de operación empleada para el cálculo es 140 MHz.

El patrón de radiación evaluado en el plano E-theta se presenta en las Figuras 4.10 y 4.11. Los parámetros principales derivados de las gráficas E-theta son

- Directividad: 26.5 dB
- Ancho del lóbulo a 3 dB:  $0.3^\circ$

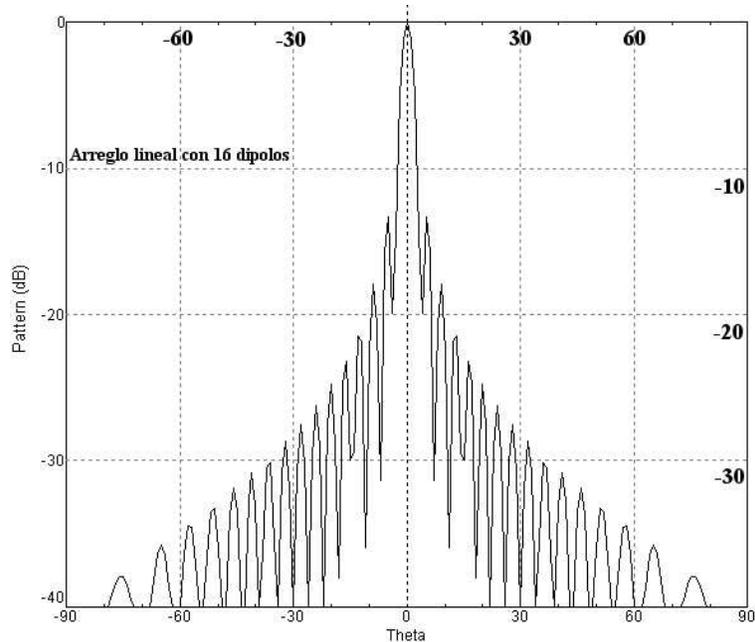


Figura 4.7: Patrón de radiación E-theta en coordenadas rectangulares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F=140$  MHz.

- Dirección del lóbulo principal:  $0^\circ$

En el plano (E-theta), el patrón de radiación muestra características muy directivas. El patrón presenta un lóbulo primario y un par de lóbulos secundarios. El lóbulo primario tiene un ancho a potencia media de  $0.3^\circ$ , dirigido al cenit, presentando una directividad de 26.5 dB. Los lóbulos secundarios de primer orden presentan una potencia de -33.8 dB y su configuración es simétrica a  $\pm 14^\circ$ , respecto del lóbulo principal. Los lóbulos de tercer orden o menores presentan una potencia inferior a los -40 dB, los cuales no son considerados para el estudio, por no tener contribución significativa en la señal recibida, ver las Figuras 4.10 y 4.11.

Las características del patrón de radiación en el plano E-phi se presentan en las Figuras 4.12 y 4.13 y los parámetros principales derivadas de ellas son

- Directividad: 26.5 dB
- Ancho del lóbulo a 3 dB:  $119.2^\circ$
- Dirección del lóbulo principal:  $0^\circ$

Se puede apreciar de la Figuras 4.12 y 4.13 que el patrón de radiación (E-phi) presenta un gran lóbulo, con estructura muy amplia ( $119^\circ$ ), y apuntando hacia el cenit local. El patrón es igual al obtenido para el arreglo de 16 dipolos.

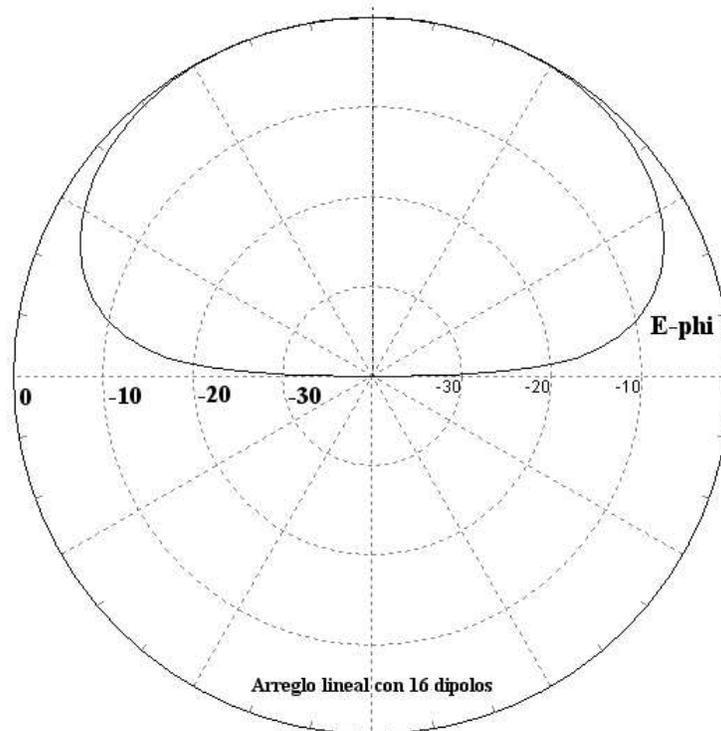


Figura 4.8: Patrón de radiación E-phi en coordenadas polares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F=140$  MHz.

### 4.5.3. Determinación numérica del patrón de cuatro subarreglos colineales

El arreglo que integra cada *Línea* de operación en el MEXART está constituido en realidad usando cuatro subarreglos dipolares, ver las Figuras 2.6 y 2.7. Es de gran valor simular una configuración lo más apegada a las condiciones reales de operación. En la sección 4.5.1 se realizó la simulación para determinar el patrón de radiación de un arreglo lineal con 16 elementos. En esta subsección se emplearán los resultados derivados previamente para obtener la simulación de los cuatro subarreglos. Los cuatro subarreglos están configurados colinealmente, y la separación entre subarreglos es de  $\lambda$ . El PCAAD tiene una subrutina que carga los parámetros de la configuración y el archivo asociado con el subarreglo básico, es decir, el archivo asociado al arreglo lineal de 16 dipolos.

El patrón de radiación para los cuatro subarreglos en el plano E-theta se presenta en las Figuras 4.14 (coordenadas polares) y 4.15 (coordenadas rectangulares). El arreglo presenta una directividad de 26.5 dB, de las gráficas se aprecia claramente la existencia de un lóbulo principal dirigido al cenit con ancho a 3 dB de  $2.9^\circ$ . También se presentan dos par de lóbulos secundarios, simétricos. El primer par alcanza los -15 dB, dirigidos a  $\pm 5^\circ$ . El segundo par alcanza los -24.15 dB y apuntando a  $\pm 9,0^\circ$ . El patrón es simétrico y se desvanece por abajo de los -40 dB.

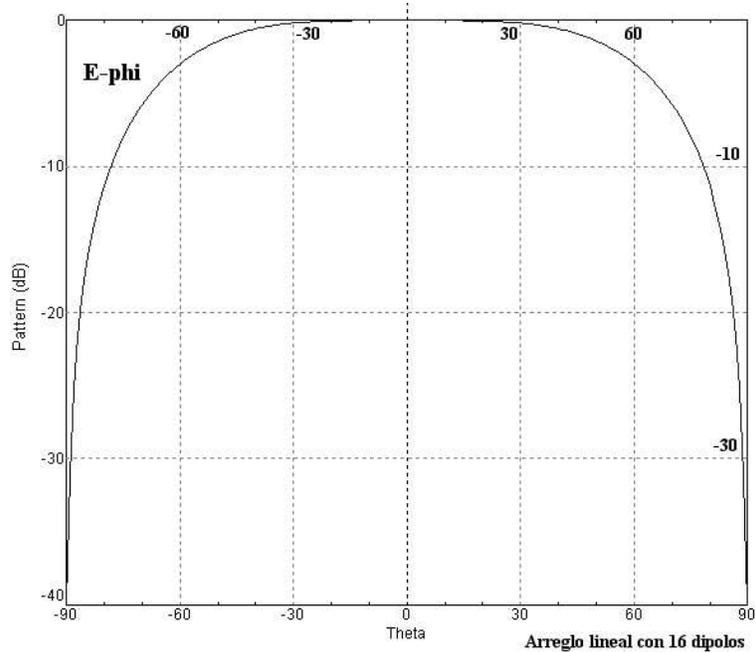


Figura 4.9: Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas rectangulares asociado a un arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente, con  $\lambda=1.97$  m y  $F=140$  MHz.

Las gráficas derivadas para los cuatro subarreglos en el plano E-phi se presentan en las Figuras 4.16 y 4.17. Se puede apreciar que el patrón básicamente se constituye por un gran lóbulo que cubre  $120^\circ$  en la dirección Norte-Sur, completamente simétrico y centrado en el cenit.

Una inquietud surge cuando se comparan las gráficas de los patrones de radiación, en coordenadas polares, del arreglo lineal con 64 dipolos y el arreglo lineal con 4 subarreglos de 16 elementos cada uno, ver las Figuras 4.10 y 4.14. Se puede apreciar que el patrón de radiación para la configuración con subarreglos presenta mayor cantidad de lóbulos laterales y potencia significativa, considerando el lóbulo principal. El primer par de lóbulos laterales generados por los subarreglos alcanzan los -15 dB. Esto es, más grandes que los correspondientes al arreglo de 64 elementos que tienen un valor de -40 dB. El segundo par alcanza los -24 dB que también supera bastante al segundo par de laterales asociado al arreglo de 64 elementos que sólo alcanzó los -43 dB. Existen dos factores, al menos, que pueden responder por la diferencia marcada entre resultados de las dos simulaciones: la distancia entre subarreglos y el factor del arreglo derivado para la evaluación. Con base en la información presentada por PCAAD se puede indicar que la distancia entre subarreglos deberá de mantenerse aproximadamente en el rango de  $\pm\lambda/10$  para mantener en su expresión mínima los lóbulos laterales. Por otra parte, la evaluación del factor del arreglo requiere mayores consideraciones las cuales escapan al alcance de este trabajo.

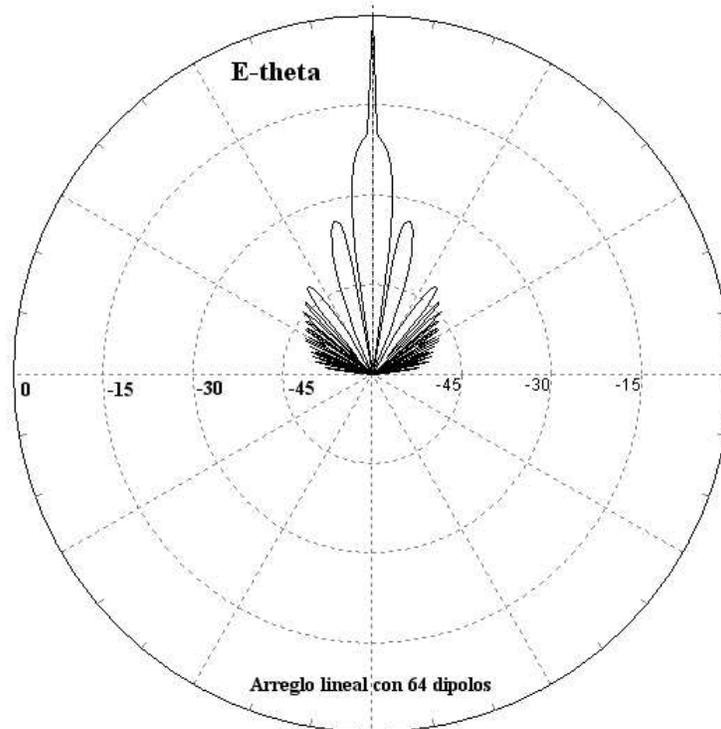


Figura 4.10: Patrón de radiación en el plano E-theta en coordenadas polares para un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente con  $\lambda=1.97$  m, y  $F=140$  MHz.

Es importante resaltar que el uso de subarreglos tiene sus ventajas y desventajas, las cuales tienen que ser ponderadas bajo diferentes criterios: aplicaciones de los arreglos, grados de libertad para controlar la dirección del lóbulo, tamaño de la antena, costos, entre otros. Por ejemplo, las antenas con mayor número de subarreglos son más costosas, debido a que requieren un mayor número de componentes y materiales (baluns, amplificadores, combinadores, etc.), pero tienen mayor flexibilidad al direccionar el lóbulo principal, minimizar los lóbulos laterales, entre otros.

## 4.6. Variables del Patrón de Radiación

El análisis del patrón de radiación del arreglo lineal empleado en el MEXART es muy importante, permitirá conocer el comportamiento del patrón en función de las variables principales: frecuencia de operación, longitud física del dipolo de alambre, la distancia entre centros de dipolos. Es importante reiterar que existen otras variables importantes pero estas son más complicadas de evaluar. Las simulaciones numéricas para estos casos son muy limitadas y en la mayoría de los casos presentan incertidumbres que sólo se pueden evaluar en forma experimental. En este análisis no se considera la interacción mutua entre elementos.

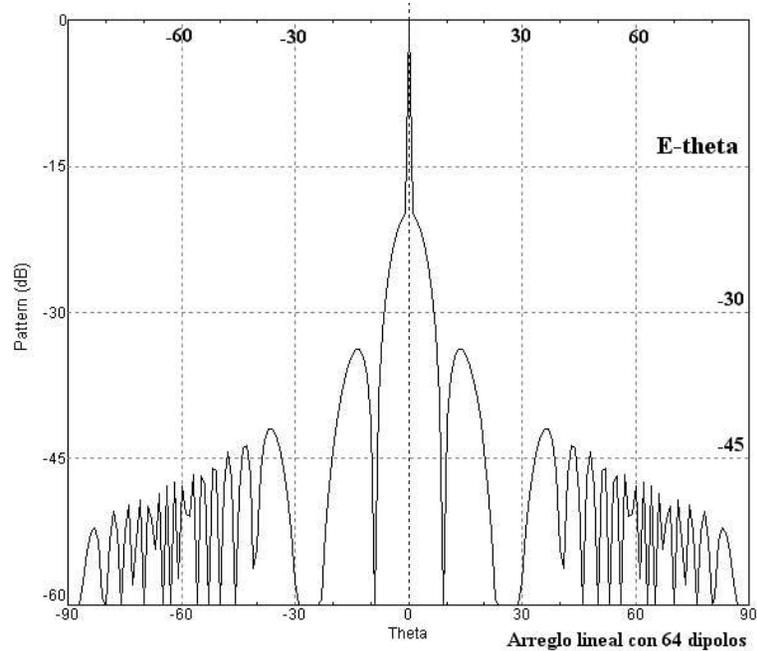


Figura 4.11: Patrón de radiación en el plano E-theta en coordenadas rectangulares para un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente con  $\lambda=1.97$  m, y  $F=140$  MHz.

El análisis se realiza empleando simulaciones numéricas calculadas con el PCAAD, especificando una serie de parámetros conocidos. En esta sección se estudia el comportamiento del patrón de radiación al variar un parámetro a la vez. Los parámetros variables son: la frecuencia de operación, la longitud física del dipolo, y la distancia de separación entre dipolos. El arreglo se evalúa en una configuración *broadside*, esto es, se considera que cada elemento tiene igual amplitud y no existe diferencia de fase entre elementos.

El valor del análisis es concreto, aunque limitado, al permitir derivar de sus resultados una serie de criterios, y el peso específico de cada variable en la integración del patrón de radiación. Además permitirá establecer criterios y tolerancias durante la construcción, mantenimiento, y futuras aplicaciones del arreglo dipolar.

#### 4.6.1. Frecuencia de operación

En este análisis el programa PCAAD se corre con los parámetros siguientes:

- Número de dipolos: 16.
- Longitud física del dipolo: 1.97 m.
- Distancia entre dipolos: 2.14 m.
- Se considera una pantalla reflectora a 0.53 m. por abajo del arreglo dipolar lineal.

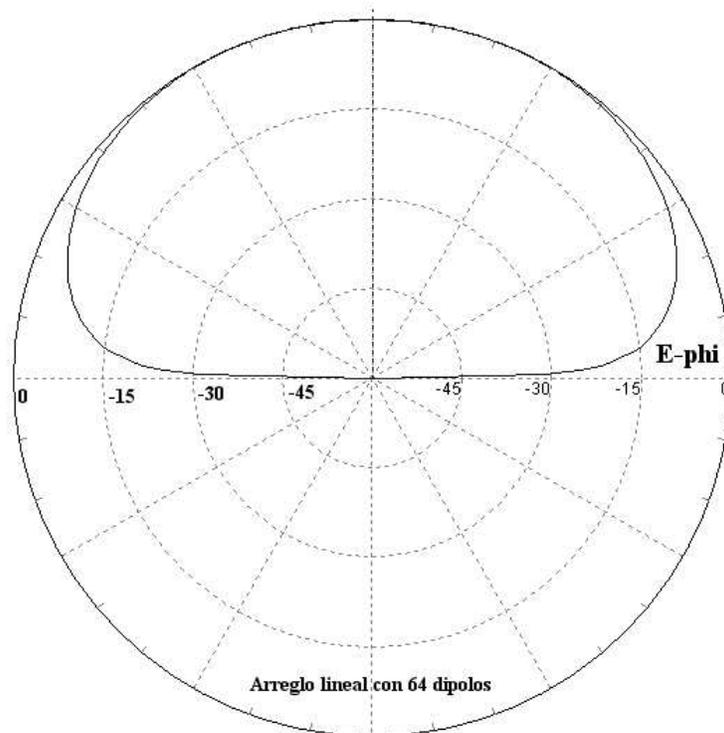


Figura 4.12: Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas polares para un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente con  $\lambda=1.97$  m, y  $F=140$  MHz.

- Se considera una configuración broadside.
- La variable es la frecuencia de operación, y se aplica en el intervalo 210-100 MHz, con incrementos de 10 MHz.
- Las gráficas obtenidas son del plano E-theta, en coordenadas polares, y se presentan en la Figura 4.18.

Con base en las características de los patrones mostrados en la Figura 4.18 se puede inferir que las condiciones establecidas para el arreglo dipolar tienen su mejor respuesta cuando se opera en el rango de 110-170 MHz. Luego entonces, la banda de operación es bastante amplia, con las consecuentes o inherentes problemáticas de interferencias. A frecuencias mayores a 180 MHz las características de directividad del patrón se empiezan a degradar al aparecer lóbulos laterales grandes, con una ganancia del orden de -24 dB, los cuales continúan creciendo al incrementarse la frecuencia, hasta tener casi la misma ganancia que el lóbulo principal cuando la frecuencia es mayor a 210 MHz.

#### 4.6.2. Longitud física del dipolo

Para esta evaluación el programa PCAAD se corre con los parámetros siguientes:

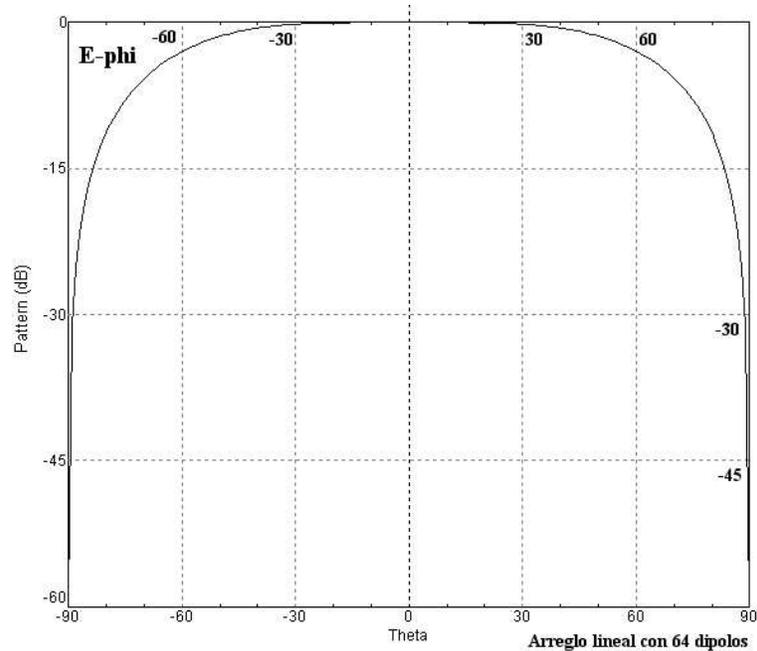


Figura 4.13: Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas rectangulares para un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente con  $\lambda=1.97$  m, y  $F=140$  MHz.

- Número de dipolos: 16,
- Frecuencia de operación: 140 MHz,
- Distancia entre dipolos: 2.14 m.
- Se considera una pantalla reflectora a 0.53 m por abajo del arreglo dipolar lineal.
- Se considera una configuración broadside.
- La variable es la longitud física del dipolo, evaluada en el intervalo 1.77-2.57 m, con incrementos de 0.10 m.
- Las gráficas obtenidas son en plano E-theta, en coordenadas polares, y se presentan en las Figuras 4.19, 4.20 y 4.21.

Con base en las gráficas de los patrones de radiación mostrados en las Figuras 4.19 a 4.21, se puede establecer que la longitud física del dipolo para estas condiciones del arreglo se mantienen bastante uniformes en el intervalo 1.87 a 2.07 m. Las características del lóbulo principal son semejantes dentro del intervalo mencionado. Con base en lo anterior, se puede considerar que la longitud física de los dipolos de un arreglo como el especificado puede tener una tolerancia de  $\pm 20$  cm.

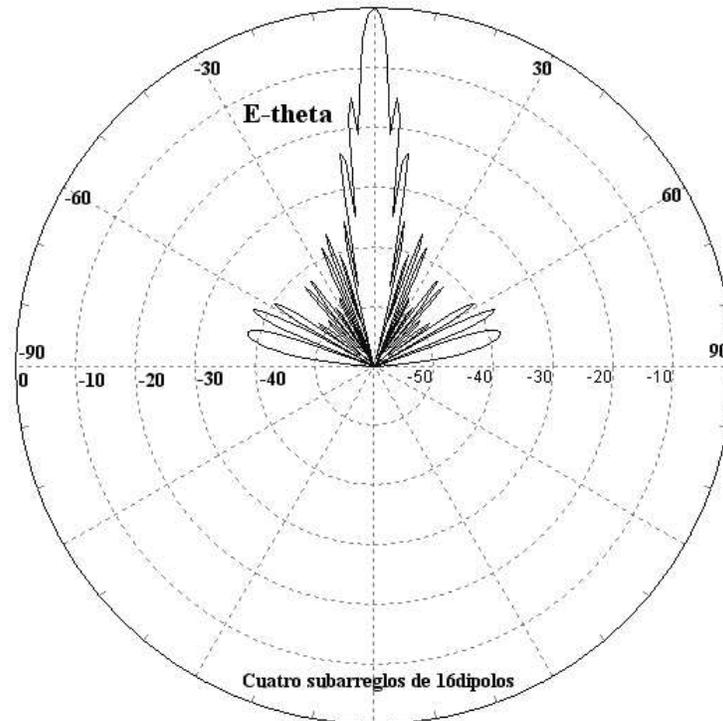


Figura 4.14: Patrón de radiación en el plano E-theta en coordenadas polares para cuatro subarreglos colineales de 16 dipolos cada uno. El ancho del lóbulo principal es de  $3.0^\circ$  dirigido al cenit.

### 4.6.3. Distancia entre dipolos

La configuración de los arreglos en el MEXART es colineal, y la longitud física de los brazos del dipolo es de 197 cm, luego entonces la distancia entre centros de los dipolos tiene un límite mínimo, determinado por la distancia de los brazos del dipolo. El programa PCAAD se corre con los parámetros siguientes:

- Número de dipolos: 16.
- Frecuencia de operación: 140 MHz.
- Longitud física del dipolo: 197 cm.
- Se considera una pantalla reflectora a 54 cm por abajo del arreglo dipolar lineal.
- Se considera una configuración broadside.
- La variable es la distancia entre centros de dipolos (D), la serie inicia con  $D=204$  cm y termina con  $D=224$  cm, con incrementos diferentes que tienen como objetivo resaltar el efecto de la variable sobre el patrón de radiación.

Como se puede apreciar en el conjunto de gráficas polares, Figuras 4.22 a 4.26, el patrón de radiación mantiene las propiedades del lóbulo principal constantes, es decir,

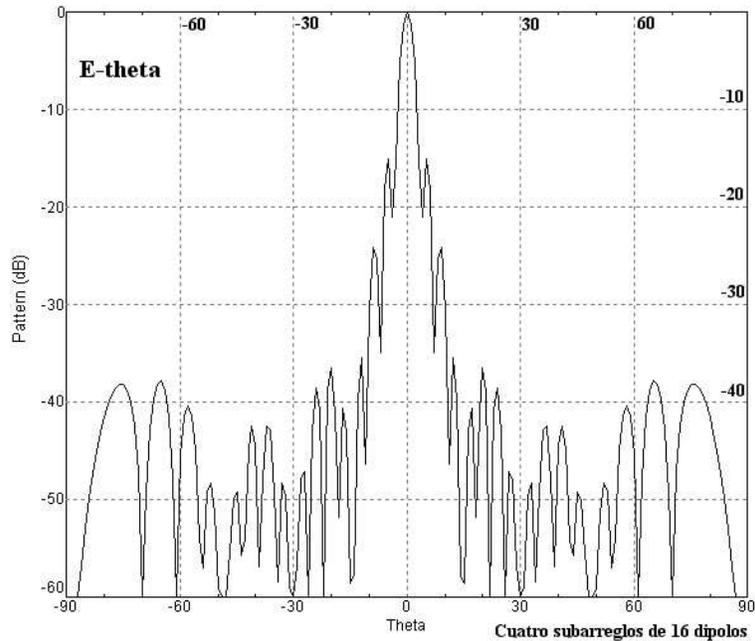


Figura 4.15: Patrón de radiación en el plano E-theta en coordenadas rectangulares para cuatro subarreglos colineales de 16 dipolos cada uno.

la dirección del lóbulo principal no cambia y el ancho a potencia media es constante. Los lóbulos laterales son bastante sensible a este parámetro, cambian significativamente a cada incremento, manteniéndose dentro de la tolerancia en el rango de 204 a 214 cm. Fuera de este rango los lóbulos laterales se incrementan sistemáticamente, alcanzando un valor  $\sim -12$  dB para  $D=224$  cm, lo cual no es recomendable por hacer el sistema más susceptible a las interferencias y menos directivo.

#### 4.6.4. Error en el gradiente de fase

Las simulaciones numéricas realizadas en todos los casos anteriores siempre se evaluaron bajo la configuración broadside ideal ( $\beta = 0$ ), es decir un gradiente de fase que no consideraba errores en los valores de la fase. En la práctica toda variable o cantidad medida tiene asociado un error o incertidumbre. A continuación se presentan un par de casos que estudian la configuración broadside considerando para los valores de fase un error con una dispersión  $RMS_{gaussiano}$  para cada elemento de los arreglos. Los patrones de radiación que se obtienen de las simulaciones PCAAD se usarán para establecer una referencia para el error permitido en los gradientes de fase que se deberán observar para obtener las mejores características de operación de los arreglos.

##### 4.6.4.1. Error en el gradiente de fase de un arreglo con 16 elementos

El programa PCAAD se corre con los parámetros siguientes:

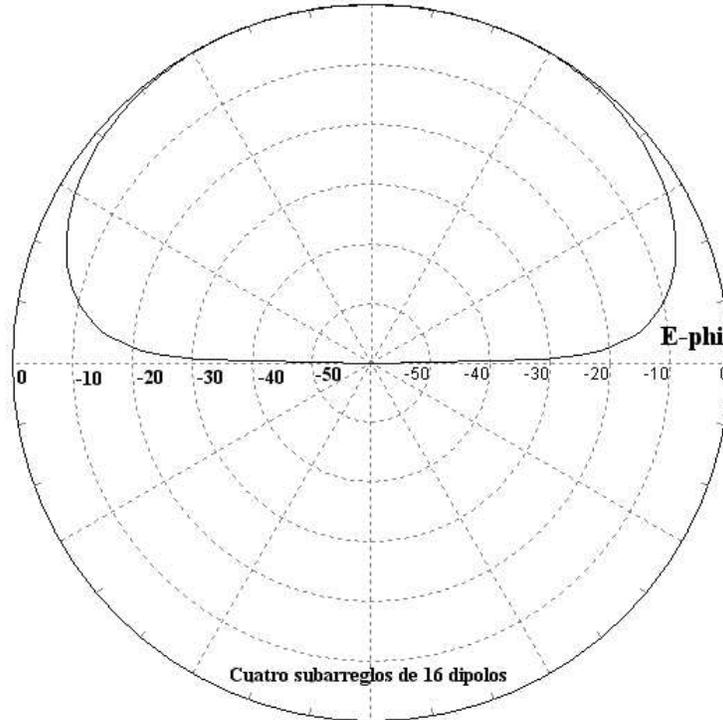


Figura 4.16: Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas polares para cuatro subarreglos colineales de 16 dipolos cada uno. El ancho del lóbulo principal es de  $3.0^\circ$  dirigido al cenit.

- Número de dipolos: 16.
- Frecuencia de operación: 140 MHz.
- Longitud física del dipolo: 197 cm.
- distancia entre centro de elementos: 214 cm.
- Se considera una pantalla reflectora a 54 cm por abajo del arreglo dipolar lineal.
- Se considera una amplitud uniforme entre elementos.
- Se considera una distribución de fase broadside ( $\beta$ ) con un  $RMS_{gaussiano}$  diferente para cada evaluación.
- La variable es el  $RMS_{gaussiano}$  con incrementos diferentes que tienen como objetivo resaltar el efecto de la variable sobre el patrón de radiación.

En la Figura 4.27 se presenta el patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares, considerando que el arreglo tiene una configuración broadside y el error  $RMS_{gaussiano}$  es  $0^\circ$ . Como se puede apreciar de la gráfica, el patrón tiene un lóbulo principal apuntando al cenit, con un ancho a potencia media de  $3^\circ$ . Además de presentan un sistema amplio de lóbulos laterales. Los dos primeros pares de laterales, es

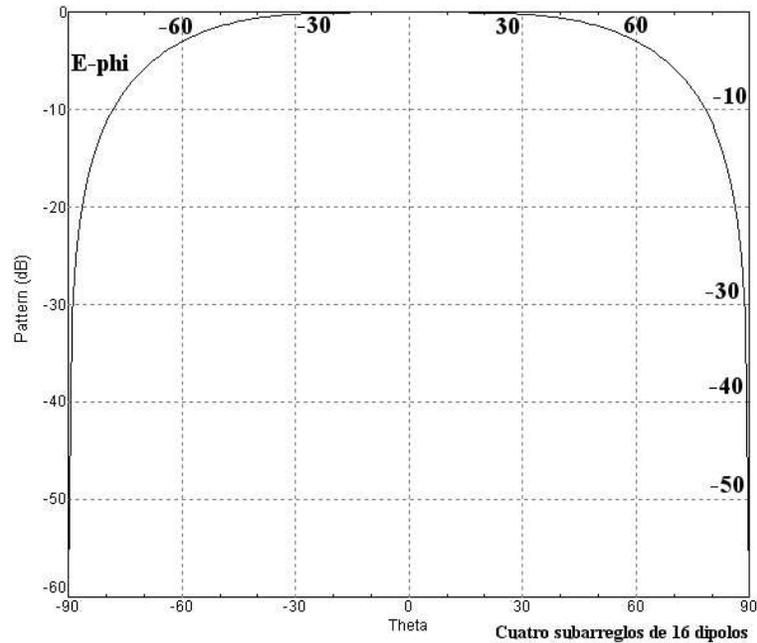


Figura 4.17: Patrón de radiación en el plano E-phi en coordenadas rectangulares para cuatro subarreglos colineales de 16 dipolos cada uno.

decir, los de mayor nivel se identifican con la nomenclatura L1, L2, L3 y L4, y tienen las características siguientes: L1 apunta a  $+5^\circ$  con una amplitud de  $-13.3$  dB, L2 apunta a  $-5^\circ$  con una amplitud de  $-13.3$  dB, L3 apunta a  $+9^\circ$  con una amplitud de  $-17.9$  dB, y L4 apunta a  $-9^\circ$  con una amplitud de  $-17.3$  dB. Los lóbulos laterales con valores inferiores a  $-20$  dB no son considerados como relevantes debido a su contribución mínima en la señal captada por los arreglos.

En la Figura 4.28 se presenta el patrón obtenido considerando un error  $RMS_{gaussiano}$  de  $15^\circ$ . La gráfica muestra un patrón para los lóbulos laterales que no es simétrico. El primer par de laterales tiene una amplitud de  $-13.5$  dB y el segundo par alcanza los  $-15$  dB. El ancho a potencia media del lóbulo principal es de  $2.97^\circ$ .

La gráfica del patrón considerando un error  $RMS_{gaussiano} = 30^\circ$  se presenta en la Figura 4.29. La gráfica muestra un patrón para los lóbulos laterales que no es simétrico, pero mantiene bien definido el lóbulo principal que tiene un ancho a potencia media de  $2.98^\circ$ . El primer par de laterales no es simétrico. El lóbulo lateral más prominente se ubica a  $+5^\circ$  y tiene una amplitud de  $-10$  dB. El segundo lateral alcanza los  $-15$  dB.

La gráfica del patrón considerando un error RMS-fase de  $45^\circ$  se presenta en la Figura 4.30. La gráfica muestra un patrón con lóbulos laterales que se han deformado hasta perder toda simetría. El lóbulo principal tiene un ancho a potencia media de  $3.04^\circ$ . El primer par de lóbulos laterales no es simétrico en amplitud y forma. El lóbulo lateral más prominente se ubica a  $-7^\circ$  y tiene una amplitud de  $-3.5$  dB. El segundo lateral

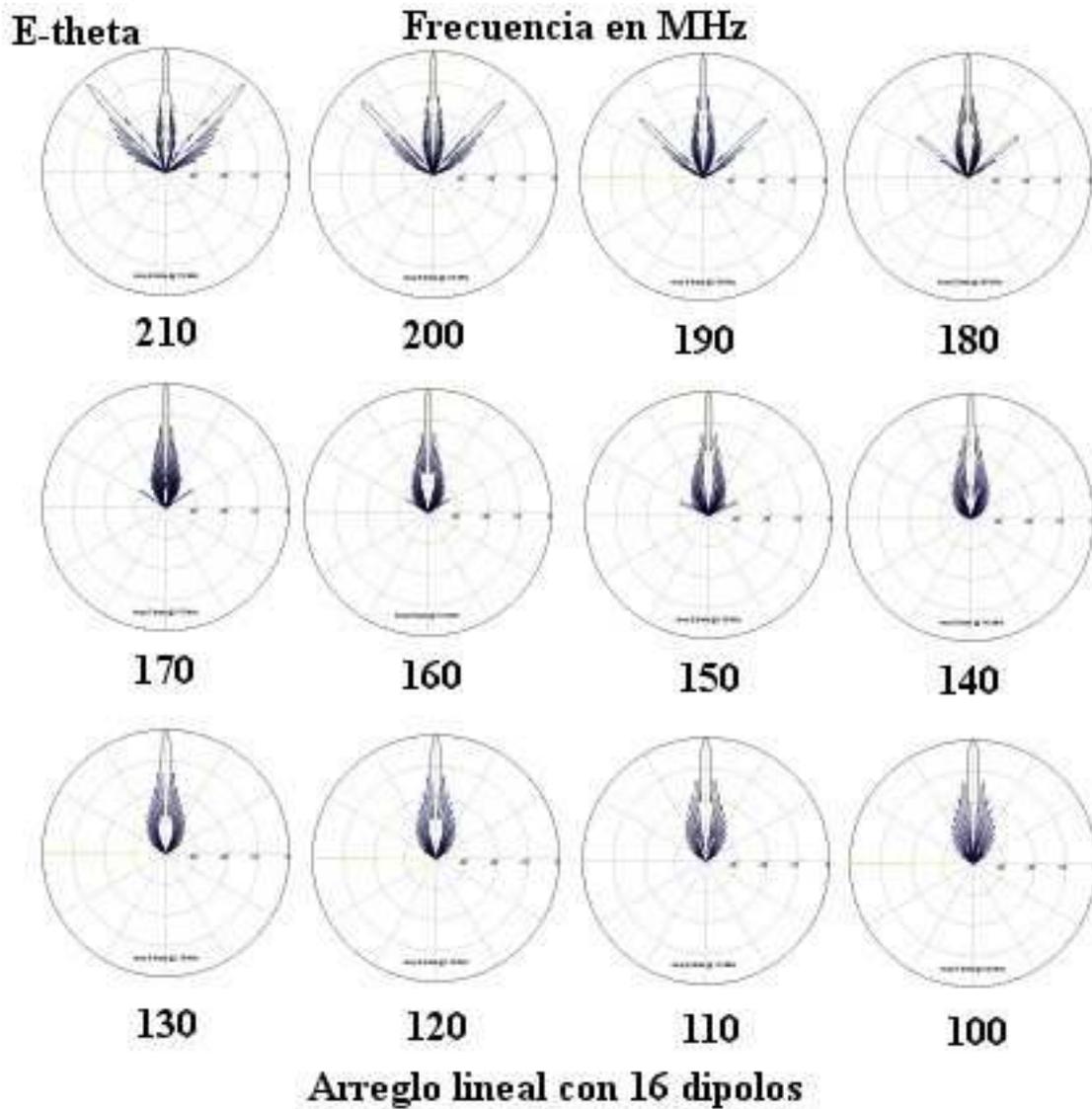


Figura 4.18: Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestran el comportamiento del patrón en función de la frecuencia de operación. Se aprecia el creciente aumento de un par de lóbulos laterales al aumentar la frecuencia desde 180 MHz. El número en la parte inferior de cada gráfico indica la frecuencia de operación en MHz.

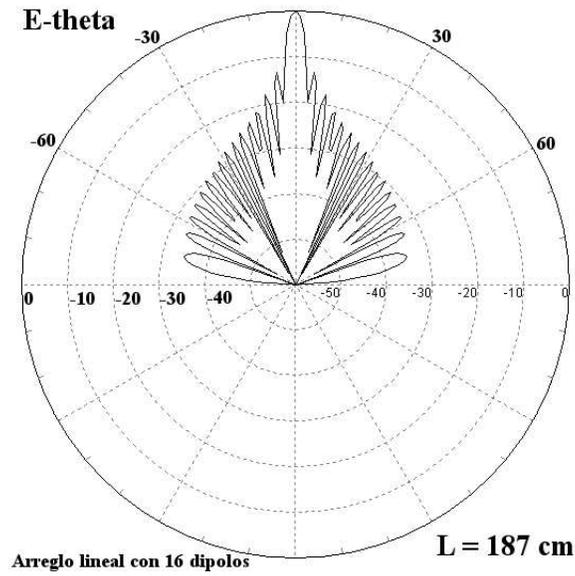


Figura 4.19: Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón para una longitud física de los dipolos ( $L$ ) de 187 cm. Se aprecia un lóbulo principal apuntando a  $0^\circ$ , y una serie de lóbulos menores que tienen una potencia por abajo de los -15 dB.

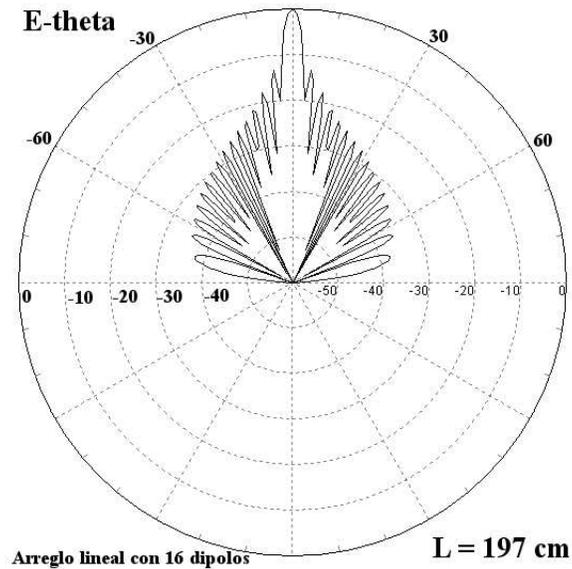


Figura 4.20: Patrón de radiación para un arreglo lineal con 16 dipolos graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el patrón derivado considerando una longitud física de los dipolos ( $L$ ) de 197 cm.

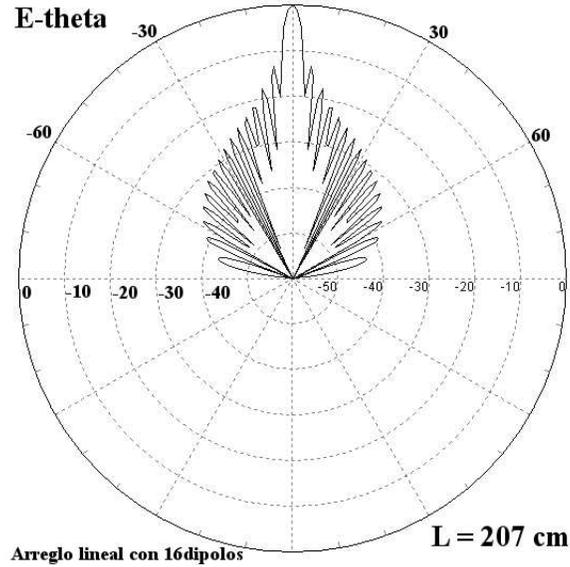


Figura 4.21: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, graficados en coordenadas polares, en el plano E-theta. Las gráfica muestran el comportamiento del patrón en función de la longitud física de los dipolos ( $L$ ) de 207 cm.

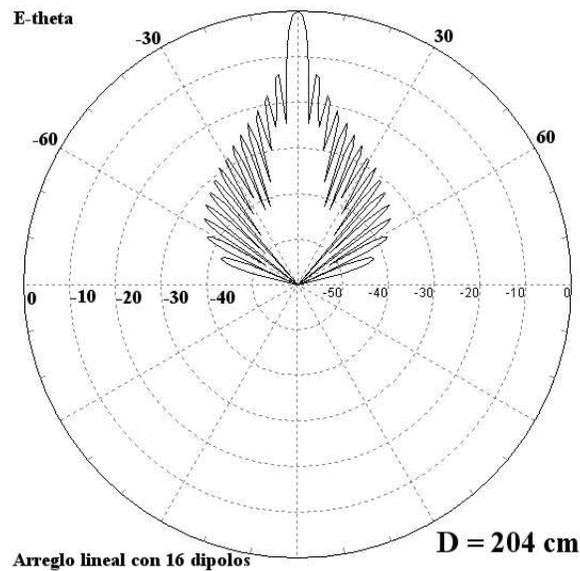


Figura 4.22: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia ( $D$ ) de 204 cm.

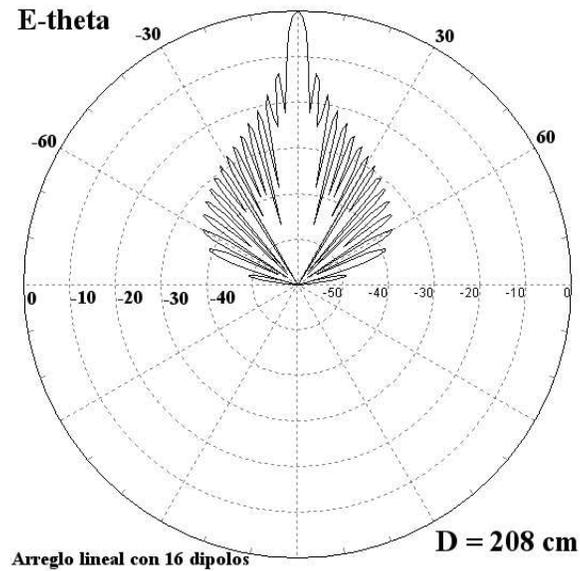


Figura 4.23: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. Las gráfica muestran el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) de 208 cm.

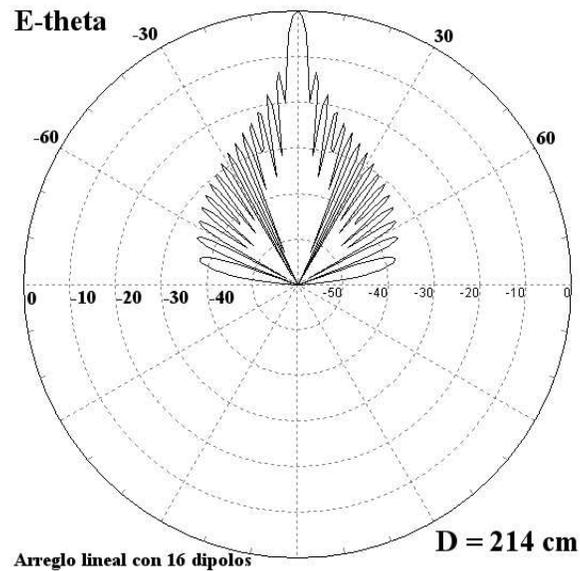


Figura 4.24: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) de 214 cm.

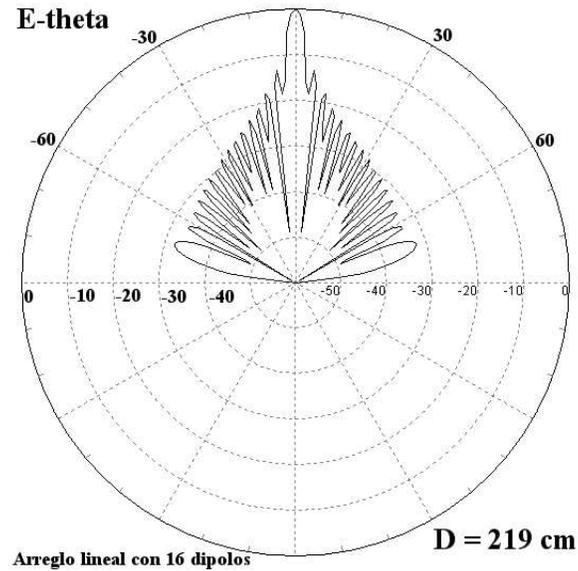


Figura 4.25: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) de 219 cm.

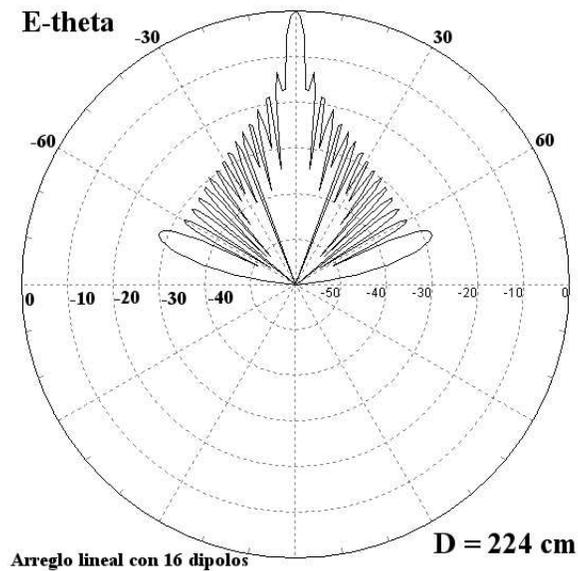


Figura 4.26: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas polares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función de la distancia física entre centros de los dipolos. La gráfica corresponde a una distancia (D) de 224 cm.

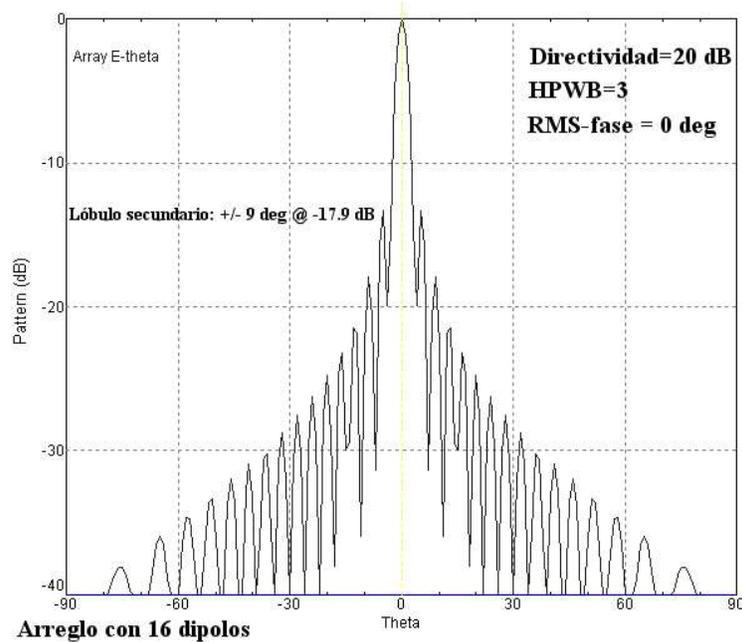


Figura 4.27: Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 0^\circ$ .

alcanza los -4 dB y apunta a  $+7^\circ$ .

Con base en los ejemplos mostrados en las gráficas 4.27 a 4.30 se puede concluir que el error en el gradiente de fase tiene un efecto relevante sobre el patrón de radiación, en especial sobre el sistema de lóbulos laterales. El nivel de los lóbulos laterales se mantiene en un valor aceptable si el error  $RMS_{gaussiano}$  es menor a los  $15^\circ$ . Para un error  $RMS_{gaussiano}$  en el orden de los  $30^\circ$  aparece un crecimiento del primer lóbulo lateral con nivel de -10 dB, valor que se encuentra en el límite aceptable, ya que representa el 10 % del nivel asociado al lóbulo principal. En el ejemplo que presenta un error  $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$  se puede ver que el lóbulo lateral mayor alcanza un nivel de  $\sim 44\%$  que representa un gran problema en directividad. Luego entonces el error  $RMS_{gaussiano}$  que se recomienda para el gradiente de fase en los arreglos de 16 elementos deberá de ser menor a los  $15^\circ$ .

#### 4.6.4.2. Error en el gradiente de cuatro subarreglos

El arreglo lineal que se simulará se integra con 4 subarreglos lineal, cada subarreglo con 16 dipolos y se considera una separación entre dipolos de subarreglos de 214 cm. El programa PCAAD se corre con los mismos parámetros indicados en la subsección anterior.

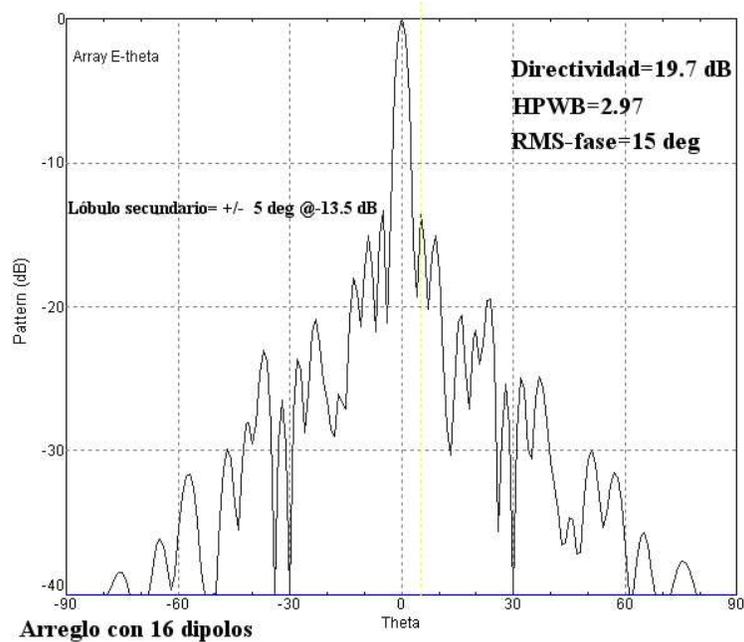


Figura 4.28: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 15^\circ$ .

En la Figura 4.31 se presenta el patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares, considerando que los subarreglos tienen una configuración brodside sin error de fase y la fase entre subarreglos tiene un error  $RMS_{gaussiano} = 0^\circ$ . Como se puede apreciar en la gráfica, el patrón tiene un lóbulo principal apuntando al cenit, con un ancho a potencia media de  $2.9^\circ$ . Además de presentan un sistema amplio de lóbulos laterales. Los dos primeros pares de laterales, es decir, los de mayor nivel se identifican con la nomenclatura L1, L2, L3 y L4, y tienen las características siguientes: L1 apunta a  $+5^\circ$  con una amplitud de -15 dB, L2 apunta a  $-5^\circ$  con una amplitud de -15 dB, L3 apunta a  $+9^\circ$  con una amplitud de -24 dB, y L4 apunta a  $-9^\circ$  con una amplitud de -24 dB. Los lóbulo laterales con valores inferiores a -30 dB no son considerados como relevantes debido a su contribución mínima en la señal captada por los subarreglos.

La Figura 4.32 presenta la gráfica del patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares. El valor para el error de fase  $RMS_{gaussiano}$  es  $15^\circ$ . Como se puede apreciar de la gráfica, el patrón presenta un lóbulo principal apuntando al cenit y un ancho a potencia media de  $2.9^\circ$ . Se observa un sistema de lóbulos laterales no simétrico. El lóbulo lateral de mayor nivel (L1) tiene un valor de -14.3 dB y apunta a  $+5^\circ$ , el lateral de segundo nivel apunta a  $-5^\circ$  con nivel de -15.8 dB, el tercer lateral apunta a  $+9^\circ$  y nivel de -22.4 dB, y el cuarto lateral apunta a  $-9^\circ$  y nivel de -26.3 dB.

La Figura 4.33 presenta la gráfica del patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares. El valor para el error de fase  $RMS_{gaussiano}$  es  $30^\circ$ . Como se

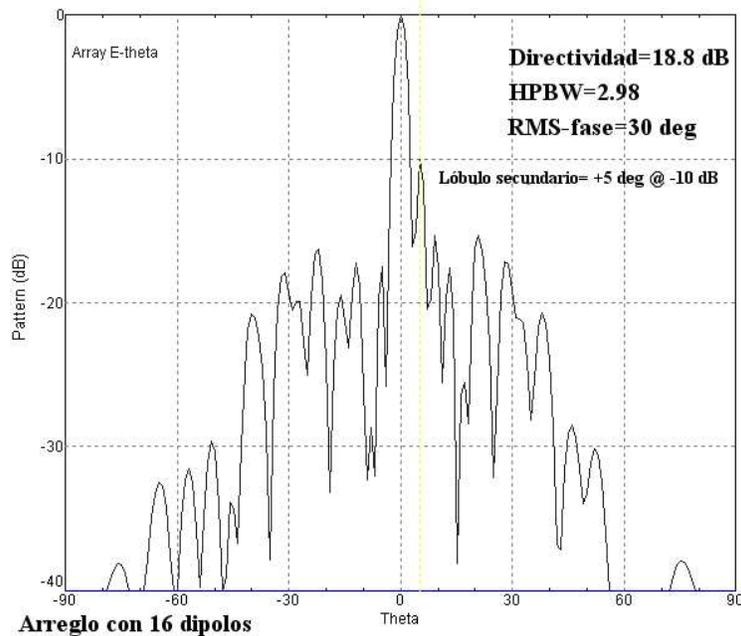


Figura 4.29: Patrón de radiación para un arreglo colineales de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 30^\circ$ .

puede apreciar de la gráfica, el patrón presenta un lóbulo principal apuntando al cenit y un ancho a potencia media de  $2.88^\circ$ . Se observa un sistema de lóbulos laterales no simétrico. El lóbulo lateral de mayor nivel (L1) tiene un valor de  $-14.8$  dB y apunta a  $+5^\circ$ , el lateral de segundo nivel apunta a  $-5^\circ$  con nivel de  $-15.2$  dB, el tercer lateral apunta a  $+9^\circ$  y nivel de  $-23.6$  dB, y el cuarto lateral apunta a  $-9^\circ$  y nivel de  $-24.6$  dB. El resto de lóbulos laterales tienen un nivel por abajo de los  $-35$  dB.

La Figura 4.34 presenta la gráfica del patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares. El valor para el error de fase  $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$ . Como se puede apreciar de la gráfica, el patrón presenta un lóbulo principal apuntando al cenit y un ancho a potencia media de  $2.9^\circ$ . Se observa un sistema de lóbulos laterales no simétrico. El lóbulo lateral de mayor nivel (L1) tiene un valor de  $-13.1$  dB y apunta a  $-5^\circ$ , el lateral de segundo nivel apunta a  $+5^\circ$  con nivel de  $-17.0$  dB, el tercer lateral apunta a  $-9^\circ$  y nivel de  $-19.4$  dB. El resto de lóbulos laterales tienen un nivel por abajo de los  $-24$  dB.

La Figura 4.35 presenta la gráfica del patrón de radiación en el plano E-theta, en coordenadas rectangulares. El valor para el error de fase  $RMS_{gaussiano}$  es  $60^\circ$ . Como se puede apreciar de la gráfica, el patrón presenta un lóbulo principal apuntando al cenit y un ancho a potencia media de  $3.28^\circ$ . Se observa un sistema de lóbulos laterales no simétrico. El lóbulo lateral de mayor nivel (L1) tiene un valor de  $-9.4$  dB y apunta a  $+5^\circ$ , el lateral de segundo nivel apunta a  $-5^\circ$  con nivel de  $-10.7$  dB, el tercer lateral apunta

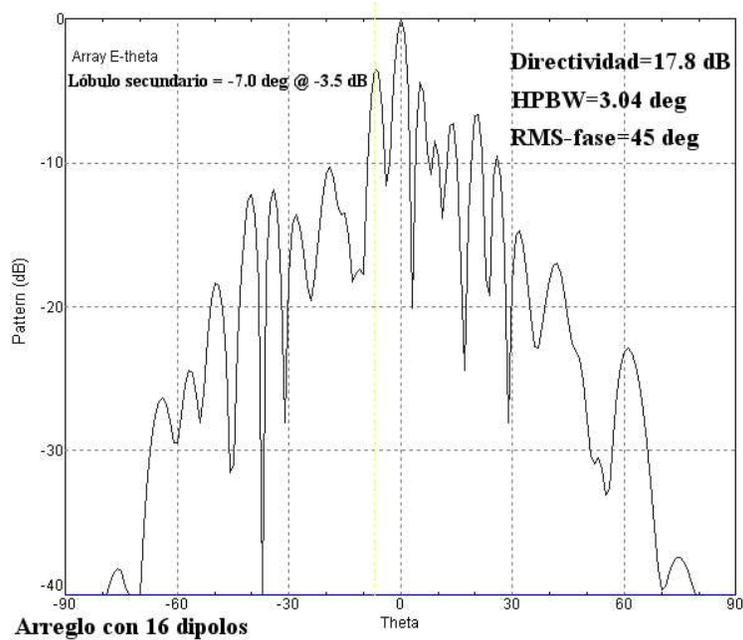


Figura 4.30: Patrón de radiación para un arreglo colineal de 16 dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre dipolos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$ .

a  $+9^\circ$  y nivel de  $-10.6$  dB, y el cuarto lateral (L4) tiene un nivel de  $-15.4$  dB y apunta a  $-9^\circ$ . El resto de lóbulos laterales tienen un nivel por abajo de los  $-16$  dB. El lóbulo lateral L1 ha tomado más relevancia alcanzando  $\sim 11\%$  del nivel correspondiente al lóbulo principal, lo cual no es recomendable.

El caso más extremo derivado con PCAAD se obtiene para una fase con error  $RMS_{gaussiano}$  de  $90^\circ$ , ver la Figura 4.36. El patrón presenta un lóbulo principal apuntando al cenit y un ancho a potencia media de  $4.12^\circ$ . Se observa un sistema de lóbulos laterales simétrico. El lóbulo lateral de mayor nivel (L1) tiene un valor de  $-6.4$  dB y apunta a  $+5^\circ$ , el lateral de segundo nivel apunta a  $-5^\circ$  con nivel de  $-6.4$  dB, el tercer lateral apunta a  $+9^\circ$  y nivel de  $-9.0$  dB, y el cuarto lateral (L4) tiene un nivel de  $-9.0$  dB y apunta a  $-9^\circ$ . El resto de lóbulos laterales ha crecido bastante en general y tienen un nivel por abajo de los  $-12$  dB. Los laterales L1 y L2 han alcanzado más relevancia  $\sim 23\%$  del nivel correspondiente al lóbulo principal. Los laterales L3 y L4 alcanzaron un nivel  $\sim 13\%$ , lo cual no es recomendable.

Con base en los ejemplos mostrados en las gráficas 4.31 a 4.36 se puede concluir que el error de fase  $RMS_{gaussiano}$  entre los subarreglos tiene un efecto relevante sobre el patrón de radiación, en especial sobre el sistema de lóbulos laterales. El nivel de los lóbulos laterales se mantiene en un valor aceptable si el error de fase  $RMS_{gaussiano}$  es menor a los  $45^\circ$ . Para un error  $RMS_{gaussiano}$  en el orden de los  $45^\circ$  aparece un crecimiento del primer lóbulo lateral con nivel de  $-13.1$  dB, valor que se encuentra en el límite

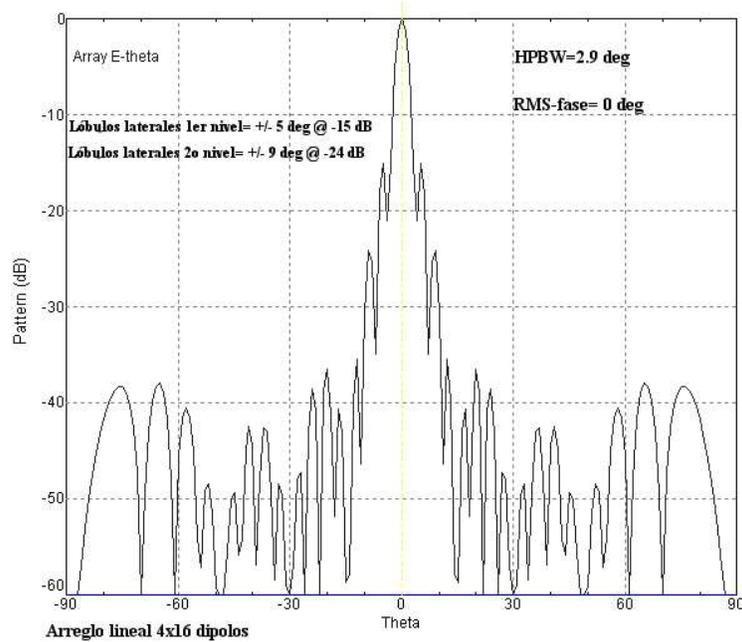


Figura 4.31: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 0^\circ$ .

aceptable, ya que representa el 5% del nivel asociado al lóbulo principal. En el ejemplo que presenta un error  $RMS_{gaussiano}$  de  $90^\circ$  se puede ver que los lóbulos laterales han crecido mucho alcanzando un nivel de hasta  $\sim 23\%$  que representa un gran problema en directividad. Luego entonces el error  $RMS_{gaussiano}$  total que se recomienda tener entre subarreglos de 16 elementos deberá de ser menor a los  $45^\circ$ .

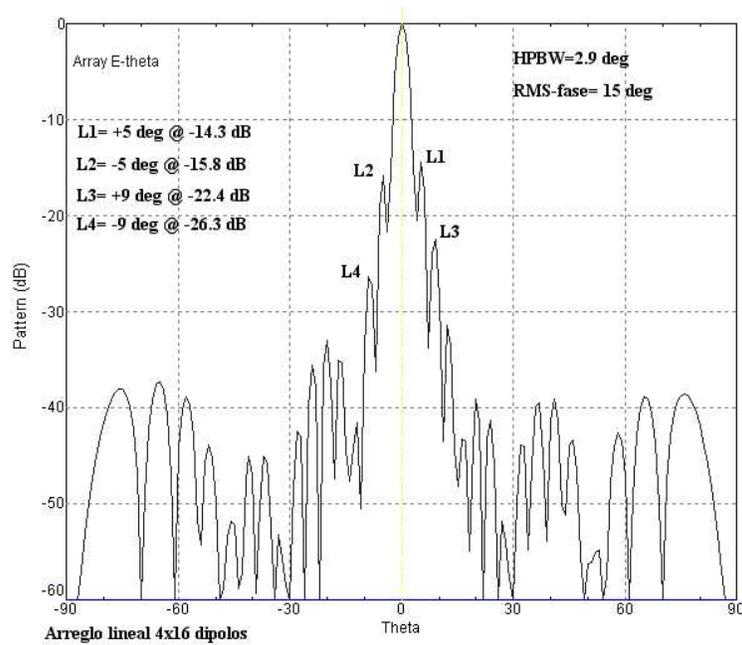


Figura 4.32: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 15^\circ$ .

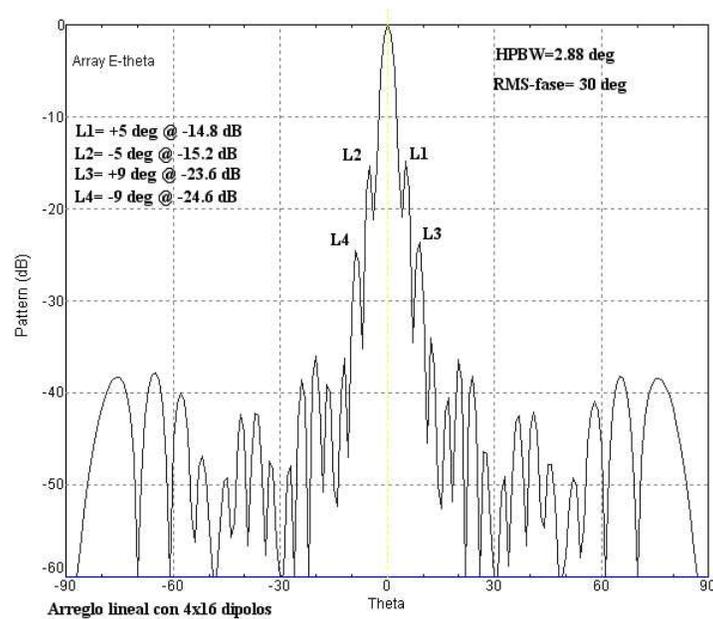


Figura 4.33: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 30^\circ$ .

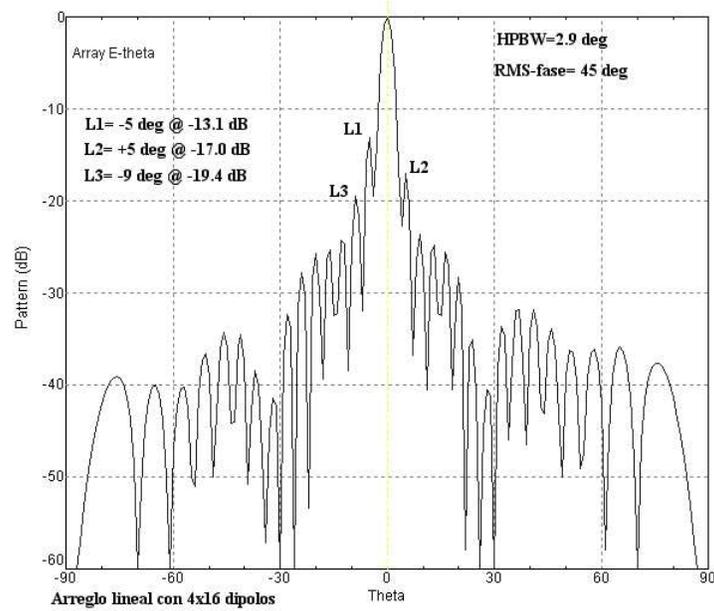


Figura 4.34: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 45^\circ$ .

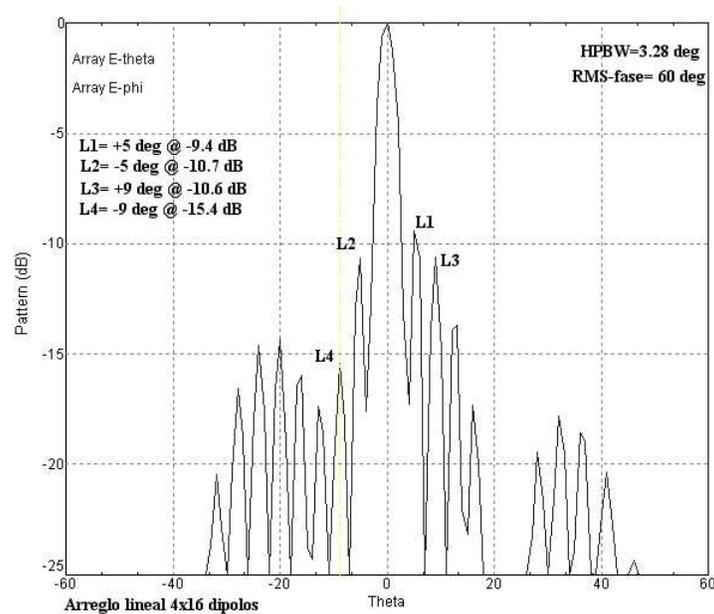


Figura 4.35: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 60^\circ$ .

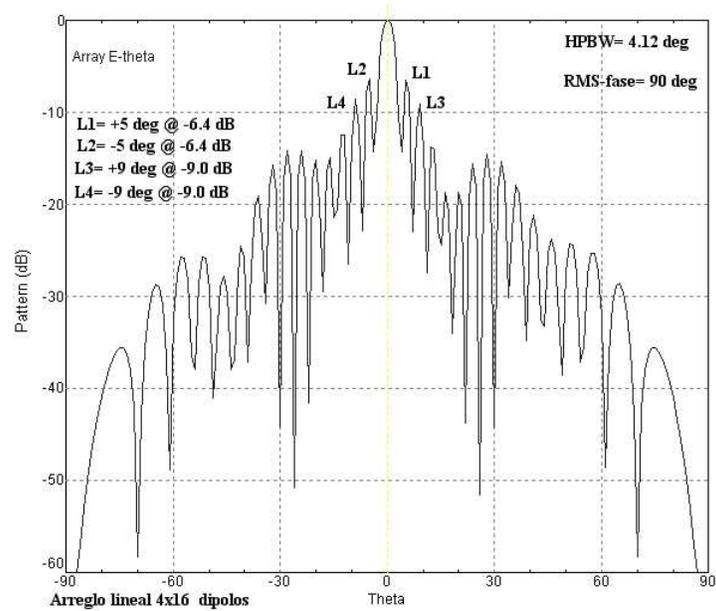


Figura 4.36: Patrón de radiación para un subarreglo lineales de  $4 \times 16$  dipolos, en coordenadas rectangulares, en el plano E-theta. La gráfica muestra el comportamiento del patrón en función del error  $RMS_{gaussiano}$  asociado al gradiente de fase entre subarreglos. La gráfica corresponde a un  $RMS_{gaussiano} = 90^\circ$ .



# Capítulo 5

## MATRIZ DE BUTLER

### 5.1. Introducción

El Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario (MEXART) en Coeneo, Mich. tiene cuatro subsistemas: un arreglo dipolar de gran área (4096 dipolos), el sistema de amplificación de campo, un par de matrices de Butler (32 puertos), y un sistema de receptores. En este trabajo se presenta información asociada con el subsistema denominado *Matriz de Butler*. La matriz es el dispositivo electrónico que permite generar y controlar la dirección del sistema de lóbulos del arreglo dipolar, permitiendo observar en varias direcciones independientes de modo simultáneo. Este dispositivo proporciona versatilidad y amplia gama de aplicaciones en la investigación astrofísica.

En este capítulo se presenta en primer término información teórica fundamental de componentes electrónicos que se emplean en el diseño y ensamble de la Matriz de Butler. En segundo término se presenta una propuesta para construir una matriz de Butler con 16 puertos empleando híbridos convencionales. El diseño de una matriz de Butler con 16 puertos para usarse en el MEXART se diseñó en el *National Centre For Radio Astrophysic*, India. El diseño mecánico, la construcción, y calibración fueron responsabilidad del autor, y se realizaron en los laboratorios del MEXART. El diseño prototipo de la matriz de 16x16 puertos servirá como etapa previa para el diseño final de un par de matrices de Butler de 32 puertos.

### 5.2. Acopladores Híbridos

Los acopladores híbridos, (también conocidos como uniones híbridas o simplemente híbridos), son dispositivos pasivos de cuatro puertos usados como divisores o combinadores de potencia. Son dispositivos, nominalmente, sin pérdidas; usados comúnmente en mezcladores, moduladores, y conmutadores para transmisor-receptor, etc. El símbolo especial para los híbridos se ilustra en la Figura 5.1. Los híbridos, en su mayoría, son dispositivos no balanceados, esto es, usan puertos coaxiales, lo que implica que los cuatro puertos comparten una tierra común. Cada puerto tiene una impedancia

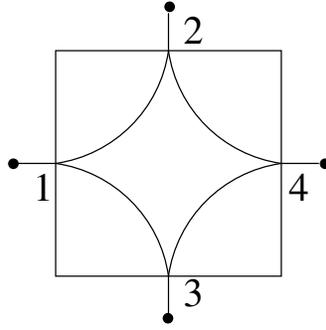


Figura 5.1: Símbolo esquemático para un acoplador híbrido.

característica. La mayoría de los dispositivos encapsulados presentan puertos coaxiales con impedancia de 50 ó 75  $\Omega$ .

La operación de los acopladores híbridos se puede describir, en lo general, considerando las condiciones siguientes: La potencia incidente en el puerto 1 se divide en fracciones iguales y sale hacia los puertos 2 y 3. Sí ambos puertos están apropiadamente *terminados* no existirá reflexión, y la impedancia observada en el puerto 1 será igual a la impedancia característica. En este caso no habrá potencia presente en el puerto 4 (es por esto que se dice que los puertos opuestos están aislados). Pero sí los puertos 2 y/o 3 no están terminados en sus propias impedancias características, la potencia presente en estos puertos será parcial o completamente reflejada. El coeficiente de reflexión, el cual depende del desacoplamiento es calculado exactamente como si la potencia fuese excitada desde una línea de transmisión cuya impedancia es igual a la del híbrido. Cualquier potencia reflejada en el híbrido se divide y sigue las rutas de señal como sí ésta proviniera de una fuente externa. Es importante mencionar que dadas unas terminaciones arbitrarias en los puertos la situación descrita con anterioridad puede ser muy complicada.

### 5.2.1. Acoplamiento direccional

Inspeccionando las trayectorias de señal ilustradas en la Figura 5.1, y considerando acoplamiento en los puertos y potencia fluyendo del puerto 1 al puerto 2, se encuentra que también se tiene potencia fluyendo hacia el puerto 3 pero nada hacia el puerto 4. Sí ahora, la potencia fluye del puerto 2 hacia el puerto 1, entonces se tiene un escenario donde hay potencia fluyendo hacia el puerto 4 pero nada hacia el puerto 3. El puerto 3 estará acoplado para potencia fluyendo del puerto 1 al puerto 2. En otro modo, el puerto 4 es acoplado para potencia fluyendo del puerto 2 al puerto 1. Por analogía con otros textos a partir de este momento se usará el término híbrido sólo para acopladores direccionales 3 dB, esto es, acopladores que dividen por mitad la potencia incidente.

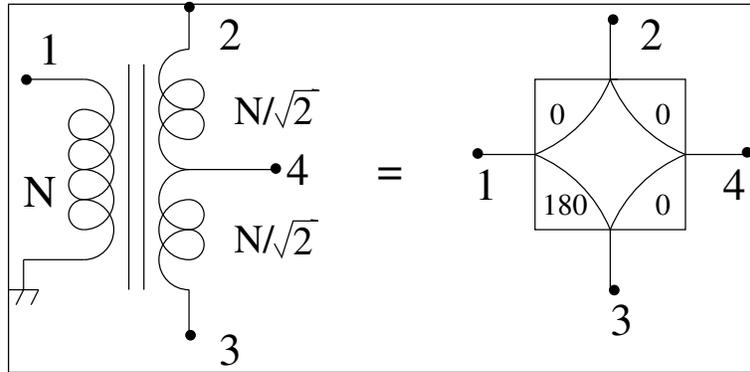


Figura 5.2: Esquema general de un transformador híbrido y el transformador equivalente con derivación central.

### 5.2.2. Transformadores híbridos

El nombre de *transformador híbrido* fue usado por primera vez en 1920 para nombrar de modo simple a los transformadores con derivación central, mostrado en la Figura 5.2. El primer devanado tiene  $N$  vueltas mientras que cada mitad del segundo devanado tiene  $N/\sqrt{2}$  vueltas. Para este híbrido básico la impedancia característica de los puertos: 1, 2, y 3 son iguales y el puerto 4 tiene la mitad de impedancia. Estas impedancias respectivas son arbitrarias:  $R$ ,  $R$ ,  $R$  y  $R/2$ , y de valor tan grande para que el transformador presente una inductancia con reactancia significativamente mayor que  $R$ .

A continuación se argumenta de qué manera el circuito tiene la capacidad de dividir la potencia y características aislantes de un híbrido. Primero, considere una señal conectada al puerto 1: si los puertos 2 y 3 tienen terminaciones idénticas, éstos tendrán voltaje igual y opuesto. El voltaje en el puerto 4 será cero, porque está a la mitad entre el puerto 2 y 3, y entonces el puerto 4 se dice aislado del puerto 1. Note que una señal aplicada en el puerto 4 aparecerá sin cambio en el puerto 2 y 3 pero no aparecerá en el puerto 1 (las corrientes para el puerto 2 y 3 están en dirección opuesta de tal modo que no hay flujo neto en el transformador para proporcionar un voltaje en el puerto 1. La Figura 5.2 también muestra el símbolo apropiado para los híbridos. Las etiquetas: 0, 0, 0, y 180 indican el cambio de fase a través de las respectivas rutas. Una señal incidente en el puerto 1, por ejemplo, aparece en el puerto 2 sin cambio de fase ( $0^\circ$ ), y en el puerto 3 con su polaridad invertida ( $180^\circ$ ). Cualquier híbrido con estos cuatro cambios de fase se denomina híbrido  $180^\circ$ .

## 5.3. Híbridos de Cuadratura

El transformador híbrido es, por naturaleza, un híbrido  $180^\circ$ . Otros circuitos son híbridos naturales a  $90^\circ$ , el símbolo para este híbrido se muestra en la Figura 5.3. Un

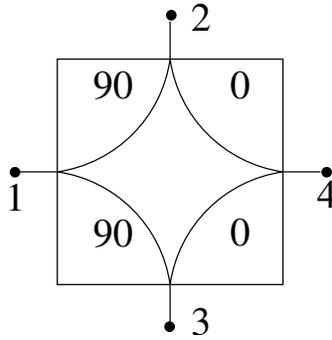


Figura 5.3: Símbolo para un híbrido a  $90^\circ$ .

híbrido  $180^\circ$  puede transformarse en otro híbrido agregando longitud en las líneas de transmisión. El híbrido  $90^\circ$  es frecuentemente denominado híbrido de cuadratura. Este híbrido presenta rutas internas de fase  $0^\circ$  y  $90^\circ$ . Una ruta de fase  $90^\circ$  significa un cambio de fase igual a la generada por un cable de longitud  $\lambda/4$ .

Una descripción de la operación del híbrido se presenta en términos de voltaje. Considere que el híbrido está conectado a una línea de transmisión, de la misma impedancia que el híbrido, para poder describir la señal en términos de onda incidente y reflejada. Una señal incidente en el puerto 1 se dividirá en dos señales iguales fluyendo hacia el puerto 2 y 3. Entonces la división de potencia es igual; la magnitud de los voltajes de las señales presentes en el puerto 2 y 3 será  $1/\sqrt{2}$  veces la magnitud del voltaje incidente. La señal saliente presentará una fase retardada, como se indica sobre el símbolo para el híbrido. Para el híbrido ilustrado en la Figura 5.3, la señal presente en el puerto 3 no tiene un cambio de fase adicional, pero la señal presente en el puerto 2 es multiplicada por  $\exp(-j\pi/2)$ . Suponga que una señal está también presente en el puerto 4, ésta se dividirá en señal presente en los puertos 2 y 3. El voltaje total de las ondas presentes en los puertos 2 y 3 es justamente la superposición de las ondas originadas desde los puertos 1 y 4, [Hagen, 1996].

## 5.4. Conmutador de Fase

La diferencia en fase ( $\phi$ ) experimentada por una onda electromagnética de frecuencia ( $f$ ), propagándose a velocidad ( $V$ ), a través de una línea de transmisión de longitud ( $l$ ) se determina por la función [Skolnik, 1980]

$$\phi = 2\pi fl/V \quad (5.1)$$

y enfatizando que: la velocidad de una onda electromagnética es función de la permeabilidad,  $\mu$ , y la constante dieléctrica,  $\epsilon$ , del medio en que se propaga. Luego entonces, un cambio de la fase se puede realizar modificando uno o varios de los parámetros siguientes: frecuencia, longitud en la línea, velocidad de propagación, permeabilidad, o

constante dieléctrica.

La variación de la frecuencia para efectuar cambios de fase es una técnica relativamente fácil aplicada en control electrónico de lóbulos. Una de las formas más populares de conmutadores de fase aplica variación en la longitud física de las líneas de transmisión para obtener cambios de fase, especialmente cuando la longitud de la línea es digitalmente cuantizada.

Variar la rapidez de propagación modificando la permeabilidad,  $\mu$ , es el principio básico de los conmutadores de ferrita. El conmutador de fase ferro-eléctrico es un ejemplo de dispositivo que depende de cambios en la constante dieléctrica para variar la rapidez de propagación.

Muchos dispositivos conmutadores de fase son *recíprocos*, esto implica que la fase cambia pero no depende de la dirección de propagación. Algunos importantes conmutadores de fase son no recíprocos. Los conmutadores de fase ideales deberán presentar capacidades amplias para realizar: cambios rápidos, manejar potencia alta, requerir señales de control de potencia mínima, tener pérdida baja, ligeros y de tamaño pequeño, gran duración, y un costo razonable. Actualmente no existe un dispositivo que presente integralmente todas las condiciones anteriores. En este contexto, los dispositivos para obtener un cambio de fase denominados conmutadores de fase, también son conocidos como *faseadores*.

## 5.5. Conmutadores de Control Digital

Un cambio en fase se puede obtener utilizando una cierta longitud en la línea de transmisión para aproximarse al valor de fase deseado. Las líneas de transmisión adicionales se pueden sustituir por faseadores electrónicos de alta velocidad. Diodos semiconductores y ferritas son los dispositivos empleados comúnmente en los faseadores digitales.

Existen al menos dos métodos para variar la longitud de una línea de transmisión. El primero considera que la longitud requerida para la línea puede ser seleccionada de entre varias longitudes disponibles. Esta configuración se denomina *línea-paralela*. En otra opción, la longitud requerida se obtiene combinando en serie varios segmentos de líneas, ésta se denomina configuración *línea-serie* o cascada. Aunque la naturaleza discreta en el control digital del faseador significa que el valor exacto del cambio de fase requerido no puede ser alcanzado sin un error, pero se puede estimar el error y tratar de que sea tan pequeño como se requiere.

Los faseadores analógicos, los cuales están cambiando continuamente, no pueden ajustarse a cierta fase de valor preciso sin tener un especial cuidado en la calibración realizada sobre todo el rango de temperatura y frecuencia de operación.

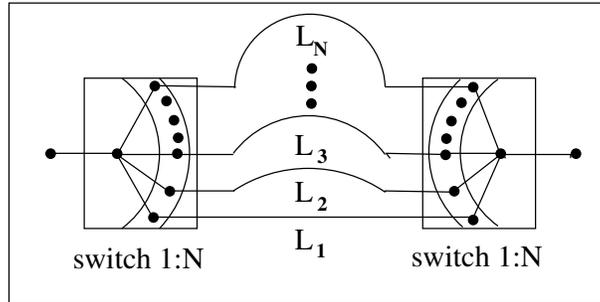


Figura 5.4: Esquema de un conmutador de fase línea-paralela con  $N$  líneas seleccionables digitalmente.

La Figura 5.4 ilustra la configuración línea-paralela de un faseador controlado digitalmente en el cual la longitud requerida es obtenida con un par de conmutadores (1:N). Cada una de las  $N$  líneas tiene longitud diferente:  $L_1, L_2, L_3, \dots, L_n$ . El número de líneas depende del grado de fase cuantizada que puede ser tolerado. El número es limitado por la calidad del conmutador, determinada por la diferencia de impedancia entre las posiciones OFF y ON. Con varios conmutadores en paralelo, la impedancia de cada OFF deberá de ser muy alta si la impedancia combinada es muy grande comparada con la impedancia ON de un sólo conmutador. Una configuración línea-paralela con 16 opciones de longitud proporciona una fase cuantizada de  $22.5^\circ (\pm 11.25^\circ)$ , suponiendo que la  $n$ -ésima línea es de longitud  $n\lambda/16$ .

Una opción de conmutador es el diodo semiconductor. Los diodos integrados a los extremos de una línea seleccionada son operados con polarización directa para presentar una impedancia baja. El resto de los diodos acoplados a las líneas no requeridas son operados con una polarización inversa para presentar impedancia alta. Las líneas seleccionadas pueden ser de cualquier tipo: coaxiales, desnudas, micro-cintas impresas, etc. Las líneas desnudas han sido usadas exitosamente, especialmente, a frecuencias bajas.

Una ventaja de la configuración línea-paralela es que la señal pasa a través de 2 conmutadores y, en principio, tiene una inserción de pérdida menor que la asociada a una configuración en cascada. Una desventaja es el número mayor, relativo, de líneas y conmutadores requeridos cuando es necesario minimizar el error. La configuración línea-paralela también se puede aplicar cuando se requiere un cambio de fase mayor a  $2\pi$  radianes.

Los faseadores digitales en cascada tienen más aplicaciones que la configuración línea-paralela. La Figura 5.5 representa un esquema de conmutadores de 4 bits individuales formando un arreglo de 4 módulos en cascada. Cada módulo contiene un conmutador que inserta cambios de fase:  $0$  ó  $360/2^n$  grados, donde:  $n=1, 2, 3, 4$ . Cuando los dos conmutadores superiores están abiertos, los dos de abajo están cerrados y viceversa. Note que para el estado de fase *cero*, el cambio de fase generalmente no es

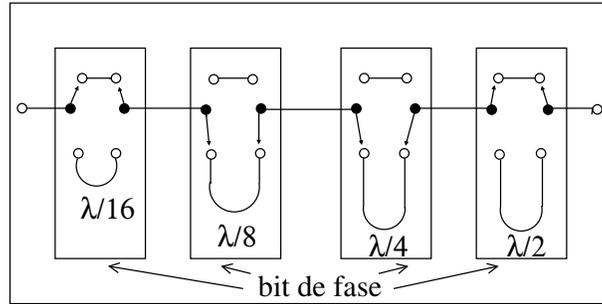


Figura 5.5: Conmutador de fase digital de 4 bit individuales en cascada de cuantización  $\lambda/16$ . El arreglo en particular muestra un cambio de fase de  $135^\circ$ ,  $(3/8 \lambda)$ .

zero, y además se tiene un cierta fase residual  $\phi_0$ . Entonces los dos estados proporcionan una fase de  $\phi_0$  y  $\phi_0 + \Delta\phi$ . La diferencia  $\Delta\phi$  entre los dos estados es la fase requerida del módulo. Los arreglos en las Figuras 5.4 y 5.5 llevan consigo el uso de diodos semiconductores. Los faseadores de ferrita también son controlados digitalmente, pero en un modo ligeramente diferente.

## 5.6. Diodos Conmutadores de Fase

Las propiedades de un diodo semiconductor son de interés para los conmutadores de fase, esto se debe a que su impedancia puede ser modificada empleando cambios en la polarización del voltaje de control. Esto permite que el diodo funcione como un conmutador. Los faseadores basados en diseños con diodos pueden ser de, relativamente, potencia alta y pérdida baja, y puede cambiar rápidamente de un estado de fase a otro. También son insensibles, relativamente, a cambios de temperatura, pueden operar con potencia de control baja y son empleados en un rango de frecuencia muy amplio y son de tamaño compacto.

Existen tres métodos básicos para emplear diodos semiconductores en conmutadores de fase de control digital, la opción depende del circuito usado para obtener una fase individual de un bit. Estos son: La línea-conmutada, el acoplador híbrido, y la línea-cargada. La línea conmutada fue presentada en la Figura 5.5. Cada bit de fase consiste de dos líneas de longitud diferente que proporcionan un cambio de fase diferencial, dos conmutadores de polo sencillo y un conmutador de doble tiro utilizando cuatro diodos.

El acoplador híbrido, como el mostrado en la Figura 5.6, emplea un híbrido 3 dB con terminación reflectante balanceada conectada a los brazos acoplados. Los dos diodos controlan el cambio de fase. El híbrido 3 dB tiene la propiedad de dividir por igual la potencia de la señal en el puerto 1 y transmitirla hacia los puertos 2 y 3. No aparecerá energía en el puerto 4. Los diodos actúan para permitir el paso o evitar la reflexión de señal.

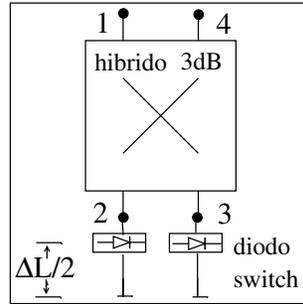


Figura 5.6: Esquema de un acoplador híbrido de un bit.

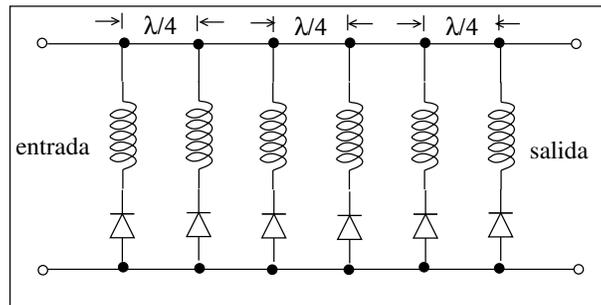


Figura 5.7: Conmutador de fase de línea cargada periódicamente.

Cuando la impedancia de los diodos es tal que permite pasar la señal, la señal será reflejada por los circuitos cerrados que se encuentran más allá de las líneas de transmisión. Las señales en el puerto 2 y 3, después de la reflexión en los diodos o de los circuitos cerrados, se combinan en el puerto 4. Nada de energía reflejada aparecerá en el puerto 1. La diferencia en la longitud de la trayectoria con los diodos conmutados en abierto y cerrado es  $\Delta l$ . Las dos trayectorias  $\Delta l$  son seleccionadas para corresponder a un incremento deseado del conmutador digitalizado. Un faseador de  $N$  bits se puede obtener usando  $N$  híbridos en cascada.

El conmutador de línea cargada, presentado en la Figura 5.7, consiste de una línea de transmisión cargada y espaciada periódicamente con: impedancias o susceptancias. Los diodos son usados para cambiar entre los dos estados de susceptancia. El espacio entre los diodos es aproximadamente  $\sim \lambda/4$  a la frecuencia de operación. Las susceptancias contiguas son iguales y están espaciadas a  $\lambda/4$  y toman cualquiera de los dos valores. Si la magnitud de la susceptancia normalizada es pequeña, la reflexión desde cualquiera par de susceptancias simétricas se puede cancelar, de tal modo que la transmisión acoplada resultará para cualquiera de las dos condiciones de susceptancia. Cada par de diodos espaciados  $\lambda/4$  produce un incremento de la fase deseada. El número de pares que están en cascada determina el valor del cambio de fase de transmisión.

Los conmutadores de acoplamiento híbrido tienen, generalmente, menor pérdida de inserción que los otros dos, y usan un menor número de diodos. Y éstos pueden operar en un ancho de banda muy amplio. Los faseadores de línea conmutada usan más diodos que otros tipos y tienen una respuesta no deseada en frecuencia-fase la cual puede ser corregida a expensas de incrementar la pérdida de inserción. Información más amplia sobre otros tipos de conmutadores de fase se puede encontrar en [Skolnik, 1980].

## 5.7. Matriz de Butler

Existen diferentes métodos y dispositivos para implementar la formación y direccionamiento de un haz o lóbulo, en frecuencias de radio, uno de los métodos emplea una red configurada en paralelo, atribuida a Butler [Butler y Lowe, 1961], y descubierta independientemente por Shelton [Shelton y Kelleher, 1961]. Esta es una red sin pérdidas, la cual utiliza acopladores direccionales 3 dB, o uniones híbridas, y conmutadores de fase fija. Esta técnica se emplea para formar  $N$  lóbulos contiguos generados con un arreglo de  $N$  radiadores o dipolos, donde  $N=2^p$  y  $p$  es entero.

La matriz de Butler tiene  $2^p$  entradas y  $2^p$  salidas. El número de acopladores direccionales o híbridos requeridos para un arreglo de  $N$  elementos se puede determinar por [James y Hall, 1989]:

$$\left(\frac{N}{2}\right) \log_2 N \quad (5.2)$$

El número de conmutadores de fase fija es determinado por

$$\left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N - 1) \quad (5.3)$$

Modificaciones de arreglos de Butler para cualquier número de elementos se han sugerido, pero el resultado para la red generadora de los lóbulos no ha sido necesariamente el de pérdida menor, [White, 1962; Delaney, 1966].

La complejidad de la matriz de Butler se incrementa con el número de elementos. Una matriz de 64 elementos, por ejemplo, requiere de 192 acopladores direccionales y 160 conmutadores de fase fija. La construcción de una red de Butler compleja requiere gran número de conexiones de empalme en las líneas de transmisión, esto puede presentar dificultades prácticas en la fabricación de circuitos impresos usados para ensamblar el dispositivo [Stark, 1974]. Varios lóbulos simultáneos también requieren varios receptores en paralelo, una complejidad extra. Por estas razones, la matriz de Butler con un gran número de elementos no es la regla general.

El ensamble típico de la matriz de Butler, por lo general, usa acopladores direccionales 3 dB con una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre las dos salidas. Se pueden usar también uniones híbridas. Estas producen una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre las dos señales a la salida y requieren de una ligera diferencia en el procedimiento de diseño.

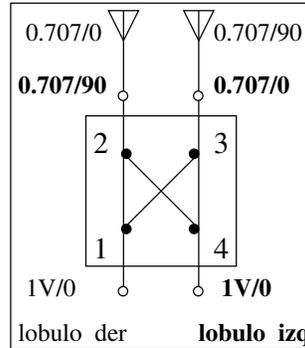


Figura 5.8: Esquema de un acoplador direccional de 3 dB, generando dos lóbulos con un arreglo de dos elementos.

Para tener una idea básica de la operación de una red de acoplamiento, considere un arreglo simple con dos dipolos espaciados  $\lambda/2$  y conectado a dos puertos de un acoplador híbrido 3 dB. Los puertos de entrada son 2 y 3, los puertos de salida son 1 y 4, el voltaje alimentado es 0.707 V, en cada puerto, como se muestra en la Figura 5.8. Si una señal se aplica en el puerto 2, un gradiente de fase de  $90^\circ$  será la resultante entre las señales en los puertos 1 y 4, lo cual producirá un haz orientado  $30^\circ$  a la derecha de la normal del arreglo. Una señal insertada en el puerto 3 genera una distribución de fase que produce un haz orientado  $30^\circ$  hacia la izquierda respecto de la normal del arreglo.

Así de ésta manera un arreglo simple de dos radiadores y un acoplador 3 dB produce dos haces independientes. El arreglo de dos elementos es un ejemplo trivial de formación de lóbulos con la red Butler. La Figura 5.9 ilustra el circuito básico de un arreglo con ocho elementos que genera ocho haces independientes. Este utiliza 12 acopladores direccionales y 8 conmutadores de fase fijos, los cuales tienen valores diferentes.

La red formadora de lóbulos Butler es, teóricamente, sin pérdida; esto es, *no hay potencia intencionalmente disipada en las terminales*. Siempre existirá una pérdida de inserción finita, como siempre, asociada con las pérdidas inherentes en: los acopladores direccionales, cambiadores de fase, y líneas de transmisión que conforman la red. Una red de 16 elementos a 900 MHz, por ejemplo, tiene una pérdida de inserción de 0.74 dB, todas prácticamente asociadas con las líneas de circuito impreso usadas en su construcción [Delaney, 1966].

En una configuración sin pérdida, una antena pasiva radiando múltiples haces desde una apertura común ha demostrado que el patrón de radiación y el nivel de salto de los haces adyacentes no puede ser especificado independientemente [White, 1962]. Con una iluminación uniforme, como en el arreglo de Butler, el nivel de salto es 3.9 dB por abajo del valor pico. Este es independiente de la posición, espacio entre elementos, y longitud de onda.

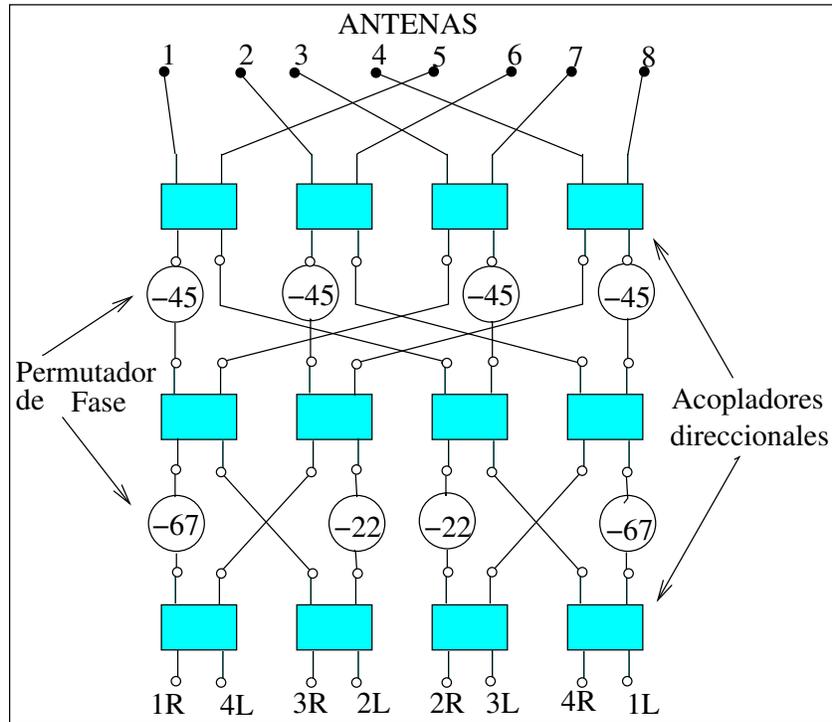


Figura 5.9: Esquema básico para una Matriz de Butler para 8 lóbulos, usando ocho conmutadores de fase fija y doce acopladores direccionales.

Es posible construir arreglos planares que usen redes de Butler para generar un abanico de lóbulos. Un arreglo de  $2^p$  por  $2^q$  elementos, (donde:  $p$  y  $q$  son enteros), requiere  $2^p + 2^q$  redes para alcanzar  $2^{p+q}$  lóbulos. Existen otros métodos posibles para implementar y usar redes de Butler en arreglos planares. Shelton, por ejemplo, describe una técnica para generar múltiples haces en un arreglo planar exagonal con espaciado triangular, [Shelton, 1968a].

## 5.8. Matriz de Butler Reflexiva

Una matriz de Butler convencional se puede diseñar usando acopladores simétricos 3 dB [Butler y Lowe, 1961]. Una matriz básica puede usarse como módulo para construir una matriz más grande. Las configuraciones son simétricas, aproximadamente, sobre un eje longitudinal el cual divide los puertos de entrada y salida en dos mitades; exceptuando las dos configuraciones más pequeñas las cuales no son simétricas con respecto del eje que divide las dos mitades. Luego entonces estas matrices actúan como lentes en una dirección. Esto es, el punto de alimentación corresponde al plano focal, y las salidas corresponden a la región de colimación.

Es posible lograr lentes operando en dirección opuesta reorganizando los puertos de entrada y agregando conmutadores de fase apropiados en algunos de los puertos de entrada. Dejando a un lado los resultados bidireccionales de las lentes en la red,

la red no presenta simetría física entre los puertos de entrada y salida. Es evidente que una matriz la cual es simétrica respecto del eje medio entre los puertos de entrada y salida es la configuración deseada. Tal matriz podría ser cortada en el plano de simetría, de tal modo que los puertos de entrada y salida serían idénticos. En esta manera, la mitad de la matriz podría corresponder a un sistema del tipo reflexivo en el cual la posición de alimentación esta en el plano de abertura [Shelton y Hasiao, 1979].

## 5.9. Características del Patrón de Radiación

Como se ha mencionado antes que una matriz de Butler es una red de  $2N$  puertos, donde  $N = 2^p$ , y  $p$  es entero. Un conjunto de  $N$  puertos de entradas y otro conjunto igual son salidas. Todos los puertos están acoplados y los  $N$  puertos de entrada están mutuamente aislados; la misma condición se aplica en los  $N$  puertos de la salida. El coeficiente de transferencia de potencia para cualquier puerto, de entrada o salida, es  $1/N$ . Si la potencia es alimentada en cualquiera de los puertos de entrada ésta se divide uniformemente, sin pérdida, entre los  $N$  puertos de salida. Para cada puerto de entrada usado existirá una distribución de fase particular entre los puertos de salida.

Para un ordenamiento apropiado de los puertos de salida, todas las distribuciones de fase son lineales; esto es, si los puertos de salida son numerados  $n=1, 2, \dots, N$ , la diferencia de fase entre los puertos  $n$  y  $n-1$  es constante para toda  $n$ , aunque esta constante es diferente para cada puerto de entrada. Si los puertos de entrada son numerados  $m=1, 2, \dots, N$ , la diferencia de fase puede ser expresada como [Shelton y Hasiao, 1979]

$$\Delta\phi_m = \phi_0 + \frac{2\pi m}{N} \quad (5.4)$$

donde  $\phi_0$  es una fase constante, seleccionada apropiadamente, la cual es fija para toda  $m$ . La transferencia de fase de un puerto  $m$  a otro  $n$  se puede obtener por

$$\phi_{mn} = \phi_m + n \left( \phi_0 + \frac{2\pi m}{N} \right) \quad (5.5)$$

donde:  $\phi_m$  es una constante por seleccionar para cada valor de  $m$ . El valor de  $\phi_0$  es determinado, generalmente, por la aplicación deseada para la red. Por ejemplo, una matriz alimentada por un arreglo circular requiere una distribución de fase cíclica en la salida para la cual  $\phi_0=0$ .

Si los puertos de salida son alimentados a un arreglo lineal de antenas con amplitud uniforme, y distribución de fase constante, producirá un patrón de radiación de la matriz de Butler de la forma [Shelton y Hasiao, 1979]

$$E(\Psi) = \frac{\text{sen}N(\Psi - \Psi_0)}{N \text{sen}(\Psi - \Psi_0)} \quad (5.6)$$

donde:

$$\Psi = \frac{2\pi d \text{sen}\theta}{\lambda} \quad (5.7)$$

$$\Psi_0 = \frac{2\pi d \text{sen} \theta_0}{\lambda} = \Delta \phi_m \quad (5.8)$$

donde:  $d$  es el espacio entre elementos del arreglo,  $\lambda$  la longitud de onda,  $\theta$  el ángulo relativo a la normal del arreglo, y  $\theta_0$  es la dirección del lóbulo medido desde la posición broadside.

La posición del lóbulo para cierto espacio entre elementos es determinado por [Hansen, 1997]

$$\text{sen} \theta_i = \pm \frac{\lambda}{2Nd} \left( i - \frac{1}{2} \right) \quad (5.9)$$

donde:  $i \leq N/2$ , y los lóbulos están  $1/N$  espaciados en  $\Psi$ .

Luego entonces la cobertura de los lóbulos desde el eje del lóbulo extremo derecho al eje del lóbulo extremo izquierdo es dada por

$$\theta_{cobertura} = 2 \text{sen}^{-1} \left( \frac{(N-1)\lambda}{2Nd} \right) \quad (5.10)$$

El sistema multipuertos resultante consiste de un arreglo de  $N$  elementos conectado a una matriz de Butler con  $2N$  puertos, de los cuales  $N$  puertos son de salida, cada uno de los cuales produce un lóbulo. Se puede demostrar que el patrón múltiple obtenido es un conjunto ortogonal, como lo son las distribuciones de salida del arreglo. Un haz corresponde a una distribución de apertura y también a un puerto de entrada particular. La red descrita anteriormente tiene el menor número de componentes. Esta red es análogamente cercana a la transformada de Fourier rápida [Shelton, 1968b].

En el análisis presentado aquí la red se generará usando acopladores direccionales híbridos 3 dB, aunque pueden ser usados otros tipos de acopladores híbridos de cuatro puertos. Como previamente se estableció, la matriz de Butler tiene  $N=2^p$  puertos, pero es posible diseñar redes con una  $N$  arbitraria.

## 5.10. Matriz de Butler con 16 Puertos

En general, redes con un número grande de puertos de entrada se pueden implementar usando como elemento básico los híbridos o redes con menor número de puertos de entrada. Por ejemplo, la configuración de una matriz de 16 puertos se puede generar usando matrices de 4 puertos de entrada. Luego entonces, inicialmente se requiere de cuatro bloques, (cada bloque es una matriz de cuatro puertos), conectados como se muestra en la Figura 5.10(a). Las salidas del bloque, **B1**, serán denominadas: 1, 5, 9, y 13, y aquellas del bloque, **B2**, serán: 2, 6, 10, y 14, etc. Una línea adicional de cuatro matrices de 4 puertos es requerida para combinar las entradas de esos cuatro bloques. La conexión de la segunda línea con la primer línea de bloques es ilustrada en la Figura 5.10(b).

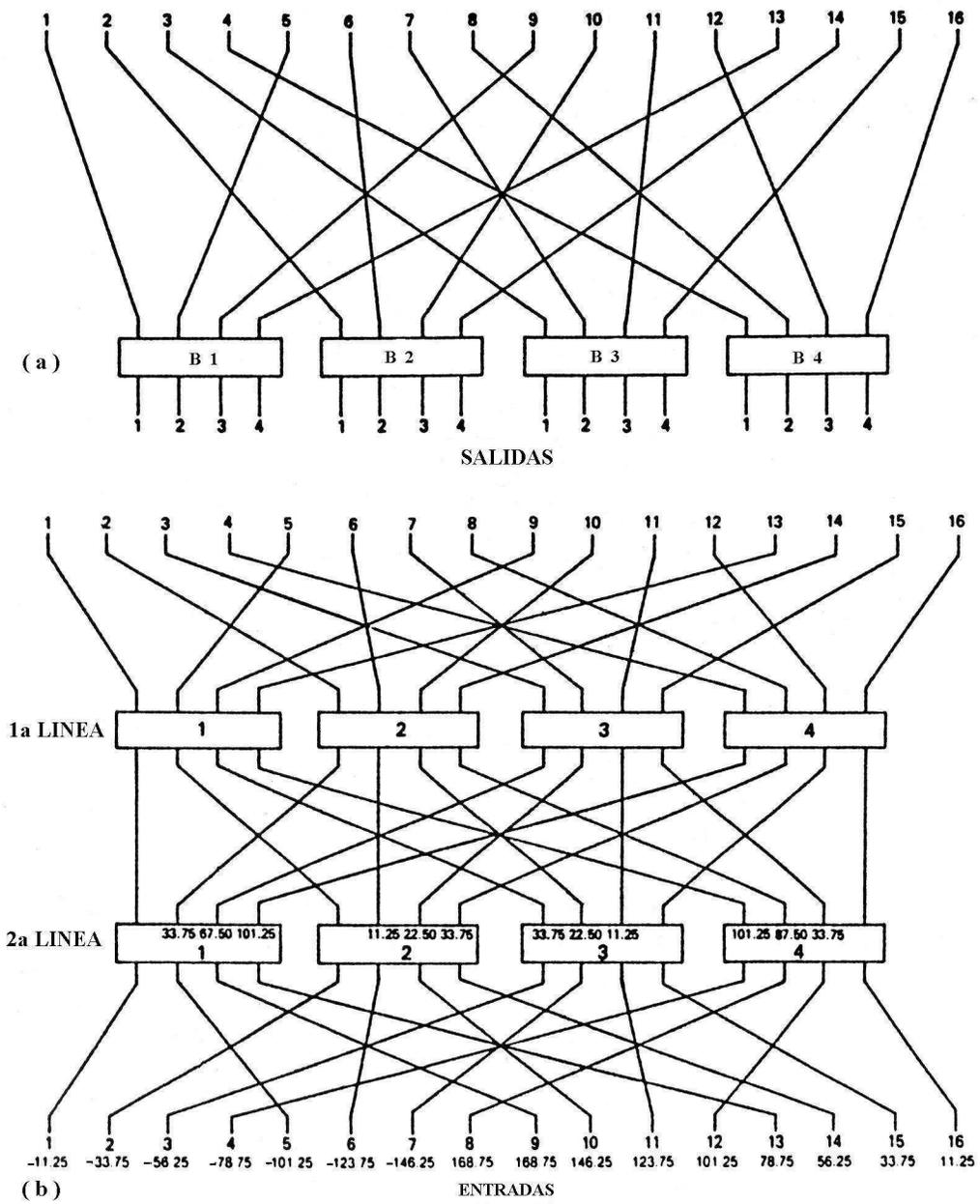


Figura 5.10: (a) primera línea de una matriz de Butler usando matrices de cuatro puertos como módulos de construcción. (b) Una matriz de Butler de 16 puertos.

Las primeras entradas de cada uno de los cuatro bloques en la segunda línea son conectadas al bloque 1 de la primer línea, y cuatro entradas son formadas: 1, 5, 9, y 13. Entonces las direcciones de los lóbulos (o gradientes de fase) de la matriz de 16 puertos son diferentes de aquellas de la matriz de 4 puertos, cambios de fase adicionales deberán de incluirse para implementar ésta diferencia.

Por ejemplo, la entrada 1 del bloque tiene un gradiente de fase de  $-45^\circ$ , pero en la matriz de 16 puertos el gradiente de fase en la primer entrada es  $-11.25^\circ$ . Para alcanzar esta diferencia, conmutadores de fase con  $33.75^\circ$ ,  $67.5^\circ$  y  $101.25^\circ$ , son requeridos para la segunda, tercera y cuarta salidas del primer bloque en la segunda línea, respectivamente. Las entradas de este bloque forman, ahora, lóbulos apuntando en las direcciones  $\theta_0$ :  $-11.25^\circ$ ,  $101.25^\circ$ ,  $168.75^\circ$ , y  $78.75^\circ$ . Un procedimiento análogo es requerido para agregar fases adicionales en los bloques: 2, 3, y 4 de la segunda línea. Las líneas de entrada de toda la red son entonces entrelazadas para ser simétricas con las líneas de salida.

En general, la configuración de la red matricial y conexiones pueden ser descritos por el procedimiento siguiente [Moody, 1964]:

1. El producto del número de bloques en cada línea y el número de puertos de entradas en cada bloque es igual al número total de puertos de entrada.
2. Las líneas son numeradas 1, 2, ..., p. Considere que el bloque en la  $i$ -ésima línea tiene  $L_i$  puertos. El número total de puertos en la matriz es  $N = \prod_{i=1}^p L_i$ , y el número de bloques en la  $i$ -ésima línea es  $M_i = \prod_{j=1}^p L_j$ , donde la prima indica que el factor  $j = i$  es omitido.
3. Una variedad de procedimientos puede ser establecida para interconectar los bloques en las líneas sucesivas de toda la matriz, exactamente análogo con la variedad de diagramas de flujo disponibles para la transformada de Fourier rápida. Un procedimiento *simple* se describe a continuación. Las líneas que serán interconectadas son:  $i$  e  $i + 1$ ; el tamaño de los bloques es  $L_i$  y  $L_{i+1}$ ; el número de bloques en cada línea son  $M_i$  y  $M_{i+1}$ . Además se considera que:  $L_i M_i = L_{i+1} M_{i+1} = N$ . Las salidas de los bloques en la línea  $i + 1$  son conectadas con las entradas de los bloques en la línea  $i$ , las cuales son numeradas secuencialmente desde 1 hasta  $N$ . Las salidas del primer bloque en la línea  $i + 1$  son conectadas a las entradas: 1;  $M_{i+1} + 1$ ;  $2M_{i+1} + 1$ , etc. Las salidas del segundo bloque son conectadas a las entradas: 2,  $M_{i+1} + 2$ ,  $2M_{i+1} + 2$ , etc. En general, las salidas del  $j$ -ésimo bloque en la línea  $i + 1$  son conectadas a las entradas  $j + kM_{i+1}$ , donde  $k$  toma valores de 0 a  $L_{i+1} - 1$ .
4. Ahora es necesario determinar los cambios de fase asignados a las líneas de transmisión que deberán de agregarse para asegurar la colimación del haz para todos los puertos. Para los bloques en la primer línea la cual tiene  $L_i$  puertos, las direcciones hacia donde el haz apunta cuando uno de estos bloques es conectado a un  $L_i$  elemento del arreglo (sí  $L_i$  es par) son:  $\psi_0 = \pm\pi/L_i$ ,  $\pm 3\pi/L_i$ , etc., con un espaciamiento en  $\psi$ , de  $2\pi/L_i$ . Sí  $L_i$  es impar,  $\psi_0 = 0$ ,  $\pm 2\pi/L_i$ ,  $\pm 4\pi/L_i$ , etc.

Entonces los puertos de salida de los bloques en la primer línea son alimentados a elementos con espacio incrementado por un factor de  $M_i$ , los máximos del haz se encuentran en  $\psi_0 = \pm\pi/M_iL_i, \pm3\pi/M_iL_i, \text{ etc.}$ , ó  $\psi_0 = \pm\pi/N, \pm3\pi/N, \text{ etc.}$

Como se sabe todo patrón de radiación presentan lóbulos laterales, por lo cual deberán insertarse conmutadores de fase apropiados en las líneas de interconexión de tal modo que lóbulos laterales sea reforzado por contribuciones de todos los módulos en una línea y todos los otros lóbulos laterales sean minimizados.

## 5.11. Simulación Numérica del Patrón de una Matriz de 16 Puertos

Una herramienta muy útil en el diseño de las matrices es la simulación numérica del patrón de radiación generado. En el ámbito existen varios programas, con un gran rango de posibilidades: versatilidad, aplicación, costo, etc. En este trabajo se usa el software PCAAD. El programa tiene la flexibilidad de poder controlar varios parámetros, con base en nuestra aplicación los parámetros considerados son:

- Frecuencia de operación: 140 MHz
- Longitud de onda: 2.14 m
- Número de elementos: 16
- Distancia entre elementos:  $0.5\lambda = 1.075$  m
- Amplitud: Chebyshev, SLL= 60 dB
- Cambio de fase: variable de acuerdo con el lóbulo asociado
- Tipo de elementos: dipolo de alambre
- Dimensiones del dipolo: 1.97 m
- Espaciamiento al plano de tierra: 0.53 m
- Polarización de los elementos: x

La fase progresiva entre elementos alimentando una matriz de NxN, que produce un ensamble ortogonal de N lóbulos, es dada por [Chan, 1994]

$$\beta = \pm \left[ \frac{2p - 1}{N} \right] \pi \quad (5.11)$$

donde  $\beta$ = fase constante (diferente para cada lóbulo),  $p \leq N/2$  es entero, y N es el número de elementos que alimentan la matriz. Para derivar las N diferentes  $\beta$  requeridas tenemos que  $p \leq N/2$ , con N=16, luego entonces  $p$  toma los valores siguientes: 1,

Tabla 5.1: Gradiente de fase constante, ( $\beta$ ), requerido para generar los diferentes lóbulos para una matriz de Butler de 16x16 puertos.

$p$	$\beta$
1	$\pm 11.25^\circ$
2	$\pm 33.75^\circ$
3	$\pm 56.25^\circ$
4	$\pm 78.75^\circ$
5	$\pm 101.25^\circ$
6	$\pm 123.75^\circ$
7	$\pm 146.25^\circ$
8	$\pm 168.75^\circ$

2, 3, 4, 5, 6, 7, y 8.

La Tabla 5.1 presenta 2 columnas: en la primera se tabulan los valores posibles de  $p$ , en la segunda se presentan los valores del gradiente de fase constante ( $\pm\beta$ ), para cada lóbulo, que se debe mantener entre elementos contiguos de los puertos que alimentan la matriz, los cuales fueron derivados con la ec. 5.11.

En la Tabla 5.2 se presenta la fase progresiva en los puertos que alimentan la matriz de Butler. El valor mínimo de gradiente es  $11.25^\circ$ , y el valor máximo es  $168.75^\circ$ . Como se puede observar de los valores de  $\beta$  tabulados, hay valores simétricos, confirmando la simetría de la matriz y del patrón de radiación generado.

El ángulo  $\theta$  se define como el ángulo o declinación en que apuntan los lóbulos:  $\theta = 0$  corresponde a la dirección apuntado al cenit del arreglo que alimenta la matriz, y el valor de  $\theta$  aumenta simétricamente en la dirección del eje que contiene el arreglo que alimenta la matriz. El ángulo  $\theta$  teórico se calcula usando la ec. 5.7. Los ángulos resultantes,  $\theta_s$  (simulado), y el  $\theta_t$  (teórico) son tabulados para su comparación en la Tabla 5.3. También se tabula la directividad, el ancho del lóbulo a potencia media, derivadas con PCAAD.

Una gráfica del patrón de radiación para la matriz de Butler de 16x16 se presenta en la Figura 5.11. La potencia asociada se presenta en coordenadas polares, con escala de -10 dB, en un rango de 0 a -40 dB. Como se puede observar en la gráfica, el patrón de radiación es simétrico, tiene 16 lóbulos principales y varios pares de lóbulos laterales con amplitud menor a los -30 dB. Los lóbulos presentan un ancho a potencia media en el rango de  $2.7^\circ$  a  $7.0^\circ$ . La directividad derivada se presenta en el rango de 20.7 a 21.8 dB. El par de lóbulos que más se aparta de la normal se inclinan a  $\pm 69.63^\circ$  respectivamente. Luego entonces el patrón general de la matriz de 16x16 cubre un rango de  $139.26^\circ$ , centrado en la normal asociada al arreglo que alimenta la matriz.

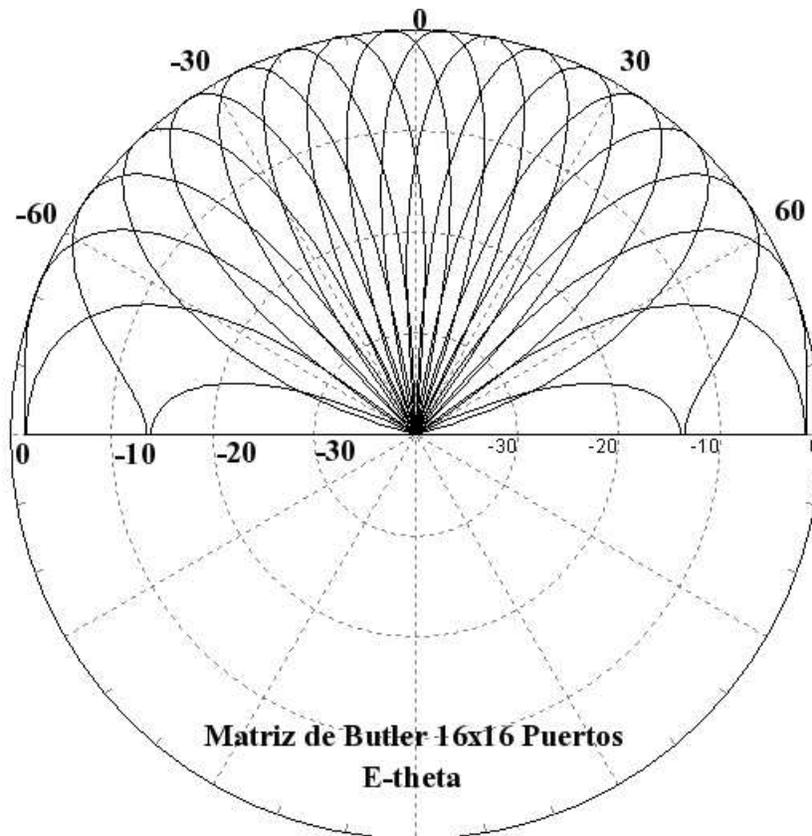


Figura 5.11: Patrón de radiación en el plano E-theta simulado para una matriz de Butler de 16x16 puertos.

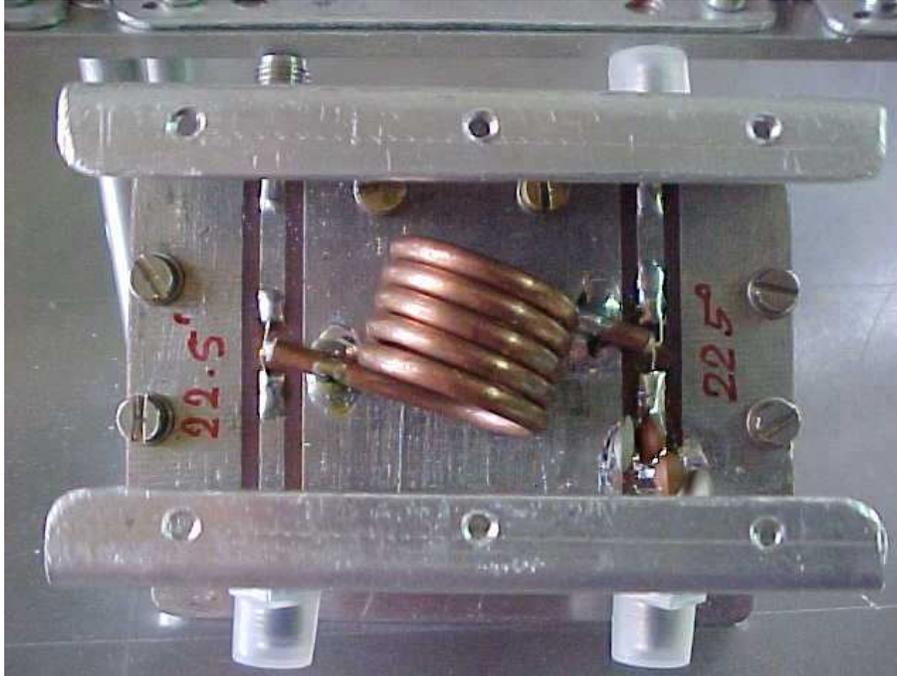


Figura 5.12: Imagen del híbrido usado en la matriz de Butler de 16x16 puertos.

## 5.12. Implementación de una Matriz de Butler de 16x16 Puertos

En la sección anterior se presentaron los aspectos teóricos más importantes vinculados con el diseño de una matriz de Butler de 16x16 puertos, pero como es natural, del diseño a la implementación y operación hay un par de grandes pasos. La implementación está asociada directamente con aspectos electrónicos, mecánicos, de disponibilidad, costos, etc.

Los ingenieros G. Sankar y S. Sureshkumar del NCRA-India diseñaron el concepto electrónico de la matriz de 16x16 puertos que aquí se presenta. El diseño mecánico, la manufactura de cables coaxiales semirrígidos para interconectarla, el tipo de conectores, etc, fueron responsabilidad del autor, apoyado en la colaboración del equipo de ingenieros asociados al proyecto: Ernesto Andrade, Franco Hermán Ciprés, y Fernando Castillo (realizó tesis de licenciatura con base en este proyecto, el director de su tesis fue el autor de la presente tesis [Castillo, 2006]).

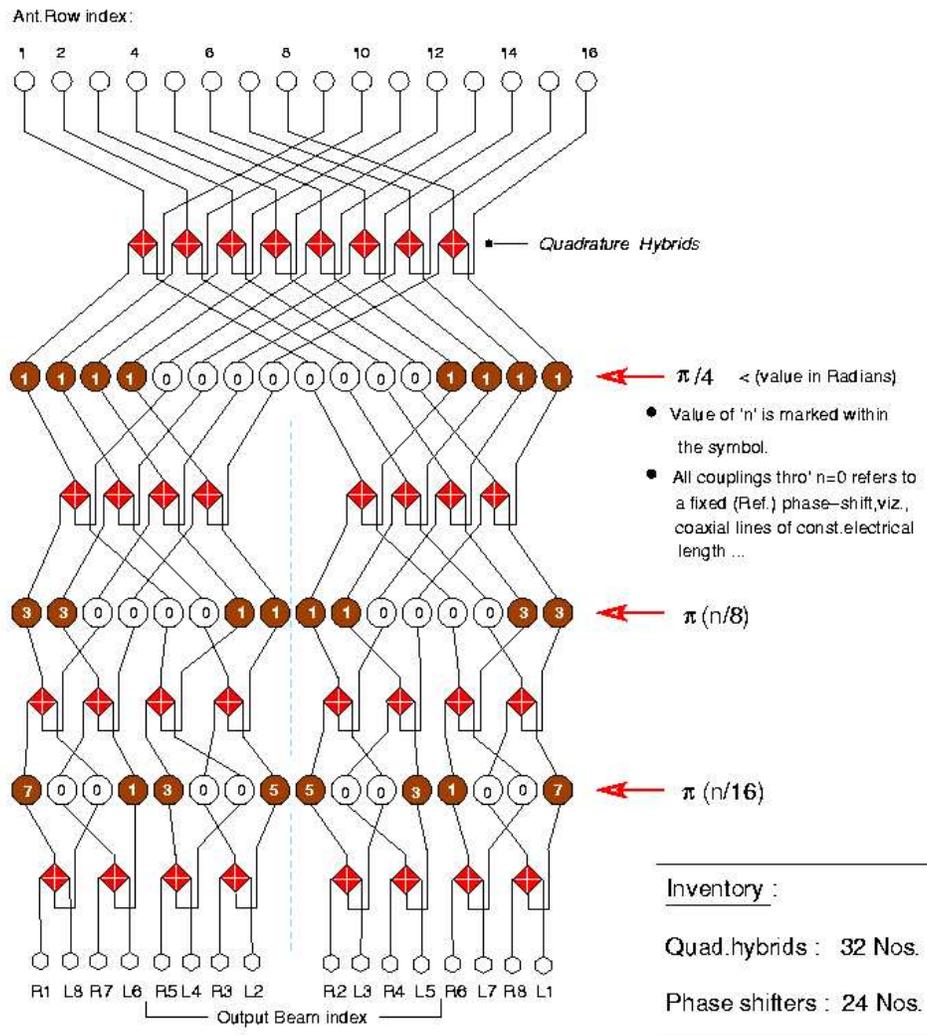
A continuación se hace una descripción de los componentes, materiales, conectores, etc, empleados en la implementación de la matriz. Se decidió diseñar y fabricar acopladores híbridos a 90° integrados en un mismo módulo con los permutadores de fase requeridos. El diseño básicamente contiene un circuito LC, donde los elementos capacitivos son variables, y el elemento inductivo es de valor fijo, el cual permite cambiar la fase electrónicamente, (los valores fueron establecidos con base en el cambio de

fase requerido en cada etapa de interconexión), es decir: debido a que el control de fase de las corrientes de las antenas se obtiene al variar las características de la línea de radiofrecuencia que recorre la onda proveniente del arreglo, esta operación se realiza en los acopladores direccionales híbridos al conectarse el circuito LC entre sus pistas. De esta manera se integran en el dispositivo ambos elementos. El gabinete para cada módulo se fabricó en aluminio, para la conectividad se seleccionó el uso de conectores tipo SMA/hembra. Una fotografía de un módulo se presenta en la Figura 5.12.

Las cuatro etapas de interconexión se integran con 32 acopladores direccionales y 24 permutadores de fase. Ver esquema de interconexión electrónica en la Figura 5.13. Es importante mencionar que una vez determinados el tamaño físico del módulo, el número de éstos, y la longitud física de los cables de interconexión, las posibilidades físicas de interconectar son bastante estrechas y requiere de mucha habilidad para obtener una solución real.

La interconexión entre módulos de diferente nivel de combinación se da empleando cables coaxiales semirrígidos RG405/U con la misma longitud eléctrica, con terminación en conectores SMA/machos. La longitud física de los cables se determinó en el rango de los  $40.8 \pm 0.3$  cm, el diámetro exterior del cable es  $\sim 2.16$  mm, y un factor de propagación del 69.4 %. El procedimiento para ajustar a una misma longitud eléctrica el juego de cables se presenta en el Capítulo 6.

Los puertos de entrada acoplados al gabinete de la matriz usan conectores tipo N/hembra, y los puertos de salida son SMA. Un esquema general de la interconexiones requeridas para la matriz se presenta en la Figura 5.13. Además, en las Figuras 5.14, 5.15, y 5.16. se presentan fotografías del aspecto general de la matriz de Butler.



16 - Element Butler Matrix.

Figura 5.13: Esquema para la interconexión electrónica de la matriz de Butler de 16x16 puertos.



Figura 5.14: Imagen frontal de la matriz de Butler de 16x16 puertos.

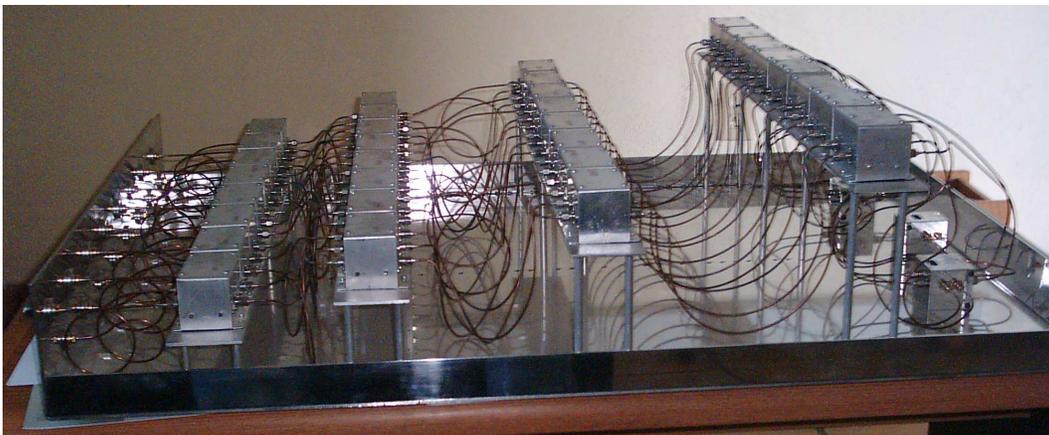


Figura 5.15: Imagen lateral de la matriz de Butler de 16x16 puertos.

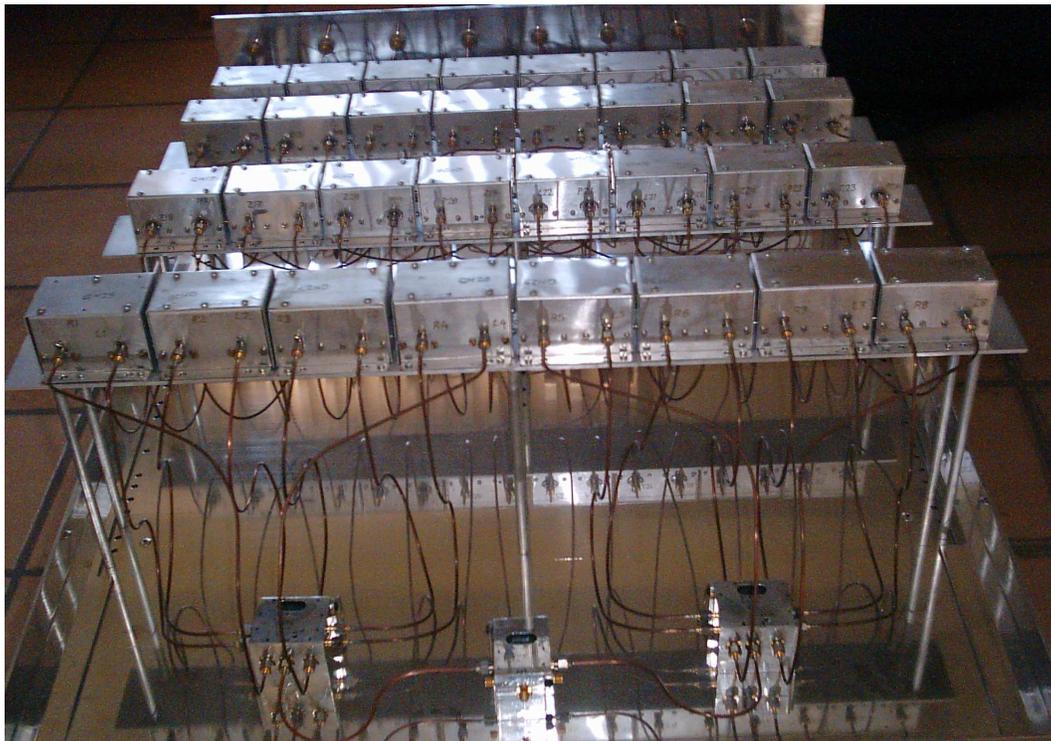


Figura 5.16: Vista superior de la matriz de Butler de 16x16 puertos.

Tabla 5.2: Fase progresiva constante, ( $\beta$ ), en los puertos que alimentan una matriz de Butler de 16 puertos para cada uno de los lóbulos generados.

No.	Puertos de Salida Lóbulos							
	1L	2L	3L	4L	5L	6L	7L	8L
1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	11.25	33.75	56.25	78.75	101.25	123.75	146.25	168.75
3	22.50	67.50	112.50	157.50	202.50	247.50	292.50	337.50
4	33.75	101.25	168.75	236.25	303.75	11.25	78.75	146.25
5	45.00	135.00	225.00	315.00	45.00	135.00	225.00	315.00
6	56.25	168.75	281.25	33.75	146.25	258.75	11.25	123.75
7	67.50	202.50	337.50	112.50	247.50	22.50	157.50	292.50
8	78.75	236.25	33.75	191.25	348.75	146.25	303.75	101.25
9	90.00	270.00	90.00	270.00	90.00	270.00	90.00	270.00
10	101.25	303.75	146.25	348.75	191.25	33.75	236.25	78.75
11	112.50	337.50	202.50	67.50	292.50	157.50	22.50	247.50
12	123.75	371.25	258.75	146.25	33.75	281.25	168.75	56.25
13	135.00	45.00	315.00	225.00	135.00	45.00	315.00	225.00
14	146.25	78.75	11.25	303.75	236.25	168.75	101.25	33.75
15	157.50	112.50	67.50	22.50	337.50	292.50	247.50	202.50
16	168.75	146.25	123.75	101.25	78.75	56.25	33.75	11.25
	1R	2R	3R	4R	5R	6R	7R	8R
1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	-11.25	-33.75	-56.25	-78.75	-101.25	-123.75	-146.25	-168.75
3	-22.50	-67.50	-112.50	-157.50	-202.50	-247.50	-292.50	-337.50
4	-33.75	-101.25	-168.75	-236.25	-303.75	-11.25	-78.75	-146.25
5	-45.00	-135.00	-225.00	-315.00	-45.00	-135.00	-225.00	-315.00
6	-56.25	-168.75	-281.25	-33.75	-146.25	-258.75	-11.25	-123.75
7	-67.50	-202.50	-337.50	-112.50	-247.50	-22.50	-157.50	-292.50
8	-78.75	-236.25	-33.75	-191.25	-348.75	-146.25	-303.75	-101.25
9	-90.00	-270.00	-90.00	-270.00	-90.00	-270.00	-90.00	-270.00
10	-101.25	-303.75	-146.25	-348.75	-191.25	-33.75	-236.25	-78.00
11	-112.50	-337.50	-202.50	-67.50	-292.50	-157.50	-22.50	-247.50
12	-123.75	-371.20	-258.75	-146.25	-33.75	-281.25	-168.75	-56.25
13	-135.00	-45.00	-315.00	-225.00	-135.00	-45.00	-315.00	-225.00
14	-146.25	-78.75	-11.25	-303.75	-236.25	-168.75	-101.25	-33.75
15	-157.50	-112.50	-67.50	-22.50	-337.50	-292.50	-247.50	-202.50
16	-168.75	-146.25	-123.75	-101.25	-78.75	-56.25	-33.75	-11.25

Tabla 5.3: Parámetros asociados a la matriz de Butler de 16 puertos

<i>Lóbulo</i>	$\beta$	$\theta_t(\text{teórico})$	$\theta_s(\text{simulado})$	HPWB	Directividad
1L	11.25°	-3.6°	-4.0°	10.6°	16.7 dB
2L	33.75°	-10.8°	-11.00°	10.8°	16.6 dB
3L	56.25°	-18.2°	-18.0°	11.1°	16.5 dB
4L	78.75°	-26.0°	-26.0°	11.8°	16.3 dB
5L	101.25°	-34.2°	-34.0°	12.9°	16.0 dB
6L	123.75°	-43.4°	-43.0°	14.7°	15.6 dB
7L	146.25°	-54.3°	-54.0°	18.7°	14.9 dB
8L	168.75°	-69.6°	-68.0°	-	-
8R	-168.75°	69.6°	68.0°	-	-
7R	-146.25°	54.3°	54.0°	18.7°	14.9 dB
6R	-123.75°	43.4°	43.0°	14.7°	15.6 dB
5R	-101.25°	34.2°	34.0°	12.9°	16.0 dB
4R	-78.75°	26.0°	26.0°	11.8°	16.3 dB
3R	-56.25°	18.2°	18,0°	11.1°	16.5 dB
2R	-33.75°	10.8°	11,0°	10.8°	16.6 dB
1R	-11.25°	3.6°	4,0°	10.6°	16.7 dB



# Capítulo 6

## CALIBRACIÓN DEL ARREGLO

### 6.1. Introducción

El objetivo principal de la calibración de los arreglos lineales que forman la antena del MEXART es garantizar que cada subsistema que integra el arreglo tenga la misma respuesta al recibir una señal de radiofrecuencia. Una buena calibración *garantiza* la calidad de los datos derivados de las observaciones.

La descripción general de la instrumentación y procedimientos que se emplean para medir, optimizar y calibrar los diferentes subsistemas que conforman el arreglo dipolar en el MEXART y consideraciones y relevantes en los procedimientos aplicados se presentan en este capítulo. Se presentan procedimiento para evaluar: longitud eléctrica, amplitud y fase de los subarreglos y Líneas, etc. Además se presentan observaciones de tránsitos solares empleados para optimizar las calibraciones.

Los procedimientos de calibración requieren el uso de varios instrumentos: analizador de espectros, voltímetro vectorial, generador de RF, analizador de redes, etc. Uno de los instrumentos más importantes es el voltímetro vectorial, para tener una idea amplia del voltímetro, se presenta una descripción general del instrumento.

El voltímetro vectorial es un receptor con dos canales (**A**, **B**), auto-rango, que mide los voltajes (*rms*) de dos señales de radiofrecuencia, y también mide la diferencia de fase entre ellas. El instrumento tiene configurada una técnica de muestreo coherente en fase-asegurada, que usa para convertir las señales entrantes de radiofrecuencia en dos señales de frecuencia intermedia a 20 kHz, las cuales mantienen la misma magnitud y fase referenciada con la señal entrante. El voltímetro vectorial, [HP-8508A, 1998], usado durante las pruebas tiene una cobertura amplia en frecuencia, gran sensibilidad y selectividad alta.

La descripción general del proceso de operación del voltímetro se describe a continuación. La señal suministrada en el canal **A** es automáticamente recibida por un microprocesador que controla y asegura el proceso. El canal **A** requiere de una señal de entrada en una frecuencia única para asegurar la fase a su frecuencia fundamental.

El canal **B** es *asegurado* (referenciado) al canal **A**, para iniciar el muestreo en el mismo rango. Una vez que el instrumento es asegurado a la señal de radiofrecuencia, la señal de entrada, que deriva lentamente, puede ser rastreada. Dada una señal de referencia en el canal **A**, el voltímetro puede medir señales tan pequeñas como  $10\mu\text{V}$  (en el canal B) y hasta un máximo de 10 V usando un divisor 10:1, por ejemplo el HP-11576A.

Las lecturas se pueden tomar en un rango de 90-100 dB. Una limitante del instrumento se tiene en la técnica de muestreo: el voltímetro ofrece un rango amplio en frecuencia pero el ancho de banda predeterminado para medición es 20 kHz en frecuencia intermedia, para mediciones de magnitud y fase, el valor nominal es 1 kHz. Para complementar la operación del voltímetro se requiere un generador de señal con rango mínimo de 9 kHz a 1.040 GHz.

## 6.2. Calibración de la Longitud Eléctrica

La longitud eléctrica,  $\lambda_{eléctrica}$ , es un parámetro crítico en numerosas aplicaciones: *Líneas* de retardo, *Líneas* de alimentación para arreglos de *Líneas* con control de fase, cables para sistemas de radiofrecuencia-pulsados, comunicación de computadoras, etc. Debido al incremento en el uso de cables coaxiales, en una amplia gama de proyectos en radiofrecuencia, se requiere medir con mayor precisión la longitud eléctrica, más que la longitud física de los cables. Además, al ampliarse el rango de frecuencias de operación se hace indispensable conocer en detalle la longitud eléctrica en función de la frecuencia de operación. Una de las razones específicas para medir la longitud eléctrica, se debe a que la constante dieléctrica del material en un cable coaxial no es homogénea a lo largo del cable, y con mayor razón para diferentes cables del mismo tipo pero de manufacturas diferentes, luego entonces la velocidad de propagación puede variar ligeramente entre dos piezas de cable del mismo tipo, afectando directamente la longitud eléctrica de éstos.

La longitud eléctrica para una frecuencia de 1 GHz se define matemáticamente por la ecuación 6.1

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = \left[ \frac{30}{f(GHz)} \right] [V_p] \quad (6.1)$$

donde  $V_p$  es el factor de la velocidad de fase de la onda en el medio donde se propaga.

La longitud eléctrica para cables coaxiales, se puede determinar en el laboratorio empleando: reflectometría y/o variación de fase. La reflectometría ésta limitada a dispositivos de poca pérdida: los del tipo que tienen una trayectoria de corriente directa. La técnica se apoya en un procedimiento de reflexión de señal. El método también se limita a dispositivos pasivo-bidireccionales.

### 6.2.1. Técnica de Fase Asegurada

La técnica emplea mediciones de variación de fase, usando un voltímetro vectorial, el instrumento tiene la capacidad de medir la longitud eléctrica usando un cambio de frecuencia, controlado desde un generador de radiofrecuencia. Para este método se tiene que  $\lambda_{eléctrica}$  está determinada por

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = \left( \frac{10^8}{1,2} \right) \left( \frac{\Delta\phi}{\Delta f} \right) \quad (6.2)$$

donde:  $\Delta f = f_2 - f_1$ ,  $f_1$ (Hz) es una frecuencia arbitraria,  $f_2$  es una frecuencia mayor que  $f_1$ , y  $\Delta\phi$ , en grados, es el cambio de fase cuando cambia la frecuencia de  $f_1$  a  $f_2$ .

Empleando la ecuación 6.2 se determina la longitud eléctrica simplemente sustituyendo los valores obtenidos con el HP-8508A y un generador de señal sintetizada, por ejemplo el Rhode & Schwarz SMY01, [2000].

Interpretando la ecuación 6.2 se puede decir que la longitud eléctrica es simplemente la constante  $(10^8/1.2)$  multiplicada por la *pendiente* asociada a fase vs frecuencia. Una pendiente constante indica una  $\lambda_{eléctrica}$  fija, una pendiente menor indicará una longitud más corta. Por lo general, componentes de banda amplia tales como los cables coaxiales mostrarán una respuesta eléctrica lineal en función de la frecuencia. Aunque, otros dispositivos pueden mostrar variaciones en su pendiente de fase dependiendo de la frecuencia usada. El efecto es frecuentemente denominado *grupo de retardo* o *group delay*.

#### 6.2.1.1. Equipo empleado en la prueba

- Un voltímetro vectorial HP-8508A, usando el módulo de alta impedancia HP-85081 A/B.
- Un generador de señal sintetizada (HP-8657B).
- Un Divisor de Potencia (HP-11549A-50  $\Omega$ ).
- T mágica (HP-1153A-50  $\Omega$ ), 2 pzas.
- Atenuador 10 dB (HP8491A/010), 2 pzas.
- Terminales (HP-908A@50  $\Omega$ ), 2 pzas.
- Cables coaxiales (HP-8120-4781), 3 pzas.

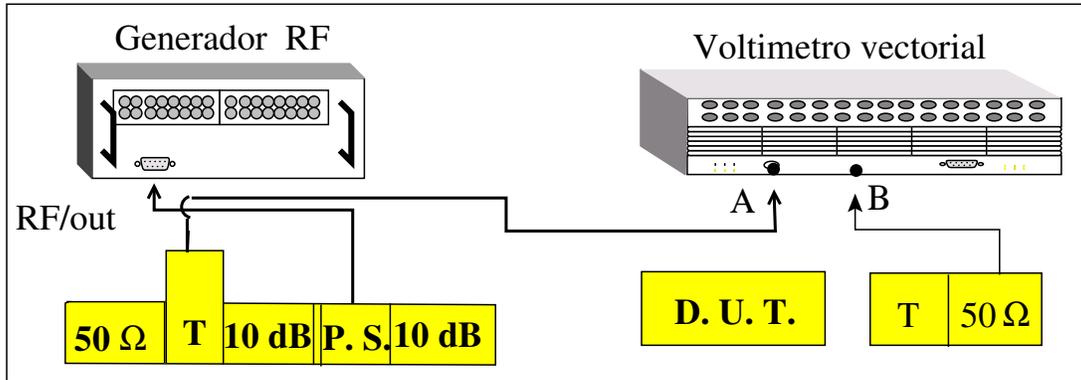


Figura 6.1: Esquema de la configuración empleadas para determinar la longitud eléctrica aplicando la técnica de fase-asegurada.

### 6.2.1.2. Procedimiento de medición

El procedimiento de medición que se describe toma de referencia la configuración mostrada en la Figura 6.1, y permite aplicar pruebas para componentes con  $\lambda_{eléctrica}$  fija o variable. Antes de iniciar las mediciones, se aplica un proceso de normalización que optimiza la precisión de los resultados. El procedimiento general es el siguiente:

1. Conectar los equipos en la configuración del diagrama mostrado en la Figura 6.1, sin el dispositivo de prueba, también denominado DUT, en el circuito. Fijar la señal del generador en una frecuencia recomendada, por ejemplo 100 MHz, con un incremento de frecuencia de 50 MHz, y nivel de potencia de 6 dBm. Esto proporciona un nivel entre 50 y 100 mV para una óptima medición de precisión en ambos canales (**A** y **B**).
2. Ajustar el voltímetro para medir **B-A/PHASE**.
3. Presione [**Shift**][**Save Ref**] para tener una lectura de potencia unitaria y fase cero.
4. Incremente la frecuencia en el generador a 150 MHz y registre el cambio de fase.
5. Se implementa el dispositivo bajo prueba, DUT, como se muestra en la Figura 6.1.
6. Se regresa el generador a la frecuencia 100 MHz.
7. Presione [**Shift**][**Save Ref**] e incremente la frecuencia a 150 MHz, registre el valor en la nueva lectura de fase.
8. Sustituir cada uno de los valores obtenido en la ecuación 6.2 para obtener la longitud eléctrica del cable.

Valores típicos obtenidos de la prueba se usan a continuación para presentar un ejemplo.

Sean:  $\phi_1 = -1.4^\circ$  y  $\phi_2 = -35^\circ$ , sustituyendo en ecuación 6.2 se tiene,

$$\lambda_{eléctrica} = \left[ \frac{10^8}{1,2} \right] \left[ \frac{-1,4 - (-35)}{50 \times 10^6} \right] = 56 \text{ cm} \quad (6.3)$$

Nota: La frecuencia inicial para realizar la prueba se determinará con base en los requerimientos de operación del dispositivo o DUT, el incremento de la frecuencia deberá ser suficiente para generar un cambio de fase de mayor a  $10^\circ$ , pero menos de  $360^\circ$ .

### 6.2.2. La Técnica de Reflexión

El HP-8508A puede determinar, vía un acoplador direccional dual, [HP-778D, 2000], el cambio de fase entre la onda incidente y la onda reflejada en el circuito abierto asociado al extremo del cable. Se requiere definir una referencia, esto es, un cable muestra. Cuando el cambio de fase entre el cable de referencia y el cable bajo prueba es igual, entonces la longitud eléctrica también será la misma. La longitud de los cables puede diferir por un número entero de longitudes de onda ( $\lambda$ ). La diferencia en longitud física del cable se deberá verificar por inspección aparente. Es importante resaltar que los ajustes para cables muy largos, de varias decenas de  $\lambda$ , implicará una detallada verificación física de los cables para evitar obtener un cable más corto en una o varias  $\lambda$ . También se deberá evitar que los cables presenten deformaciones, dobleces, espiras, etc., lo cual derivará en mediciones incorrectas. Además se deberá mantener una temperatura constante y uniforme a todo lo largo del cable durante toda la prueba. De no cuidar estos factores se pueden presentar severos errores en la determinación de la longitud eléctrica.

#### 6.2.2.1. Equipos requeridos para la prueba de reflexión

Los equipos requeridos son:

- Voltímetro vectorial HP-8508A, [1998].
- Generador de señal sintetizada Rohde&Schwarz SMY01, [2000].
- Acoplador direccional dual HP-778D, [2000].
- Cables de conexión calibrados, [HP-8120-4781, 1992], 3 pzas.
- Conectores y acopladores para calibración, varios según sean requeridos.

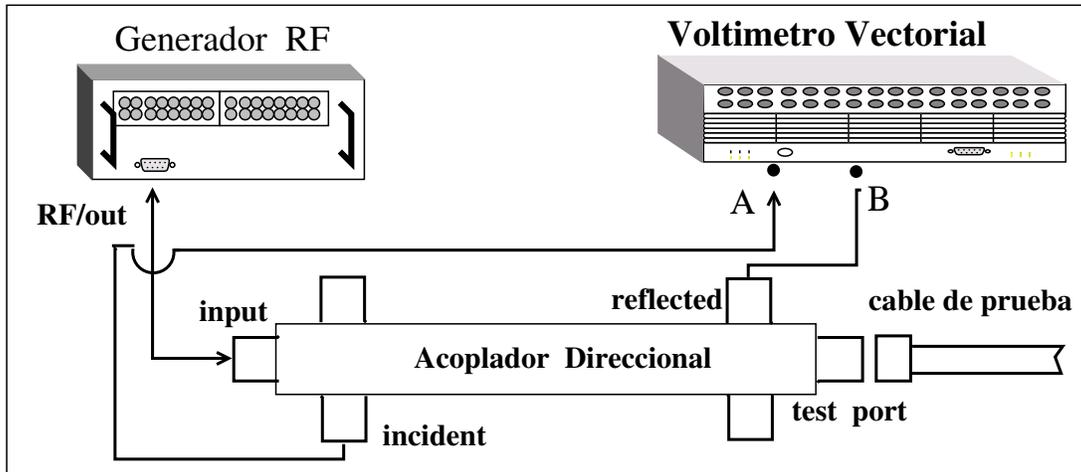


Figura 6.2: Configuración para determinar la longitud eléctrica empleando la técnica de reflexión.

#### 6.2.2.2. Procedimiento de medición de longitud eléctrica

El procedimiento se describe en términos generales y se considera cierta experiencia en instrumentación.

1. Se instalan los equipos en la configuración señalada en la Figura 6.2 y 6.3. El generador de señal se fija a 1 GHz @ 10 dBm. Estos valores proporcionarán un nivel entre 50 y 100 mV para lograr una óptima medición de precisión en el canal **A** del voltímetro vectorial. Luego entonces, la señal es completamente reflejada en el circuito abierto del acoplador direccional, la magnitud del canal **B** será similar a la lectura mostrada en el canal **A**.
2. El cable de referencia se conecta al puerto reflejado en el acoplador direccional. El voltímetro se ajusta para medir **B-A/PHASE**. Presione [**Shift**][**Save Ref**] para determinar como referencia la configuración y medición actual. Nota: El cable de referencia deberá ser más corto que el cable que será ajustado.
3. Intercambiar el cable de referencia con el cable de prueba que será ajustado. Registrar el valor nuevo para la fase relativa, desplegada en la ventana derecha del voltímetro. La lectura de fase relativa desplegada en el instrumento corresponde al doble de tiempo de tránsito a través de la diferencia en la longitud de cable entre el cable de prueba y el de referencia. Entonces, la longitud física que será ajustada corresponde a la mitad de la diferencia de fase desplegada por el instrumento.
4. El extremo del cable de prueba se deberá cortar hasta obtener la misma lectura de fase que la desplegada con el cable de referencia. Para mantener una mayor precisión, el corte del cable deberá realizarse con herramienta que no modifique las propiedades del cable. Se recomienda hacer cortes de aproximación para evitar excederse. Se sugiere realizar cortes de aproximación en el rango de milímetros.



Figura 6.3: Instrumentación empleada durante las pruebas de longitud eléctrica aplicando la técnica de reflexión.

La precisión *teórica* con la que un cable puede ser ajustado, considerando la instrumentación mencionada, es [HP-8508A/B, 1990]:

$$\pm \left[ \frac{0,5}{360} \right] (\lambda) = \pm \left[ \frac{1,39}{10^{-3}} \right] \lambda (cm) \quad (6.4)$$

Por ejemplo: La longitud eléctrica de un cable coaxial RG214/U ( $50\Omega$ ) para una frecuencia de 1 GHz se obtiene aplicando la ecuación 6.1.

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = \left[ \frac{30}{1GHz} \right] [V_p] \quad (6.5)$$

La constante de propagación para el cable RG214/U es 66%. Luego entonces sustituyendo valores en las ecuaciones 6.5 y 6.4, tenemos que

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = 30(0,66) \sim 19,8cm \pm 0,3mm \quad (6.6)$$

Luego entonces, un cable coaxial RG214/U a una  $\lambda$  (1 GHz) deberá tener una longitud física de  $\sim 19.8$  cm. Note que  $\lambda$  a 1 GHz en el espacio libre corresponde a  $\sim 30$  cm.

### 6.3. Cables Para la Matriz de Butler de 16 Puertos

El procedimiento descrito en la sección anterior se empleó para ajustar la longitud eléctrica del conjunto de cables coaxiales semirrígidos empleados en la matriz de Butler de 16 puertos del MEXART. Las pruebas realizadas se presentan a continuación para dar un ejemplo más amplio de los procedimientos.

El cable coaxial semirrígido RG405/U tiene las especificaciones siguientes:

- Impedancia de  $50\Omega$
- Rapidez de propagación de 69.4 % (valor especificado por el fabricante)
- Longitud física de los cables semirrígidos variable
- Diámetro exterior  $\sim 2.16$  mm.

#### 6.3.1. Prueba de reflexión a 1 GHz

Configuración de los equipos, condiciones iniciales y procedimiento en la prueba se listan a continuación:

1. Configuración de equipos y conexiones se muestra en la Figura 6.2.
2. Generador de RF: 1 GHz @ 10.0 dBm  $\Rightarrow$  voltímetro:  $\sim 64.2$  mV.
3. El cable de referencia se denota como **1**.
4. Al colocar el cable de prueba tenemos lecturas en el voltímetro vectorial: Canal **A**= 66.6 mV; Canal **B**= 61.9 mV.
5. Se ajusta el voltímetro, para medir **B-A/Phase**, desplegando la lectura: 66.6 mV @  $-121,1^\circ$ .
6. Para activar la normalización en el voltímetro se presiona [**Shift**][**Save Ref**], automáticamente las lecturas se ajustan a 1.00 @  $0^\circ$ .
7. Sustituir el cable de calibración por cada uno de los cables bajo prueba y realizar la toma de valores para cada uno.

#### 6.3.2. Cálculo para ajustar $\lambda$ usando 1 GHz

Para igualar la  $\lambda_{eléctrica}$  de cables coaxial, considere el ejemplo siguiente. Sea un coaxial RG-405/U @  $50\Omega$  con  $V_p=69.4\%$ , usando una Frecuencia de 1 GHz, tenemos que

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = \left[ \frac{30}{f(GHZ)} \right] [V_p] \quad (6.7)$$

sustituyendo valores en ecuación 6.7, se tiene

$$\lambda_{eléctrica} = (30)(0,694) = 20,82cm \quad (6.8)$$

Para obtener la relación en grados se aplica una simple regla de tres

$$X = [(1^\circ)(20,82cm)/360^\circ] \quad (6.9)$$

prácticamente tenemos que:  $1^\circ \sim 0,58mm$ .

### 6.3.3. Cálculo para ajustar $\lambda$ usando 140 MHz

Se emplea la misma configuración de instrumentos, y se usa una frecuencia de 140 MHz @ 10 dBm en el generador de RF. Esta prueba sirve de referencia general y proporciona detalles que no se aprecian a 1 GHz.

Para igualar un Cable Coaxial RG-405/U @  $50\Omega$  usando una frecuencia de 0.140 GHz, con especificaciones de  $V_p(405/U)=69.4\%$ , sustituyendo valores en la ecuación 6.7 obtenemos

$$\lambda_{eléctrica}(cm) = \left[ \frac{30}{0,140} \right] [0,694] \quad (6.10)$$

Y se obtiene que  $\lambda_{eléctrica} (cm) = 214.286(0.694) = 148.71 cm$ .

Para obtener la relación en grados se aplica una regla de proporciones, esto es,

$$X = 1^\circ \left( \frac{148,71cm}{360^\circ} \right) = 0,413cm \quad (6.11)$$

Prácticamente se tiene que  $1^\circ \sim 4mm$

En las Figuras 6.4 y 6.5 se presentan gráficas de dispersión del desfaseamiento entre los diferentes cables que se obtuvo después de manufacturar un grupo de 50 cables semirrígidos para la matriz de 16x16 puertos. La frecuencia de calibración empleada para una prueba es 1 GHz, frecuencia recomendada por diversos fabricantes.

En la gráfica de la Figura 6.4 se puede observar que la dispersión del desfaseamiento tiene un valor promedio de  $0.244^\circ$ , con una desviación estándar de  $1.41^\circ$ , el valor mínimo presente en el grupo fue de  $-3.5^\circ$ , y el máximo de  $4.3^\circ$ . Nota: el cable de referencia se denomina No. 1.

La gráfica en la Figura 6.5 presenta la dispersión del desfaseamiento para el mismo grupo de cables coaxiales, pero usando una frecuencia de prueba de 140 MHz, frecuencia muy cercana a la frecuencia de operación del MEXART. La evaluación a esta frecuencia dará una idea concreta del error o desfaseamiento permitido en la manufactura de los cables coaxiales. El cable de referencia es el mismo empleado en la prueba a 1 GHz, El valor promedio para el desfaseamiento es  $-0.076^\circ$ , desviación estándar de

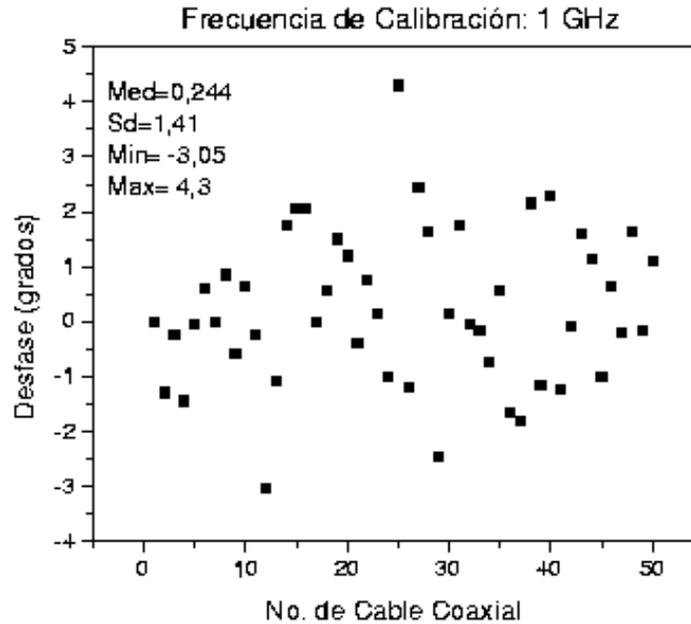


Figura 6.4: Desfase obtenido después de ajustar los cables coaxiales RG405/U. La frecuencia de calibración es 1 GHz.

0.204°, valor mínimo de -0.65°, y un valor máximo de 0.25°.

El ensamble de los conectores (SMA/male) se realizó empleando el equipo y herramienta recomendada por los fabricantes de cables para un proceso de laboratorio. Una parte esencial para realizar el trabajo es el kit de ensamble Hubert+Sunher/SMA Tool Set/74Z-0-0-70 [www.hubertsuhner.com]. Además, se deberá considerar la experiencia en el manejo de cada herramienta del kit.

Los procedimientos mencionados son de carácter general y se deberán ajustar a las condiciones y requerimientos de cada usuario, teniendo cuidado de las limitaciones de precisión de los equipos al medir: potencia, frecuencia, etc. Además de usar accesorios para calibración: cables auxiliares, adaptadores, etc. Otro factor muy importante es el nivel de experiencia del personal que realiza las pruebas. Se recomienda dedicar cierto tiempo para experimentar en la prueba, y posteriormente realizar pruebas con cables que no sean los definitivos, para evitar daños o pérdida de los cables coaxiales.

## 6.4. Calibración de Los Arreglos Dipolares

La unidad básica de operación en el arreglo dipolar del radiotelescopio es un *sub-arreglo* colineal integrado con 16 dipolos. Las características y configuración de cada

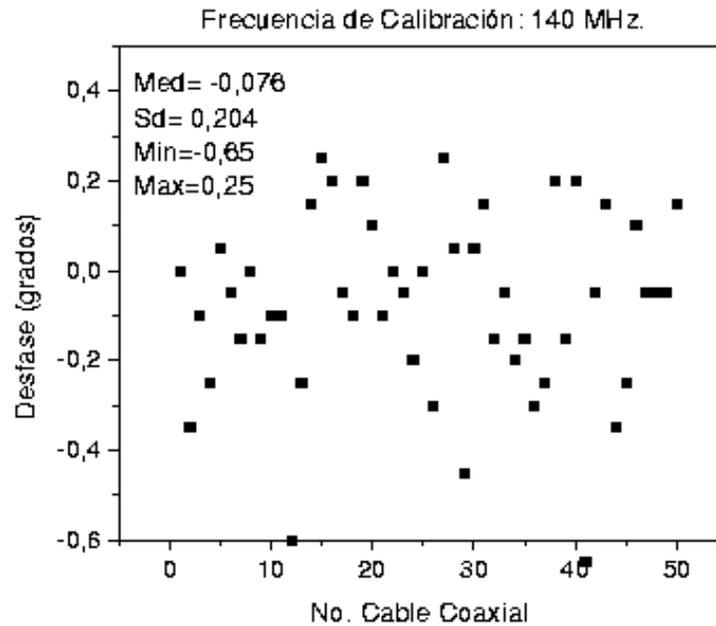


Figura 6.5: Desfase entre los cables coaxiales RG405/U de la matriz de Butler. La frecuencia de calibración es 140 MHz.

dipolo se pueden apreciar en la Figura 2.3 y 2.4. Los dipolos están polarizados horizontalmente y tienen una pantalla reflectora por abajo del arreglo ( $\lambda/4$ ). La señal captada por cada dipolo se suma en paralelo a lo largo de una *Línea* de transmisión bifilar desnuda, con impedancia de  $420\Omega$ , la cual se acopla mediante un balun (1:1) a una *Línea* de transmisión coaxial, con impedancia de  $50\Omega$ . Un *balun* es un dispositivo usado para acoplar un sistema balanceado a un sistema desbalanceado. Una *Línea* de transmisión coaxial es un sistema desbalanceado, ya que los conductores internos y externos del cable coaxial no están acoplados al dipolo del mismo modo que la *Línea* bifilar. Lo anterior establece un flujo neto de corriente hacia tierra a través de la superficie del conductor del cable coaxial, el cual interfiere con la radiación del dipolo y modifica su patrón de radiación.

El sistema de transmisión de señal usa un cable coaxial tipo RG/58 (Belden-9913) para llevar la señal de la *Línea* al receptor (en el cuarto de control ubicado a 180 m). Para compensar las pérdidas de señal debido a la atenuación en el coaxial, se determinó establecer dos etapas de amplificación con ganancia típica de 28 dB y dos etapas de combinación de señal [Carrillo, 1998].

En las Figuras 2.5 y 2.6 se presenta un esquema de la configuración de los arreglos lineales. Cada *Línea*, se integra con cuatro subarreglos de 16 dipolos, y cada subarreglo colecta la energía, y la integra al sistema a través de un balun y un cable coaxial hasta

llegar a un amplificador de bajo ruido, (ZFL-500LN de Mini-Circuit, [RF/IF Designer's Guide, 2000]), en un primer nivel de combinación.

El primer nivel de combinación de señal se obtiene al sumar los subarreglos 1 y 2, y los subarreglos 3 y 4, ver la Figura 2.6. La suma se realiza en un dispositivo denominado *combinador de potencia 2:1* (ZFSC-2-1W de Mini-Circuit, [RF/IF Designer's Guide, 2000]), el combinador suma vectorialmente las dos señales. La combinación de las dos primeras secciones genera una señal independiente correspondiente al lado Este de la *Línea (sección E)*, y de igual modo se genera una señal independiente correspondiente al lado Oeste (*sección W*).

El segundo nivel de combinación de señal se obtiene al sumar las señales de las secciones E y W en un combinador de potencia 2:1 de segundo nivel. La señal resultante se amplifica nuevamente, en una segunda etapa, con un amplificador semejante al de primer nivel. La señal saliente del segundo amplificador se envía a través de un cable coaxial hasta el cuarto de control. La distancia entre el segundo amplificador y el cuarto de control es de  $\sim 180$  m.

Los sistemas de amplificación y combinación se encuentran instalados en registros subterráneos que se conectan a través de tuberías que contienen el sistema de cables coaxiales y cables de alimentación DC. El sistema de registros se conecta a una trinchera central que recibe el cableado proveniente del sistema de amplificación, que finalmente se conectará al cuarto de control, donde se encuentran los receptores y el sistema de matrices de Butler.

Cada *Línea* aporta una señal que alimenta a la matriz de Butler, las señales obtenidas de la matriz posteriormente alimentarán el sistema de receptores. Es importante mencionar que las señales de cada *Línea* son las entradas de la matriz de Butler.

Una serie de condiciones se tienen que cumplir para asegurar que las señales de cada *Línea* sean iguales antes de entrar a la matriz, ver Capítulo 5. Las condiciones principales se mencionan a continuación:

1. Cada *Línea* deberá de operar con el mismo ancho de banda.
2. Cada *Línea* deberá de tener la misma amplitud y fase.
3. El nivel de ruido en cada *Línea* deberá de ser el menor posible.
4. Cada *Línea* deberá de tener el mismo patrón de radiación.

### 6.4.1. Calibración de Amplitud

Una de las calibraciones básicas es la determinación del nivel de señal o potencia que recibe un subarreglo (16 dipolos). La señal se puede cuantificar de varias formas dependiendo del instrumento empleado para las pruebas. En el caso de usar un analizador de espectros, la configuración del instrumento aporta información en términos

de: Potencia, frecuencia, tiempo, etc. Existe una serie de parámetros asociados con la operación del analizador: ancho de video, tiempo de muestreo, ancho de banda, etc, que imponen una firma a las observaciones. En algunos casos es necesario ajustar los parámetros mencionados para resaltar las propiedades de la señal bajo estudio.

También se puede usar un receptor, por ejemplo un superheterodino, el cual desplegará la información de la señal con la firma de los parámetros siguientes: voltaje, corriente, y tiempo. También en este caso, el receptor impondrá una firma en la información o señal desplegada. Esto se debe a los parámetros del receptor: tiempo de integración del detector, el ancho de banda, etc. Para tratar de estandarizar las pruebas de amplitud y asociar el nivel de señal obtenida a la salida del receptor y la temperatura de la región del cielo observada, se hacen las consideraciones siguientes:

- **Eléctricas y/o electrónicas.** Se considera que todos los componentes electrónicos (baluns, amplificadores, combinadores de potencia, cables coaxiales, conectores, adaptadores, etc.), tienen las mismas características, y el mismo nivel de operación, respectivamente. Como se sabe, los componentes electrónicos presentan una dispersión intrínseca en sus características, por ejemplo, ZFL-500LN presenta en pruebas de fábrica un valor nominal de 28.8 dB @ 15 Volts, [RF/IF Designer's Guide, 2000]. En pruebas realizadas en el laboratorio del MEXART a un grupo de 50 amplificadores se obtuvo una dispersión que varía en un rango amplio ( $\sim 27-29$  dB). Para aminorar el efecto de esta dispersión se forman grupos de componentes para cada *Línea*, tratando de instalar en cada Línea componentes que equilibren los cuatro subarreglos para obtener una señal con características semejantes entre Líneas. Para obtener el ajuste final se integrará un sistema de atenuadores o amplificadores para homologar la ganancia, según se requiera.
- **Acoplamiento mutuo.** Un concepto que resulta ser muy importante es el acoplamiento mutuo entre dipolos, subarreglos y *Líneas*, en este aspecto se *conoce*, de modo general, el comportamiento eléctrico de los dipolos. La aplicación de este conocimiento en un arreglo de 4096 dipolos en un área física de  $\sim 10000$  m<sup>2</sup>, se diluye y se presta más para un trabajo de investigación que de aplicación.
- **Interferencias locales.** Para las pruebas de calibración se usa la energía electromagnética que arriba a las *Líneas*, específicamente las ondas de radio que son captadas por los subarreglos de dipolos. Como es de imaginarse, el medio está permeado por un espectro amplio de ondas de radio. El espectro en radio se caracteriza por su frecuencia y/o longitud de onda. La calibración en amplitud se restringe a una frecuencia central de 139.65 MHz con ancho de banda de 1.5 MHz. Para lograr esto, el ancho de banda amplio que otorga el subarreglo dipolar se restringe en una primer etapa, en la entrada del receptor, con un filtro pasa-banda de 6 MHz. Toda señal que entre en el ancho de banda predeterminado y que no tenga su origen en las fuentes de radio estelares se considera *interferencia*. Las interferencias locales son asociadas a transmisiones de satélites, transmisiones de banda civil, emisiones aleatorias asociadas con motores eléctricos empleados en los alrededores del observatorio, las tormentas eléctricas, etc.

- **Actividad solar.** Durante las calibraciones es conveniente vigilar los reportes de actividad solar. Las pruebas se han mostrado, en varias ocasiones, eventos de alta energía en el Sol, los cuales aparecen en los registros de señal como aumentos repentinos o tormentas de ruido que pueden confundirse con errores severos de operación de los arreglo dipolares.

### 6.4.2. Equipo requerido

- \* Analizador de Espectros. El analizador proporciona mayor versatilidad en las pruebas. En el MEXART se usa un analizador HP-8596E.
- \* Receptor. Puede ser de cualquier tipo: Dicke, superheterodino, etc., según se requiera para los estudios.
- \* Cables, accesorios de acoplamiento: cargas, conectores, etc. Todos con características de calibración.
- \* Sistema adquirente de datos: tarjeta interface A/D y software. El sistema adquirente puede ser externo o integrado en una PC.

#### 6.4.2.1. Condiciones iniciales de la prueba

- \* Las mediciones se realizan con el arreglo en una configuración *broadside*, esto es, cada elemento del arreglo tiene la misma amplitud y no hay gradiente o diferencia de fase entre elementos, ( $\beta = 0$ ). En este caso se genera un lóbulo dirigido ortogonalmente respecto del arreglo (observando el cenit local).
- \* Se usa un filtro pasa-banda de 4 MHz a la entrada del receptor.
- \* Se usa un atenuador de RF a 3 dB en la entrada del filtro pasa-banda.
- \* La frecuencia central del receptor es 139.65 MHz, y un ancho de banda de 2 MHz.
- \* El tiempo de integración de posdetección es 10 milisegundos.
- \* El sistema adquirente de datos se usa con un muestreo variable: 100, 10, y 1 muestra por segundo, según se requiera.
- \* Se verifica que durante el periodo de la prueba no transiten por el meridiano local: el Sol, fuentes estelares con flujo mayor a 500 Jy, o el núcleo galáctico. También se deberá verificar los reportes de la actividad solar y la ocurrencia de interferencias.

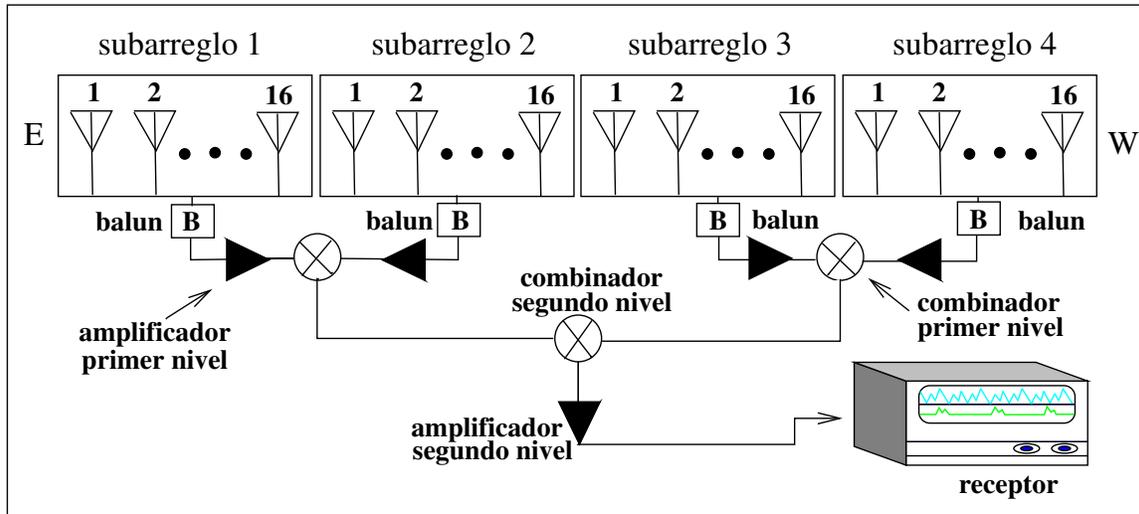


Figura 6.6: Esquema de la configuración e instrumentación usada para la pruebas de amplitud de señal en las *Líneas* o Antenas del arreglo.

#### 6.4.2.2. Procedimiento de la Prueba

Este procedimiento tiene como objetivo evaluar la respuesta de amplitud de cada subarreglo en modo individual o aislado, considerando la trayectoria respectiva de la señal hasta el receptor. Es decir, incluyendo la contribución o efecto de: el balun, los amplificadores de bajo ruido (primero y segundo nivel), combinadores de potencia (primero y segundo nivel), cables, conectores-adaptadores, entre otros. Los cuatro subarreglos deberán presentar el mismo nivel de señal para garantizar la formación correcta del patrón de radiación de la *Línea*. Para evaluar la señal se conecta cada sección de 16 dipolos individualmente, para lograr esto se aísla eléctricamente el subarreglo bajo prueba desconectando los otros subarreglos en los combinadores de potencia de primero y segundo nivel. Para evitar problemas de acoplamiento se conectan cargas de  $50\Omega$  calibradas en los puertos abiertos de los combinadores de potencia.

El procedimiento se presenta a continuación como una lista de tareas a realizar en forma consecutiva y se describe en términos generales, por lo cual se omiten aspectos de instrumentación conocidos. Cabe mencionar que existen diversas formas de evaluar la señal de los subarreglos, la que se presenta a continuación se plantea con base en nuestra instrumentación y requerimientos.

1. Se realiza una calibración previa de los equipos.
2. Se inicia el registro digital. Se registran en bitácora las referencias de voltaje, tiempo inicial de la prueba, el rms de la señal, etc. El registro digital no se detendrá hasta el final de la prueba.
3. Se realiza una observación de la señal captada por todo el arreglo o *Línea*, con el objetivo de tener una referencia de señal a potencia total en configuración

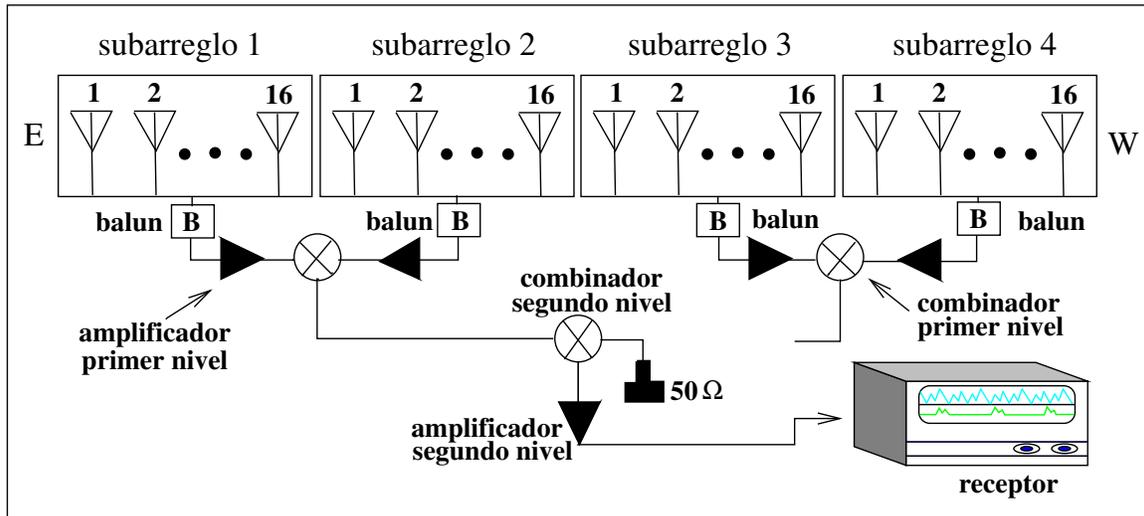


Figura 6.7: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 1 + subarreglo 2 también denominada sección E (E).

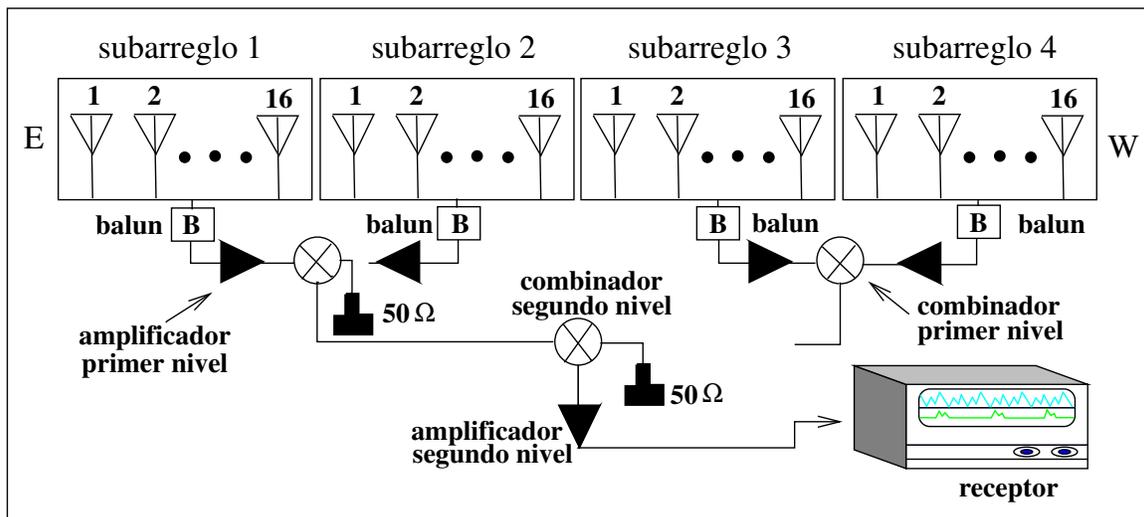


Figura 6.8: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 1.

broadside. La duración de la observación es de  $\sim 5$  minutos. Un esquema de la configuración para la observación de la señal captada por toda la *Línea* se presenta en la Figura 6.6. La señal derivada cuando se estudió el arreglo 8 o Antena 8 se muestra en la gráfica de la Figura 6.13 y 6.14.

4. Se desconecta la sección Oeste (**W**) del arreglo en el combinador de segundo nivel ubicado en la trinchera. Para mantener el acoplamiento del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el extremo desacoplado del combinador. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal de la sección Este **E** (subarreglo 1 + subarreglo 2). Ver el esquema de medición empleado en la Figura 6.7 y el nivel de señal obtenido en las Figuras 6.13 y 6.14.
5. Para obtener el nivel de señal del subarreglo 1 (**S1**) se desconecta el cable coaxial que trae la señal del amplificador de primer nivel del subarreglo 2 en el puerto de acoplamiento del combinador de primer nivel ubicado en el extremo Este del arreglo. Para mantener el acoplamiento del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el extremo desacoplado del combinador de potencia de primer nivel abierto al desconectar el cable coaxial, ver la Figura 6.8. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal del subarreglo 1, ver la Figura 6.13.
6. Se restablecen las conexiones para obtener nuevamente el registro de la señal correspondiente a la sección E. Se observa por un par de minutos mientras se prepara la siguiente observación.
7. Para obtener la señal del subarreglo 2 (**S2**) se desconecta el cable coaxial que trae la señal del amplificador de primer nivel del subarreglo 1 en el combinador de potencia de primer nivel. Para mantener el acoplamiento del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el extremo desacoplado del combinador de potencia, ver la Figura 6.9. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal del subarreglo 2, ver Figura 6.13.
8. Se restablecen las conexiones para obtener nuevamente el registro de la señal correspondiente a la sección E. Se observa por un par de minutos mientras se prepara la siguiente observación.
9. Se desconecta la antena para obtener un nivel de referencia *cero* y aprovechar para restablecer las condiciones iniciales. En el registro aparece un escalón que corresponde básicamente al ruido del sistema o referencia cero para la medición de amplitud de señal.
10. Para obtener la señal del subarreglo 3 + el subarreglo 4, también denominada la sección Oeste (**W**), se desconecta la sección Este en el combinador de segundo nivel, ubicado en la trinchera central y se conecta la sección Oeste en el combinador de segundo nivel ubicado en la trinchera. Para mantener el acoplamiento

del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el extremo desacoplado del combinador de potencia, ver la Figura 6.10. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal de la sección Oeste, ver la Figura 6.13.

11. La señal asociada al subarreglo 3 (**S3**) se obtiene al desconectar el cable coaxial que trae la señal del subarreglo 4 en el punto de acoplamiento con el combinador de potencia de primer nivel en el lado Oeste del arreglo. Para mantener el acoplamiento del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el extremo desacoplado del combinador, ver la Figura 6.11. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal del subarreglo 3, ver la Figura 6.13.
12. Se restablecen las conexiones para obtener nuevamente el registro de la señal correspondiente a la sección Oeste (**W**). Se observa por un par de minutos mientras se prepara la siguiente observación.
13. La señal del subarreglo 4 (**S4**) se obtiene al desconecta el cable coaxial que trae la señal del amplificador de primer nivel del subarreglo 3 hacia el combinador de potencia de primer nivel ubicado en el lado Oeste del arreglo. El cable coaxial se desconecta en el punto de acoplamiento con el combinador de potencia. Para mantener el acoplamiento del sistema se agrega una carga de  $50\Omega$  en el puerto desacoplado del combinador de potencia, ver la Figura 6.12. Se toma una observación de  $\sim 3-5$  minutos. Con este movimiento se obtiene en el registro un escalón, en voltaje, que representa la señal del subarreglo 4, ver la Figura 6.13.
14. Se restablecen las conexiones para obtener nuevamente el registro de la señal correspondiente a la sección Oeste. Se observa por un par de minutos mientras se prepara la siguiente observación.
15. Se restablecen las conexiones para obtener nuevamente el registro de la señal correspondiente a la *Línea* esto es: sección E + sección W. Se observa por un par de minutos para tener una referencia de señal al final de la prueba.

### 6.4.3. Mediciones de Amplitud de los Subarreglos

Las mediciones de amplitud obtenidas al aplicar el procedimiento descrito anteriormente se presentan en formato de gráficas de amplitud vs tiempo. Las Figuras 6.13 y 6.14 representan un par de gráfica típicas de los niveles de amplitud asociados con las señales aportadas por cada subarreglo. En las gráficas también se presentan los registros de nivel de señal asociadas con las sumas de señal de los subarreglos: S1+S2 se identifica como E y S3+S4 se identifica como W.

Comunmente, se obtiene al inicio de la prueba la referencia de voltaje *cero* y a continuación el nivel de señal para la *Línea*. En las gráficas, el primer cambio de amplitud se asocia con la señal de la *Línea* o Antena a potencia total y configuración

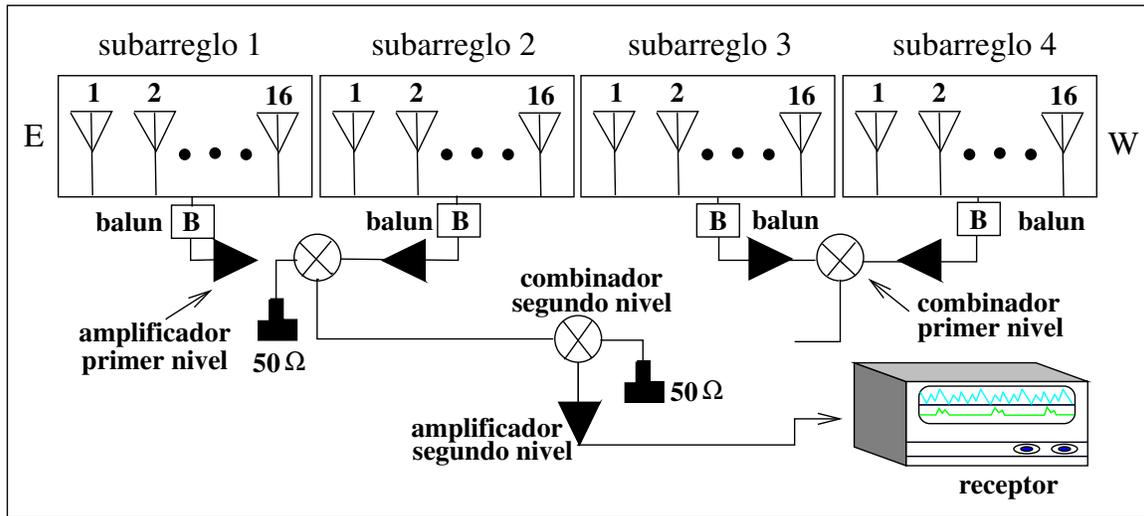


Figura 6.9: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 2.

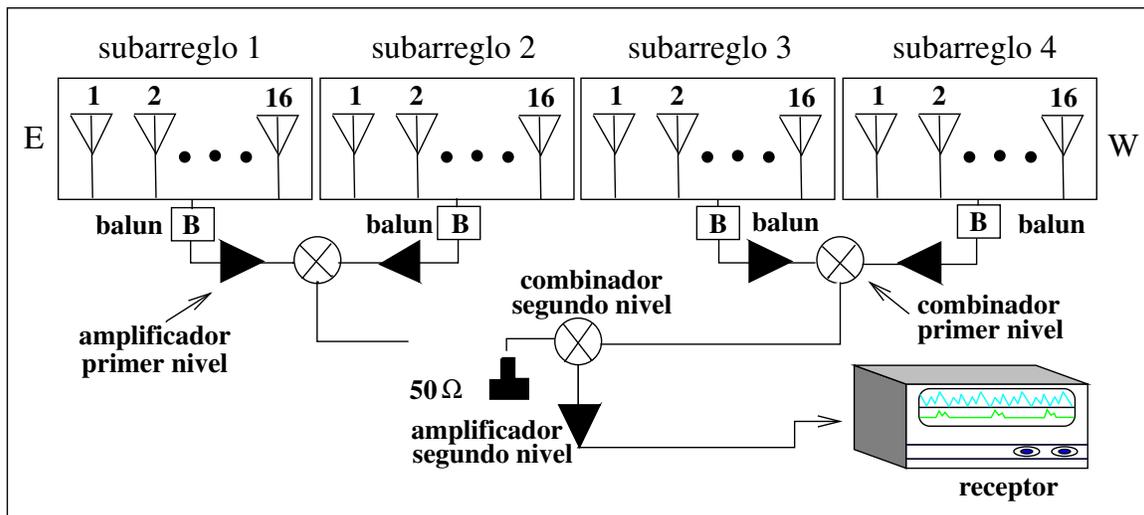


Figura 6.10: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal de la sección Oeste del arreglo.

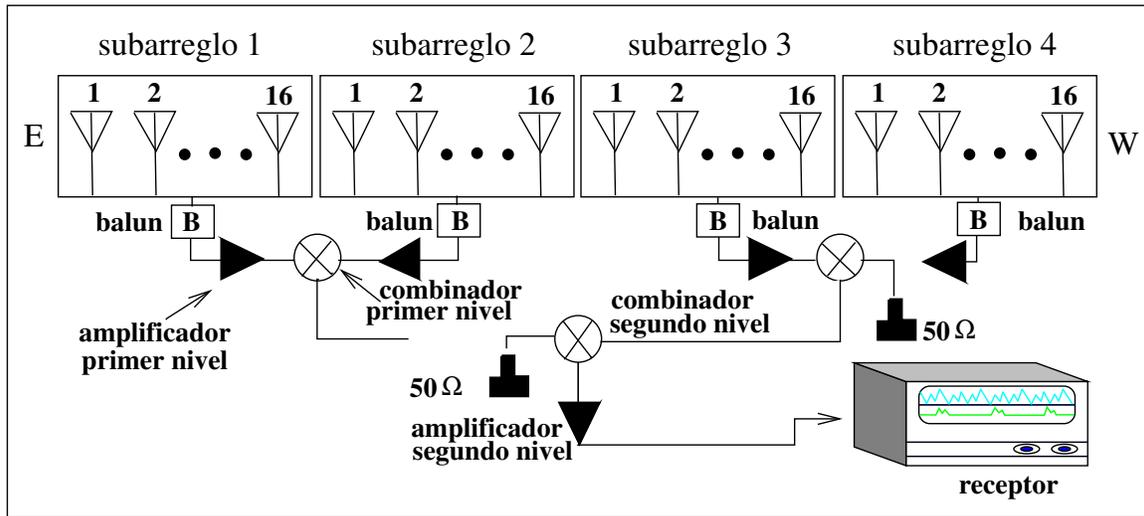


Figura 6.11: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 3.

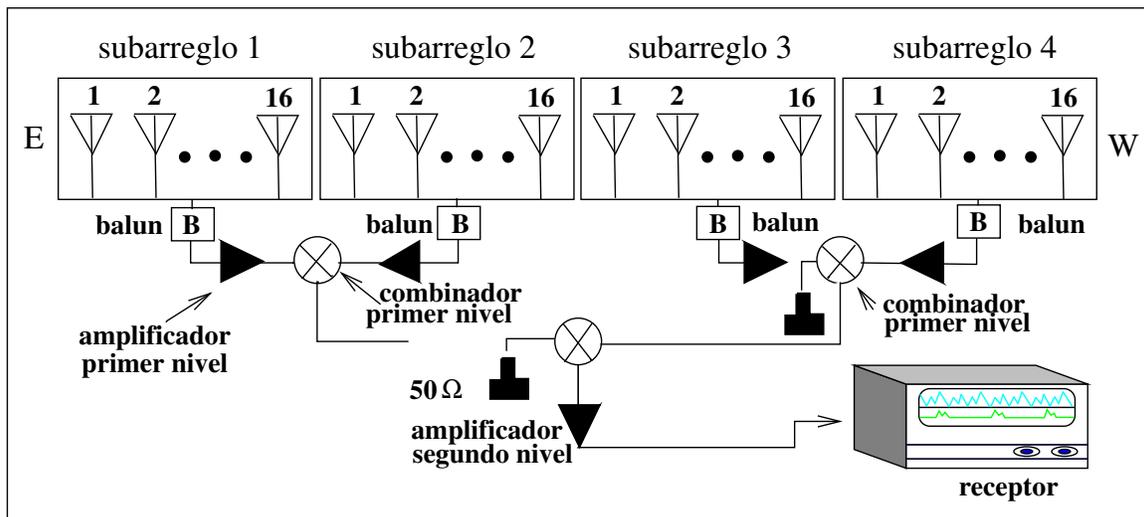


Figura 6.12: Esquema de configuración de la instrumentación empleada para medir la amplitud de la señal del subarreglo 4.

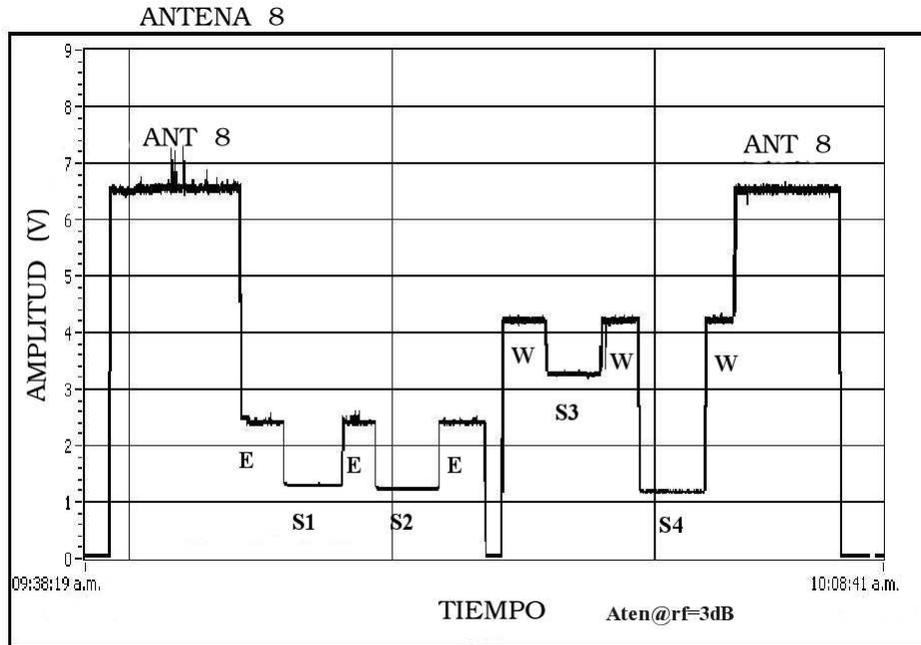


Figura 6.13: La gráfica muestra el nivel de amplitud de cada subarreglo de la *Línea 8*, antes de calibrar las secciones. El nivel de amplitud de los subarreglos se identifican con S1, S2, S3, y S4, el nivel de amplitud asociado a la combinación de subarreglos se identifica E (S1+S2) y W (S3+S4). El nivel de amplitud total de la *Línea 8* se denomina ANT8.

broadside. Las gráficas de las Figuras 6.13 y 6.14 son de la Antena 8 del arreglo planar, en éstas el nivel de señal de la Antena 8 se etiqueta como **ANT8**. El segundo escalón se obtiene al medir la señal sólo de la sección E del arreglo. El tercer escalón representa la amplitud de señal del subarreglo 1 y así sucesivamente. Entre los niveles de amplitud de la Sección E y W se tiene la referencia de nivel cero.

La gráfica en la Figura 6.13 presenta los niveles de señal de la Antena 8 y los subarreglo que la integran después de haberse ensamblado, es decir, antes de calibrar los subarreglos. En la gráfica de la Figura 6.13 se aprecia claramente que tres de los subarreglos: S1, S2 y S4 tienen amplitud menor respecto a la que presenta el subarreglo 3. Los arreglos S1, S2 y S4 presentan una amplitud igual de 1.4 V, y el subarreglo S3 tiene una amplitud de 3.3 V. Luego entonces, el subarreglo S3 no tiene una contribución igual a la aportada por los otros subarreglos. La gráfica en la Figura 6.13 presenta un ejemplo típico de una *Línea* sin equilibrio de señal entre subarreglo. Las Antenas que presentan subarreglos sin equilibrio se someten a revisión de: amplificadores, reguladores de voltaje, conexiones, entre otros. La revisión o calibración tiene como objetivo tratar de equilibrar la amplitud de los subarreglos.

Un ejemplo de la respuesta de la Antena 8 después de calibrar los subarreglos se presentan en la gráfica de la Figura 6.14. La gráfica presenta la respuesta de los subarreglos: S1, S2, S3, y S4. También muestra el nivel de respuesta de la Antena 8 y la respuesta de la sección Este y Oeste. El nivel de señal para la Antena 8 se denota como **A8**. La

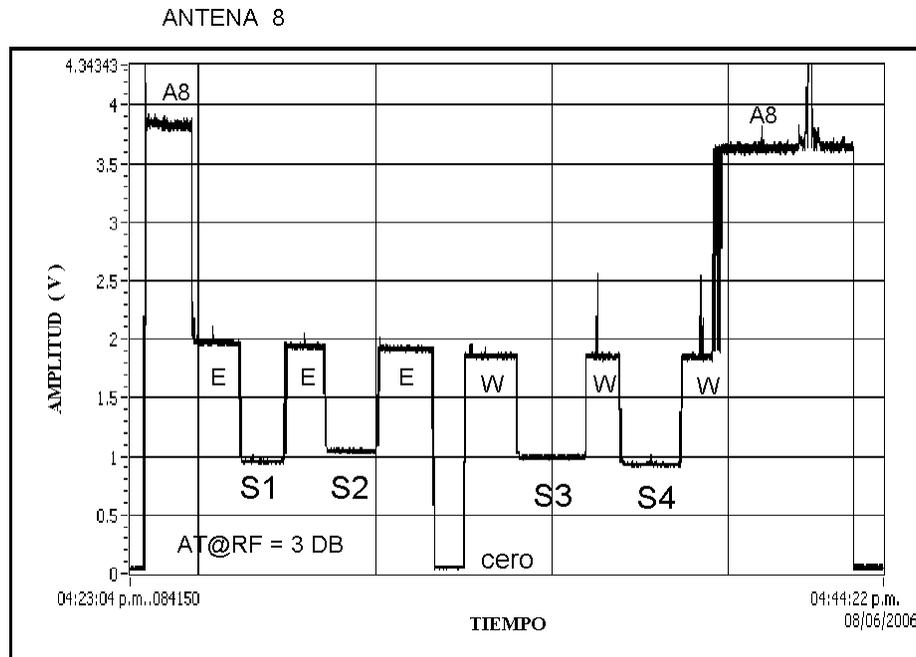


Figura 6.14: Gráfica de amplitud de cada subarreglo de la Línea 8, después de haberse calibrado. Los subarreglos se denotado por S1, S2, S3, S4. El nivel de amplitud total de la Línea 8 se denomina A8, y el nivel de referencia se etiqueta como cero.

gráfica también muestra el nivel cero de referencia, válido para todos los subarreglos. Como se puede observar de la Figura 6.14, los niveles de amplitud de los subarreglos son:  $S1=0.9\text{ V}$ ,  $S2=1.1\text{ V}$ ,  $S3=1.0$ , y  $S4=0.9\text{ V}$ . La diferencia máxima entre ellos es de  $0.2\text{ V}$ . El valor de la diferencia mencionada se ha mantenido durante todas las pruebas. La respuesta de la Antena 8 durante los tránsitos de las fuentes estelares han determinado de manera empírica a la Antena 8 y sus parámetros como la referencia para calibrar el resto de los arreglos. Durante la calibración de las otras Líneas los niveles de señal de cada subarreglo se tratarán de ajustar con los niveles presente en la Línea 8.

La aplicación correcta del procedimiento de calibración de amplitud en secciones permite identificar rápidamente y cuantificar la operación de cada sección, indicando directamente la sección que deberá de ser verificada. Una vez identificada una sección con baja ganancia se puede aplicar nuevamente la prueba, pero ahora el punto de salida de señal se puede desplazar a lo largo de la trayectoria de flujo hasta identificar el amplificador, conector, o componente deficiente. En el caso de tener componente y amplificadores en correcto estado y aún no tener amplitudes semejantes entre subarreglos se puede optar por ajustar el nivel de ganancia, en las secciones requeridas, aplicando un amplificador adicional o un atenuador, según se requiera.

En varias ocasiones las pruebas para cada sección toman mayor tiempo debido a la ocurrencia de interferencias severas que alteran considerablemente el nivel de señal de las secciones. Por otra parte, no es recomendable emplear mucho tiempo en la medición

debido a que el cielo observado cambia continuamente y la temperatura de cielo puede reflejar un cambio sustantivo para una misma sección.

Observaciones singulares se presentan en los subarreglos de las *Líneas* 1, 2, y 3. La señal obtenida en éstos presenta características complejas: las señales tienen fluctuaciones esporádicas muy amplias de hasta 3 V por encima del valor promedio de la señal (3.5 V), el camino de ruido en el rango de 0.6 a 0.8 V, entre otras. Como se planteó en un inicio, las condiciones eléctricas y electrónicas son equivalentes con todos los subarreglos, es peculiar que sólo en algunos subarreglos, los más cercanos al borde del arreglo, se presente una marcada presencia de interferencias o un camino de ruido muy amplio.

Lo cual ha llevado a considerar que las características de esta señal pueden estar asociadas con varios factores: el acoplamiento de impedancias entre arreglos que pueden incrementarse en los bordes del arreglo planar, un problema de saturación o intermodulación de señal debido a una falta de filtros pasa-altas de RF antes del amplificador de bajo ruido de primer nivel, un filtro pasa-banda previo al amplificador de bajo ruido de segundo nivel, entre otros.

Ampliando un poco más acerca del ruido en algunos subarreglos: después de un largo proceso de pruebas se determinó que el amplificador de primer nivel se saturaba debido a que su rango de operación es de 0 a 500 MHz, y aunado con las poderosas transmisiones de radio y televisión presentes en el ambiente radioeléctrico, generaban una inestabilidad en la operación de los amplificador de RF. Esto llevó a diseñar un sistema de filtros pasa-altas con frecuencia de corte de 80 MHz, que se incluyeron justo antes de la entrada del amplificador de bajo ruido de primer nivel, y un filtro pasa-banda de 16 MHz antes del amplificador de segundo nivel. Cabe resaltar que al momento de escribir estas líneas se estaba trabajando en la instalación de los filtros de RF necesarios para intentar mejorar la señal en estas antenas y los resultados preliminares han mostrado una mejora sustancial en la respuesta de las antenas mencionadas.

#### 6.4.4. Mediciones de Amplitud de los Arreglos Lineales

Como se ha mencionado, una *Línea* se forma con cuatro *subarreglos*, luego entonces, la señal de la *Línea* es la suma (amplitud y fase) de las señales aportadas por cada subarreglo. Ver el esquema de la configuración tipo árbol empleada para sumar la señal en la Figura 6.6.

Puede parecer obvio el resultado o la señal que se obtendrá, dado que se conoce con antelación la contribución de cada subarreglo. La amplitud resultante de una *Línea* se puede estimar considerando, principalmente, los factores siguientes:

- a) Atenuaciones asociadas con las *Líneas* de transmisión (cables coaxiales, conectores, etc).

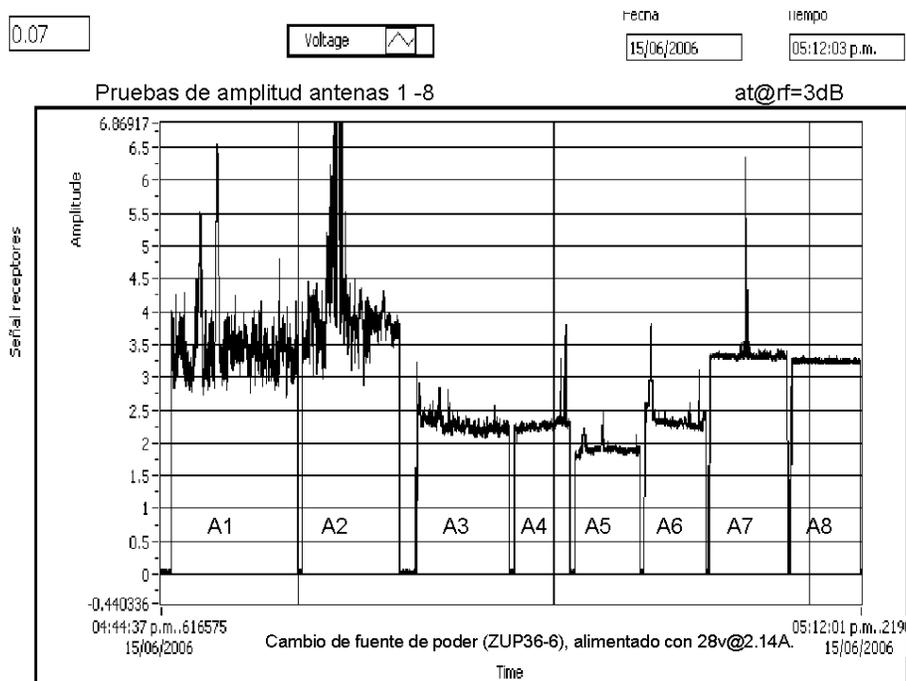


Figura 6.15: Amplitud medida para las *Líneas*: 1 a 8. Se pueden observar interferencias severas en las *Líneas* A1 y A2, lo cual dificulta el procedimiento de calibración.

- b) El error rms gaussiano de fase asociado al arreglo. Usando PCAAD que se ha estimado que deberá de ser  $5^0$  para mantener en su mínima expresión los lóbulos laterales.

La gráfica de la Figura 6.15 presenta los niveles de señal de las primeras 8 *Líneas* del arreglo planar del MEXART. La señal de cada *Línea* se etiqueta con A1, A2, A3, etc., iniciando la numeración con la *Línea* en el extremo Sur del arreglo. La señal de las *Líneas* 1 y 2 presentan mucho ruido lo cual dificulta obtener un nivel de amplitud preciso. Se observa claramente que el nivel de señal entre las ocho *Líneas* no es igual. El nivel máximo de amplitud lo presenta la *Línea* 2, alcanzando un promedio de 4 V. La *Línea* que presenta menor amplitud es la 5, con una amplitud promedio de 2 V. La *Línea* 1 presenta el voltaje rms mayor con un valor de 0.5 V, el cual se asocia con los problemas de saturación de amplificadores o filtrado deficiente en los subarreglos. Para tener una idea precisa de la amplitud aportada por cada *Línea* es necesario tener un número amplio de observaciones, para tratar de minimizar errores asociados con interferencias.

Los niveles de señal que presenta un segundo grupo de *Líneas*: 8 a 16, se presentan en la Figura 6.16. Este grupo de *Líneas* al momento de la observación ya presentaba un avance en el proceso de calibración. El nivel de señal de este grupo se encuentra en el rango: 2.5 a 3.5 V. Es importante recordar que la *Línea* de referencia es la 8, que tiene una nivel de señal promedio de 3.3 V y  $V_{rms}$  de 0.05 V. También se observan interferencias intensas en la señal de las *Líneas* 13, 14, 15 y 16, que complican las calibraciones.

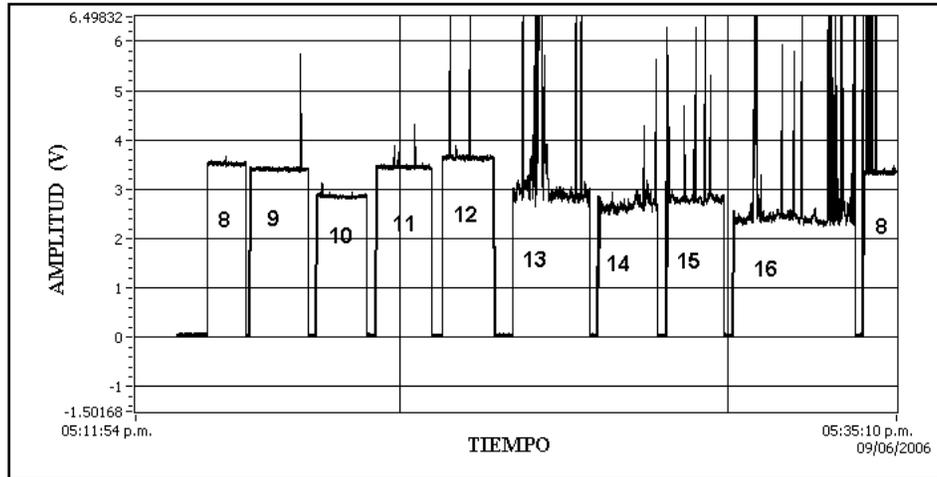


Figura 6.16: La gráfica presenta los niveles de amplitud de las *Líneas* 8 a 16. El nivel de amplitud se presenta en el rango de 2.5 a 3.5 volts. Las *Líneas* 13, 14, 15 y 16 presentan detección de interferencias.

Una opción para corregir la diferencia de amplitud entre *Líneas*, considerando el punto de evaluación la entrada de la matriz de Butler, es agregar un amplificador o un atenuador según se requiera. Actualmente se trabaja en el diseño de un amplificador de RF con ganancia regulable (0.5, 1, y 3 dB) y un atenuador a pasos (0.1, 0.5, 1, y 3 dB).

#### 6.4.5. Mediciones de Fase

Los arreglos dipolares tienen varios parámetros que determinan la dirección en la que apunta el sistema de lóbulos, uno de los más importantes es el gradiente de fase ( $\beta$ ). El arreglo dipolar del MEXART al encontrarse fijo mecánicamente, es decir fijo al suelo, tiene como opción única para direccionar el sistema de lóbulos el uso de un control electrónico que alimente la amplitud y fase en los elementos del arreglo. El gradiente de fase es fácil de determinar si se conoce la dirección que se quiere observar, pero es más complejo el procedimiento para implementar el sistema electrónicamente responsable del control del sistema de lóbulos. Un gradiente de fase mal implementado puede derivar en diversos problemas: un patrón de radiación no simétrico, una dirección incorrecta de direccionamiento, lóbulos laterales muy grandes, entre otros.

Durante las observaciones es muy práctico tener antecedentes o estimaciones del patrón de radiación empleado, lo cual permite al observador planear la detección de las fuentes de radio estelares que se esperan detectar. Además, se puede obtener una comparación directa de los patrones de radiación teóricos y observados. Esto permite una evaluación directa de la operación de los arreglos dipolares, es decir, la evaluación de varios parámetros básicos: dirección del lóbulo principal, lóbulos laterales, ancho a potencia media del lóbulo principal, entre otros.

Las pruebas de calibración de fase de los arreglos lineales se aplican para una  $\beta = 0$ , esto es, la observación se realizan en una configuración broadside, es decir, observando el cenit local. En esta sección serán de gran utilidad los resultados obtenidos al simular numéricamente el gradiente de fase y la dispersión de su error en los elementos de los arreglos dipolares, ver Capítulo 4.

Una medida para controlar que la suma en fase de señal entre subarreglos se obtiene al controlar la fabricación de los cables coaxiales que permiten el flujo de señal en la configuración de alimentación tipo árbol que se emplea para obtener la señal de cada antena del arreglo. Para sumar la señal de los cuatro subarreglos se usan varios cables coaxiales de diferentes longitudes, con un tolerancia de  $\pm 5$  cm.

Otra medida requerida consiste en controlar el cambio de fase introducida en las etapas de amplificación y combinación de potencia. Aún con estas precauciones, se obtienen siempre señales desfasadas en cierto grado. Los errores de fase son aditivos bajo el concepto de interferencia constructiva o destructiva, es decir, no se puede estimar con toda certeza la fase agregada por cada componente. Además, se debe tener en consideración que la respuesta de operación de los componentes electrónicos y cables son sensibles a variaciones de la temperatura. Luego entonces, el gradiente de fase está en función de la temperatura. Actualmente, se trabaja experimentalmente para determinar la contribución específica de la temperatura en el gradiente de fase.

A final de cuentas, el error de fase total, asociado a dipolos, cables, amplificadores, baluns, etc., de una *Línea*, se identifica en un concepto integral al evaluar el patrón de radiación generado al observar las fuentes de radio estelares. En esta sección se da un avance de las observaciones que apoyan la calibración y se presentan varios ejemplos de *Líneas* con gradientes de fase correctos y erróneos, y sus efectos sobre los patrones de radiación generados.

Un par de ejemplos de trazas de amplitud asociada con un patrón de radiación con un correcto gradiente de fase lo presentan las *Antenas* 8 y 11, ver Figuras 6.17 y 6.18. Las trazas, de ambas gráficas, presentan un máximo bien definido y simétrico. Además de presentar una señal libre de interferencias.

La Figura 6.17 presenta la respuesta de señal de la *Antena* 8, los parámetros más relevantes se encuentran en la parte superior izquierda de la figura. Para la observación del tránsito del día 19 de mayo del 2006 se tienen los parámetros siguientes: tiempo de tránsito observado  $13^h 43^m 36^s$ , tiempo de tránsito calculado  $13^h 43^m 00^s$ , altitud del Sol al momento de tránsito  $89^\circ 57'$ , valor absoluto de amplitud (Amp) 5.43 V., voltaje rms o sigma de la señal evaluada en cielo frío 0.01 V., y ancho a potencia media del lóbulo  $0.99^\circ$ .

Con base en las características de posición, simetría, número de máximos, entre otros, se puede concluir que la *Antena* 8 presenta un patrón de radiación simétrico, que

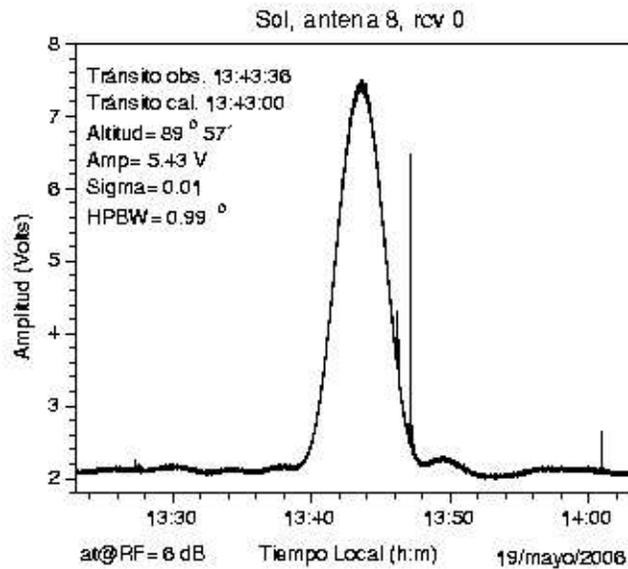


Figura 6.17: El patrón de radiación representa un gradiente de fase correcto en la *Antena 8*. El trazo de la *Antena 8* se usará como referencia para calibrar las otras *Líneas* del arreglo dipolar.

tiene un sólo lóbulo principal, el cual está correctamente direccionado hacia el cenit. Además, el ancho a potencia media observado del lóbulo principal es de  $1^{\circ}$ , valor que es bastante próximo al valor obtenido con las estimaciones numéricas realizadas en el capítulo 4. Un factor relevante que también se desprende de las observaciones es el nivel tan bajo que presentan los lóbulos laterales presentes en la *Antena 8*. La traza de amplitud de la *Línea 8* se considera una referencia que se empleará para homologar la respuesta de las otras *Antenas*.

La Figura 6.18 presenta la respuesta de señal de la *Antena 11*, los parámetros más relevantes se encuentran en la parte superior izquierda de la figura. La observación del tránsito solar se realizó el día 11 de junio del 2006. La observación aportó los parámetros siguientes: tiempo de tránsito observado  $13^h46^m49^s$ , tiempo de tránsito calculado  $13^h46^m00^s$ , valor absoluto de amplitud (Amp) 4.41 V., voltaje rms o sigma de la señal evaluada en cielo frío de 0.01 V., y ancho a potencia media del lóbulo de  $1.0^{\circ}$ . Con base en las características de posición, simetría, número de máximos, entre otros, se puede concluir que la *Antena 11* presenta un patrón de radiación simétrico, que tiene un sólo lóbulo principal, el cual está correctamente direccionado hacia el cenit. Además, el ancho a potencia media observado del lóbulo principal es de  $1^{\circ}$ , valor que es muy cercano al valor obtenido con las simulaciones numéricas realizadas en el capítulo 4, y presentan lóbulos laterales con un nivel mínimo. La traza de amplitud de la *Antena 11* es muy semejante a la asociada con la *Antena 8* o antena de referencia.

Un ejemplo de gradiente de fase incorrecto lo presenta la *Antena 12*, que se presenta

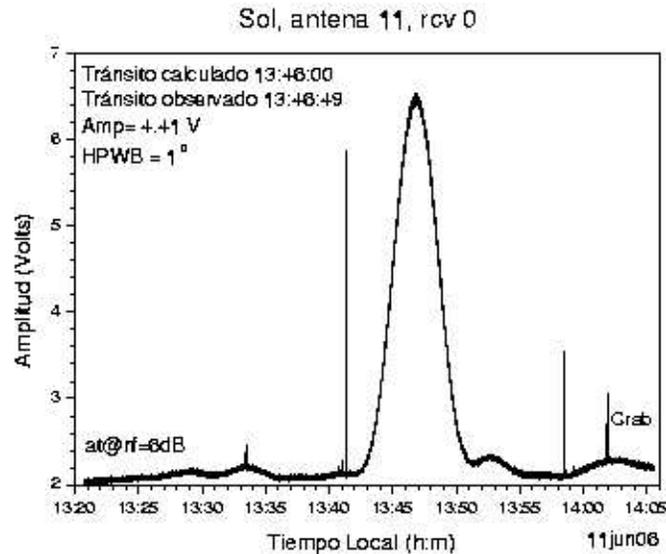


Figura 6.18: Observación del tránsito solar con la *Línea 11* del MEXART. El patrón de radiación representa un gradiente de fase correcto en la *Antena 11*. En el lado derecho del Sol, 14:03 hrs., se aprecia un aumento de señal asociado con la detección de la Nebulosa del Cangrejo. La observación se realizó el 11 de junio del 2006.

en la Figura 6.19. La gráfica de amplitud vs. tiempo presenta una traza asociada con el aumento de señal o amplitud al ocurrir el tránsito del Sol por el patrón de radiación de la *Antena 12*. La observación se realizó el día 27 de septiembre del 2005. La traza presenta tres *picos*: el principal o mayor, centrado a las 13:38 horas, con amplitud absoluta de 4.75 V. Y un par de *picos menores*: el primero centrado a las 13:31 hrs, con amplitud de 1.75 V, y el segundo a las 13:45 hrs, alcanzó una amplitud de 1.93 V. El nivel del lóbulo lateral (13:31) es del  $\sim 36\%$  respecto del pico principal

Los picos presentes en la traza de la Figura 6.19 se asocian con los lóbulos del patrón de radiación de la *Antena 12*. Para estimar el ancho de los lóbulos se determina el intervalo de tiempo correspondiente a la amplitud o potencia media de la señal registrada. La referencia de la amplitud absoluta se fija en el mínimo de amplitud del lóbulo principal, esto es, el mínimo de amplitud a la base. Este criterio es arbitrario, y puede variar dependiendo de la aplicación.

El ancho del patrón de radiación asociado al pico mayor es de  $0.8^\circ$ . La desviación estándar o sigma de la señal asociada a cielo frío cercano a la fuente es de 0.1 V. El patrón de radiación de la *Antena 12* indicó un desbalance severo en el gradiente de fase entre subarreglos, lo cual implicó una revisión detallada de los subarreglos apoyándose en los resultados del capítulo 4. Con base en la traza de la gráfica 6.19 se puede indicar que el patrón de radiación de la *Antena* tiene un lóbulo principal dirigido al cenit, pero tiene un par de lóbulos laterales muy grandes que no son simétricos, y tienen un nivel

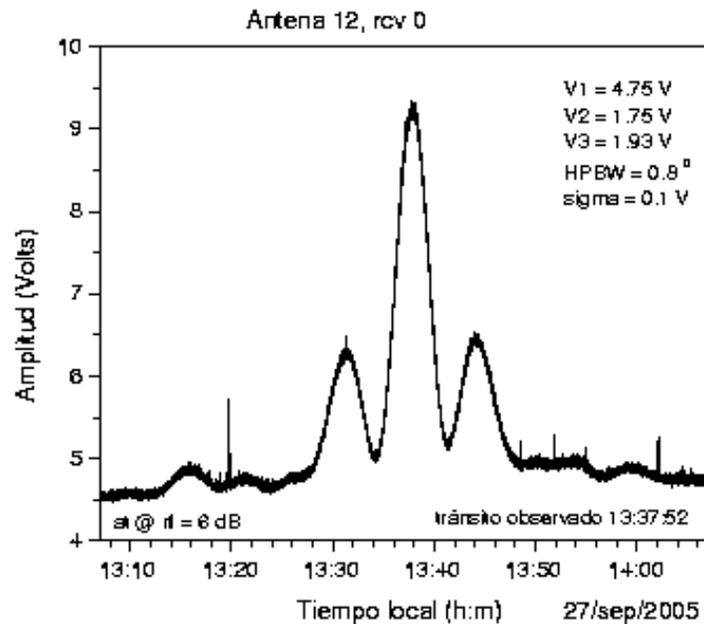


Figura 6.19: Observación del tránsito solar con la *Antena 12* del MEXART. La traza asociada con el tránsito solar presenta un lóbulo principal y un par de lóbulos laterales bastante grandes. La gráfica presenta un ejemplo de patrón de radiación que tiene un gradiente de fase incorrecto entre los subarreglos que integran la *Antena 12*.

de  $\sim 20\%$ , tomando de referencia la amplitud alcanzada por el pico principal.

En la Figuras 6.20 se presenta el tránsito del Sol detectado al usar la *Antena 10*. La observación se realizó el día 15 de junio del 2006. La traza presenta una asimetría y varios picos alrededor del máximo de amplitud, lo cual implica que el patrón de radiación, en el plano que recorre el Sol, presenta varios lóbulos laterales menores. La amplitud de estos lóbulos laterales se encuentra en el orden de  $\sim 20\%$  respecto del lóbulo principal, valor no adecuado para las aplicaciones del instrumento.

Algo similar le sucede al patrón de la *Línea 7*. Se ha determinado con base en los resultados derivados con PCAAD en el capítulo 4 que lóbulos laterales con amplitud menor al 10% son aceptables. Luego entonces, toda *Antena* con respuesta semejante a las presentadas en las Figuras 6.19, 6.20, y 6.21 deberán de optimizar el gradiente de fase para mejorar el patrón de radiación.

Un problema adicional asociado con los gradientes de fase se presenta al tener que cumplir con el requisito de operación de la matriz de Butler, que determina que las señales a la entrada de sus puertos deberán de tener una misma amplitud, y una diferencia de fase con un RMS gaussiano mínimo. El valor apropiado para el error de fase a la entrada de la matriz de Butler aún está en proceso de evaluación por parte del

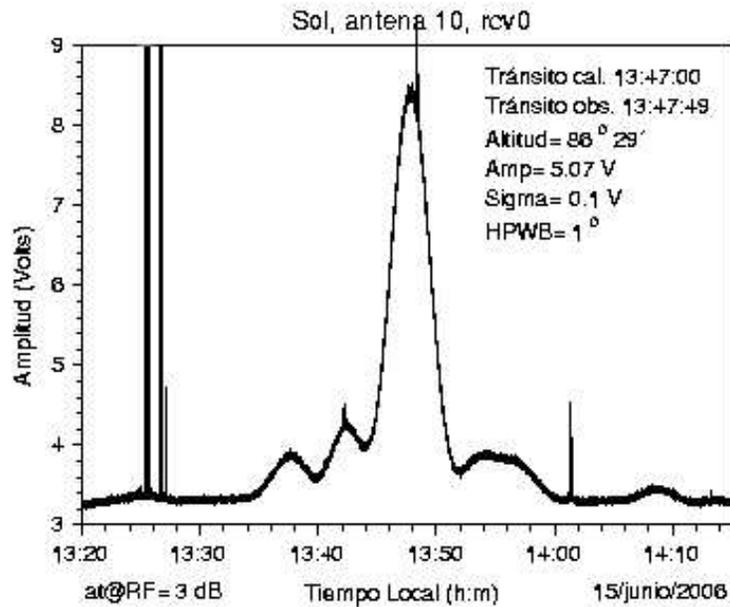


Figura 6.20: Observación del tránsito solar con la *Línea 10* del MEXART. El corte del patrón de radiación presentado en la gráfica da un ejemplo de un gradiente de fase incorrecto entre los subarreglos de la *Línea 10*, caracterizado por la antisimetría de los lóbulos laterales y el nivel de potencia significativo, menor al 10 %.

equipo técnico del MEXART.

Una solución para ajustar o controlar el gradiente de fase a la entrada de la matriz se puede obtener agregando un sistema de conmutadores de fase cuantizado, que permita agregar un cierto retardo cuantizado según lo requiera cada *Antena* del arreglo. Actualmente, el equipo de ingenieros del MEXART, apoyado por los ingenieros del NCRA, trabajan en el diseño del conmutador de fase requerido.

## 6.5. Desarrollo de Receptores y Observaciones Preliminares

Para determinar las características principales del arreglo dipolar integrado a un sistema receptor se pueden emplear observaciones de fuentes de radio estelares. El primer objetivo de las pruebas dirigidas a la calibración del arreglo dipolar fue la detección de la fuente de radio más intensa en el cielo, el Sol.

Las primeras pruebas para evaluar la respuesta de los arreglos dipolares se realizaron usando un sistema receptor calibrado, un analizador de espectros [HP-8596E, 1994]. El

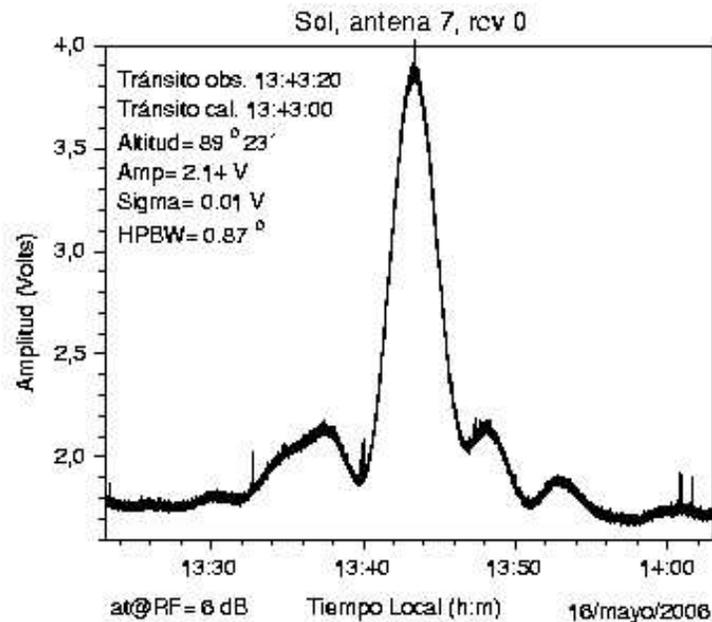


Figura 6.21: Observación del tránsito solar con la *Línea 7* del MEXART. El patrón de radiación presenta un gradiente de fase incorrecto entre los subarreglos de la *Línea 7*, en un grado menor de importancia respecto del obtenido para la *Línea 12*.

analizador de espectros aporta información suficiente para evaluar la respuesta de los arreglos: ancho de banda, potencia de ruido de fondo, tránsito del Sol, etc. Y aporta información restringida para la calibración final.

La configuración implementada aporta las suficientes variables para hacer muy interesante las primeras observaciones de los tránsitos del Sol. La configuración para las observaciones considera el uso de varios parámetros en el analizador: ancho de banda en RF, ancho de banda en video, el tiempo de muestreo, etc. Reiterando, las pruebas descritas en esta sección tienen como objetivo principal establecer y evaluar los procedimientos para evaluar en primera instancia la respuesta de cada una de las *Líneas* en configuración *broadside* acopladas a un sistema receptor calibrado, en este caso un analizador de espectros. Un bosquejo de la configuración de los equipos para las pruebas se presenta en la Figura 6.22. Las pruebas se realizaron para varias *Líneas* del MEXART, en el periodo del 18 al 24 de julio del 2004.

Los parámetros de operación del analizador durante las observaciones son los siguientes:

- Frecuencia central 140 MHz.
- Ancho de banda variable: 4, 10, y 50 MHz.

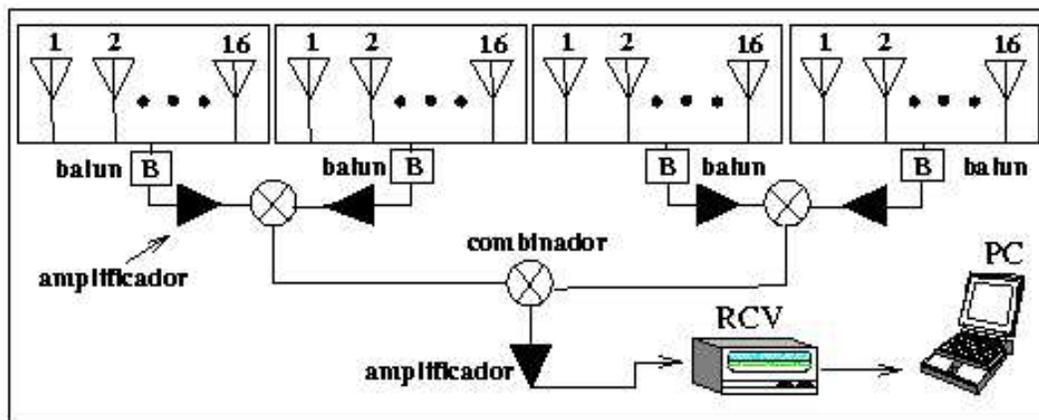


Figura 6.22: Esquema de la instrumentación empleada durante las observaciones para la calibración de los arreglos integrados a un sistema receptor: analizador de espectros o receptor superheterodino.

- Tiempo de barrido (SWP) 20 ms.
- Ancho de banda de video (VBW) 100 kHz.
- Atenuación 10 dB.
- Nivel de referencia 0 dB.

Se puede emplear los parámetros de potencia, frecuencia, y tiempo para generar un perfil aproximado del corte del patrón de radiación del arreglo lineal en el plano del tránsito solar, ver la Figura 6.23. El procedimiento requiere las series de datos capturadas con el analizador. Las series de datos se obtienen al programar el analizador de espectros para realizar muestreos a intervalos de 30 segundos, iniciando 30 minutos antes del tránsito solar y finalizando 30 minutos después. En todas las ocasiones se mantuvieron los parámetros mencionados.

Las observaciones realizadas con el analizador de espectros se hacen en el espacio Potencia vs Frecuencia. En la Figura 6.24 se presentan tres gráficas típicas generadas por el analizador, mostrando una traza de potencia vs frecuencia. El analizador despliega la potencia de la señal captada en decibeles en el eje vertical, y el rango de frecuencias detectado es presentado en el eje horizontal. En la imagen desplegada por el analizador también aparecen la traza asociada a la señal detectada y los parámetros más relevantes usados para la observación: frecuencia central, ancho de banda, tiempo, escala, hora, etc.

Una ventaja que proporciona este equipo es poder seleccionar varios parámetros, y en cualquier momento se tiene la capacidad de regresar al estado inicial de operación. Además se tiene amplia capacidad para guardar la memoria técnica de la prueba en el mismo instrumento o enviarla a una PC.

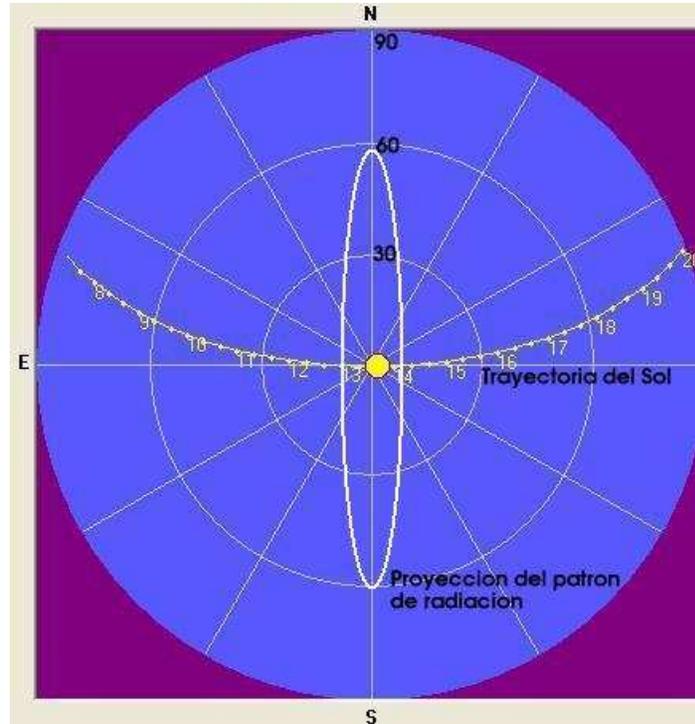


Figura 6.23: El esquema representa la trayectoria del Sol proyectada sobre el plano EW-NS (vista superior), y la proyección del patrón de radiación generado por el arreglo dipolar lineal desplegado a lo largo de la línea EW. La trayectoria corresponde al día que el Sol cruza por el cenit local. El arreglo lineal dipolar se encuentra polarizado en la dirección EW. Se marca la posición del Sol, cada hora, con puntos sobre la traza, y la posición del tránsito solar se determina con un círculo amarillo. La proyección del patrón de radiación es la elipse en color blanco.

Es importante mencionar que el analizador se programó para guardar sólo los parámetros: potencia, frecuencia, y tiempo, indicados en la pantalla del instrumento al instante de la observación. Con base en los parámetros de potencia y tiempo, (a una frecuencia fija), se pueden derivar la gráfica de potencia vs tiempo, que permite correlacionar el patrón de radiación de los arreglos durante el tránsito solar. El escenario en el cual se da la correlación de evento considera que el patrón de radiación de las *Líneas* o arreglos lineales tienen una configuración espacial del patrón de radiación similar a las obtenidas numéricamente en el Capítulo 4.

Considerando el antecedente teórico se espera que al cruzar una fuente de radio por el patrón de radiación, genere un incremento de potencia paulatino, pero continuo, hasta alcanzar un valor máximo (que corresponde a la fuente de radio en el centro del patrón de radiación), y posteriormente se presentará una disminución continua y suave de la potencia detectada. Es claro que si existe más de un lóbulo en el patrón de radiación, se presentarán varios incrementos de potencia en el nivel de la señal, en una cantidad correlacionada con el número de lóbulos, y amplitud correspondiente con la ganancia asociada a cada lóbulo presente.

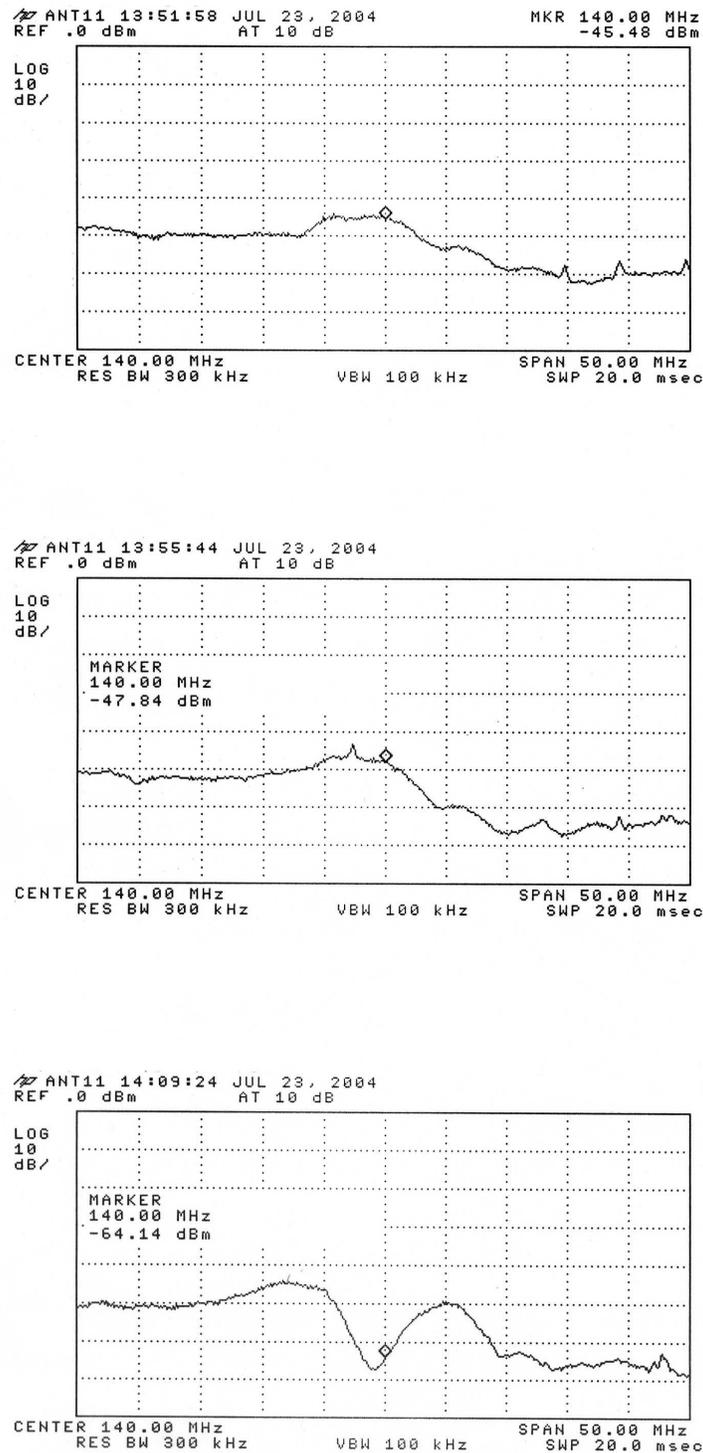


Figura 6.24: Gráficas típica de potencia vs. frecuencia para la *Antena 11* del MEXART desplegada en la pantalla del analizador de espectros. El tránsito solar se identifica con el aumento de potencia en todo el ancho de banda a un tiempo determinado. Los parámetros del analizador se despliegan alrededor de la gráfica. Las observaciones se realizaron el 23 de julio del 2004.

Las series de datos generadas con el analizador de espectros son editadas para sustraer series de datos: potencia y tiempo. Un ejemplo de las gráficas obtenidas durante observaciones de tránsitos solares observados en julio del 2004 se presentan en la Figura 6.25. Las observaciones incluyen el uso de las Líneas: 5, 6, 8, 10, 11 y 12. La Figura 6.25 incluye tres módulos: el primer módulo presenta la respuesta de las Líneas 5 y 6, observadas el 18 y 21 de julio. La Línea 6 alcanza una respuesta máxima de: -50 dB, la Línea 5 alcanzó una potencia de -55 dB. La traza generada al transitar el Sol por patrón de radiación tiene una respuesta en potencia que no es simétrica, es decir el sistema de lóbulos no es simétrico. Además, se observa que los sistemas no tienen una ganancia semejante.

En el segundo módulo se presenta la traza de las Líneas 8, 10, 11, observadas los días 21, 22 y 23 de julio 2004, respectivamente. El tránsito solar se aprecia mejor en la Línea 11. La potencia detectada por la Línea 11 al tránsito del Sol fue de -43 dB, generando varios aumentos de potencia menores a -58 dB, los cuales no son simétricos; el nivel de potencia de referencia es -70 dB. También se puede apreciar un máximo de potencia que se correlaciona temporalmente bien entre las tres Líneas. Nuevamente, el incremento en potencia se vincula con el tránsito del Sol a través de patrón de radiación de las Líneas, y el máximo de potencia se asocia con la detección del Sol el lóbulo principal. Las tres gráficas presentan un tránsito solar a las 13:53 hrs tiempo local, el cual coincide con el tiempo estimado para el tránsito solar por el cenit local, en el MEXART.

En el tercer módulo (inferior), se presentan las trazas de las Líneas 5 y 12. Se puede apreciar que las Líneas tienen una respuesta menor en ganancia, es decir, la potencia detectada por las Líneas 5 y 12 es menor respecto de la obtenida por las otras Líneas, presentando lóbulos principales poco simétricos y varios lóbulos laterales con poca definición. La potencia máxima registrada al tránsito del Sol por el lóbulo principal fue -55 dB.

Una ampliación de la información obtenida con éste tipo de observaciones se describe a continuación. El día 23 de julio se realizaron observaciones con la Línea 11, la gráfica obtenida se presenta en el módulo central de la Figura 6.25; la gráfica obtenida para la potencia de señal vs. tiempo, muestra claramente un aumento significativo. El aumento de potencia principal se inicia a las 13:49:30, alcanzando el valor máximo a las 13:53 hrs, y regresando a su valor base a las 13:57 hrs, alcanzando una potencia máxima de -45 dB. El intervalo de duración del incremento principal fue de 7.5 minutos, el cual se puede asociar con un lóbulo de  $\sim 2^\circ$ . Es importante resaltar que el Sol presenta una variación de la altitud que presenta el Sol al momento del tránsito respecto de horizonte, la variación es de poco más de un grado por cada 2 o tres días, ver la Tabla 8.2. También se aprecian un par de picos laterales simétricos, respecto del pico principal, los cuales se presentan las 13:47:30 y 13:58:30, la potencia alcanzada por ambos está en el rango de -55 a -50 dB, considerando que el nivel de referencia presentó un valor promedio de -70 dB.

Considere que el Sol se desplaza en el cielo recorriendo  $360^\circ$  en un tiempo aproxi-

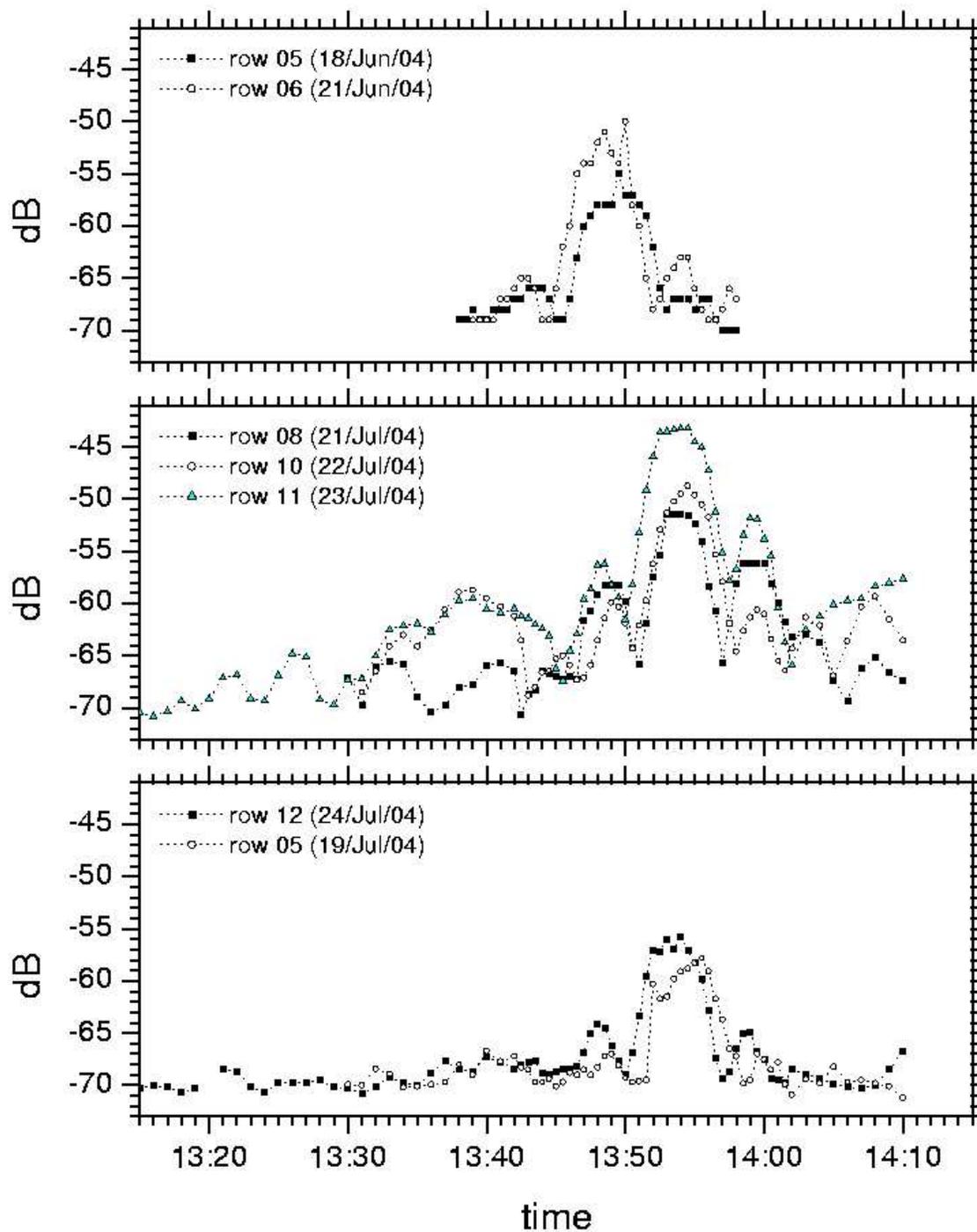


Figura 6.25: Gráficas derivadas con los datos obtenidos usando un analizador de espectros. Las gráficas son de potencia vs tiempo. Los módulos contienen observaciones de las *Líneas*: 5, 6, 8, 10, 11 y 12. Las observaciones se realizaron del 18 al 24 de julio del 2004.

mado de 24 hrs, esta relación da un desplazamiento relativo en el cielo de  $1^\circ$  cada 4 minutos; y a una cierta altitud que varía con la estación, es decir, la altitud que presenta el Sol desde nuestra posición de observación varía ligeramente día a día durante el año, ver la Tabla 8.2. La altitud se mide en un rango de 0 a  $90^\circ$ , alcanzando nuestra posición cenital cuando tiene  $90^\circ$ . Un aspecto adicional que se debe recordar es que el recorrido que realiza el Sol por el cielo hace un corte del patrón de radiación sobre la superficie que define el recorrido del Sol para un día determinado, ver la Figura 6.23.

Usando la información de la gráfica para la *Línea 10* se obtienen las características siguientes: nivel de referencia de -65 dB, un lóbulo principal con ancho aproximado de  $1.8^\circ$ . Asociado el tiempo de tránsito y el tiempo del máximo de potencia se determina que el lóbulo principal es simétrico, y apunta hacia el cenit local, recibiendo una potencia aproximada de -50 dB. Se tiene un par de lóbulos secundarios apuntando a  $1.5^\circ$  respecto del cenit.

La *Línea 11* presenta las características siguientes: nivel de referencia -70 dB, un lóbulo principal de  $1.5^\circ$ . El lóbulo principal es simétrico, y apunta hacia el cenit local, recibiendo una potencia aproximada de -55 dB. También se presentan un par de lóbulos secundarios con potencia de -65 dB. Comparando los resultados de las simulaciones numéricas y las observaciones se puede ver que las características generales son bastante similares, esto es: se tiene un lóbulo principal, el cual es simétrico, direccionado hacia el cenit. El ancho del lóbulo principal tiene un valor de  $1.7^\circ$ . En ambos casos aparece un par de lóbulos secundarios de baja potencia -60 dB.

Empleando esta prueba para las diferentes *Líneas* del arreglo se obtiene una primera aproximación de las características relevantes de cada arreglo. En ocasiones se pueden detectar arreglos que no presentan simetría o que presentan menor ganancia. Estas indicaciones llevan a implementar pruebas adicionales para determinar los parámetros o condiciones que generan las discrepancias entre observaciones. Un trabajo de investigación realizado con base en las observaciones realizadas para esta tesis se puede consultar en [González et al., 2006].

Aunque las observaciones empleando el analizador de espectros dan una aproximación de las características básicas de los arreglos, no se obtiene la información necesaria que requiere el proyecto del centelleo interplanetario. Para obtener información precisa de los arreglos y sistemas receptores requiere implementar una serie de procedimientos más precisos con sistemas más complejos.

## 6.6. Observaciones Simultáneas Usando Dos Receptores

Las observaciones del tránsito solar son muy ricas, en el sentido que aportan variantes que son en sí mismas interesantes tanto para evaluar dinámicamente la ope-

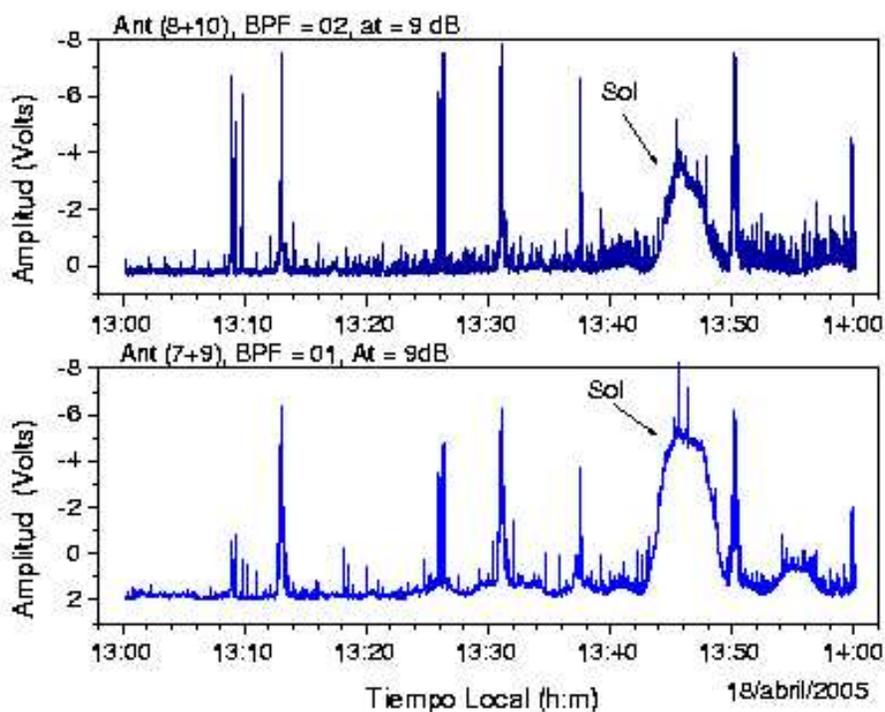


Figura 6.26: Un par de gráficas de amplitud vs. tiempo mostrando la respuesta de señal usando dos configuraciones diferentes. En el p nel superior la *Antena* (8+10) alimenta el receptor 1. En el p nel inferior la *Antena* (7+9) alimenta el receptor 2. En las gráficas se aprecia la detección de interferencias y el tránsito solar.

ración de los subsistemas electrónicos que integran el radiotelescopio como para observar la variabilidad del flujo solar en ondas métricas.

Un método para corroborar la operación de los subsistemas electrónicos implica hacer observaciones simultáneas con dos sistemas equivalentes, es decir *Línea+receptor*, durante el tránsito solar para comparar en tiempo y forma la señal captada.

En la Figura 6.26 se presenta una gráfica con dos módulos: el módulo superior presenta la traza de amplitud vs. tiempo, usando la configuración *Línea* (8+10), es decir, sumando la señal de las *Líneas* 8 y 10 alimentando la entrada del receptor 1, (rcv1). El módulo inferior presenta la traza de la *Línea* (7+9), usando el receptor 2, (rcv2). Ambos receptores usan un filtro pasa-banda de 16 MHz a la entrada. Se usa una atenuación de 6   9 dB en ambas configuraciones para evitar la saturación del receptor. Las observaciones se realizaron el 18, 19, y 29 de abril de 2005.

Como se puede apreciar en la Figura 6.26 la traza asociada con el flujo captado presenta un gran contenido de información. En una primera observación se determina que

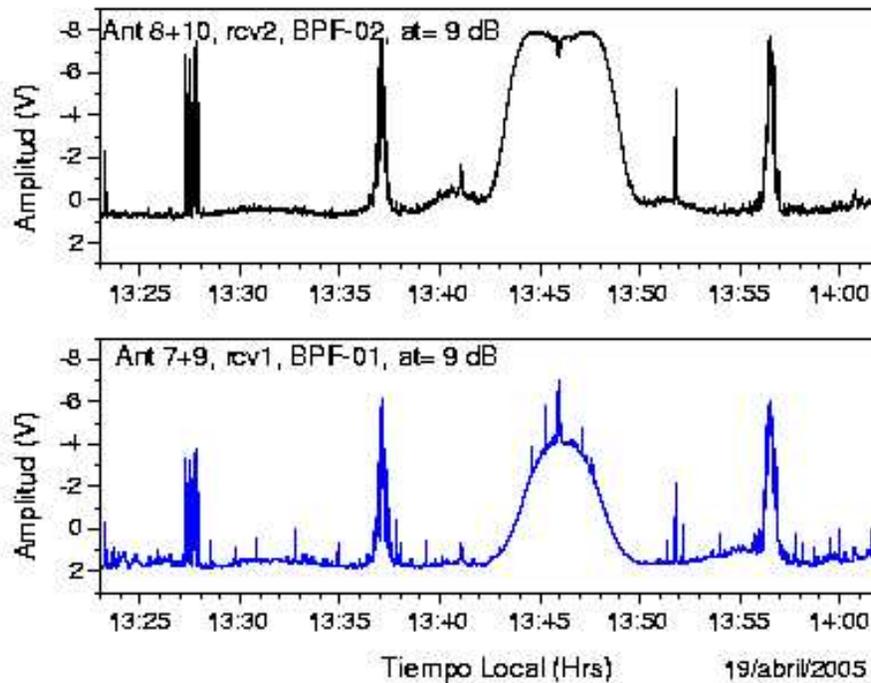


Figura 6.27: Gráficas de amplitud vs tiempo de las *Líneas* (8+10) receptor 2, y *Líneas* (7+9) receptor 1. La gráfica superior, receptor 2, presenta saturación durante el tránsito solar. En ambos sistemas se presenta la detección de interferencias. Las observaciones se realizaron el 19 de abril del 2005.

la ganancia de ambos sistemas no es igual, produciendo señales diferentes. El sistema 1 presenta una amplitud máxima absoluta al tránsito del Sol de +4 V. El sistema 2, al tránsito del Sol, tiene una amplitud máxima absoluta de +7 V. El voltaje de referencia para el sistema 1 es 0 V, y para el sistema 2 es +2 V.

En las gráficas de la Figura 6.26 se observa que ambos sistemas presentan una correlación temporal a la ocurrencia de las mismas interferencias. Las interferencias son de origen diferente: tv-radio, satélites artificiales, entre otras. También se aprecia que el camino de ruido presenta características diferentes: el sistema receptor 1 tiene una densidad espectral mayor, asociada con la respuesta del filtro RF que se empleó. Las interferencias presentan una respuesta en amplitud diferente, lo se puede asociar con la respuesta de la *Línea*, la sensibilidad de los receptores, y parte del acoplamiento entre *Líneas*.

En la Figura 6.27, se presenta la respuesta de los sistemas mencionados después de haber realizado modificaciones electrónicas en los receptores: 1 y 2. Se puede apreciar que la respuesta de los sistemas ha mejorado. El receptor 2 presenta saturación en la señal al presentarse el tránsito del Sol.

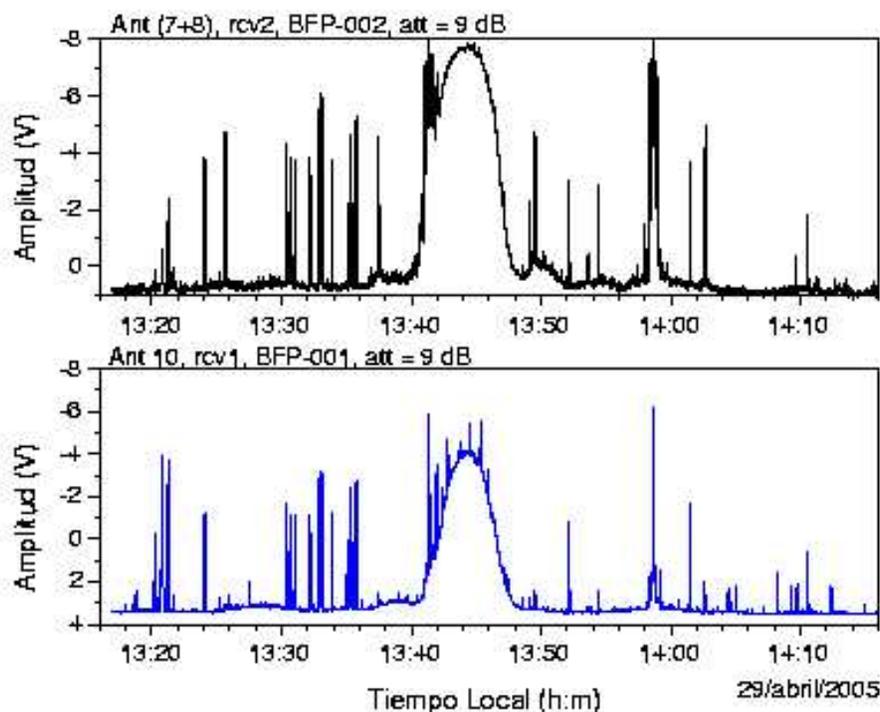


Figura 6.28: Un par de trazas de amplitud vs tiempo de las *Línea: 7+8* y *Línea 10* del MEXART. Se presenta la detección de ruido, interferencias y el tránsito solar. La observación se realizó el día 29 de abril del 2005.

Una variante de la prueba anterior se obtiene al usar simultáneamente la *Línea 10* alimentando el receptor 1, y por otra parte la suma de la señal de dos *Líneas: 7+8*, alimentando el receptor 2. En la Figura 6.28, se presentan las respuesta de ambos sistemas correlacionados en tiempo. El sistema 1, (receptor 1 + *Línea 10*), presenta una amplitud absoluta, al tránsito del Sol, de 7.5 V, y nivel de referencia de 3.5 V. El sistema 2, presenta una amplitud absoluta de 9 V. El sistema 1 presentó mayor cantidad de interferencia al tránsito solar, por tener mayor ancho de banda. En ocasiones la saturación de interferencias hace difícil el cálculo de la amplitud máxima.

El trazo del patrón de radiación del sistema 2 es más ancho al compararlo con el patrón del sistema 1, además de que se presentan unos pequeños lóbulos laterales. El tiempo de tránsito, determinado por el tiempo de ocurrencia de la amplitud máxima, fue 13:44:30 tiempo local, y el tiempo calculado del tránsito solar para el día 29 de abril del 2005 fue 13:44 tiempo local. Lo cual permite concluir que el lóbulo principal en ambos sistemas se encontraba apuntando al cenit local.

La información que aportan las observaciones de los tránsitos del Sol para los sistemas receptores retroalimenta el proceso de calibración; después de varias iteraciones

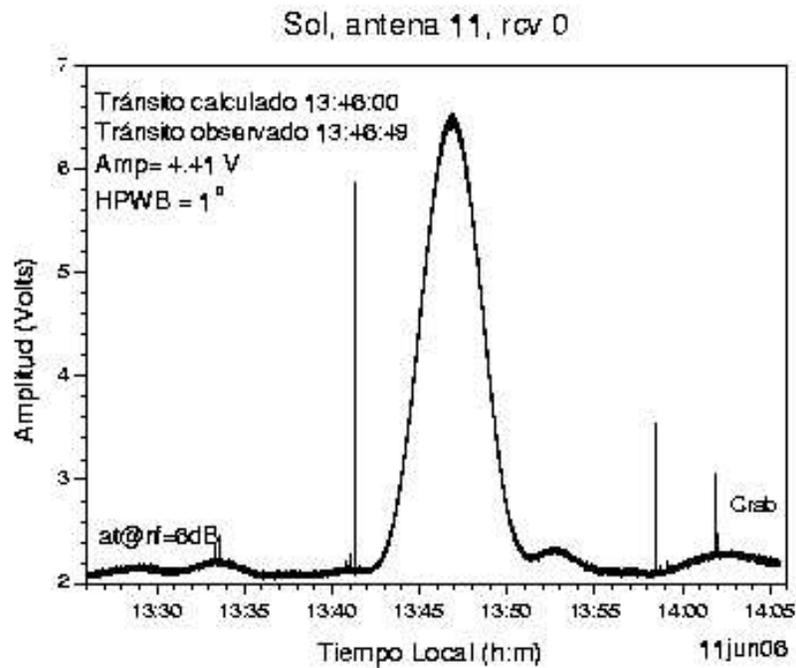


Figura 6.29: Se presenta la detección del tránsito solar usando subsistemas calibrados. La observación se realizó el día 11 de junio del 2006, usando la *Antena 11* y el receptor 0.

se llega a obtener la mejor respuesta de los sistemas. Una traza típica para un sistema operando satisfactoriamente se presenta en la Figura 6.29. La observación se realizó usando el receptor 0 y la *Línea 11*: al sistema se le agregó un filtro de RF previo al receptor y atenuación de 6 dB en RF. La observación se realizó el 11 de junio del 2006. La traza presenta un máximo, de amplitud absoluta 4.5 V, centrado a las 13:46:49 tiempo local, el nivel de referencia es 2.1 V. El trazo en amplitud durante el tránsito es simétrico y presenta un registro limpio de interferencias. El nivel de ruido tiene un rms de 0.1 V. El ancho del lóbulo principal a potencia media es 1°, y el nivel de los lóbulos laterales es bajo, sólo aparece un pequeño lóbulo lateral en su lado derecho. También en el extremo derecho de la gráfica aparece la detección de la nebulosa del Cangrejo. En el Capítulo 8 se ampliará la información de las observaciones más relevantes para los procedimientos de calibración.

# Capítulo 7

## INTERFERENCIAS Y AMBIENTE RADIOELÉCTRICO

### 7.1. Ruido Radioeléctrico

Las características intrínsecas de las señales radioeléctricas se denominan *ruido eléctrico*. El ruido eléctrico se define como cualquier energía eléctrica no deseada presente en el pasa-banda útil de un circuito eléctrico. En general, el ruido puede dividirse en dos categorías, *correlacionado y no correlacionado*, [Tomasi, 1996]. Correlación implica una relación entre la señal y el ruido. El ruido no correlacionado está presente en la ausencia de cualquier señal, esto quiere decir que, cuando la señal está presente no tiene efecto sobre la magnitud del ruido. El ruido correlacionado es producido directamente como resultado de la señal.

#### 7.1.1. Ruido correlacionado

El *ruido correlacionado* es una energía eléctrica no deseada que está presente como un resultado directo de una señal, tales como las distorsiones armónicas y de intermodulación. Las distorsiones armónicas y de intermodulación son formas de distorsión no lineales; son producidas por la amplificación y conversión de la señal. El ruido correlacionado no puede estar presente en un circuito a menos que exista una señal de entrada. Las distorsiones armónicas y de intermodulación cambian la forma de la onda en el dominio del tiempo y el contenido espectral en el dominio de la frecuencia.

#### 7.1.2. Ruido no correlacionado

El ruido no correlacionado está presente sin importar si hay una señal presente o no. El ruido no correlacionado se puede dividir en dos categorías: externo e interno.

### 7.1.2.1. Ruido externo

El *ruido externo* es generado externamente a un circuito o dispositivo y se introduce al circuito. Las señales generadas externamente se consideran ruido, sólo si sus frecuencias caen dentro de la banda útil del filtro de entrada del circuito. Existen tres tipos principales de ruido: atmosférico, extraterrestre y el generado por el hombre. Las fuentes externas son asociadas con la emisión radioeléctrica de fuentes ajenas a las que se desean estudiar. Algunos de los eventos o fenómenos que generan emisión radioeléctrica externa se pueden agrupar en:

- *Ruido Atmosférico*: El ruido atmosférico es la energía eléctrica que ocurre naturalmente, se origina dentro de la atmosfera. El ruido atmosférico se asocia con la electricidad estática. La fuente de la mayoría de la electricidad estática son las perturbaciones eléctricas naturales, tales como los relámpagos. La electricidad estática frecuentemente viene en la forma de impulsos que despliegan su energía en un rango amplio de radiofrecuencias. El ruido atmosférico es insignificante a frecuencias superiores a los  $\sim 30$  MHz, y están limitadas principalmente a la propagación de línea de vista, lo cual limita su rango de interferencia a  $\sim 80$  km. La magnitud del ruido estático recibido depende de las condiciones de propagación en el tiempo y, en parte, en las variaciones diurnas y estacionarias del año.
- *Ruido Extraterrestre*: el ruido extraterrestre se origina fuera de la atmósfera de la Tierra, a veces denominado ruido del espacio profundo. El ruido extraterrestre tiene origen diferente: la vía láctea, otras galaxias, el Sol, etc. El ruido extraterrestre se divide principalmente en dos categorías: solar y cósmico (galáctico). La absorción ionosférica limita la recepción de ruido cósmico a frecuencias por abajo de los 10 MHz, mientras que la absorción molecular limita la recepción a frecuencias mayores de 50 GHz.
- *Emisiones de Origen Humano*: Los niveles promedio de ruido son más altos en áreas urbanas y suburbanas, debido a una mayor actividad tecnológica. En lugares remotos, el ruido humano puede llegar a ser extremadamente bajo, entonces el ruido de fondo estará determinado por el ruido natural, esto es, el ruido atmosférico y ruido cósmico. En general los niveles de ruido tecnológico decrecen cuando se incrementa la frecuencia, aunque ésta no es una regla absoluta.

### 7.1.2.2. Ruido interno

El *ruido interno* es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo. Existen principalmente tres tipos de ruido generado internamente: térmico, de disparo, y tiempo de tránsito.

- *Ruido Térmico*: El ruido térmico está asociado con el movimiento browniano de los electrones dentro de un conductor. Los electrones dentro del conductor llevan una carga negativa unitaria, y la velocidad media cuadrática del ensamble de electrones es proporcional a la temperatura absoluta. Consecuentemente, cada

movimiento de un electrón entre colisiones con átomos constituye un pulso corto de corriente. Debido a que el movimiento de los electrones es totalmente aleatorio, el voltaje promedio producido en la sustancia por su movimiento es de 0 V corriente directa (CD). De esta manera, tal movimiento aleatorio, le da energía a una componente de corriente alterna (CA). Esta componente CA tiene varios nombres, los cuales incluyen: ruido térmico, ruido aleatorio, ruido resistivo, ruido blanco, etc.

El ruido térmico en la etapa primera de un radiotelescopio fue, usualmente, el factor principal que limitaba la sensibilidad del instrumento. Actualmente, el desarrollo de los semiconductores y las nuevas técnicas de diseño han reducido a niveles muy bajos el ruido térmico de los amplificadores de radiofrecuencia. En contraparte, se ha incrementado, a nivel global, las radio emisión en una buena parte del espectro asociado con actividad en humana.

- *Ruido de Disparo*: El ruido de disparo es causado por la llegada aleatoria de portadoras (huecos y electrones) en el elemento de salida de un dispositivo electrónico, tal como un diodo, transistor de efecto de campo (FET), transistor bipolar (BJT), etc. Las portadoras de corriente (para CA y CD) no se mueven en un flujo continuo y estable porque la distancia con que viajan varía debido a sus trayectorias de movimiento aleatorio. El ruido de disparo está variando aleatoriamente y está sobreimpuesto en cualquier señal presente. El ruido de disparo es proporcional a la carga del electrón, corriente directa, y ancho de banda del sistema. Además, la potencia de ruido de disparo es aditivo con el ruido térmico y otro ruido de disparo.
- *Ruido de Tiempo de Tránsito*: Cualquier modificación a una corriente de portadores conforme pasa desde la entrada hasta la salida de un dispositivo, por ejemplo: del emisor al colector de un transistor, produce una variación aleatoria irregular denominada *ruido de tránsito*. Cuando el tiempo que toma a la portadora propagarse a través de un dispositivo es una parte apreciable del tiempo de un ciclo de la señal, el ruido se hace notable. En frecuencias altas y si los retardos de tránsito son excesivos, el dispositivo puede agregar más ruido que amplificación a la señal.

## 7.2. Detección del Ambiente Radioeléctrico en el MEXART

Para obtener las características básicas del ambiente radioeléctrico que se recibe en el MEXART se usa un analizador de espectros [HP-8596E, 1994]. Este equipo permite hacer un análisis de la señal en el espacio temporal y en el espacio de frecuencia. Para la detección de interferencias es muy útil, ya que permite observar gráficas de potencia vs frecuencia con una resolución amplia en el espacio espectral y temporal. Las gráficas generadas por el analizador permiten identificar rápidamente las interferencias, el nivel de potencia de cada una, el aspecto general del ruido, etc. La combinación de analizador

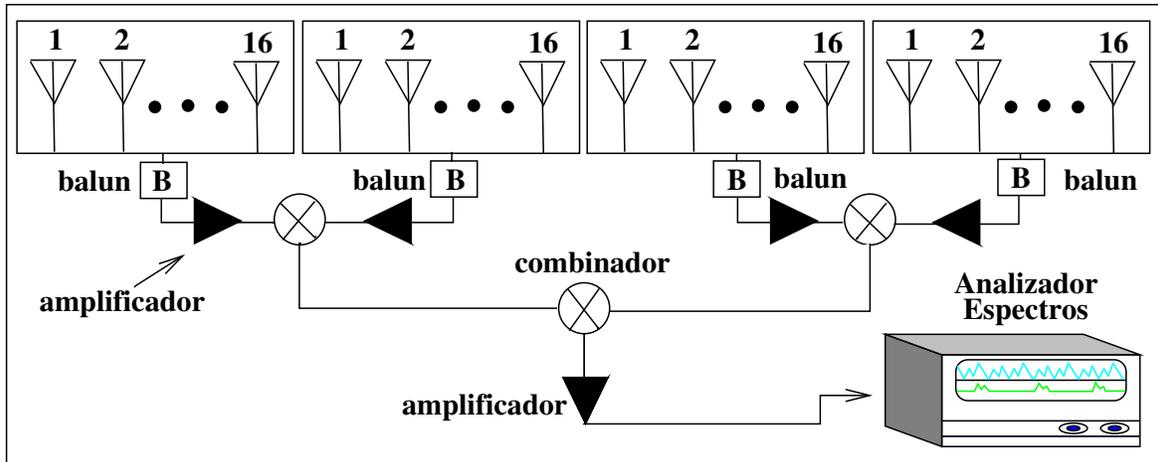


Figura 7.1: Configuración del arreglo y analizador de espectros empleado para estudiar el ambiente radioeléctrico en el MEXART.

y un sistema adquisidor de datos permite obtener y manipular una gran cantidad de información para analizar y tener una idea de las características generales de la señal y ruido.

### 7.2.1. Instrumentación

El equipo básico necesario para implementar las pruebas de ambiente radioeléctrico en el MEXART, siguiendo la configuración general presentada en la Figura 7.1 se lista a continuación:

- Un analizador de espectros, o un receptor especializado.
- Una *Línea*.
- Un sistema adquisidor de datos: PC, sistema de interfase, y software.
- Cables, conectores y accesorios necesarios.

La configuración para las observaciones es básica, se conecta el analizador a una *Línea* del MEXART. La mayoría de los analizadores cuentan con una salida, (puerto serial, interfase HP-IB, etc), que permite conectar un sistema de adquisidor de datos instalado en una PC para obtener un registro continuo de los muestreos realizados por el analizador de espectros. Un bosquejo de la instrumentación y configuración empleada en las observaciones se presenta en la Figura 7.1. La configuración para las observaciones se puede hacer más compleja, se pueden requerir otros elementos como: filtros, atenuadores, etc.

Para no perder claridad en este estudio es necesario recordar que una *Línea* se integra por: el sistema de amplificación, baluns, combinadores de potencia y las líneas de

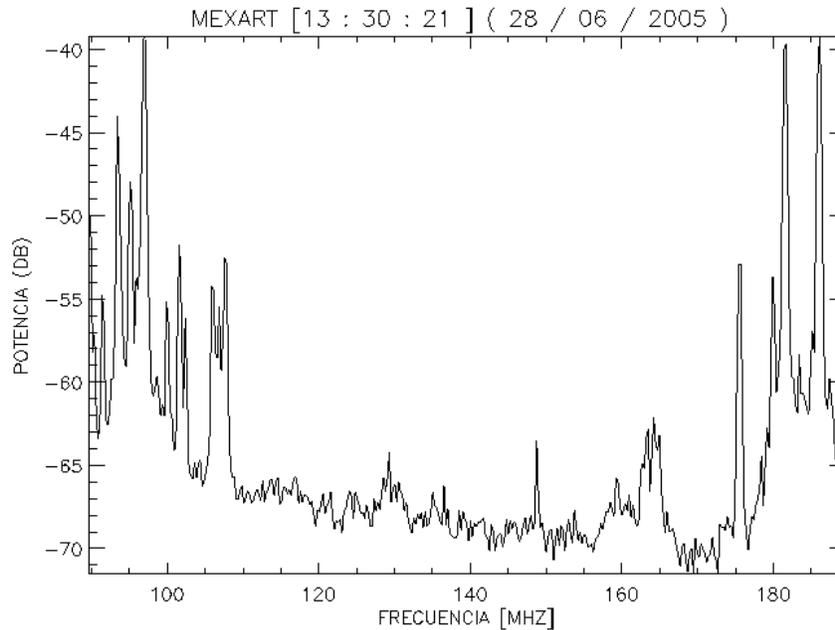


Figura 7.2: La gráfica presenta el espectro de potencia del ambiente radioeléctrico detectado por una *Línea* y el analizador de espectros. El ancho de banda del receptor es de 100 MHz. La observación se realizó el 28 de junio del 2005.

transmisión. Con esta configuración se tiene la operación integral de la *Línea*, esto es, la recepción y recorrido de la señal por cada elemento de la *Línea*, hasta la llegada al analizador de espectros.

### 7.2.2. Observaciones usando un analizador de espectros

Para tener un panorama general del *ambiente* radioeléctrico en el que opera el MEXART se plantearon un par de objetivos generales. El primer objetivo se asocia con la obtención de un panorama del ambiente radioeléctrico en el observatorio de centelleo interplanetario. El segundo objetivo, tal vez el de mayor importancia, se asocia con la determinación del nivel de ruido eléctrico ambiente e interferencias en la frecuencia central de 139.65 MHz y ancho de banda de 1.5 MHz, (ancho de banda autorizado por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, México).

Para alcanzar el primer objetivo se realizaron varias pruebas usando los subarreglos y arreglos dipolares del MEXART y considerando una variación de los siguientes parámetros o factores: ancho de banda (100, 50, 16, 8, 4 y 1.5 MHz), filtro de entrada en RF (sin filtro, filtro pasa-banda, etc.), tiempo de observación (diurno, nocturno, estacional, etc.), tiempo de muestreo (10, 100, 1000, ms), etc. Una observación típica desplegada por el analizador de espectros se muestra en la Figura 7.2. A continuación se describe en detalle las condiciones de operación del instrumento.

- Frecuencia central: 140 MHz.
- Ancho de banda: 100, 50, 16, y 1.5 MHz.
- Atenuación: 10, 6, y 3 dB.
- Resolución del ancho de banda: 300 kHz.
- Ancho de banda de video: 100 kHz.
- Número de muestras promediadas: variable en un rango de 10 a 100.
- Nivel de referencia: 0 dBm.
- Tiempo de barrido: 10, 100 y 1000 ms.

En la gráfica, Figura 7.2, generada con los datos adquiridos en la PC, se pueden observar el perfil de las señales captadas, se aprecia claramente que los niveles de potencia son altos en ambos extremos de la banda de observación. En especial se tienen varios picos a: 107, 130, 137, 148, 160 y 170 MHz. Las señales tienen una potencia mayor a los -65 dB. También se puede observar que alrededor de 140 MHz el nivel de la señal es el más bajo con una potencia de -70 dB: se aprecian variaciones significativas, las cuales integran el radioambiente.

Una variante en las observaciones se obtiene al usar un filtro pasa-banda de 16 MHz a la entrada del analizador de espectros, con una frecuencia central de 140 MHz. Las señales captadas usando este filtro se observan en la Figura 7.3. Las gráficas corresponden a un intervalo de 8 minutos, y se presentan en un formato de cascada. Se observa la aparición de varias interferencias dentro del ancho de banda de operación. Este tipo de interferencias son un problema para la operación del MEXART. El nivel de ruido ambiente detectado es de  $\sim$  -88 dB.

La gráfica en la Figura 7.4 muestra en detalle la respuesta del filtro empleado durante el seguimiento de las interferencias. El nivel de referencia del filtro es -87.5 dB y la potencia de la interferencia es -54 dB. Es importante resaltar que los filtros para las observaciones de centelleo serán más estrechos para reducir, en lo posible, el efecto de las interferencias.

Como suele suceder, las observaciones pueden ser más complejas de lo esperado, en el sentido de que se presenta una integración simultánea de varias frecuencias. Durante los procedimientos de calibración se ha determinado lo importante que es tener una *Línea* permanente al analizador de espectros para una detección continua de las interferencias durante las calibraciones. Un ejemplo de estos eventos se muestra en la Figura 7.4, la frecuencia central de observación es de 140 MHz y un ancho de banda de 16 MHz. La gráfica muestra la presencia de interferencias o transmisiones en varias frecuencias: 140.80 MHz/-69.2 dB, 142.45 MHz/-52.7 dB, y 144.20 MHz/-80.8 dB. El nivel de ruido del fondo se ubica en los -88 dB.

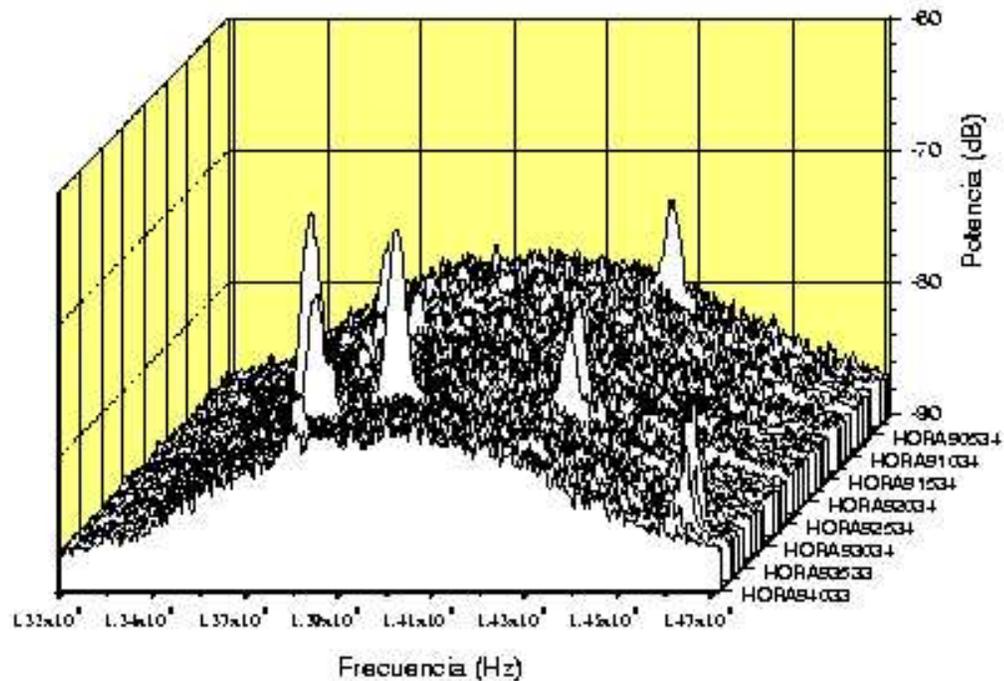


Figura 7.3: Gráfica en cascada de las interferencias detectadas usando el analizador de espectros y una Línea del MEXART. La frecuencia central es 140 MHz y se aplica un filtro pasa-banda de 16 MHz. Se aprecia claramente en la gráfica la potencia y alcance en frecuencia de las interferencias esporádicas.

### 7.2.3. Observaciones usando un receptor superheterodino

En esta sección se presentan las observaciones del ambiente radioeléctrico detectado con los arreglos dipolar del MEXART y uno de los receptores superheterodinos usados en el MEXART. Las observaciones se realizaron con los parámetros siguientes:

- frecuencia central: 140 MHz
- ancho de banda: 6 MHz
- tiempo de integración: 10 milisegundos
- receptor superheterodino: rcv0
- atenuación: 3dB en RF y 10 dB en FI

El sistema conformado por un arreglo de 64 dipolos, el sistema de amplificación de bajo ruido, y un receptor superheterodino tienen la ganancia suficiente para poder

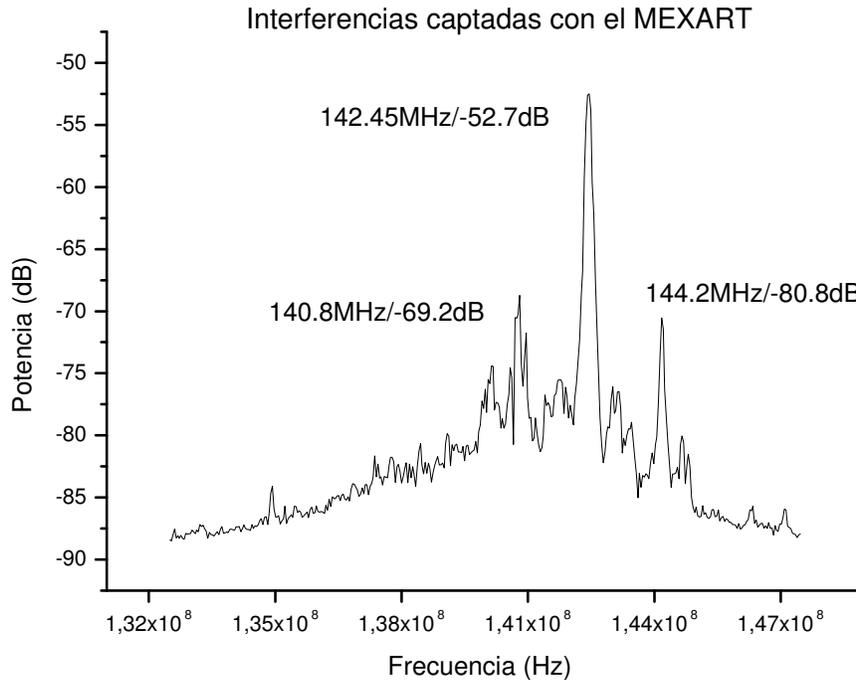


Figura 7.4: Esta gráfica presenta un detalle de la señal obtenida en la gráfica 7.3 usando el analizador de espectros y aplicar un filtro pasa-banda de 16 MHz. Se aprecian varias interferencias esporádicas: 140.8, 142.45 y 144.2 MHz.

detectar la complejidad del ambiente radioeléctrico en el MEXART. Como parte integral de la señal se puede apreciar una traza de amplitud variable en función de la hora de observación. En la Figura 7.5 la gráfica presenta el eje temporal cubriendo el periodo de tiempo local:  $02^h50^m50^s$  a  $08^h32^m09^s$ . La amplitud de la gráfica muestra la variabilidad de la temperatura del radiocielo. También se observan varias fuentes de radio estelares: Casiopea A, Cygnus A y Cygnus X. Además, se detectan una gran cantidad de interferencias, tanto naturales como artificiales: descargas atmosféricas, transmisiones de satélites artificiales, estaciones de radio, entre otras.

El conocimiento detallado del ambiente radioeléctrico para el MEXART es vital. Esta información permitirá definir e implementar el sistema de filtros de RF que se requieran para optimizar la operación del radiotelescopio. Con la consecuencia inmediata de acelerar la calibración asociada a la técnica del centelleo interplanetario.

## Capítulo 8

# CALIBRACIÓN USANDO FUENTES DE RADIO ESTELARES

### 8.1. Introducción

Los procedimientos de calibración electrónica se realizan con base en procedimientos implementados en laboratorio empleando equipos de medición. Estos procedimientos garantizan parcialmente la operación de los instrumentos. Las pruebas de calibración de las *Líneas* que conforman el arreglo dipolar del MEXART, su operación integrada al sistema de generación y control de los lóbulos y el procedimiento propio de detección con el sistema de receptores requieren considerar el principio de *campo lejano*, el cual impone condiciones muy específicas para la validación de las pruebas aplicadas a las *Líneas*, por ejemplo: suponemos que el frente de onda que arriba a la *Línea* es plano, suponemos que los campos electromagnéticos en campo cercano no cambian en función del tiempo, la escala de la *Línea* y su patrón de campo asociado requiere de un espacio muy amplio para ser evaluado. El uso de fuentes de radio estelares se impone como la única opción para cumplir los principios básicos de la teoría electromagnética aplicada a las técnicas de calibración.

Con base en las experiencias y resultados de la sección previa se desarrollaron procedimientos más detallados para obtener mayor información de los subsistemas. En esta etapa de calibración se considera que la calibración de las *Líneas* implementadas está correcta y se pone cuidado especial en la operación y calibración de los receptores. Luego entonces las configuraciones y pruebas usados en esta etapa tiene como objetivo calibrar un par de receptores superheterodinos acoplados a varias *Líneas* diferentes del arreglo. La calibración emplean las observaciones de las fuentes de radio estelares más potentes, después del Sol: Casiopea, Cygnus A, Cygnus X y Nebulosa del Cangrejo.

A continuación se presenta información general asociada con propiedades básicas de los receptores y algunas consideraciones prácticas que se aplican en las calibraciones.

### 8.1.1. Receptor superheterodino

Un sistema receptor debe ser capaz de recibir, amplificar, y demodular una señal de *radiofrecuencia*, (RF), y también debe ser capaz de limitar las bandas del espectro total de radiofrecuencias, a una banda específica. Se utilizan varios parámetros para evaluar la habilidad de un sistema receptor para detectar con éxito una señal de RF, estos parámetros incluyen la selectividad, ancho de banda, la sensibilidad, el rango dinámico, la pérdida de inserción, la temperatura de ruido, etc.

El receptor superheterodino fue desarrollado a finales de la Primera Guerra Mundial, y continúa utilizándose, debido a que sus características de ganancia, selectividad y sensibilidad son superiores a las otras configuraciones de receptores.

*Heterodino* significa mezclar dos frecuencias juntas en un dispositivo no lineal o trasladar una frecuencia a otra utilizando mezclas no lineales. Esencialmente, hay cinco secciones para un receptor superheterodino: la sección de RF, la sección de mezclador-convertidor, la sección de frecuencia intermedia, FI, la sección de amplificador de audio y la sección de detector de audio.

En un receptor superheterodino, la mayor parte de la selectividad del receptor se realiza en la etapa de FI. Para una reducción máxima del ruido, el ancho de banda de los filtros de FI es igual al ancho de banda mínimo necesario para pasar la señal de información, que con la transmisión de doble banda lateral es igual a dos veces la frecuencia más alta para la señal de demodulación.

Dos de los parámetros más importantes para un receptor son la amplificación y la figura de ruido, que dependen ambos de la etapa de RF. La cantidad de ruido es esencialmente la medidad del ruido que un amplificador de RF agrega. Por lo tanto, la figura de ruido se mejora (reduce) al disminuir el ruido interno del amplificador. En una sección posterior se ampliará la información de la figura de ruido.

**Sensibilidad.** La sensibilidad de un *sistema o receptor* se define como el nivel mínimo de señal de RF que puede detectarse, y todavía producir una señal de información *útil*. Es algo arbitrario definir lo que constituye una señal de información útil, la cual se asocia directamente con los objetivos para los cuales el sistema fue diseñado. La sensibilidad en un receptor generalmente se indica en microvoltios de señal recibida. La mejor forma de mejorar la sensibilidad de un receptor es reducir el nivel de ruido. Esto se puede lograr mejorando alguno o todos los parámetros siguientes: la temperatura de ruido, el ancho de banda del receptor, entre otros.

**Selectividad.** La selectividad se define como la medidad de la extensión que un receptor es capaz de diferenciar entre las señales de información deseada y las perturbaciones o señales de información en otra frecuencia. Este parámetro depende de la calidad de los filtros pasa-bandas a la entrada del receptor.

### 8.1.2. Razón señal a ruido

La relación señal a ruido,  $S/N$ , es una relación matemática de la señal con respecto al nivel de ruido en un punto dado del circuito. La relación señal a ruido puede expresarse como una relación de voltaje y una relación de potencia. Como una relación de voltaje la razón  $S/N$  se expresa matemáticamente como

$$S/N = \left[ \frac{\text{Voltaje de señal}}{\text{Voltaje de ruido}} \right]^2 = \left[ \frac{V_s}{V_n} \right]^2 \quad (8.1)$$

Y en términos de potencia la relación  $S/N$  se expresa como

$$S/N = \left[ \frac{\text{Potencia señal}}{\text{Potencia ruido}} \right] = \frac{P_s}{P_n} \quad (8.2)$$

La relación  $S/N$  se expresa frecuentemente como una función logarítmica con la unidad de decibel

$$S/N(dB) = 10 \log \frac{P_s}{P_n} \quad (8.3)$$

Entre más alta sea la relación señal a ruido, mejor será el funcionamiento del sistema. De la relación  $S/N$ , se puede determinar la calidad general de un sistema.

### 8.1.3. Factor de ruido y figura de ruido

El factor de ruido,  $F$ , y la figura de ruido,  $NF$ , son índices que muestran la degradación en la relación señal a ruido conforme la señal se propaga por un sistema. El factor de ruido es la razón de la relación señal a ruido de entrada, entre la relación señal a ruido de salida. El factor de ruido es una relación de relaciones, este factor se escribe matemáticamente como

$$F = \left[ \frac{\text{relación señal a ruido de entrada}}{\text{relación señal a ruido de salida}} \right] \quad (8.4)$$

La figura de ruido,  $NF$ , es el factor de ruido expresado en forma logarítmica, esto es

$$NF(dB) = 10 \log_{10} F \quad (8.5)$$

donde:  $NF$  es la figura de ruido, y  $F$  es el factor de ruido.

Matemáticamente se puede relacionar la figura de ruido con la temperatura de ruido, por ejemplo, de un preamplificador, usando la relación siguiente

$$T = 290 [10^{(NF/10)} - 1] \quad (K) \quad (8.6)$$

donde:  $T$  es la temperatura de ruido (K), y  $NF$  es la Figura de ruido (sin unidades).

Tabla 8.1: Tabla para convertir figura de ruido ( $dB$ ) a temperatura de ruido ( $K$ ).

$NF(dB)$	$T(K)$	$NF(dB)$	$T(K)$	$NF(dB)$	$T(K)$	$NF(dB)$	$T(K)$
0.1	7	1.1	84	2.1	180	3.1	302
0.2	14	1.2	92	2.2	191	3.2	316
0.3	21	1.3	101	2.3	202	3.3	330
0.4	28	1.4	110	2.4	214	3.4	344
0.5	35	1.5	120	2.5	226	3.5	359
0.6	43	1.6	129	2.6	238	3.6	374
0.7	51	1.7	139	2.7	250	3.7	390
0.8	59	1.8	149	2.8	263	3.8	406
0.9	67	1.9	159	2.9	275	3.9	422
1.0	75	2.0	170	<b>3.0</b>	<b>289</b>	4.0	438

Cuando dos o más sistemas están en cascada, el total del factor de ruido es la acumulación de los factores de ruido individuales. Matemáticamente, el factor de ruido total se expresa como

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \frac{F_{n-1}}{A_1 A_2 A_3} \dots \quad (8.7)$$

donde:  $A_i$  es la ganancia de la etapa correspondiente, y  $F_i$  es el factor de ruido individual para cada etapa.

Una Tabla para convertir el factor Figura de ruido ( $NF$ ) a Temperatura de ruido ( $T$ ) se presenta en Tabla 8.1. Esta tabla de conversión es muy útil al trabajar con amplificadores de bajo ruido. Comúnmente el fabricante proporciona una referencia gráfica de la figura de ruido ( $dB$ ) en función de la frecuencia y usando los valores presentados en la Tabla 8.1 se puede convertir directamente a temperatura (Kelvin).

#### 8.1.4. Temperatura de antena

La potencia de ruido por unidad de ancho de banda presente en las terminales de un resistor de resistencia  $R$  a una temperatura  $T_r$  es dada por la relación de Nyquist

$$p = kT_r \quad (WHz^{-1}) \quad (8.8)$$

donde:  $p$  es la potencia por unidad de ancho de banda,  $WHz^{-1}$ ,  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ ), y  $T_r$  es la temperatura absoluta, K.

La temperatura de ruido de una antena,  $T_A$ , es igual a la temperatura de cielo, suponiendo que no hay pérdidas. Luego entonces, para un radiotelescopio la potencia de ruido por unidad de ancho de banda es dada por

$$p = kT_A \quad (WHz^{-1}) \quad (8.9)$$

donde  $T_A$ , es igual a la temperatura de ruido de la antena, determinada por la temperatura de cielo a la cual la antena estaba dirigida. Además se consideró que la antena no presentaba atenuación, y que todo el patrón se concentraba en la región observada (despreciando lóbulos menores).

La potencia total disponible se obtiene multiplicando ec. 8.9 por el ancho de banda del receptor

$$P = kT_A B \quad (W) \quad (8.10)$$

donde:  $B$  es el ancho de banda del receptor y la potencia total es expresada en watts.

En aplicaciones de radioastronomía es muy frecuente expresar la potencia total por unidad de ancho de banda en términos de *densidad de flujo*, lo cual se obtiene dividiendo la potencia de ruido por unidad de ancho de banda entre la abertura efectiva de la antena, es decir

$$S = \frac{kT_A}{A_e} \quad (Wm^{-2}Hz^{-1}) \quad (8.11)$$

la relación considera la observación de una sola fuente cuya extensión es mayor que el lóbulo de la antena. Sin embargo, en la práctica la temperatura de antena recibe contribuciones de varias fuentes, o las fuentes se encuentran integradas a la temperatura de fondo del cielo. Luego entonces, para determinar la temperatura de la fuentes en estas circunstancias el radiotelescopio deberá apuntar a una zona de observación de ruido de fondo mejor conocida como OFF-Source, y posteriormente observar la fuente, ON-Source, para determinar un incremento o medir un incremento de temperatura,  $\Delta T_A$ . Luego entonces, la densidad de flujo de una fuente de radio se puede determinar por [Kraus y Marhefka, 2003]

$$S = \frac{k\Delta T_A}{A_e} \quad (Wm^{-2}Hz^{-1}) \quad (8.12)$$

Si la fuente de radio subtende un ángulo sólido  $\Omega_s$  mucho menor que el ángulo sólido del lóbulo de la antena  $\Omega_A$ , el incremento en el flujo  $\Delta T_A$  se debe a la fuente, luego entonces la ec. 8.12 da la densidad de flujo correcta, pero  $\Delta T_A$  no es igual a la temperatura de la fuente.

Si el ángulo sólido de la fuente  $\Omega_s$  y el ángulo sólido de la antena  $\Omega_A$  son conocidos, la temperatura de la fuente  $T_s$  es determinada por

$$T_s = \frac{\Omega_A}{\Omega_s} \Delta T_A \quad (8.13)$$

donde:  $T_s$  es la temperatura de la fuente,  $\Delta T_A$  es el incremento en la temperatura de la antena,  $\Omega_s$  es el ángulo sólido de la fuente (sr), y  $\Omega_A$  es el ángulo sólido del lóbulo (sr). Es importante mencionar que la existencia de lóbulos laterales implicará una contribución a la temperatura de ruido de la antena debido a la contribución que aportan de los lóbulos laterales dirigidos hacia regiones de cielo con temperatura de ruido que pueden ser relevantes.

### 8.1.5. Temperatura del sistema

El sistema a considerar es un radiotelescopio, aunque todos los principios se aplican a cualquier sistema de comunicación (receptor-transmisor) en radiofrecuencia. La temperatura del sistema es un factor clave para determinar la sensibilidad y razón señal a ruido de un sistema receptor. La temperatura del sistema está principalmente en función de: la temperatura de ruido del cielo observado, las condiciones ambientales, tierra de la antena, la temperatura de ruido del receptor, y la eficiencia de las líneas de transmisión.

Considerando los parámetros más relevantes se puede evaluar la temperatura del sistema en la terminal de la antena usando la expresión siguiente [Kraus y Marheftka, 2003]

$$T_{sistema} = T_A + T_{AF} \left( \frac{1}{\epsilon_1} - 1 \right) + T_{LF} \left( \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right) + T_R \left( \frac{1}{\epsilon_2} \right) \quad (8.14)$$

donde:

$T_A$  es la temperatura de ruido de la antena, K.

$T_{AF}$  es la temperatura física de la antena, K.

$\epsilon_1$  es la eficiencia (térmica) de la antena, ( $0 \leq \epsilon_1 \leq 1$ ), sin dimensiones.

$T_{LF}$  es la temperatura física de la línea, K.

$\epsilon_2$  es la eficiencia de la línea ( $0 \leq \epsilon_2 \leq 1$ ), sin dimensiones.

$T_R$  es la temperatura de ruido del receptor, K.

Un procedimiento alternativo para calcular la temperatura de ruido del sistema emplea información eléctrica: pérdidas, ganancias, y temperatura de los elementos más importantes que integran el sistema: antena, amplificadores, líneas de transmisión, etc. Específicamente, la temperatura total de un sistema receptor se puede determinar conociendo los parámetros siguientes: temperatura de ruido de la antena, las pérdidas y temperatura de las líneas de alimentación, la ganancia y figura de ruido de los preamplificadores y la figura de ruido del receptor.

La Figura 8.1 presenta un diagrama a bloques de las etapas que contribuyen a la temperatura de ruido de un sistema típico. La temperatura de ruido del sistema puede ser calculada usando la relación siguiente [<http://showcase.netins.net/web/wallio/SNT.html>]:

$$T_{sis} = T_A + T_1(L_1 - 1) + N_1L_1 + T_2\left(\frac{L_1}{G_1}\right)(L_2 - 1) + N_2\left(\frac{L_1L_2}{G_1}\right) + T_3\Gamma \quad (8.15)$$

donde:

$T_A$  es la temperatura de ruido de antena, K,

$L_i$   $i=1,2,3, \dots$  es la pérdida de la correspondiente línea, como una razón  $10^{dB/10}$ ,

$T_i$  temperatura física del elemento correspondiente. Teniendo en consideración que  $20^0 \text{ C}=293 \text{ K}$ ,

$G_i$ , es la ganancia numérica de cada etapa expresada como:  $10^{dB/10}$ , para su correspondiente amplificador,

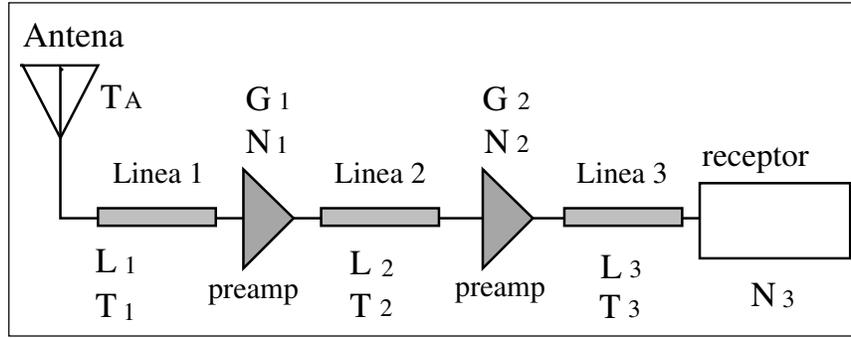


Figura 8.1: Diagrama a bloques de las etapas que contribuyen a la temperatura de ruido del sistema. El sistema se integra por: antena, preamplificadores, líneas de transmisión y receptor.

$N_i$  es la temperatura de ruido del correspondiente elemento, (amplificador, receptor, etc.),

$$\text{y } \Gamma = \frac{L_1 L_2 (L_3 - 1)}{G_1 G_2} + \dots$$

Considere una serie de amplificadores de ganancia  $G_i$  y temperatura de ruido  $N_i$ . La temperatura de ruido equivalente,  $T$ , para la combinación de varios amplificadores en configuración de cascada es dada por

$$T = N_1 + \frac{N_2}{G_1} + \frac{N_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (8.16)$$

donde  $G_i$  es la ganancia numérica, y  $N_i$  es la temperatura de ruido, K.

Si una de las ganancias es fracción, una condición de pérdida, la relación anterior aún se mantiene. Se puede usar el concepto de pérdida,  $L$ , para expresar  $L=1/G$ .

### 8.1.6. Sensibilidad de un sistema receptor

La sensibilidad o *temperatura mínima detectable*,  $\Delta T_{min}$ , de un sistema receptor es igual a la temperatura de ruido rms,  $\Delta T_{rms}$ , del sistema el cual se determina por [Kraus y Marhefka, 2003]

$$\Delta T_{min} = \frac{k T_{sis}}{\sqrt{B \tau}} \quad (8.17)$$

donde:

$k$ , es la constante del sistema (del orden de la unidad), sin dimensiones,

$T_{sis}$ , es la temperatura del sistema, dada por ec. 8.17, K,

$T_{rms}$ , es temperatura de ruido rms =  $\Delta T_{min}$ , K,

$B$ , ancho de banda de posdetección del receptor, Hz,

$\tau$ , constante de tiempo de posdetección, s.

El *criterio de detectabilidad* se define con base al incremento de temperatura de antena,  $\Delta T_A$ , debido a una radio fuente, el cual es igual o excede la  $\Delta T_{min}$ , [Kraus y Marhefka, 2002], esto es

$$\Delta T_A \geq \Delta T_{min} \quad (8.18)$$

## 8.2. Observaciones del Tránsito Solar

La fuente de radio más intensa en el cielo, y la primera en descubrirse, es el Sol. En longitudes de onda milimétricas el radio del Sol es aproximadamente similar al Sol en el óptico; se puede aproximar a un disco a temperatura no mucho mayor que  $6 \times 10^3$  K, la cual es la temperatura de la fotosfera. En ondas métricas éste es mucho mayor, más brillante y más variable, presentando un claro ciclo de actividad, expresado por una amplia variedad de procesos y eventos en todas las capas solares. La radiación de ondas de radio cortas se origina en la región superior de la cromosfera, donde la temperatura aumenta gradualmente hasta alcanzar la máxima temperatura en la corona. La radiación de ondas métricas se origina en la corona, esto es, el brillo asociado a estas frecuencias es de la corona. En ondas centimétricas tanto la corona como la cromosfera contribuyen al brillo observado. La corona es variable en forma y extensión; no existe un mapa ideal simétrico para Sol quieto, [Burke y Graham-Smith, 2002].

Es claro que el flujo de Sol quieto varía considerablemente. El flujo solar puede variar drásticamente a frecuencias bajas. Se ha reportado un flujo tan bajo como 2000 Jy (50 MHz) durante un mínimo solar, [Thejappa y Kundu, 1992]. También se ha reportado para Sol quieto un flujo de 190,000 Jy (245 MHz) en el Learmonth IPS/US Air Force patrol telescope, y cambiar súbitamente durante ráfagas para alcanzar flujos pico de  $\sim 300$  veces ese nivel, (1 unidad de flujo solar =  $10^4$  Jy).

Una de las fuentes de radio que se emplea para iniciar las calibraciones del MEXART es el Sol. Es obvio que las condiciones establecidas para la investigación para la cual se construye específicamente el radiotelescopio determina el grado de precisión con el cual se requiere la calibración de instrumento. En el caso específico de la detección de centelleo interplanetario no se requiere alcanzar las condiciones asociadas con instrumentos que realizan interferometría de base muy larga. Para una primer calibración del MEXART es suficiente el uso del Sol.

La configuración empleada para realizar las observaciones de los tránsitos solares es semejante a la bosquejada en la Figura 7.1. Se emplea un receptor superheterodino acoplado con una *Línea* y un sistema adquisidor de datos. El receptor tiene las características siguientes: frecuencia central de operación: 139.65 MHz, frecuencia intermedia de 10.5 MHz, tiempo de posdetección variable: 10, 15 y 40 milisegundos, atenuación de entrada en RF de 6 dB.

La captura de datos emplea una tarjeta PCI-6036E-CC de National Instruments, y un software desarrollado en LabVIEW 7 Express, versión 7.1. El sistema adquisidor

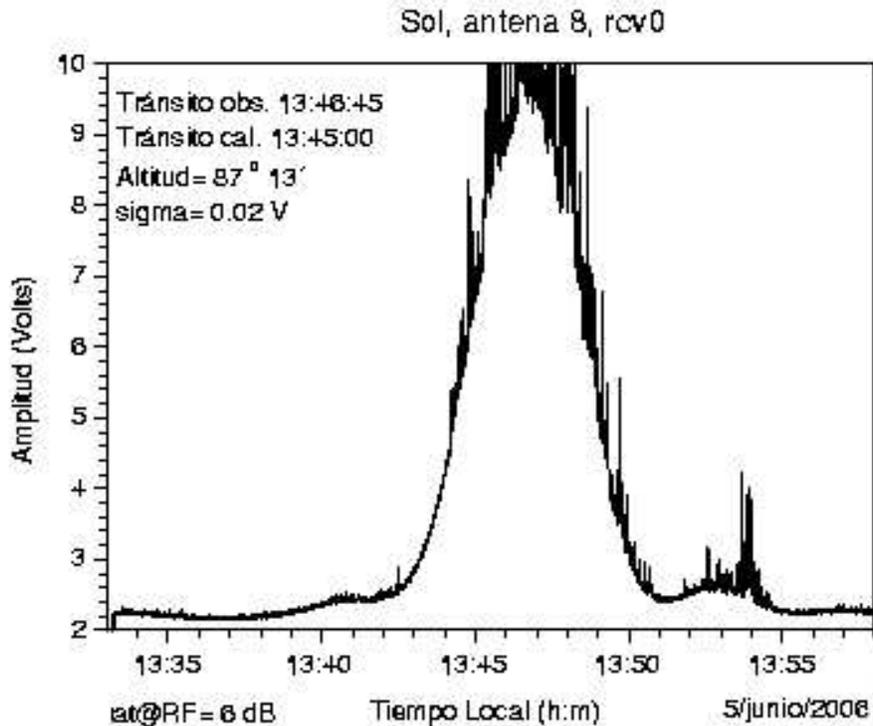


Figura 8.2: El tránsito solar, observado el día 5 de junio del 2006, usando la Antena 8, y el receptor 0. Se observan fluctuaciones de amplitud: intensas y rápidas, encima de la amplitud típica asociada al tránsito solar. Las fluctuaciones registradas al momento del tránsito solar tienen su origen en el mismo Sol.

se encuentra integrado a una PC estándar. El software desarrollado en LabVIEW para las observaciones durante el periodo 2004 a noviembre del 2006 fue implementado por el autor de esta tesis.

Observaciones continuas de los tránsitos solares ayudan a determinar parámetros requeridos en las calibraciones, por ejemplo, el patrón de radiación del arreglo dipolar. En realidad no se puede determinar completamente el patrón de radiación. Recuerde que la disposición de los arreglos dipolares del MEXART son alineados en la dirección Este-Oeste geográfica, luego entonces las fuentes de radio estelares cruzan el cielo, respecto del arreglo dipolar en trayectorias Este-Oeste.

El plano que contiene el patrón de radiación siempre será ortogonal a la línea Norte-Sur y se deberá tener siempre en cuenta la declinación del Sol respecto del sitio de observación. Una proyección del recorrido del Sol sobre el plano EO-NS se presenta en la Figura 6.23, en la gráfica se puede ver cómo avanza el Sol y cómo cambia su altitud hasta alcanzar el máximo en el meridiano que contiene el cenit. El cruce de los

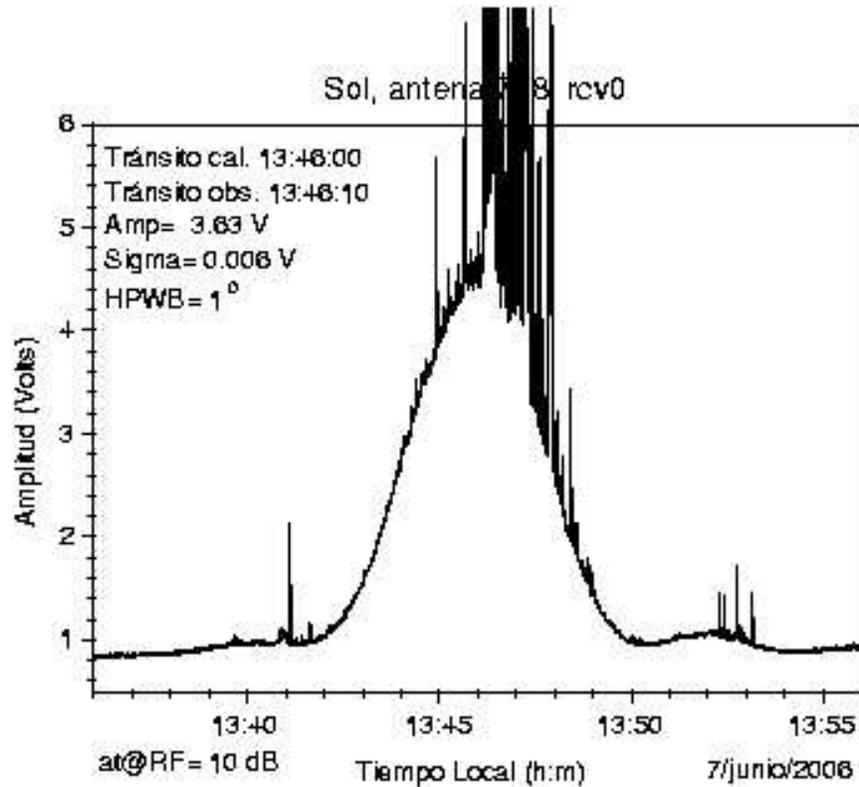


Figura 8.3: Se presenta la observación del tránsito solar, el día 7 de junio del 2006, usando la Antena 8 y el receptor 0. Las intensas fluctuaciones observadas durante el tránsito solar tienen su origen en el mismo Sol. Esta observación hace más interesante este registro.

ejes determina una altitud de  $90^\circ$ . Luego entonces, la trayectoria del Sol por el cielo determina el corte o sección del patrón de radiación que se puede estimar.

Algunas consideraciones se toman antes de evaluar las observaciones. Considere que el Sol se desplaza aparentemente en el cielo recorriendo  $360^\circ$  en un tiempo aproximado de 24 hrs. Esta relación da un desplazamiento aparente del Sol en el cielo de  $1^\circ$  cada 4 minutos. Además, se supone que el flujo de radiación del Sol no varía durante la observación, lo cual en muchas ocasiones no se cumple, por ejemplo, ver las gráficas 8.2 y 8.3.

Los parámetros que se requiere derivar de las observaciones son los siguientes: el tiempo del tránsito observado de la fuente, el valor rms durante tránsito, la amplitud promedio de la señal del cielo de fondo y su valor rms, el ancho a potencia media del lóbulo principal, el número de lóbulos secundarios, la simetría de la traza, entre otros.

El procedimiento para determinar los parámetros mencionados también evalúa la traza o señal registrada, varios minutos antes y después del tránsito, para estas observaciones se observó 10 minutos antes y después del tiempo determinado teóricamente

para el tránsito solar. En la observación se nota que la amplitud de la señal alcanza un valor máximo. Usando éste indicador se obtiene el tiempo local asociado, el tiempo determinado se denomina *tránsito observado*, el tiempo se da en horas, minutos y segundos. Actualmente se hacen observaciones tomando 10 muestras por segundo, lo cual ha sido suficiente para determinar sin problemas el máximo de amplitud.

El ancho a potencia media de la señal al trazar el máximo se asocia directamente con el ancho a potencia media del lóbulo principal del patrón de radiación. Para determinar numéricamente el ancho a potencia media se procede del modo siguiente: se determinan las dos posiciones donde la amplitud de la señal alcanza la potencia media, considere que los valores de amplitud son los promedios, dado que se tiene un rms asociado a la señal. La coordenada de amplitud tiene asociada una coordenada de tiempo, lo cual determina un intervalo de tiempo durante el cual se obtiene la potencia media de la señal. Aplicando la razón de 4 minutos (tiempo) por grado se obtiene el ancho del lóbulo a potencia media. La amplitud promedio y el rms de la señal de fondo se calcula usando un algoritmo estándar.

El número de lóbulos secundarios se determina con base en el número de crestas o máximos de menor potencia que presenta la traza de amplitud, el intervalo de tiempo entre crestas determina la separación angular entre lóbulos laterales. La simetría de la traza de amplitud alrededor del máximo determina la simetría del patrón de radiación en el plano respectivo.

Se puede determinar que el lóbulo principal apunta al cenit en caso de coincidir el tiempo estimado y el tiempo asociado con el máximo de potencia detectada. Si el máximo de potencia se observa antes del tiempo estimado, el lóbulo se inclina hacia el Este. En el caso de observarse un máximo después del tiempo estimado se tiene un lóbulo inclinado hacia el Oeste. El tiempo para el tránsito solar y la altitud, para cualquier día de observación se obtienen empleando el software XEPHEM-LINUX, [XEPHEM, 2005].

La Tabla 8.2 presenta algunos parámetros derivados de las observaciones de los tránsitos solares, en varios días de mayo, junio y octubre del 2006: fecha, tránsito calculado ( $T_{Cal}$ ), tránsito observado ( $T_{Obs}$ ), amplitud en volts ( $Amp$ ), ancho del camino de ruido en volts ( $rms$ ), ancho del lóbulo principal, broadside, a potencia media en grados ( $HPWB$ ), la altitud que presentaba el Sol ( $Alt$ ), y la *Línea* usada en la prueba.

Como se puede apreciar de los valores de ancho del lóbulo a potencia media, mostrados en la Tabla 8.2, el valor promedio es  $1^\circ$ , al comparar este valor con el valor de  $1^\circ$  derivado de la simulación, ver Capítulo 4. Este resultado indica que se obtiene una muy buena correlación entre los valores estimados y los observados. Los valores observados de HPWB de los lóbulos principales indican que las condiciones de instalación y operación de los arreglos lineales a broadside son realmente buenos.

Las observaciones del tránsito solar son en sí mismas muy interesantes. En algunas ocasiones, durante las calibraciones de los patrones de radiación, se han presentado

Tabla 8.2: Parámetros con valores promedio derivados de las observaciones de los tránsitos solares. Las observaciones se realizaron durante varios días de mayo, junio y octubre del 2006.

<i>Fecha</i>	$T_{Cal}$	$T_{Obs}$	$Amp(V)$	$rms(V)$	$HPBW$	$Alt$	$Línea$
8-may	13:47	13:43:08	5.31	0.010	1.0 <sup>0</sup>	87°23'	8
9-may	13:43	13:42:57	7.12	0.010	1.0 <sup>0</sup>	87°39'	8
10-may	13:43	13:42:57	5.56	0.008	1.0 <sup>0</sup>	87°53'	8
11-may	13:43	13:43:05	4.70	0.012	1.0 <sup>0</sup>	88°11'	8
15-may	13:43	13:43:10	5.10	0.010	1.0 <sup>0</sup>	89°09'	8
19-may	13:43	13:43:36	5.34	0.010	1.0 <sup>0</sup>	89°57'	8
20-may	13:43	13:43:50	5.78	0.016	1.0 <sup>0</sup>	89°45'	8
22-may	13:43	13:44:08	4.80	0.013	1.0 <sup>0</sup>	89°21'	8
24-may	13:44	13:44:10	5.55	0.010	1.0 <sup>0</sup>	88°58'	8
26-may	13:44	13:44:25	5.21	0.010	1.0 <sup>0</sup>	88°37'	8
2-jun	13:45	13:45:48	5.00	0.020	1.0 <sup>0</sup>	87°34'	8
4-jun	13:45	13:46:08	5.75	0.050	1.0 <sup>0</sup>	87°20'	8
5-jun	13:45	13:46:45	9.80	0.020	1.0 <sup>0</sup>	87°13'	8
11-jun	13:46	13:46:49	4.40	0.010	1.0 <sup>0</sup>	86°42'	11
13-jun	13:47	13:47:16	4.46	0.010	1.0 <sup>0</sup>	86°35'	8
14-jun	13:47	13:47:47	4.37	0.013	0.9 <sup>0</sup>	86°32'	8
15-jun	13:47	13:47:49	5.07	0.100	1.0 <sup>0</sup>	86°29'	10
16-jun	13:47	13:48:04	3.90	0.100	1.0 <sup>0</sup>	86°27'	7
21-jun	13:49	13:49:25	3.71	0.013	1.0 <sup>0</sup>	86°22'	9
9-oct	13:34	13:34:30	4.82	0.012	0.9 <sup>0</sup>	63°46'	10
10-oct	13:34	13:34:10	5.43	0.018	0.8 <sup>0</sup>	63°24'	10
11-oct	13:33	13:33:56	3.75	0.014	0.9 <sup>0</sup>	63°01'	9
14-oct	13:33	13:32:59	5.26	0.018	0.9 <sup>0</sup>	61°54'	12
17-oct	13:33	13:32:35	2.90	0.019	0.9 <sup>0</sup>	60°48'	15
18-oct	13:32	13:32:15	3.60	0.029	0.9 <sup>0</sup>	60°26'	16
22-oct	13:31	13:32:00	3.96	0.016	0.9 <sup>0</sup>	59°00'	12

detecciones que muestran aumentos repentinos en amplitud, con una fluctuación muy rápida, con duración de minutos. Estos aumentos de amplitud se *montan* sobre la potencia o amplitud asociada al flujo *estándar* del Sol. En la Figura 8.2 se presenta una gráfica que muestra un evento, la observación se realizó el 5 de junio del 2006. La observación empleó la Antena 8 y el receptor 0, las condiciones instrumentales de la observación fueron las misma empleadas durante las calibraciones. Este tipo de eventos se tiene que considerar seriamente durante las calibraciones, porque pueden llevar a una interpretación incorrecta de los parámetros observados.

Un ejemplo de actividad más intensa detectada durante el tránsito solar se presenta en la Figura 8.3. La observación se realizó el día 7 de junio del 2006, empleando la Antena 8, el receptor 0, y respetando las mismas condiciones de observación mencionadas anteriormente, con una diferencia de atenuación en RF: 10 dB, tratando de obtener un registro sin saturación. El registro de amplitud previo al tránsito solar presentó una estabilidad y limpieza, teniendo un rms de 0.006 V y un nivel de referencia de 0.8 V. La amplitud promedio (considerando el nivel de referencia), alcanzada al tránsito del Sol fue de 3.63 V. Una serie de fluctuaciones rápidas y de gran amplitud (saturación de registro), se presentaron en la segunda mitad del registro, pero únicamente sobre la traza asociada con el tránsito Solar. En las ocasiones que se presentan estos eventos las tareas de calibración se suspenden y se deja el instrumento detectando los eventos.

Este tipo de eventos detectados con las Antenas del MEXART pueden ser interesantes para realizar algun asociado con el flujo solar a 140 MHz.

### 8.3. Observaciones de Tránsitos de Fuentes de Radio Estelares

Una calibración precisa de los arreglos dipolares y los subsistemas electrónicos del MEXART requiere usar observaciones de fuentes de radio estelares. El procedimiento asegura la condición de campo lejano, *estabilidad* del flujo de la fuente y tamaño de la fuente *casi* puntual. Las fuentes de radio estelares usadas son las tres más potentes, después del Sol: Cygnus A, Casiopea A y la Nebulosa del Cangrejo. La información básica de las fuente: posición y densidad de flujo de cada fuente se obtiene del catálogo de Cambridge 3C [Bennett, 1962] lista revisada (178 MHz), ver Tabla 8.3. El catálogo de Cambridge fue seleccionado por ser el más cercano a la frecuencia de operación del MEXART, lo cual otorga una referencia confiable de las densidades de flujo que se esperan detectar.

En los párrafos siguientes se presenta una compilación de las observaciones más relevantes para las calibraciones de los subsistemas. La configuración empleada para las observaciones se conforma con un receptor superheterodino, acoplado a una *Línea* y a un sistema adquisidor de datos. Las observaciones se realizaron durante varios días en marzo, mayo, junio y octubre del 2006. Considerando que el objetivo principal es

calibrar el instrumento se emplean variantes de los sistemas, esto es, diferentes *Líneas*, filtros, atenuadores y sistemas receptores. Además, se aprovechan las observaciones para optimizar los parámetros de observación: tiempo de integración en el receptor, tiempo de muestreo en la adquisición de datos, etc.

Considerando los requerimientos de calibración se definen operacionalmente algunos parámetros: el tránsito observado, el tránsito calculado, la amplitud observada de la fuente de radio, la desviación estándar asociada con el nivel de ruido de fondo observado en una región cercana a la fuente de radio y el ancho del lóbulo a potencia media.

Operacionalmente se define la *detección* de una fuente de radio estelar, como el aumento de amplitud de señal por arriba del ruido de fondo con valor mayor a  $3\sigma$ . En este documento se denomina  $\sigma$  al valor asociado al *rms* de la señal, es decir, la desviación estándar de la señal detectada en una región contigua de observación en cielo frío (OFF-source). Esta definición es relativa o adecuada para los fines de calibración, y está en función de las aplicaciones para las cuales fue diseñado el instrumento. Además, el aumento de señal deberá de mantenerse por el tiempo promedio asociado al ancho a potencia media del patrón de radiación determinado para la antena que se usa para la observación, considerando que las fuentes de radio son *puntuales*. Para la calibración de las líneas del MEXART se ha determinado numéricamente, un lóbulo con un ancho a potencia media de  $1^\circ$ , esto es aproximadamente 4 minutos de tiempo.

El *tiempo de tránsito calculado*, se obtiene usando la base de datos *Busca-Fuentes*, [De Mendizabal, 2003], ésta fue diseñada especialmente para el MEXART. El programa tiene predeterminados varios parámetros de la ubicación del MEXART: la posición, altitud. Además, el software tiene una base de datos que comprende varios catálogos de fuentes de radio. El usuario del software puede seleccionar varios parámetros: día, hora, ascensión recta, declinación, etc. El programa se puede ejecutar en línea en la dirección de internet: [www.mexart.com.mx](http://www.mexart.com.mx).

El *tiempo de tránsito observado*, se obtiene de correlacionar la potencia máxima de señal y el tiempo local asociado. En algunas ocasiones el valor máximo de amplitud es difícil de determinar debido a que la señal presenta una componente muy grande de interferencias o el nivel rms de la señal es muy amplio. En estos casos se suaviza temporalmente la serie de datos aplicando una función que obtiene el promedio de un segmento de la serie: 30 ó 60 muestras. El valor promedio lo asigna al inicio del segmento. Este suavizamiento facilita la identificación del valor máximo de amplitud. El tiempo de tránsito observado se determina con precisión de décimas de segundo; para las pruebas de calibración, se puede obtener mayor resolución temporal si se requiere. Nuevamente se reitera que para los fines de la técnica del CIP no se requiere gran precisión al determinar el tránsito de las fuentes. Los mapas de centelleo que son el producto final de las observaciones que se generan cada 24 horas, luego entonces, el desplazar la posición de la fuente más o menos un par de minutos de ascensión recta en el mapa no afecta negativamente el mapa de centelleo.

La *amplitud de la fuente de radio* ( $P$ ), se obtiene como la diferencia absoluta entre la amplitud promedio máxima,  $P_{ON-source}$ , y el valor promedio asociado a la amplitud de cielo frío o ruido de fondo promedio cercano a la fuente,  $P_{OFF-source}$ , esto es

$$P = P_{ON-source} - P_{OFF-source} \quad (8.19)$$

donde:  $P$  se mide en voltios.

El *ruido de fondo* se define como la señal captada momentos antes o después del aumento de potencia asociada a una fuente de radio estelar, es decir, cuando se observa *OFF-source*. El ruido de fondo para nuestra aplicación es caracterizado por su valor promedio y por su valor *rms* o desviación estándar. El valor promedio del ruido de fondo se usa en el cálculo de la amplitud de la fuente de radio, y para calcular la razón señal a ruido de la fuente. El ruido de fondo se determina usando una ventana de 60 ó 120 segundos de observación contigua a la posición de la fuente.

En la Figura 8.4 se presenta en forma gráfica el radiocielo observada con una *Antena* con 64 dipolos. La traza muestra la variabilidad del flujo al recorrer en ascensión recta el radiocielo visible desde Coeneo, Mich. El flujo se integra en el ángulo sólido determinado por el patrón de radiación: ancho a potencia media en declinación, del orden de  $120^\circ$  y presenta un ancho en ascensión recta de  $1^\circ$ . La gráfica presenta la firma de las fuentes de radio más intensas: Casiopea A, Cygnus A, Cygnus X, el Sol, y el núcleo galáctico. Se aprecia claramente la variación del nivel de potencia o temperatura de fondo del radiocielo al recorrer la 24 horas de ascensión recta. Los datos fueron filtrados para suprimir las interferencias. La gráfica 8.4 proporciona una referencia del cielo de fondo para considerarla durante las observaciones de las fuentes de radio que se realizan en el MEXART. En el futuro inmediato, se tiene planeado generar un mapa del radiocielo empleando el sistema de lóbulos del MEXART.

El *ancho del lóbulo a potencia media* se determina al correlacionar dos puntos de la traza de amplitud, esto es, donde la señal alcanza la potencia media y correlacionar éstos valores de amplitud con el tiempo local de observación. La determinación de estos dos valores proporciona un intervalo temporal que es asociado con el desplazamiento angular de la fuente en el cielo a una razón de 4 minutos por grado.

Es importante resaltar que las observaciones en esta tesis no tienen como objetivo hacer un estudio detallado de las fuentes de radio mencionadas, por lo cual no se tiene cuidado especial en hacer observaciones continuas o mantener las configuraciones de observación por largos periodos.

### 8.3.1. Casiopea A

Casiopea A es una de las fuentes de radio estelares más intensas que se pueden observar desde nuestra ubicación. Diversas características y parámetros: posición, densidad de flujo, etc, han sido medidos durante décadas usando diferentes longitudes

### El radiocielo a 140 MHz, MEXART, 23-jun-07

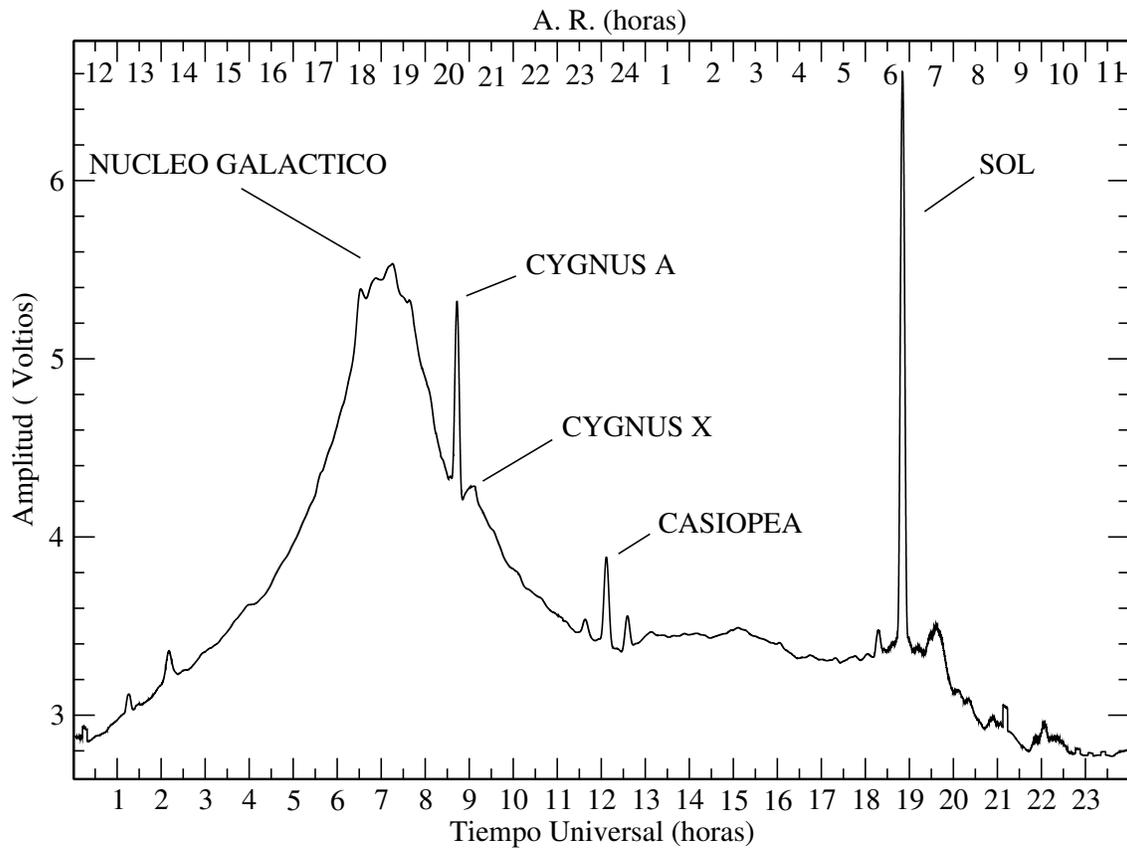


Figura 8.4: La traza muestra la variabilidad del flujo en radio al recorrer en ascensión recta el cielo visible desde Coeneo, Mich. El flujo se integra en declinación debido a que el patrón de radiación es muy amplio, del orden de  $120^\circ$ . La gráfica cubre 24 horas: se aprecia claramente la detección de Cygnus A, Cygnus X, Casiopea, el Sol y muy prominente el núcleo galáctico.

Tabla 8.3: Fuentes de radio usadas para calibrar el MEXART.

<i>FUENTE</i>	<i>R.A.(h : m : s)</i>	<i>Dec(g : m : s)</i>	<i>Flujo(Jy)</i>
Casiopea /3C461	23:23:26	58:49:34	11,000
Cygnus A/3CR405	19:59:29	40:49:16	8,100
N. del Cangrejo /3CR144	05:34:32	22:00:52	1,420

de onda y radiotelescopios. Actualmente, las observaciones de Casiopea A continúan, principalmente en frecuencias altas.

Casiopea A se ubica en el cielo a  $\sim 40^\circ$  al norte, respecto al cenit del MEXART. Esta posición permite obtener una evaluación del patrón de radiación en una región bastante lejana del cenit, sin olvidar la deformación del patrón por el efecto de proyección o declinación. Además de considerar que Casiopea A se encuentra en una posición con temperatura de fondo *media*, ver la Figura 8.4.

Las observaciones de Casiopea A se realizaron empleando *Líneas* diferentes del Mexart, (7, 8, 9, 10, 11, 12, 15, 16), durante varios días de junio y octubre del 2006, ver la Tabla 8.4. Las observaciones se realizaron usando la configuración siguiente: La *Línea* en configuración broadside, un filtro pasa-banda de 16 MHz (RF) instalado a la entrada del receptor, atenuación de 3 dB en RF, un receptor superheterodino con tiempo de integración de 1.3 milisegundos, y adquisición de 10 muestras por segundo. A continuación se presentan y describen un par de ejemplos de las observaciones de Casiopea A.

En la Figura 8.5 se presenta la observación de Casiopea A usando la *Línea* 8 y el receptor 0. La detección es limpia, sin interferencias, permitiendo una evaluación confiable de algunos parámetros importantes. El tiempo estimado para el tránsito del día 24 de marzo fue 12:01:55, y el tiempo observado fue 12:02:37. Luego entonces, se tiene una diferencia de 42 segundos entre los tránsitos.

Para las observaciones de centelleo interplanetario no es relevante si se observa 30 segundos antes o después una fuente, debido a que la escala temporal de los eventos a estudiar es de horas. La amplitud máxima de señal fue de 1.12 V, con un rms (sigma) para cielo frío de 0.022 V, derivando una razón señal a ruido de 50.9. El ancho a potencia media del lóbulo es  $1.57^\circ$ , ver la Figura 8.5.

La Figura 8.6 presenta el tránsito observado de Casiopea A para el día 7 de octubre del 2006. El tiempo de tránsito estimado para el día 7 de octubre del 2006 fue 00:08:58 y el tiempo observado fue 00:08:18, la diferencia fue de 40 segundos. La amplitud promedio fue de 1.93 V, y un cielo de fondo con rms de 0.108 V, derivando una razón señal a ruido de 17.87. El lóbulo derivado presenta un ancho a potencia media de  $1.57^\circ$ . La traza de la gráfica durante el tránsito presenta fluctuaciones que no son

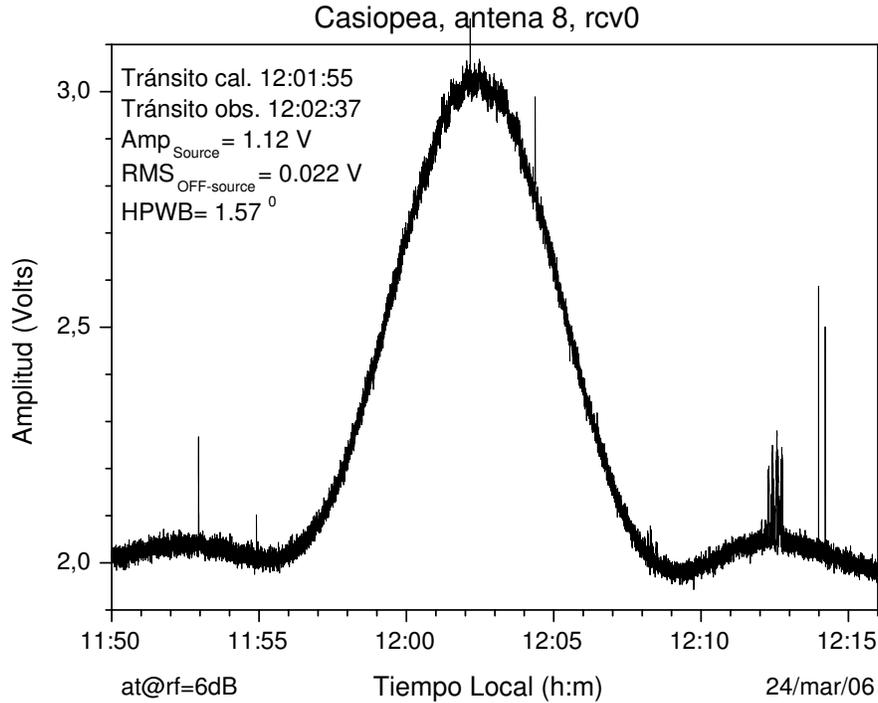


Figura 8.5: Observación del tránsito de Casiopea A usando la *Línea 8* y el receptor 0. La observación determina un patrón de radiación con un HPWB de  $1.57^\circ$ . La observación se realizó el día 24 de marzo del 2006.

típicas, estas variaciones se pueden asociar con centelleo de algún tipo.

Una condición importante que aporta la comparación de las observaciones realizadas el 24/marzo/2006 y el 7/octubre/2006 es la evidente diferencia en el contenido espectral presente en el flujo de la señal. La gráfica asociada con la observación del 24 de marzo presenta una traza promedio uniforme con un rms de 0.022 V durante toda la detección, y en contraste la traza de la señal de Casiopea A observada el día 7 de octubre presenta un rms de 0.027 V para cielo de fondo. El valor rms de la señal en la región central de la detección alcanzó un valor de 0.300 V. Esta condición no es frecuente en los registros y se considera que puede ser un antecedente del centelleo interplanetario y/o ionosférico.

En la Tabla 8.4 se presentan algunos parámetros derivados de las mejores observaciones de Casiopea A. Los parámetros son: día de observación, el tiempo de tránsito calculado, el tiempo del tránsito observado que se puede determinar en horas, minutos y segundos, la amplitud alcanzada al tránsito de la fuente de radio determinada con base en la definición mencionada anteriormente, el nivel de potencia del ruido de fondo y su desviación estándar, la relación señal a ruido ( $S/N$ ), el ancho del lóbulo a potencia

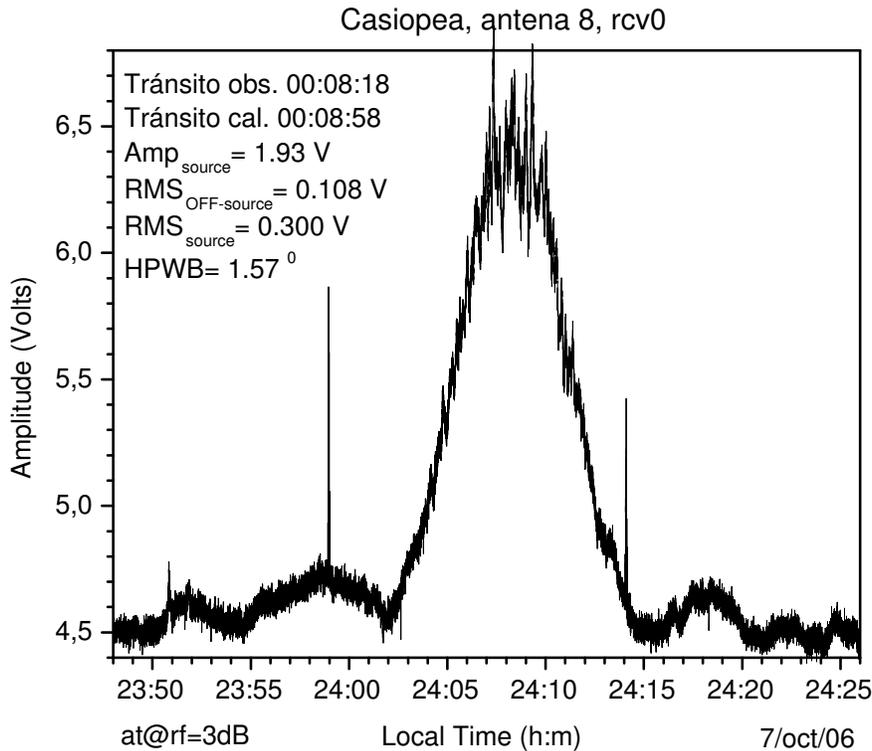


Figura 8.6: Observación del tránsito de Casiopea A empleando la *Línea* 8 y el receptor 0. La observación confirma el patrón de radiación con un HPWB de  $1.57^\circ$  obtenido en observaciones anteriores. La observación se realizó el día 7 de octubre del 2006.

media, y la Antena o Línea empleada en la observación.

Con base en los valores derivados de las observaciones de Casiopea A, presentados en la Tabla 8.4, se puede concluir que: los tiempos para el tránsito observado y calculado presentan una diferencia promedio menor a los 30 segundos, es decir, la dirección en la que apunta el lóbulo principal, en configuración broadside, tiene una desviación máxima respecto del cenit de  $\sim 0.17^\circ$ . La desviación determinada implica que el gradiente de fase operacional entre los subarreglos que conforman los subarreglos cumplen con las especificaciones determinadas durante su diseño y construcción. Del seguimiento continuo de la operación de una sola *Línea* se puede derivar la dinámica de operación temporal del patrón de radiación. Esta tarea se propone para un trabajo futuro.

Además se determinaron para las *Antenas* empleadas los parámetros siguientes: la amplitud observada en el rango de 1.8 a 2.37 V, desviación estándar o rms para cielo frío con valor mínimo de 0.100 V y valor máximo de 0.180 V. La diferencia máxima en amplitud observada entre antenas es de 0.57 V. Luego entonces para llevar a un mismo nivel de señal a todas las *Antenas* se deberá implementar un atenuador o amplificador

Tabla 8.4: Parámetros derivados de las observaciones de Casiopea A.

<i>Fecha</i>	$T_{Cal}$	$T_{Obs}$	$Amp(V)$	$rms(V)$	$S/N$	$HPWB^0$	<i>Línea</i>
2-jun	08:28:19	08:27:51	1.82	0.100	18.2	1.5	8
6-jun	08:12:35	08:12:39	1.80	0.100	18.0	1.5	8
8-jun	08:04:43	08:03:32	1.87	0.100	18.7	1.5	8
10-jun	07:56:51	07:55:43	1.95	0.100	19.5	1.5	11
11-jun	07:52:55	07:52:09	1.99	0.120	16.6	1.5	11
12-jun	07:49:00	07:48:26	2.09	0.170	12.3	1.3	11
15-jun	07:37:12	07:36:50	2.37	0.160	14.8	1.4	10
16-jun	07:33:16	07:32:24	2.20	0.100	22.0	1.5	7
7-oct	00:08:58	00:08:18	1.93	0.108	17.9	1.6	8
8-oct	00:05:02	00:04:41	2.03	0.148	13.7	1.6	9
9-oct	00:01:06	00:00:39	1.82	0.100	18.2	1.5	8
10-oct	23:57:10	23:56:56	1.85	0.140	13.2	1.2	10
12-oct	23:49:19	23:48:56	2.17	0.144	15.1	1.8	9
13-oct	23:45:23	23:44:52	1.83	0.112	16.3	1.5	12
18-oct	23:25:46	23:25:13	2.07	0.183	11.3	1.6	16
19-oct	23:21:47	23:21:37	2.16	0.172	12.6	1.1	12
20-oct	23:17:51	23:18:03	1.68	0.120	14.0	1.5	15
21-oct	23:13:55	23:14:12	2.12	0.108	19.6	1.5	16

en cada *Línea*, según se requiera. Actualmente, la solución detallada para esta condición es evaluada por el equipo técnico del MEXART.

Para el conjunto de Líneas probadas se tiene que el ancho del lóbulo a potencia media se presenta en el rango  $1.1^\circ$  a  $1.8^\circ$ , la estimación numérica realizada en el Capítulo 4 determinó un valor de  $1.0^\circ$ . Luego entonces, aparentemente, el ancho a potencia media del lóbulo principal determinado por el tránsito de Casiopea A es  $0.8^\circ$  mayor. La discrepancia entre valores del ancho a potencia media pueden estar asociados a factores de muy diversa índole: el procedimiento para determinar observacional y numéricamente el HPBW, los errores de fase acumulados en el arreglo, acoplamiento, entre otros. Para tener una mejor estimación del HPBW se deberá de tener mayor número de observaciones y mejorar los procedimientos de evaluación.

### 8.3.2. Cygnus A

Cygnus A es la tercera fuente de radio más intensa en el cielo, identificada en 1954. Es una fuente que se ubica a una distancia extragaláctica y está situada dentro de un cúmulo galáctico. La radiopotencia de Cygnus A es mayor a  $10^{38}$  watts. Cygnus A fue la primera radiogalaxia doble que se encontró. La emisión en radio de Cygnus A proviene de una fuente extensa con un hueco, con la radiogalaxia en el centro del

hueco. La posición y flujo de Cygnus A se presentan en la Tabla 8.3.

Cygnus A es una buena referencia para evaluar el patrón de radiación en una región o declinación más cercana al cenit de observación del MEXART. Cygnus A se encuentra  $\sim 21^\circ$  al norte del cenit local. La densidad de flujo de Cygnus A es de  $\sim 8,100$  Jy observada a 170 MHz, lo cual permitir una identificación clara en el registro de observación. La detección y evaluación de los parámetros previamente mencionados se obtienen siguiendo las definiciones y procedimientos mencionados previamente.

Cygnus A se encuentra aproximadamente a dos horas, en ascensión recta, del núcleo galáctico y desde nuestra referencia o recorrido de observación se ubica en un costado de la cresta asociada al flujo de núcleo galáctico, es decir, tiene un ruido de fondo con una inclinación o pendiente en amplitud muy marcada, ver la Figura 8.4. También se detecta Cygnus X, que genera en la gráfica un aumento de señal significativo, del orden de una décima parte del flujo de Cygnus A. Para evaluar la amplitud de señal de Cygnus A se tiene en consideración la pendiente de ruido de fondo alrededor de la fuente.

Algunos parámetros importantes derivados de las observaciones de Cygnus A se presentan en la Tabla 8.5. Las observaciones se realizaron durante varios días de marzo, junio, y octubre del 2006. Para las observaciones se usaron diferentes *Líneas*: 7, 8, 9, 10, 11, 13, 15, y 16. Algunas de las *Líneas* se usaron en varias ocasiones en días diferentes. Ver la Tabla 8.5.

Una revisión del tiempo de tránsito observado y el tiempo de tránsito calculado para las observaciones de Cygnus A determina que la diferencia temporal para una misma *Antena* es sistemático con un valor de 21 segundos. Aunque, este valor varía entre antenas sin llegar a ser mayor a los 43 segundos. El error introducido por la variación de ascensión recta listada en los catálogos usados para calcular el tiempo de tránsito tiene un variación máxima de 38 segundos.

Con base en los valores obtenidos para el tiempo observado de tránsito, se puede asegurar que los patrones de radiación de las antenas tienen un lóbulo principal apuntando al cenit del arreglo. Las observaciones de Cygnus A confirman que los arreglos dipolares presentan una gran calidad en su ensamble y operación.

Las observaciones de Cygnus A determinan que el patrón de radiación de las *Líneas* usadas para las observaciones tienen un lóbulo principal, y un par de lóbulos laterales muy pequeños, que en promedio, alcanzan una amplitud del 10 % respecto de la amplitud del lóbulo principal. El lóbulo principal tiene un ancho a potencia media (promedio), de  $1.06^\circ$ . La *Línea* 13 presentó el ancho a potencia media más grande ( $1.18^\circ$ ), este valor no es muy apartado del valor de  $1.0^\circ$ , determinado numéricamente en el Capítulo 4.

En el mes de marzo únicamente se tienen observaciones de la Antena 8. Se puede

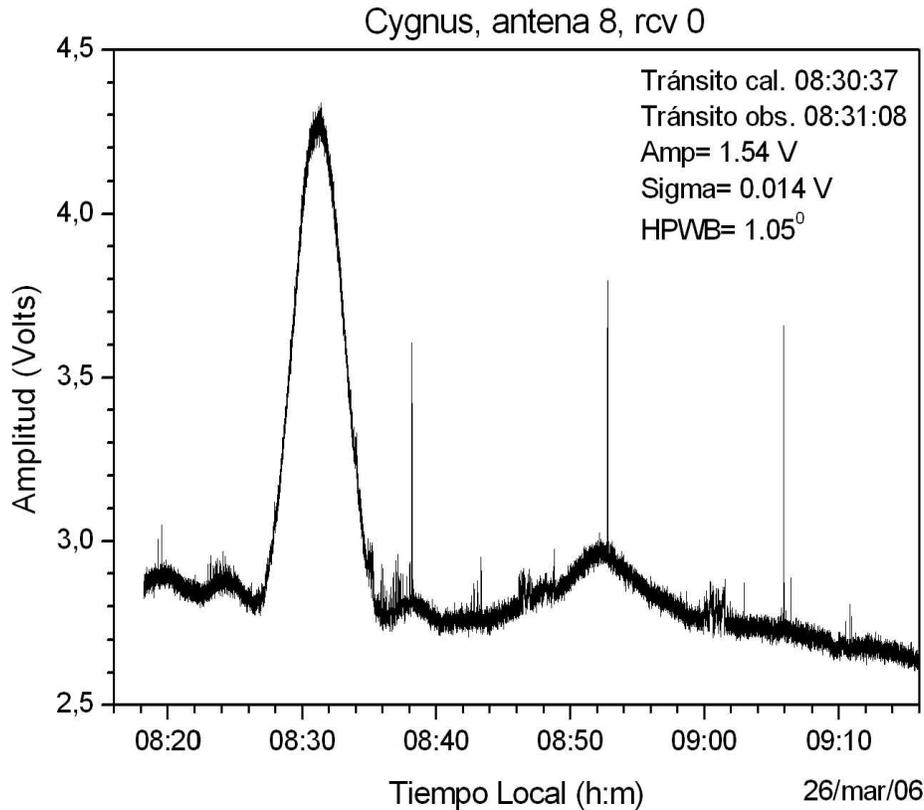


Figura 8.7: Observación del tránsito de Cygnus A y Cygnus X, usando la *Línea* 8 y el receptor 0. La observación determina un HPWB de 1.05°. La observación se realizó el 26 de marzo del 2006.

ver que los parámetros para la Antena 8 durante las observaciones de marzo son consistentes, la amplitud de potencia asociada a Cygnus A fluctuó en un intervalo de 1.50 a 1.57 V, con un valor rms asociado al ruido de fondo entre 0.013 a 0.015 V. El ancho a potencia media se determinó en el rango de 1.05° a 1.10°.

Durante el mes de junio se amplió la observación a otras *Líneas*: 7, 8, 10, y 11, los valores de amplitud se determinaron entre 2.37 a 2.95 V, y el rms se presentó entre 0.100 y 0.150 V. El patrón de radiación presentó un ancho a potencia media en el rango de 1.0° a 1.2°. Como se puede observar en la Tabla 8.5, la amplitud aumentó pero la razón señal a ruido disminuyó considerablemente, respecto de la obtenida en las observaciones de marzo. Las modificaciones en los receptores se hace patente en las observaciones de este periodo.

Para las observaciones de octubre se usaron las *Líneas*: 8, 9, 10, 13, 15, y 16, el rango de amplitud detectado fue de 1.13 a 3.33 V, el valor rms del ruido de fondo fluctuó de 0.030 a 0.170 V. La razón señal a ruido se derivó en un rango más amplio: 12.2 a 96.0.

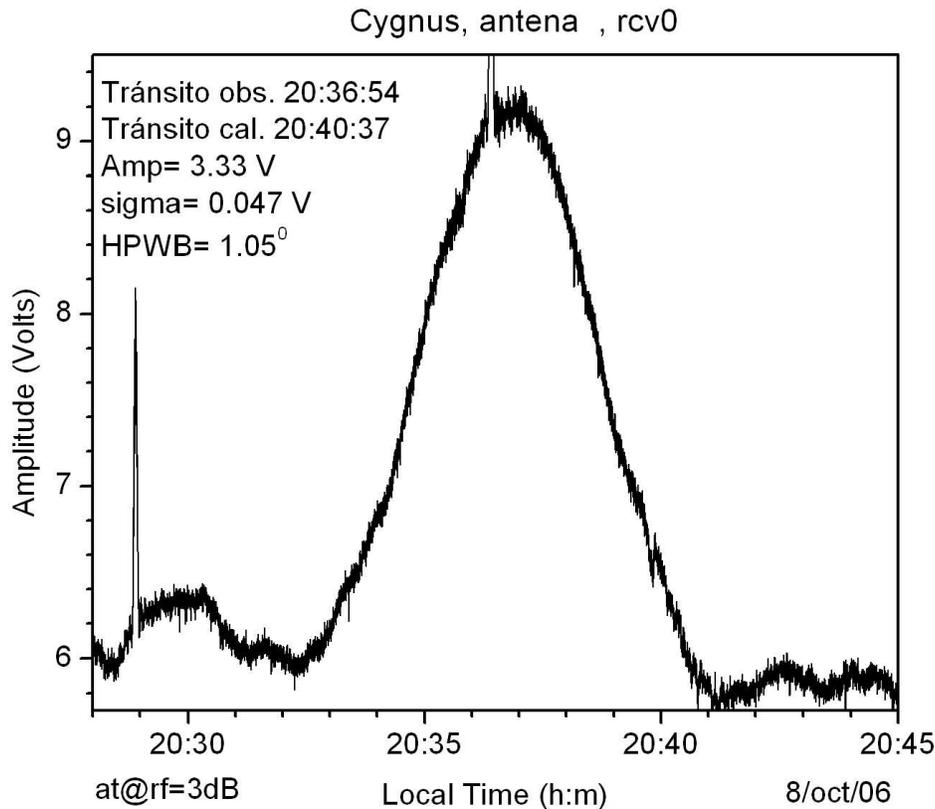


Figura 8.8: Observación del tránsito de Cygnus A usando la *Línea* 9 y el receptor 0. Parámetros relevantes de la observación se presentan en la parte superior izquierda de la gráfica. La observación se realizó el 8 de octubre del 2006.

Y el ancho a potencia media del lóbulo principal se determinó en el rango:  $0.96^\circ$  a  $1.18^\circ$ .

A continuación se presentan dos ejemplos típicos de las observaciones de los tránsitos de Cygnus A usando *Líneas* del MEXART. El primer ejemplo presenta la observación de Cygnus A observada el día 26 de marzo del 2006, la gráfica correspondiente se presenta en la Figura 8.7. La traza de señal presenta una clara detección de Cygnus A y Cygnus X. El tiempo de tránsito calculado es 08:30:37 y el tránsito observado 08:31:08, es decir, se tiene una diferencia de 31 segundos. La amplitud máxima detectada para Cygnus A fue de 1.54 V y un valor rms (OFF-source) de 0.014 V, derivando una razón señal a ruido de 110. El ancho del lóbulo a potencia media asociado fue  $1.05^\circ$ . La traza presenta una simetría y lóbulos laterales casi nulos.

El segundo ejemplo presenta la observación de Cygnus A correspondiente al día 8 de octubre del 2006, ver la Figura 8.8. El tránsito calculado fue 20:40:37 y el tránsito observado a las 20:36:54, derivando una diferencia de 3 minutos y 43 segundos: la diferencia es grande y fue asociada con un problema de sincronía del tiempo en la

Tabla 8.5: Parámetros promedio derivados de las observaciones de Cygnus A.

<i>Fecha</i>	<i>T – Cal.</i>	<i>T – Obs.</i>	<i>Amp(V)</i>	<i>rms(V)</i>	<i>S/N</i>	<i>HPBW<sup>0</sup></i>	<i>Línea</i>
24-mar	08:38:29	08:38:53	1.50	0.015	100.0	1.10	8
25-mar	08:34:33	08:35:02	1.54	0.013	118.5	1.05	8
26-mar	08:30:37	08:31:08	1.54	0.014	110.0	1.05	8
27-mar	08:26:41	08:27:24	1.57	0.014	112.2	1.10	8
8-jun	04:40:18	04:40:07	2.88	0.100	28.8	1.00	8
10-jun	04:32:26	04:32:11	2.95	0.150	19.7	1.00	11
11-jun	04:28:30	04:28:22	2.87	0.127	22.5	1.20	11
15-jun	04:12:46	04:12:58	2.72	0.120	22.6	1.00	10
16-jun	04:08:51	04:09:09	2.37	0.100	23.7	1.00	7
6-oct	20:48:29	20:44:42	3.11	0.040	77.8	0.96	8
7-oct	20:44:33	20:40:57	3.06	0.052	58.8	1.10	8
8-oct	20:40:37	20:36:54	3.33	0.047	70.9	1.05	9
9-oct	20:36:42	20:32:48	1.13	0.040	53.5	1.08	10
11-oct	20:28:49	20:25:53	2.07	0.170	12.2	1.09	9
15-oct	20:13:05	20:10:58	1.77	0.060	29.5	1.18	13
18-oct	20:01:18	19:57:26	2.88	0.030	96.0	1.06	16
21-oct	19:49:30	19:45:46	2.75	0.040	68.7	1.00	15

adquisición de los datos. La amplitud máxima asociada a la amplitud de la fuente fue de 3.33 V y un rms (OFF-source) de 0.047 V, derivando una razón señal a ruido de 70.85, ver la Figura 8.7. El ancho a potencia media asociado al lóbulo usado es de 1.05°. La Figura 8.8 presenta la detección de Cygnus A en forma clara, sin interferencias, presentando simetría en amplitud y una buena razón señal a ruido.

### 8.3.3. Nebulosa del Cangrejo

La nebulosa del Cangrejo, también denominada: 3C144, M1, NGC 1952, Taurus A, es el remanente de una supernova en la constelación de Tauro. La nebulosa fue observada por primera vez en 1731 por John Bevis y redescubierta nuevamente en 1758 por Charles Messier. La nebulosa del Cangrejo es el remanente de una supernova que fue registrada como una estrella visible durante el día, por los astrónomos chinos y árabes en el año 1054. La nebulosa contiene un pulsar en su centro el cual emite un pulso de radiación, de espectro amplio: desde rayos gama hasta ondas de radio, cada 33 milisegundos [Harnden y Seward, 1984]. Cuando se observa la nebulosa del Cangrejo, básicamente se observa en dirección contraria al núcleo galáctico.

La nebulosa del Cangrejo tiene dos propiedades muy valiosas para seleccionarla como la fuente de radio principal para la calibración del MEXART. El flujo de 3C144 la ubica como la tercera en densidad de flujo (1,420 Jy a 170 MHz). Y su posición en

el cielo (*ascensión recta*:  $05^h 34^m 32^s$ , *declinación*:  $22^\circ 00' 52''$ , para J2000.0), la ubica en declinación a  $2^\circ 12' 3''$  del cenit local, ver Tabla 8.3. Luego entonces la nebulosa del Cangrejo, realiza un recorrido muy próximo al centro del patrón de radiación del arreglo dipolar broadside del MEXART, ubicado a una declinación de  $19^\circ 48' 49''$ . La posición de la nebulosa del Cangrejo permite tener las condiciones más favorables para determinar un buen corte seccional del patrón de radiación en el plano Este-Oeste-Cenit.

Las observaciones del tránsito de la nebulosa del Cangrejo se realizaron durante varios días de mayo y junio del 2006. Los procedimientos de calibración establecieron el uso de varias *Líneas*: 7, 8, 10, 11, en combinación con el receptor 0. Los parámetros principales derivados con base en las observaciones se presentan en la Tabla 8.6.

Una síntesis de los parámetros promedio derivados de las observaciones de la nebulosa del Cangrejo se presentan en la Tabla 8.6 y se describen a continuación. El tiempo de tránsito observado presentó una diferencia promedio, con respecto al tránsito calculado, de 32 segundos. Esto confirma que el lóbulo principal del patrón de radiación de los arreglos dipolares usados en las observaciones se encuentran dirigidos al cenit local. El tiempo promedio de la diferencia temporal equivale angularmente a  $0.13^\circ$ . Para las aplicaciones del centelleo interplanetario el observar una fuente de radio estelar 30 segundos antes o después del tiempo estimado no tiene mayor relevancia.

Considerando las observaciones en mayo (Tabla 8.6) se pueden estimar algunos parámetros interesantes. El patrón de radiación presentó un lóbulo principal y un par de lóbulos laterales simétricos menores, los cuales no tienen relevancia en las observaciones. El lóbulo principal promedio tiene un ancho a potencia media de  $0.90^\circ$ . Considerando las estimaciones numéricas de  $1^\circ$ , y comparando valores, se determina que el ancho a potencia media del lóbulo principal es bastante cercano al valor estimado numéricamente.

La amplitud registrada, en mayo, para la Nebulosa de Cangrejo se presentó en el rango: 0.51 a 1.15 V, el rms del ruido de fondo se obtuvo en el rango: 0.034 a 0.099 V; la razón señal a ruido asociada en el rango: 8 a 25.9, ver Tabla 8.6. Para la evaluación de los parámetros se seleccionaron únicamente las observaciones libres de interferencias, o que no presentaron problemas de instrumentación.

De las pruebas realizadas con varias antenas se deriva que las mejores características las tiene la *Línea* 8, por esta razón se ha seleccionado para tomarla de referencia. Las observaciones de la nebulosa del Cangrejo con la *Línea* 8 presentan los parámetros siguientes. La amplitud detectada se encuentra en el rango de 0.51 a 1.15 V. La razón señal a ruido promedio de la *Línea* 8 es de 20.8 de lo cual se determina su clara detección por encima del radiocielo de fondo.

Ejemplos de la detección de la nebulosa del Cangrejo se presentan en las Figuras 8.9 y 8.10. En las figuras se indica varios parámetros derivados de las observaciones. Es importante indicar que el tiempo de integración en el receptor es de 1.3 milisegundos,

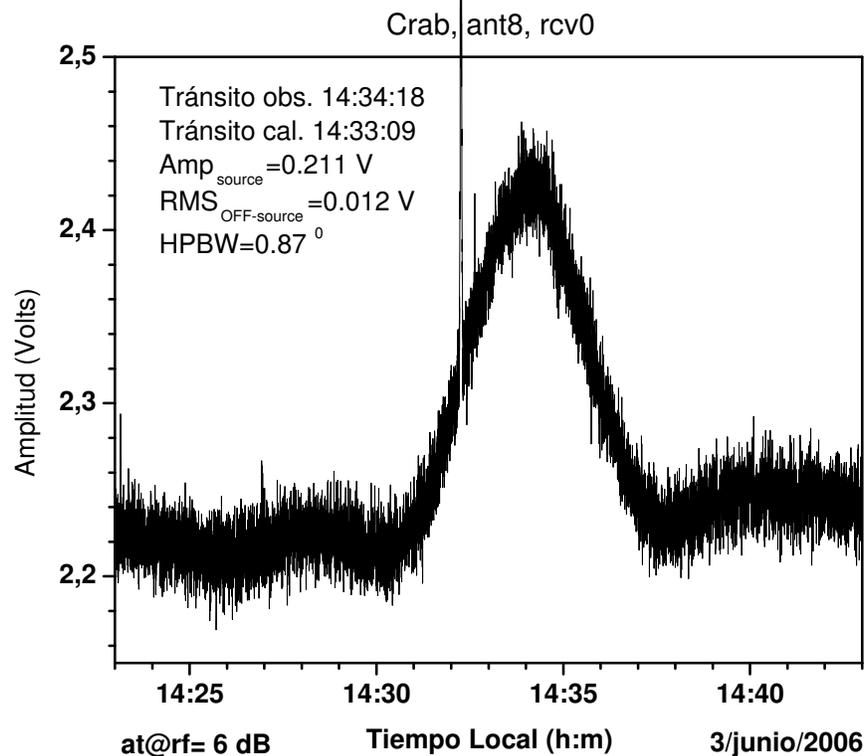


Figura 8.9: La nebulosa del Cangrejo detectada con la Antena 8 y el receptor 0. La gráfica muestra una clara detección de la fuente estelar permitiendo derivar un HPWB de  $0.87^\circ$ . La observación se realizó el 3 de junio del 2006.

el tiempo de muestreo en la adquisición de datos es 10 muestras por segundo. Esta serie de observaciones incluyó el uso de un filtro pasa-banda de 16 MHz a la entrada del receptor y un filtro pasa-banda de 10 MHz en la etapa de FI.

En la Figura 8.9 se presenta la observación de la nebulosa del Cangrejo registrada el 3 de junio del 2006. El tránsito calculado es 14:33:09 y el observado a 14:34:30, que difieren en 00:01:21. La amplitud máxima de 0.211 V y un  $rms_{OFF-source}$  o sigma de 0.012 V, considere la atenuación en RF de 6 dB, implicando una razón señal a ruido de 17.6. El ancho a potencia media asociado al lóbulo principal de  $0.87^\circ$ . El trazo de la fuente es limpio y con interferencia mínima.

La Figura 8.10 presenta la traza de la nebulosa del Cangrejo registrada el 8 de junio del 2006, usando la misma configuración y parámetros mencionados. Los parámetros registrados son los siguientes: Amplitud de 0.18 V,  $rms_{OFF-source}$  o sigma de 0.01 V, derivando una razón señal a ruido de 18, la diferencia entre tiempo calculado y observado es de 16 segundos, y se deriva un lóbulo con ancho a potencia media de  $0.90^\circ$ . El

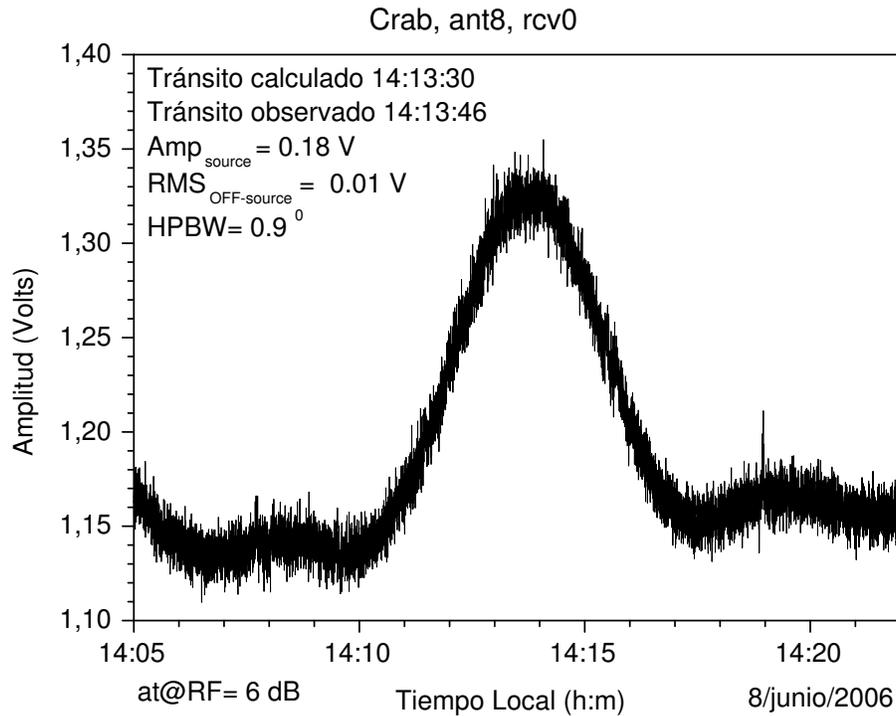


Figura 8.10: La nebulosa del Cangrejo detectada con la Antena 8 y receptor 0. La gráfica muestra un excelente tiempo de tránsito y un HPWB de  $0.9^\circ$ . La observación se realizó el 8 de junio del 2006.

registro de la nebulosa del Cangrejo para este día es limpio de interferencias.

Una observación interesante de la nebulosa del Cangrejo obtenida el 15 de diciembre del 2006, se registró cuando se usaba una antena diferente. La antena se integró con cuatro subarreglos paralelos en la dirección Norte-Sur, la suma de la señal se configuró a broadside con potencia total. Se agregaron filtros pasa-alta, de 67 MHz en cada uno de los subarreglos, justo antes del amplificador de bajo ruido de primer nivel. Además se agregó un filtro pasa-banda de 12 MHz antes del amplificador central, y el receptor empleado fue un superheterodino (rcv 1). Una observación de la nebulosa del Cangrejo usando la configuración mencionada se presenta en la Figura 8.11.

La Figura 8.11 presenta la observación de la nebulosa del Cangrejo presentando un registro muy interesante: El flujo de señal presenta un  $rms_{OFF-source}$  bien definido del orden de 30 mV. La amplitud máxima de 0.15 V, y un  $rms_{source}$  del orden de 70 mV. El incremento del rms se aprecia claramente en la sección a potencia media del lóbulo, se puede asociar esta fluctuación rms de señal a un cierto tipo de centelleo. La calibración progresiva del MEXART llevará a una detección confirmada y continua de fuentes de radio presentando centelleo interplanetario.

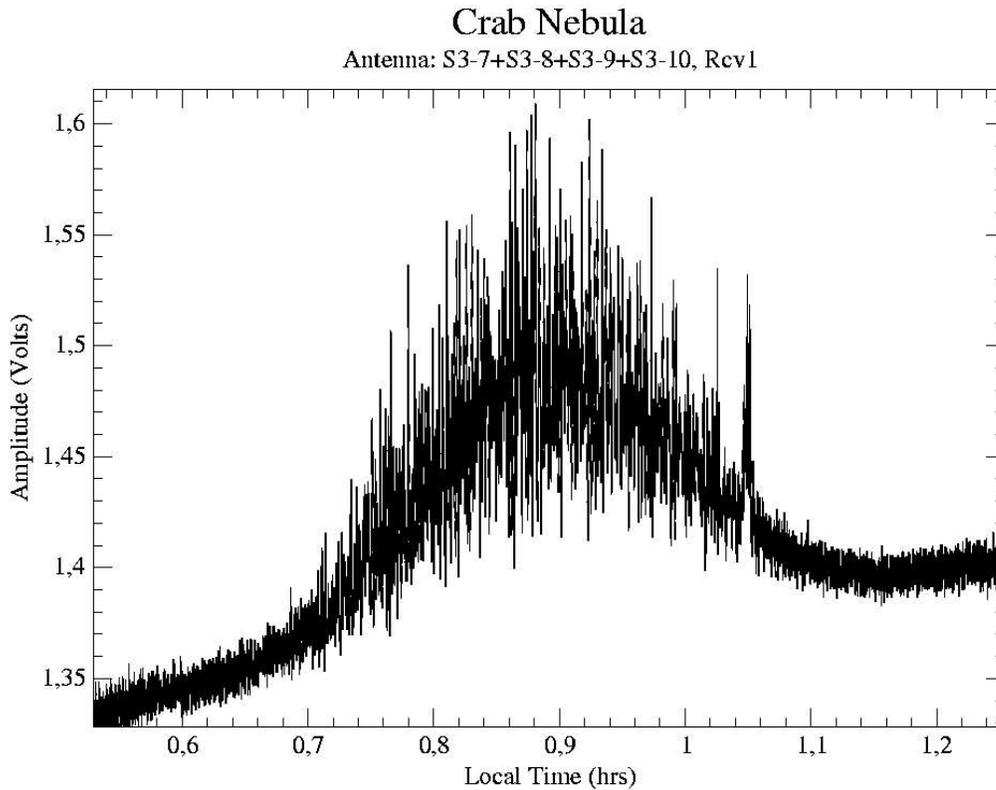


Figura 8.11: El aumento de señal asociado con el tránsito de la nebulosa del Cangrejo presentando un visible incremento en la amplitud rms o sigma comparado con el rms asociado a cielo frío. Este incremento del  $rms_{source}$  se puede asociar a un cierto tipo de centelleo. La observación se realizó empleando un arreglo paralelo de cuatro secciones (Norte-Sur) y el receptor 1. La observación se realizó el 15 de diciembre del 2006.

## 8.4. Parámetros Derivados de las Observaciones

El brillo mínimo de una fuente de radio que puede ser observada con un radiotelescopio depende de sus características y del ruido aleatorio generado por los instrumentos electrónicos, cables, etc., a lo largo de la trayectoria de la señal. Además, la contribución al ruido del sistema por las fuentes débiles en el patrón de radiación del telescopio, y el límite de confusión [Condon, 1974], también limita la cantidad de fuentes observables.

La sensibilidad esperada del radiotelescopio y el límite de confusión son parámetros importantes para evaluar la operación de varias configuraciones del MEXART. Estos parámetros se usan para caracterizar la operación del sistema. A continuación se eva-

Tabla 8.6: Parámetros con valores promedio, derivados de las observaciones de la nebulosa del Cangrejo.

<i>Fecha</i>	$T_{Cal}$	$T_{Obs}$	$Amp(V)$	$rms(V)$	$S/N$	$HPBW^\circ$	<i>Línea</i>
9-may	16:11:27	16:11:31	0.88	0.034	25.9	0.92	8
10-may	16:07:31	16:07:35	0.86	0.038	22.6	0.89	8
15-may	15:47:51	15:48:09	0.84	0.038	22.1	0.91	8
16-may	15:43:56	15:44:22	0.84	0.034	24.7	0.78	7
19-may	15:32:08	15:32:40	0.98	0.043	22.8	0.95	8
20-may	15:28:12	15:28:49	1.01	0.048	21.0	0.90	8
21-may	15:24:16	15:24:56	1.15	0.099	11.6	0.79	10
24-may	15:12:28	15:13:11	0.87	0.040	21.8	0.93	8
25-may	15:08:32	15:09:14	0.51	0.034	15.0	0.81	7
26-may	15:04:36	15:05:14	0.80	0.040	20.0	0.90	8
27-may	15:00:41	15:01:26	0.57	0.071	8.0	0.85	7
28-may	14:56:45	14:57:33	0.84	0.051	16.5	0.86	8
29-may	14:52:49	14:53:42	0.88	0.049	17.9	0.89	8
2-jun	14:37:05	14:38:10	0.80	0.080	10.0	0.80	8
3-jun	14:33:09	14:34:18	0.84	0.048	17.6	0.87	8
6-jun	14:21:21	14:22:38	0.81	0.035	23.1	1.10	8
7-jun	14:17:26	14:17:42	0.64	0.060	10.7	0.90	7
8-jun	14:13:30	14:13:46	0.72	0.039	18.4	0.90	8
9-jun	14:09:34	14:09:56	0.60	0.050	12.0	1.00	7
10-jun	14:05:38	14:06:12	0.81	0.035	23.1	1.10	8
11-jun	14:01:42	14:02:33	0.76	0.052	14.6	0.95	11
12-jun	13:57:46	13:57:50	0.78	0.026	30.0	0.90	8
21-jun	13:22:23	13:23:39	0.64	0.052	12.3	0.84	8

luan los parámetros más importantes para caracterizar la operación del MEXART.

#### 8.4.1. Temperatura del sistema

La temperatura del sistema se puede estimar directamente usando las mediciones de la potencia a la salida de la antena o *Línea*. La potencia de señal medida usando el analizador de espectros es -75 dBm con resolución en el ancho de banda de 100 kHz, para una *Línea*. Considerando las ganancias y atenuaciones durante el trayecto de la señal tenemos que: se restan la ganancia de dos amplificadores de bajo ruido de 24 dB cada uno, y una pérdida de 2 dB debida a los filtros de RF, el ruido a la entrada del primer amplificador es -121 dBm. Luego entonces, la potencia equivalente,  $P$ , es  $7.9 \times 10^{-16}$  W. Aplicando la ec. 8.10 tenemos

$$P = kT_{sys}B_{rs} \quad (8.20)$$

donde:  $B_{rs}$  es el ancho de banda asociado con la resolución del analizador de espectros. Luego entonces la  $T_{sys} = 572$  K. Este valor todavía es afectado por las pérdidas introducidas por los cables y baluns previos al amplificador. Considerando todos los factores, el valor medido de la temperatura del sistema se encuentra dentro del rango esperado.

La Temperatura del sistema también se puede estimar de la siguiente manera. La figura de ruido del amplificador de primer estado que contribuye al receptor, rcv0, es de 2.9 dB que corresponde a 275 K, ver la Tabla 8.1. La temperatura del radiocielo a 140 MHz varía de región a región, ver la gráfica de la Figura 8.4. Considerando una temperatura promedio de 200 K para el radiocielo, se puede estimar que la temperatura del sistema es dada principalmente por ec. 8.14. Arreglando ec. 8.14: despreciando la temperatura física de la antena y de la línea de transmisión, y considerando la eficiencia de la línea de transmisión como unitaria tenemos que

$$T_{sistema} = T_R + T_A = 475 \text{ K} \quad (8.21)$$

, donde:  $T_R$  es la temperatura del receptor y  $T_{cielo}$  es la temperatura de cielo, también denominada temperatura de antena,  $T_A$ .

Los valores para la temperatura del sistema derivados no son tan diferentes y dan una referencia concreta para aplicar en las calibraciones.

### 8.4.2. La Sensibilidad observada

La sensibilidad o flujo mínimo detectable de un radiotelescopio es dado por [Kraus, 1986]

$$\Delta S_{min} = 2k \frac{\Delta T_{min}}{A_{eff}} \quad (8.22)$$

donde  $\Delta T_{min}$  es la mínima temperatura de ruido detectable del receptor,  $k$  es la constante de Boltzman,  $A_{eff}$  es el área física del telescopio multiplicada por la eficiencia de la apertura, y  $\Delta T_{min}$  también denominada  $\Delta T_{rms}$  es dada por

$$\Delta T_{rms} = \frac{T_{sis}}{\sqrt{B\tau}} \quad (8.23)$$

donde:  $B$  es el ancho de banda de operación y  $\tau$  es el tiempo de integración del receptor.

Para evaluar el denominador de la ecuación 8.23 se consideran dos valores diferentes para el ancho de banda,  $B$ , de operación del receptor:  $B_1 = 2$  MHz, y  $B_2 = 1$  MHz, y un tiempo de integración,  $\tau$ , de 50 milisegundos. Para estos valores, se estiman el ruido  $rms$ ,  $\Delta T_{rms}$ , y la densidad de flujo mínima detectable,  $\Delta S_{rms}$ , ver la Tabla 8.7.

Usando las observaciones de las fuentes de radio se puede hacer una evaluación experimental del ruido mínimo detectable  $\Delta S_{min}$ , permitiendo conocer con certeza la

sensibilidad del instrumento y por lo tanto la densidad de flujo límite que determina directamente el número de fuentes que pueden ser observadas. Cabe reiterar que las observaciones usan sólo una *Línea* a broadside que tiene un gran lóbulo a HPWB de  $1^\circ$  en la dirección Este-Oeste y  $120^\circ$  en la dirección Norte-Sur. Además, está pendiente la incorporación de la matriz de Butler, responsable de generar un abanico de 32 lóbulos desplegados en declinación en el plano Norte-Sur y la implementación del receptor superheterodino que incluya un centelleo-metro para las aplicaciones finales del proyecto. Luego entonces, los valores derivados se consideran como parte de una calibración parcial, y susceptibles de ser mejorados.

Considerando las observaciones de la Nebulosa del Cangrejo empleando las mejores Líneas del MEXART y empleando un receptor superheterodino con una  $B=2$  MHz y  $\tau=50$  ms. Las observaciones se realizaron durante varios días de mayo y junio del 2006. Las observaciones contaminadas con interferencias severas no fueron consideradas.

Para obtener el mejor valor para la densidad de flujo mínima detectable usamos una de las mejores observaciones de la nebulosa del Cangrejo, la observación se realizó el 12 de junio del 2006, ver la Tabla 8.6. La amplitud alcanzada fue de 0.78 V, respecto del cielo de fondo, y se midió un  $rms=0.026$  V para OFF-source o cielo frío cercano a la fuente. Luego entonces, la razón señal a ruido fue  $S/N=30$ . Considerando que la nebulosa del Cangrejo tiene un flujo de  $\sim 1,420$  Jy (a 170 MHz) y aplicando una relación de proporciones entre la amplitud y el ruido  $rms$  para OFF-source detectado, se obtiene un flujo mínimo detectable  $\Delta S_{min}=47.3$  Jy.

Aplicando el mismo criterio para la observación menos favorable de la nebulosa del Cangrejo, realizada el día 27 de mayo del 2006, se obtiene un  $\Delta S_{min}=176.9$  Jy. Considerando un valor promedio de la razón señal a ruido de las observaciones de la nebulosa del Cangrejo, realizadas con la *Línea* 8, durante 15 días diferentes, obtenemos una  $S/N_{promedio}=20.8$ , asociada con un flujo mínimo detectable promedio de  $\Delta S_{promedio}\sim 68$  Jy. Como se puede observar, no existe una gran discrepancia entre el valor promedio y el mejor valor obtenido para el flujo mínimo detectable asociado a la nebulosa del Cangrejo, la diferencia es de sólo 21 Jy.

Como se puede observar de la ec. 8.22, la densidad de flujo mínima detectable es inversamente proporcional al área efectiva. Luego entonces, al incrementar el número de *Líneas* que conforman el arreglo o antena se mejorará la sensibilidad del instrumento. En la tabla 8.7 se presentan varias estimaciones de la sensibilidad para varias configuraciones de las *Líneas* o arreglos del MEXART.

### 8.4.3. Límite de confusión

El ruido de confusión asociado a fuentes de radio débiles dentro del lóbulo depende del tamaño del lóbulo y de la frecuencia. El límite de confusión se define por [Condon,

Tabla 8.7: Parámetros esperados para varias configuraciones o arreglos en el MEXART: sensibilidad, y límite de confusión, etc. \* Calculados suponiendo un factor de eficiencia de 0.7

Configuración	Área $m^2$	Sensibilidad K/Jy	$\Delta S_{rms}$ Jy ( $B = 2MHz$ )	$\Delta S_{rms}$ Jy ( $B = 1MHz$ )	Límite de confusión Jy
1 Módulo	41.7	0.0151	99	140	397
1 Línea	167.86	0.0608	25	35	137
2 Línea	205*	0.0740	20	29	133
4 Líneas	411*	0.1490	10	14	57
16 Líneas	1644*	0.5950	2.5	3.6	16.5
64 Líneas	5676*	2.3800	0.6	0.9	5.43

1974],

$$S_c = \left( \frac{q^{3-\gamma}}{3-\gamma} \right)^{\frac{1}{\gamma-1}} (n_0 \Omega_b)^{\frac{1}{\gamma-1}} \quad (8.24)$$

donde: el factor  $q$  usualmente toma el valor 5. El conteo de fuentes a 178 MHz del estudio de Cambridge proporciona  $\gamma=2.3$  y  $n_0=1.0 \times 10^3$  fuentes/sr.

El lóbulo efectivo del telescopio se define por

$$\Omega_b = \frac{\pi}{4} \frac{\theta_1 \theta_2}{(\gamma - 1) \ln(2)} \quad (8.25)$$

donde  $\theta_1$  y  $\theta_2$  denotan el ancho del lóbulo en las dos direcciones perpendiculares. Como la frecuencia de operación del MEXART es cercana a esta frecuencia, el conteo de fuentes a 178 MHz es usado para el cálculo. Usando estos valores se obtiene la expresión para el límite de confusión [Jeyakumar, 2007]

$$S_c = 4,1454(\theta_1'' \theta_2'')^{1/1,3} \quad Jy \quad (8.26)$$

El límite de confusión para diferentes configuraciones se lista en la Tabla 8.7.

# Capítulo 9

## CONCLUSIONES

La motivación principal para el trabajo de tesis tuvo su origen en el proyecto del radiotelescopio de centelleo interplanetario, mejor conocido como MEXART, a cargo del Instituto de Geofísica, de la Universidad Nacional Autónoma de México. El tema principal es la construcción y calibración de los subsistemas que integran el radiotelescopio.

El proyecto de tesis es bastante ambicioso, debido a que los objetivos de la tesis se apegaron completamente al programa y avances en las diferentes etapas del proyecto del radiotelescopio. Después de 6 años de trabajo arduo y continuo el radiotelescopio y el observatorio que lo alberga están trabajando. El instrumento está en proceso de calibración, y el observatorio con plena capacidad de sustentar el avance del radiotelescopio y capacidad para la instalación de nuevos proyectos científicos.

El trabajo de tesis cubre actividades en el ámbito teórico y experimental, incluyendo varias áreas del conocimiento en una dinámica interdisciplinaria: radioastronomía, electrónica, programación, diseño, entre otros, haciendo muy interesante el proyecto. Sin embargo, al ser tan amplio el proyecto del radiotelescopio se decidió enfocar el trabajo de tesis en los aspectos más relevantes de la construcción y calibración, tratando de integrar la información y sin perder rigor en el tema. La parte instrumental-experimental, es especial, el ensamble y las pruebas de calibración son muy complejas de presentar: debido a que existen muchos detalles de instrumentación que no pueden ser presentados para no extender excesivamente el documento. Los procedimientos técnicos se pueden consultar, en detalles, en las referencias proporcionadas. La asimilación de los procedimientos de instrumentación y calibración serán más evidentes para el lector tenga experiencia en instrumentación. Considerando los antecedentes, creo que se presentaron en forma clara y precisa los procedimientos técnicos.

A continuación se presentan los objetivos, más relevantes, logrados en el desarrollo de la tesis.

1. Se presenta una compilación de la teoría más relevante en cada tema, logrando establecer una base para integrar los conceptos teóricos y la parte instrumental.
2. Se presenta una reseña de la infraestructura asociada al proyecto, esta etapa

es vital para el desarrollo del proyecto, ya que sustenta y da las capacidades requeridas para un proyecto a largo plazo. El concepto de la infraestructura estuvo bajo la responsabilidad del autor de esta tesis, y el diseño fue responsabilidad de la Dirección General de Obras, UNAM. El pensar en un proyecto de radiotelescopía sin considerar una infraestructura excelente puede llevar a problemas severos, dificultando el avance del proyecto en términos de objetivos de tiempo y costos. La reseña del desarrollo de infraestructura para el MEXART puede servir de referencia concreta para otros proyectos científicos.

3. Parte esencial del trabajo son las simulaciones numéricas de los patrones de radiación de los arreglos dipolares. Las simulaciones permiten tener una referencia gráfica y cuantitativa que permite evaluar las características principales de los patrones de radiación observados. La comparación entre patrones, observados y numéricos, da una herramienta para detectar y corregir problemas en los subarreglos. Además de aportar un rango de tolerancia para varios parámetros de los subarreglos: la longitud de los dipolos, distancia entre centros de los dipolos, frecuencia de operación, entre otros. La comparación entre simulaciones y observaciones ha permitido concluir que los arreglos dipolares del MEXART tienen las características y respuestas de operación adecuadas para el proyecto de centelleo interplanetario.
4. Los trabajos de evaluación del ambiente radioeléctrico realizados por el autor, permitieron seleccionar el lugar para la instalación del MEXART en Coeneo, Michoacán. Los estudios aportaron una imagen clara y precisa del ambiente radioeléctrico detectado en 139.65 MHz, ancho de banda de 16 MHz. Información generada durante el desarrollo de la tesis ha permitido tomar decisiones para el diseño de un sistema de filtros requeridos para limpiar de interferencias las observaciones. Actualmente, se trabaja en la instalación de un par de sistemas de filtros de RF para mejorar la recepción de señal. Como suele suceder, el problema de las interferencias en los radiotelescopios es intrínseco al desarrollo tecnológico. Para reducir el efecto negativo de las interferencias en las observaciones se deberá de implementar un programa continuo de monitoreo.
5. Se han diseñado una serie de procedimientos técnicos a medida para evaluar y calibrar los diferentes subsistemas del MEXART: el arreglo dipola, el sistema de amplificación, la matriz de Butler, los receptores, etc. Estableciendo un protocolo detallado para el mantenimiento y actualización de todos los subsistemas involucrados. Los procedimientos establecidos son flexibles y susceptibles de mejorarse. Sin embargo, todo los procedimientos están sujetos a la instrumentación disponible.
6. Se establece un procedimiento para manufacturar cables coaxiales con longitud eléctrica precisa; parámetro que es de vital importancia en la construcción y calibración de la fase en los arreglos dipolares. El conocimiento y manejo de este tipo de procedimientos es muy importante en radiotelescopía y puede ser extensivo a otras áreas de la instrumentación.

7. Se diseñó y construyó la infraestructura mecánica de una matriz de Butler de 16 x 16 puertos tomando de referencia los componentes híbridos diseñados y fabricados en el NCRA, India. Actualmente la matriz está en proceso de calibración. Este diseño es la base para implementar la Matriz de Butler de 32x32 puertos que se empleará para la operación final del radiotelescopio.
8. Se estableció un procedimiento para observar el tránsito solar usando de receptor un analizador de espectros. Este procedimiento permite evaluar experimentalmente, en un aspecto general, el funcionamiento de los arreglos dipolares, permitiendo determinar varios parámetros básicos: el tiempo de tránsito, la dirección en la que apunta el lóbulo principal, ancho del lóbulo principal a potencia media, número de lóbulos laterales, etc. Este procedimiento aporta información limitada, pero concreta, que permite evaluar directamente la operación de los arreglos.
9. Se estableció un procedimiento para observar el tránsito solar usando la configuración básica de operación del MEXART: usando una *Línea* acoplada a un receptor superheterodino. Este procedimiento permite evaluar con mayor rigor la operación los subsistemas del MEXART. Por ejemplo, usando sólo tránsitos solares se ha demostrado que el arreglo dipolar de gran área está bien construido, permitiendo obtener patrones de radiación con lóbulos laterales que presentan una potencia menores al 5 %, respecto del lóbulo principal, lo cual es un valor bastante aceptable para los patrones reales.
10. Las observaciones de las fuentes de radio estelares más intensas: Sol, Casiopea A, Cygnus A y la nebulosa del Cangrejo, permiten obtener una evidencia cualitativa y cuantitativa de la calidad de todos los subsistemas del radiotelescopio. Con base en los datos derivados de los tránsitos se han logrado estimar varios parámetros básicos del instrumento (a potencia total y configuración broadside): características del patrón de radiación, sensibilidad, entre otros. Los Parámetros observados están dentro del rango esperados. Sin embargo, todos los subsistemas tienen la posibilidad de ser mejorados. Un par de ejemplos de sistemas que se pueden mejorar, desde mi punto de vista, son: reducir la temperatura de ruido del sistema de amplificación de bajo ruido de primer nivel para reducir la temperatura del sistema. El otro ejemplo, es rediseñar el receptor que actualmente se usa para mejorar su sistema de filtros en FI y optimizar sus parámetros para observar CIP. Cabe mencionar que actualmente se está trabajando en el diseño de un receptor multicanal.
11. Es importante mencionar que el largo proceso del proyecto, incluyendo la construcción de un radiotelescopio prototipo en las instalaciones del Observatorio Geomagnético del Instituto de Geofísica de la Universidad Nacional Autónoma de México y la consolidación del proyecto construyendo el radiotelescopio final en Coeneo, Michoacán, han dejado un gran cúmulo de experiencias en áreas diferentes del conocimiento: tecnológicas, académicas, entre otras, las cuales han enriquecido los alcances del proyecto. Estos logros son difícil de plasmar en un sólo trabajo, pero han sido asimilados por el personal asociado al MEXART,

permitiendo establecer una base sólida para el progreso del MEXART y el inicio de otros proyectos.

# SÍMBOLOS Y NOMENCLATURA

- $A_{física}$ , área física de un arreglo dipolar, ( $m^2$ ).
- $A_{efectiva}$ , área efectiva de un arreglo dipolar, ( $m^2$ ).
- $\varepsilon$ , *elongación* es el ángulo que forman las líneas Sol-Tierra y Tierra-Fuente.
- $\epsilon_1$ , eficiencia (térmica) de la antena, ( $0 \leq \epsilon_1 \leq 1$ ), sin dimensiones.
- $\epsilon_2$ , eficiencia de la línea de transmisión, ( $0 \leq \epsilon_2 \leq 1$ ), sin dimensiones.
- $R_{\odot}$ , radio solar = 696,000 km.
- $\lambda$ , longitud de onda asociada a la frecuencia central de operación, (m).
- $\lambda_{eléctrica}$ , longitud de onda eléctrica.
- $\eta$ , eficiencia de un arreglo dipolar.
- $\Delta S_{min}$ , densidad de flujo mínima detectable, (Jy),  $1 \text{ Jy} = 1 \times 10^{-26} \text{ W m}^{-2} \text{ s}^{-1}$ .
- $K$ , constante del receptor ( $\sim 1$ ).
- $k$ , constante de Boltzman =  $1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ .
- $\eta A$ , área de efectiva de la antena.
- $B$ , ancho de banda de radiofrecuencia.
- $d$ , distancia entre dipolos.
- $\Delta\phi$ , diferencia de fase.
- $\Delta\nu_{HF}$ , ancho de banda de alta frecuencia.
- $\Delta\nu_1$ , ancho de banda de posdetección.
- $\Delta\nu_2$ , ancho de banda del centelleometro.
- $\Omega$ , impedancia eléctrica, (ohms).
- $\Omega_A$ , ángulo sólido asociado al patrón de una antena.
- $G_P$ , ganancia de potencia.
- $G_D$ , ganancia directiva.
- $I_{RM}$ , intensidad de radiación máxima.
- $I_{RP}$ , intensidad de radiación promedio.
- $\beta$ , diferencia de fase de excitación entre los elementos.
- $I_0$ , corriente constante de excitación de un dipolo.
- $l$ , longitud del dipolo.
- $E_T$ , campo eléctrico total.
- $Z = \sqrt{\mu/\epsilon}$ , impedancia característica del medio donde se propaga la onda.
- $\mu_0$ , permeabilidad magnética del espacio libre, ( $1.26 \times 10^{-6} \text{ H/m}$ ).
- $\mu\text{V}$ , microvoltios.
- $\epsilon_0$ , permitividad eléctrica del espacio libre, ( $8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ).
- $\hat{a}_\theta$ , vector unitario para la coordenada  $\theta$ .
- $\tau$ , constante de tiempo de posdetección, (s).

dB, decibel.

DUT, Dispositivo Bajo Prueba.

*EMC*, Eyección de Masa Coronal.

*FA*, factor del arreglo.

$\nu$ , frecuencia de una señal de radio.

K, grados Kelvin.

*NF*, Figura de ruido, (dB).

*g*, índice de centelleo.

*G*, índice de centelleo global asociado a un mapa de centelleo.

HPWB, ancho del lóbulo a potencia media, ( $^{\circ}$ ).

*P*, amplitud de la fuente de radio, (V).

$P_{ON-source}$ , amplitud promedio de la fuente de radio, (V).

$P_{OFF-source}$ , amplitud promedio asociada a cielo frío o ruido de fondo promedio cercano a la fuente de radio, (V).

RF, Radiofrecuencia.

*RMS* o Sigma, es la desviación estándar.

*S/N*, relación señal a ruido.

SFU, 1 unidad de flujo solar =  $10^4$  Jy.

*T*, temperatura de ruido, (K).

$T_A$ , temperatura de ruido de la antena.

$T_s$ , temperatura de la fuente de radio.

*B*, ancho de banda de posdetección del receptor, (Hz).

$T_{AF}$ , temperatura física de la antena, (K).

$T_{LF}$ , temperatura física de la línea de transmisión, (K).

$T_R$ , temperatura de ruido del receptor, (K).

$T_{rms}$ , temperatura de ruido rms =  $\Delta T_{min}$ , (K).

$V_p$ , factor de la velocidad de fase de la onda en el medio donde se propaga.

$T_{sis}$ , es la temperatura del sistema, (K).

$T_{Cal}$ , tiempo de tránsito calculado.

$T_{Obs}$ , tiempo de tránsito observado.

VHF, Very High Frequency (30 a 300 MHz).

# BIBLIOGRAFÍA

1. Andrade E. *Diseño y Construcción del Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario en Teoloyucan Estado de México*, Tesis de Licenciatura en Ingeniería Mecánico Electricista, Facultad de Estudios Superiores Cuautitlan, Universidad Nacional Autónoma de México, **2000**.
2. Antoine J. P., *Wavelets in Physics*, Van den Berg, J. C. (Ed.), Cambridge University Press, 23-75, Ch. 2, **1999**.
3. Armstrong J. W., y Coles W. A., *Analysis of Three-Station Interplanetary Scintillation*, J. Geophys. Res., **77**, 4602-4609, **1972**.
4. Armstrong J. W., y Coles W. A., Kojima M., y Rickett B. J., *Observations of Field-Aligned Density Fluctuations in the Inner Solar Wind*, Astrophys. J., **358**, 685-692, **1990**.
5. Arons J., *Global Morphology of Ionospheric Scintillation*, Proc. IEEE, **70**, 360-378, **1982**.
6. Asai K., Ishida Y., Kojima M., Maruyama K., Misawa H. and Yoshimi N., *Multi-station system for solar wind observations using the interplanetary scintillation method*, J. Geomag. Geoelectr., **47**, 1107-1112, **1995**.
7. Balanis C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley and Sons, New York, NY, **1982**.
8. Barrios E. y Cortez A., *Diseño y Construcción de Pararrayos y la Red Tierra del Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario de Coeneo Michoacán*, Tesis de licenciatura en Ingeniería Eléctrico-Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, **2005**.
9. Bennett A.S., *The Revised 3C Catalog of Radio Sources*, Mem. Roy. astron. Soc., **68**, 163-172, **1962**.
10. Bravo S., Mendoza B., and Pérez-Enríquez R., *Coronal Holes as Sources of Large-Scale Solar Wind Disturbances and Geomagnetic Perturbations*, J. Geophys. Res., **96**, 5387, **1991**.
11. Breen A. R., Coles W. A., Grall R. Lovhaug U. P., Markkanen J., Misawa H., and Williams P. J. S., *EISCAT measurements of interplanetary scintillation*, Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, **58**, No. 1, 507-519, **1996**.

12. Brueckner G. E., Howard R. A., Koomen M. J., y 12 co-autores, *The Large Angle Spectroscopic Coronagraph (LASCO)*, Solar Phys., **162**, 357, **1995**.
13. Burgois G., Coles W. A., Daigne G., Silen T., Turunen T., and Williams P. J., *Measurements of the Solar Wind Velocity With EISCAT*, Astron. Astrophys., **144**, 452-462, **1985**.
14. Burke B. F. and Graham-Smith F., *An Introduction to Radio Astronomy*, Second edition, Cambridge University Press, **2002**.
15. Butler J., and R. Lowe, *Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas*, Electron. Design, **9**, April, **1961**.
16. Carrillo A., *Detección de Perturbaciones del Viento Solar por Medio del Centelleo Interplanetario de Fuentes de Radio Estelares*, Tesis de licenciatura en Física, facultad de Ciencias, Universidad Nacional Autónoma de México, **1993**.
17. Carrillo A., *Estudio del viento solar por medio del centelleo interplanetario y el arreglo de gran superficie en México*, Tesis de Maestría, Posgrado en Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, **1998**.
18. Carrillo A., M. Guerrero y E. Andrade, *El Radiotelescopio Prototipo Para Detectar el Centelleo Interplanetario de Fuentes Estelares de Radio en México*. Reporte Interno, **29**, Instituto de Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, **1996**.
19. Carrillo A., M. Guerrero y E. Andrade, *Análisis del Ruido Electromagnético Ambiental en la Frecuencia de 139.65 MHz Detectado Durante los Monitoreos Realizados en Tulancingo, Charcas, Coeneo y Teoloyucán*, Reportes Internos, **4**, Instituto de Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, **1997**.
20. Carrillo A., *Estudio del Viento Solar por Medio del Centelleo Interplanetario y el Arreglo de Gran Superficie en México*, tesis maestría, Posgrado en Ciencias de la Tierra, Universidad Nacional Autónoma de México, febrero, **1998**.
21. Carrillo A., *Infraestructura Para el Observatorio de Centelleo Interplanetario*, Reportes Internos del Instituto de Geofísica, **5**, Universidad Nacional Autónoma de México, Octubre, **2005**.
22. Castillo, F., *Diseño y construcción de una matriz de Butler de 16 puertos para el radiotelescopio de centelleo interplanetario en Coeneo, Michoacán*, Tesis de licenciatura, Facultad de Ingeniería, Uiversidad Nacional Autónoma de México, **2006**.
23. Coles W. A., Rickett B. J., and Rumsey V. H., Solar Wind Three, 351-367, Ed. Russell, C. T., **1974**.
24. Coles W. A., ad Rickett B. J., *Solar Wind Speed from IPS measurements at U.C., San Diego, Solar Geophysical Data: Explanation of Data Reports*, Rep. 366, suppl., Feb., **1975**.

25. Coles W. A., and Rickett B. J., *IPS Observations of the Solar Wind Speed Out of Ecliptic*, J. Geophys. Res., **81**, 4797, **1976**.
26. Coles W. A., and Harmon J. K., *Comparison of 74 MHz Interplanetary Scintillation and IMP7 Observations of the Solar Wind During 1973*, Journal of Geophysical Research, **83**, A7, 3337-3341, **1978**.
27. Condon, J. J., *Confusion and Flux-Density Error Distribution*, Astrophysical Journal, **188**, 279-286, **1974**.
28. Cronyn W. M., *Density Fluctuations in the Interplanetary Plasma; Agreement Between Space Probe and Radio Scattering Observations*, Astrophys. J., **171**, L101-L105, **1972**.
29. Chan T. S. N., *Butler Matrix Feed Configuration for Phased Array*, Undergraduate Thesis, University of Queensland, Department of Electrical and Computer Engineering, **1994**.
30. De Mendizabal C. M. U., *Una Base de Datos de Calibradores Para MEXART: Busca Fuentes*, Tesis de Licenciatura, Facultad de Ciencias, Universidad Nacional Autónoma de México, **2003**.
31. Delaney, W. P., *An RF Multiple Beam-Forming Technique*, IRE Trans., **MIL-6**, 179-186, April, **1966**.
32. Dennison P. A., and Hewish A., *The Solar Wind Outside the Plane of the Ecliptic*, Nature, Lond., **213**, 343-346, **1967**.
33. Duffett-Smith P. J., *The Regular Sizes of Radio Sources at Low Frequency*, PhD Thesis, Cambridge University, Cambridge U.K., **1976**.
34. Erskine F. T., Cronyn W. N., Roelof E. C., and Gotwols B. L., *Interplanetary Scintillation at Large Elongation Angles: Response to Solar Wind Density Structure*, J. Geophys. Res., **83**, 4153, **1978**.
35. Gapper G. R., Hewish a., Purvis A., and Duffett-Smith P. J., *Observing Interplanetary Disturbances From the Ground*, Nature, **296**, 633, **1982**.
36. García M., *Disenño y Construcción de una Antena Para un Observatorio que Aplica la Técnica del CIP*, Tesis de licenciatura en Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Morelia, **2004**.
37. González-Esparza A, y A. Carrillo, *El Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario de Coeneo, Michoacán*, Serie: Proyectos de desarrollo de infraestructura, Instituto de Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, abril, **2001**.
38. González-Esparza A., A. Carrillo, E. Andrade, R. Pérez-Enríquez, and S. Kurtz, *The MEXART Interplanetary Scintillation array in Mexico*, Geofísica Internacional, **43**, Num. 1, 61-73, **2004**.

39. González-Esparza A., A. Carrillo, E. Andrade, C. Rodríguez, R. Pérez-Enríquez, S. Kurtz and X. Blanco-Cano, *Calibration Testing of the MEXART Antenna Measuring Solar Transits*, Advances in Space Research, **2006**.
40. Hagen J. B., *Radio-Frequency Electronics: Circuits and Applications*, Cambridge University Press, **1996**.
41. Haken H., *Cooperative Phenomena In Systems Far From Thermal Equilibrium And In Nonphysical Systems*, Rev. Mod. Phys., **47**, 67, **1975**.
42. Hansen R. C., *Phased Array Antennas*, John Wiley and Sons, New York, **1997**.
43. Harnden F. R. and Seward F.D., *Einstein Observations of the Crab Nebula Pulsar*, Astrophysical Journal, **283**, p. 279-285, **1984**.
44. Harmon J.K., *Scintillation Studies of Density Microstructures in the Solar Wind Plasma*, Ph. D., Tesis, University of California, San Diego, **1975**.
45. Hewish A., *Pulsar scintillation as a physical tool*, Phil. trans. R. Soc. Lond., **341**, 167-176, **1992**.
46. Hewish A., Scott P F., and Willis D., *Interplanetary Scintillation of Small Diameter Radio Sources*, Nature, **203**, 1214-1217, **1964**.
47. Hewish A., *Observations of the Solar Plasma Using Radio Scattering and Scintillation Methods*, Solar Wind, NASA Spec. Publ., SP-308, 477, **1972**.
48. Hewish A., Tappin S. J., and Gapper G. R., *Origin of Strong Interplanetary Shocks*, Nature, **314**, 137, **1985**.
49. Hewish A. and Bravo S., *The Sources of Large-Scale Heliospheric Disturbances*, Solar Physics, **106**, 185-200, **1986**.
50. Houminer Z., *Corotating Plasma Streams Revealed by Interplanetary Scintillation*, Nature Phys. Sci., **231**, 165-167, **1971**.
51. Houminer Z. and Hewish A., *Long-Lived Sectors of Enhanced Density Irregularities in the Solar Wind*, Planet. Space Sci., **20**, 1703, **1972**.
52. Houminer Z. and Hewish A., *Correlation of Interplanetary Scintillation and Spacecraft Plasma Density Measurements*, Planet. Space Sci., **22**, 1041, **1974**.
53. Houminer Z. and Hewish A., *The Solar Origin of the August 1972 Events*, Planet. Space Sci., **36**, 301-306, **1988**.
54. Houminer Z. and Gallagher F., *A Search for Coronal Streamers Near 1AU Using Interplanetary Scintillation*, Solar Physics, **145**, 359-375, **1993**.
55. HP-8508A, Vector Voltmeter Manual, Part No. 08508-90043, Hewlett-Packard, **1998**.

56. HP-8508A/B, Vector Voltmeter: Product Note 8508-4, Design and In-Circuit Testing Applications Using the HP-8508A Vector Voltmeter, Oct., **1990**.
57. HP-8596E, Manual de Operación del Analizador de Espectros, Part No. 5962-5026, Hewlett-Packard Company, **1994**.
58. HP-778D, Manual del Acoplador Direccional Dual, Agilent Technology Company, **2000**.
59. HP-8120-4781, Manual de Cables de conexión calibrados, Hewlett-Packard Company, **1992**.
60. Hundhausen A. J., Asimolar Solar Wind Conference, **1971**.
61. Jackson B. V., Hick P. P., Kojima M., and Yokobe A., *Heliospheric tomography using interplanetary scintillation observations 1. combined Nagoya and Cambridge data*, J. Geophys. Res., vol. 103, p. 12049, **1998**.
62. James J. R. and Hall P. S., *Handbook of Microstrip Antennas*, Peregrinus on Behalf of Institution of Electrical Engineers, London, **1989**.
63. Jeyakumar, S., Carrillo, A., González, E. A., y Andrade, E., *MEXART: I. Sensitivity of the array and observable Inter Planetary Scintillation sources*, Reportes Internos del Instituto de Geofísica, Universidad Nacional Autónoma de México, febrero, **2007**.
64. Kakinuma T. and Watanabe T., *Interplanetary Scintillation of radio Sources During August 1972*, Space. Sci. Rev., **19**, 611-627, **1976**.
65. Ko H., and Kraus J. D., *A Radio Map of the Sky at 1.2 m*, Sky and Telesc., **16**, **1957**.
66. Kojima M., Washimi H., Misawa H., and Hakamada K., *Solar Wind Observed Within 0.3 AU With Interplanetary Scintillation*, Solar Wind Seven, eds. E. Marsch and R. Schwenn, 201-204, Pergamon Press, Oxford, **1992**.
67. Kokima M. and Kakimua T., *Solar Cycle Dependence of Global Distribution of Solar Wind Speed*, Space Sci. Rev., **53**, 173-222, **1990**.
68. Koomen M. J., Detweiler C. R., Brueckner G. E., Cooper H. W. and Tousey R., *White light coronagraph in OSO-7*, Applied Optics, **14(3)**, 743, **1975**.
69. Kraus, J. D., Radio Astronomy, 2nd ed., Cygnus Quasar Book, Powell, **1986**.
70. Kraus D. John and Marhefka Ronald J., *Antennas*, Tata McGraw-Hill, 3 ed., **2003**.
71. León J. F., *Diseño y construcción del arreglo dipolar de gran área del radiotelescopio de centelleo interplanetario en Coeneo, Michoacán*, Tesis de licenciatura en Ingeniería en Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, **2004**.

72. MacQueen J. A., Eddy J. A., Gosling J. T., Hildner E., Munro R. H., Newkirk G. A., Poland A. I., and Ross C. L., *The outer solar corona as observed from Skylab: preliminary results*, *Astrophys. J.*, **187**, L85, **1974**.
73. Manoharan P. K. and Ananthakrishnan S., *Determination of Solar-Wind Velocities Using Single-Station Measurements of Interplanetary Scintillation*, *Monthly Notices Roy. Astron. Soc.*, **244**, 691-695, **1990**.
74. Manoharan P. K., *Study of Solar Wind Using Single-Station Interplanetary Scintillation*, Ph. D. Thesis University of Bombay, India, **1991**.
75. Manoharan P. K., Ananthakrishnan S., Dryer M., Detman T. R., Leinbach, H., Kojima, Watanabe, T., and Kahn, J., *Sol. Phys.*, 156, 377, **1995**.
76. Moody H. J., *The Systematic Design of Butler Matrix*, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **AP-12**, **6**, 786-788, Nov., **1964**.
77. Nash T. R., *Beam Efficiency Limitations of Large Antennas*, *IEEE*, December, **1964**.
78. Pérez-Enríquez R., Carrillo A., and Rodríguez C. *Fractal Character of G Index of IPS Data for the Period 1991-1994, Obtained From Multiscale Wavelet Analysis*, *Advances in Space Research*, **38**, 1819-1823, **2006**.
79. Pérez-Enríquez R., Carrillo A., Kotzarenko A. and Cruz-Abeyro J. A. L., *The G Index of Interplanetary Scintillation Data and its Relation to Forbush Decreases During 1991-1994*, *Solar Physics*, **236**, 389-397, **2006**.
80. Pérez-Enríquez R., Carrillo A., Cruz-Abeyro J. A. L., Kotzarenko A., A. González-Esparza, X. Blanco-Cano, S. Kurtz and E. Andrade, *El Centelleo Interplanetario y el Viento Solar*, *Ciencia*, enero-marzo, pp. 23-31, **2006**.
81. Pozar M. D., *PCAAD 5.0: Personal Computer Aided Antenna Design*, Antenna Design Associates, Inc, Leverett, MA, **2002**.
82. Pryse S. E., Kerseley L. and Russell D., *Scintillation Near the F Layer Trough Over Northern Europe*, *Radio Science*, **26**, 1105-1114, **1991**.
83. Purvis A., Tappin S. J., Hewish A., and Duffett-Smith P. J., *The Cambridge IPS Survey at 81.5 MHz.*, *Mon. Not. R. astron. Society*, 229, 589-619, **1987**.
84. Rao P. A., Bhandari S. M., and Ananthakrishnan S., *Observations of Interplanetary Scintillation at 327 MHz*, *Aust. J. Phys.*, **27**, 105-120, **1974**.
85. Readhead A. C. S., *Interplanetary Scintillation of Radio Sources at Meter Wavelengths. II. Theory*, *Mon. R. astro. Soc.*, **155**, 185, **1971**.
86. Readhead A. C. S., Kemp M. C., and Hewish A., *The Spectrum of Small-Scale Density Fluctuations in the Solar Wind*, *Mon. Not. R. astr. Soc.*, **185**, 207-225, **1978**.

87. RF/IF Designer's Guide, Mini-Circuits, Division of Scientific Components, Brooklyn NY, **2000**.
88. Rickett B. J., *Power Spectrum of Density Irregularities in the Solar Wind Plasma*, J. Geophys. Res., **78**, 1543, **1973**.
89. Rohde & Schwarz, SMY01 Generator Manual, Test and Measurements Division, Republic of Germany, **2000**.
90. Rufenach C. L. and Pope H., *Interpretation of Single-Station Scintillation Measurements to Stimulate F-Region Drift Velocities*, Planet. Space Sci., **23**, 560-562, **1974**.
91. Scheuer P. A. G., *Amplitude Variations in Pulsed Radio Sources*, Nature, **218**, p. 920-922, **1968**.
92. Shelton J. P., and S. S. Kelleher, *Multiple Beams From Linear Arrays*, IRE Trans. Antennas Propag., **AP-9**, No. 1, pp. 154-161, Mar., **1961**.
93. Shelton, J. P., *Multibeam Planar Arrays*, Proc. IEEE, **56**, 1818-1821, Nov., **1968a**.
94. Shelton J. P., *Fast Fourier Transforms and Butler Matrices*, Proc. IEEE, **56**, no. 3, 350, Mar. **1968b**.
95. Shelton J. P., and Hasiao J. K., *Reflective Butler Matrices*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **AP27**, No. 5, **1979**.
96. Sime D. G. and Rickett B. J., *The Latitude and Longitude Structure of the Solar Wind Speed From IPS Observations*, J. Geophys. Res., **83**, 5757, **1978**.
97. Sitnov M. I., Sharma A. S., Papadopoulos K., Vassiliadis D., Valdivia J. A., Klimas A. J., and Baker D. N., J. Geophys. Res., **105**, 12974-12995, **2000**.
98. Skolnik M. I., *Introduction to Radar Systems*, Mc-Graw-Hill, Inc., **1980**.
99. Stark, L., *Microwave Theory of Phased Array Antennas*, A Review, Proc. IEEE, **62**, 1661-1701, Dec., **1974**.
100. Tappin S. J., *Interplanetary Scintillation and Plasma Density*, Planet. Space Sci., **34**, 93, **1986**.
101. Tappin S. J., *Numerical Modelling of Scintillation Variations From Interplanetary Disturbances*, Planet. Space Sci., **35**, 3, 271, **1987**.
102. Thejappa G. and M. R. Kundu, *Unusually Low Corona Radio Emission at the Solar Minimum*, Solar Phys. **140**, 19-39, **1992**.
103. Tokumaru M., Kojima M., Fujiki K., Yamashita M., and Yokobe A., *Interplanetary Consequences Caused by the Extremely Intense Solar Activity During October-November 2003*, J. Geophys. Res., **110**, **2005**.

104. Tomasi Wayne, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, Prentice Hall, 2a. edición, **1996**.
105. Vitkevich V. V., and Vlasov V. I., *Radioastronomical Investigation of the Drift of the Inhomogeneous Interplanetary Plasma*, Sov. Astron., AJ. Engl. Trasl., **13**, 669, **1970**.
106. Watanabe T., and Kakinuma T., *The Recurrent Solar Wind Stream Observed by Interplanetary Scintillation of 3C48*, Publ. Astron. Soc. Japan, **24**, 459-467, **1972**.
107. Webb D. F., Johnston J. C., and Radick R. R., *The Solar Mass Ejection Image (SMEI): A New Tool for Space Weather*, EOS, Transactions AGU, **84(4)**, 1, **2002**.
108. White, W. D.: *Patterns Limitations in Multiple-Beam Antennas*, IRE Trans., **AP-10**, 430-436, Jul., **1962**.
109. Woan G., *Observations of Long-Lived Solar Wind Streams During 1990-1993*, Ann. Geophys., **1994**.
110. XPHÉM, National Optical Astronomy Observatories (NOAO), Tucson, Arizona, **2005**.