



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA MATRIZ DE BUTLER DE 16
PUERTOS PARA EL RADIOTELESCOPIO DE CENTELLEO
INTERPLANETARIO EN COENEO, MICHOACÁN.**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

FERNANDO CASTILLO HERNÁNDEZ



**DIRECTOR DE TESIS:
M. EN C. ARMANDO CARRILLO VARGAS**

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F., 2006



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

A mis padres, *Maguín y Silvia*,
y a mi hermano *Al*,
porque son la luz que ilumina
siempre mi camino.

A la memoria de mis abuelitos,
mis tíos y mis primitas,
por su enseñanza, su cariño y alegría.

A mis abuelitas *Tata y Juanita*,
por su amor y apoyo en todo momento.

A cada uno de mis tíos, primos,
y demás miembros de mi fantástica familia,
por su cariño y su apoyo constante.

A Dios y a L.S.M.G,
por escucharme y darme siempre
la respuesta correcta.

- Mi más sincero agradecimiento al M. en C. Armando Carrillo Vargas, por permitirme ser parte de un proyecto tan sorprendente, por todo su apoyo durante mi estancia en el MEXART, y por su confianza para seguir explorando el mundo enigmático de la ciencia.
- Al Dr. Américo González, al Ing. Ernesto Andrade, al M. en C. Gilberto Casillas, al Dr. Solai Jeyakumar y al Dr. Ernesto Aguilar, por su apoyo incondicional para la realización de este proyecto y por las facilidades brindadas para el uso de las instalaciones y equipo del MEXART.
- Un agradecimiento muy especial a los miembros del jurado y apreciables profesores:
 - Dr. Miguel Moctezuma Flores.
 - Ing. Mario Alfredo Ibarra Pereyra.
 - Dr. Victor García Garduño.
 - Ing. Gabriel Jaramillo Morales .
 - M. en C. Armando Carrillo Vargas.

quienes formaron parte importante en mi formación académica y humana, además de contribuir con sus comentarios y sugerencias para la realización de esta tesis. A todos ellos, mi sincero agradecimiento.

- A todo el personal, compañeros y amigos del MEXART que han compartido su vida y experiencias conmigo, y que me han brindado su apoyo y ayuda para la realización de esta tesis: Davids, Mario, Inge Franco, Dianita, Agus, Jacobo, Toño, Angel, Pablo, Vero, Michel, Luis, los de Cabrio, y los que se me han olvidado, GRACIAS!
- A todos mis amigos GOSBRIAS: Pepe, Santos, Lobo, Marce, Juanito, Aaron, Raunel, Lucio, Oscar, Manolo, Afú, Al, Ricky, etc., por los momentos que hemos vivido, por su amistad, confianza, apoyo y demás virtudes que los hacen ser excelentes personas, GRACIAS!
- A todos mis amigos del bloque 5 de la facultad, telecos, salseros y demás, por hacer también mi vida genial en los momentos y circunstancias que nos tocó compartir, GRACIAS!
- A los profesores que dan vida a la Facultad de Ingeniería de la UNAM por la formación de profesionales excelentes, capaces de resolver todo tipo de problemas y que contribuyen con el desarrollo de este maravilloso país.
- A la Universidad Nacional Autónoma de México, porque es el principal semillero de personas con un espíritu presente en cualquier momento que se requiera." *Como no te voy a querer...*".

Índice general

Introducción	1
1. Arreglos Dipolares	5
1.1. Fundamentos Electromagnéticos	5
1.1.1. Ecuaciones de Maxwell	5
1.1.2. Propagación de Ondas en el Espacio Libre	8
1.1.3. Velocidad de Fase	12
1.1.4. Longitud de Onda	13
1.1.5. Potenciales Vectorial y Escalar	13
1.2. Antenas y Mecanismos de Radiación	16
1.2.1. Línea de Transmisión	17
1.2.2. Propagación en la Antena	23
1.3. Parámetros de las Antenas	25
1.3.1. Dipolo Infinitesimal	26
1.3.2. Patrón de Radiación	31
1.3.3. Densidad de Radiación	32
1.3.4. Directividad y Ganancia	33
1.3.5. Impedancia de Entrada	36
1.3.6. Resistencia de Radiación	36
1.3.7. Apertura Efectiva	37
1.4. Teoría de Antenas Dipolo	39
1.4.1. Dipolo de Longitud Finita	40
1.4.2. Dipolo de Media Onda	44
1.4.3. Dipolos Alimentados por Líneas Bifilares Desnudas	48
1.5. Arreglos de Antenas	49
1.5.1. Arreglo de Antenas Isotrópicas	49
1.5.2. Arreglos Lineales de Antenas	53
1.5.3. Arreglo Broadside	57
1.5.4. Arreglos Planos de Antenas Dipolares en Fase	58
1.5.5. Arreglos de Antenas para Radioastronomía	62
2. Radiotelescopios para Centelleo Interplanetario	65
2.1. El Centelleo Interplanetario CIP	65
2.1.1. El Viento Solar y el Medio Interplanetario	66
2.1.2. Fuentes Naturales de Radio	67

2.1.3.	Técnica de CIP	70
2.1.4.	Geometría de las Observaciones de CIP	71
2.1.5.	Índice de Centelleo	72
2.1.6.	Variantes del Fenómeno de CIP	74
2.1.7.	Otras Aplicaciones del Centelleo	75
2.2.	Radiotelescopios	77
2.2.1.	Radiotelescopios en la Astronomía	78
2.2.2.	Funciones de un Radiotelescopio	79
2.2.3.	Tipos de Radiotelescopios	79
2.3.	Características de un Radiotelescopio de CIP	81
2.3.1.	Arreglos Interferométricos para CIP	84
2.4.	Radiotelescopios que Emplean la Técnica del CIP	84
2.4.1.	Arreglo Dipolar de Gran Área de Cambridge, Inglaterra	84
2.4.2.	Arreglo de Antenas Dipolares de Thaltej, India	86
2.4.3.	Radiotelescopio de Ootacamund (Ooty), India	88
2.4.4.	Arreglo de Gran Área de San Diego, California	90
2.4.5.	Radiotelescopio de Toyokawa, Japón	90
2.4.6.	European Incoherent Scatter Radar (EISCAT)	91
2.5.	Radiotelescopio de CIP en México	92
2.5.1.	Arreglo Dipolar Prototipo	93
2.5.2.	Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán	95
3.	Sistemas de Direccionamiento del Radiotelescopio	109
3.1.	Características de Direccionamiento para el Arreglo Planar	109
3.1.1.	Formación de Lóbulos Mediante un Arreglo Plano con Elementos en Fase	110
3.2.	Acopladores Direccionales	112
3.2.1.	Acopladores Híbridos	117
3.2.2.	Transformadores Híbridos	119
3.2.3.	Híbridos de Cuadratura	120
3.3.	Permutadores de Fase	121
3.3.1.	Permutadores Controlados Digitalmente	123
3.3.2.	Diodos Permutadores de Fase	124
3.4.	Métodos de Direccionamiento para el Radiotelescopio	127
3.4.1.	Matriz de Butler	128
3.4.2.	Matriz de Shelton	131
3.4.3.	Red y Características del Patrón de Radiación de una Matriz de Butler Alimentada con un Arreglo	132
4.	Diseño de la Matriz de Butler de 16 Puertos	137
4.1.	Matriz de Butler de 2 Puertos	138
4.2.	Matriz de Butler de 4 Puertos	140
4.2.1.	Diseño de la Matriz de Butler de 4 Puertos	140
4.3.	Matriz de Butler de 8 Puertos	142
4.3.1.	Diseño de la Matriz de Butler de 8 Puertos	142

4.4.	Matriz de Butler de 16 Puertos	145
4.4.1.	Diseño de la Matriz de Butler de 16 Puertos	145
4.4.2.	Configuración General de una Matriz de Butler de 16 puertos	148
4.5.	Fase Progresiva de una Matriz de Butler de N Puertos	150
4.5.1.	Matriz de 2 puertos	150
4.5.2.	Matriz de 4 puertos	151
4.5.3.	Matriz de 8 puertos	151
4.5.4.	Matriz de 16 puertos	152
4.6.	Formación y Direccionamiento de Lóbulos	153
5.	Construcción de la Matriz de Butler de 16 Puertos	161
5.1.	Construcción de la Matriz de Butler de 16 Puertos	161
5.1.1.	Acopladores Direccionales y Permutadores de Fase	161
5.1.2.	Cables de Interconexión	163
5.1.3.	Interconexión de la Matriz de Butler	164
5.2.	Implementación de la Matriz de 16 Puertos	165
5.3.	Pruebas con la Matriz de Butler de 16 Puertos	167
5.3.1.	Sol	168
5.3.2.	Nebulosa del Cangrejo	174
5.3.3.	Cygnus A y Cynus X	178
5.3.4.	Casiopea	182
5.3.5.	Virgo	186
6.	Conclusiones	191
	Bibliografía	193

Introducción

En la búsqueda de herramientas necesarias para hacer extensivos nuestros sentidos, se han desarrollado sistemas que nos permiten interactuar con la naturaleza y hacer uso de ella para comprender y resolver los problemas que afectan nuestro acontecer. Desde el punto de vista tecnológico, uno de esos sistemas (el de comunicación) nos ha permitido llegar a magnitudes tales que nuestro estudio y conocimiento ha rebasado la comunicación terrestre. Ahora se hace cada vez más extensivo, más allá de nuestras fronteras, llegando incluso al Universo mismo. Un valioso instrumento de comunicación, una antena, es la herramienta fundamental que por si solo representa un mecanismo de estudio de nuestro entorno y que en conjunto abre aún más la posibilidad de descubrir lo que por mucho tiempo ha estado fuera de nuestro alcance.

Los radiotelescopios son instrumentos que están conformados por arreglos de antenas, los cuales auxilian a la radioastronomía para detectar y medir señales de radio provenientes de fuentes lejanas en el Universo, así como la actividad que presentan el Sol. Debido a la formación de un sólo lóbulo que apunta perpendicularmente al plano del arreglo de antenas de un radiotelescopio, resulta inadecuado considerarlo para realizar estudios del Sol y de fuentes de radio estelares. Es decir, si se considera que el radiotelescopio esta diseñado para realizar un barrido electrónico (por medio de dispositivos electrónicos que controlan las señales provenientes del arreglo), el lóbulo que genera el arreglo no permite realizar una observación adecuada del tránsito del Sol y las fuentes de radio debido a que siempre esta apuntando al cenit y no presenta una declinación que permita realizar una observación simultánea de dichas fuentes. Se requiere entonces de un dispositivo que forme la mayor cantidad posible de lóbulos para realizar una estudio dichas fuentes de radio y con ello prevenir posibles contingencias que afectan no solo a los sistemas de comunicaciones existente, si no que puedan llegar a tener un impacto significativo para el desarrollo y evolución de la vida en la Tierra.

Debido al problema descrito anteriormente, esta tesis tiene como objetivo presentar una propuesta de diseño y construcción de una matriz de Butler de 16 puertos como un sistema que incluye dispositivos electrónicos para la formación de 16 lóbulos independientes, mediante el cambio de fase y direccionamiento de señales provenientes de un arreglo de antenas tipo dipolo, para estudio y observación de tránsito del Sol y de algunas fuentes de radio estelares. Se pretende entonces proporcionar la base teórica fundamental para el diseño y construcción de una matriz de Butler de 16 Puertos y adecuarla con las características de los radiotelescopios que emplean la técnica de centelleo interplanetario.

En este sentido, se hará un estudio de los radiotelescopios que conforman la red mundial de observatorios solares, los cuales estudian las perturbaciones del viento solar en el medio interplanetario con el fin de establecer un sistema de alerta de tormentas geomagnéticas intensas, considerando que en México se cuenta con el Observatorio de Centelleo Interplanetario (en Coeneo, Michoacán) del Departamento de Física Espacial del Instituto de Geofísica de la UNAM y que forma parte de esa red mundial de radiotelescopios. Se realiza un estudio de las características y de todos los dispositivos que conforman este arreglo de antenas dipolares, llamado de igual forma MEXART (por sus siglas en inglés, Mexican Array Radio-Telescope) para su identificación internacional, así como la técnica que emplea para realizar los estudios de la actividad solar y observación de fuentes de radiofrecuencia. Se pretende entonces que esta matriz de Butler de 16 puertos sea la base fundamental para el diseño, construcción de una de las matrices que empleará el radiotelescopio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán.

La metodología empleada para el diseño y construcción de la matriz de Butler de 16 puertos se basa principalmente en el análisis de los métodos de Shelton, Butler y Mesh, y con ello se pretende establecer una técnica en el diseño de la matriz de Butler como dispositivo cambiador de fase y que permitirá direccionar las señales provenientes del arreglo de antenas del radiotelescopio. De esta manera, se partirá del análisis y establecimiento teórico de las antenas, y su configuración en arreglos, para comprender las características de un radiotelescopio para el estudio de fuentes de radio. Se estudiará además la técnica de centelleo interplanetario empleada por el MEXART y los sistemas de direccionamiento que lo conforman para establecer el diseño adecuado de la matriz. La primera etapa del diseño consistirá en desarrollar una matriz de Butler de 4 puertos, la que posteriormente se escalará hasta obtener una de 16 puertos, estableciendo paralelamente una simulación de los patrones de radiación esperados para tener referencia de la declinación esperada y con ello se hará una comparación en los resultados de observación del tránsito de Sol y fuentes de radio obtenidos en la implementación de la matriz (con lo cual, a su vez, se establecerá la calibración de la matriz y se podrá determinar la sensibilidad del instrumento).

La estructura de esta tesis se expone en los siguientes capítulos, los cuales se refieren brevemente a continuación.

En el primer capítulo se establece la fundamentación teórica de los arreglos antenas tipo dipolo, considerando los fundamentos electromagnéticos, los mecanismos de radiación, los parámetros y las características de este tipo de arreglos en específico.

En el capítulo 2 se describen las características de los radiotelescopios que emplean la técnica del centelleo interplanetario (CIP), realizando análisis general de aquellos que conforman la red mundial de monitoreo de actividad solar, y se establece además la descripción de la conformación y funcionamiento del Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán.

El estudio de la observación del tránsito del Sol y de las fuentes de radio se puede realizar mediante la aplicación del barrido electrónico. Este sistema implica el control en el direccionamiento de los lóbulos generados por el arreglo dipolar del radiotelescopio para observar en direcciones independientes y de manera simultánea, mediante la implementación de dispositivos electrónicos. En el capítulo 3 se realiza entonces un estudio del sistema de direccionamiento del radiotelescopio y de los dispositivos que realizan el cambio de fase electrónica en las antenas para obtener los lóbulos generados por el arreglo en una declinación específica; además se considera el análisis de los métodos de direccionamiento para conformar un sistema que permite generar el sistema de lóbulos.

En el capítulo 4 se establece el análisis teórico de un sistema de direccionamiento electrónico básico, para realizar el diseño de la matriz de Butler de 16 puertos para la observación del tránsito del Sol y de fuentes de radio, al escalar un matriz de 4 puertos hasta llegar al diseño de una matriz de 16 puertos. Se muestra la configuración general de la matriz de Butler de 16 puertos y las características de desfaseamiento y fase progresiva en las antenas (en el proceso de escalamiento de la matriz), y se muestra también la formación y direccionamiento de lóbulos determinados de manera teórica y los determinados con la ayuda de un simulador.

Una vez establecido el diseño de la matriz de Butler de 16 puertos, se realiza la construcción, implementación y pruebas de este dispositivo. Lo anterior se describe en el capítulo 5, donde se muestran además los resultados obtenidos al implementar la matriz de Butler en el cuarto de control del MEXART, con 16 antenas provenientes del arreglo dipolar del radiotelescopio para la observación del tránsito de Sol y de algunas fuentes de radio en cierta época del año. Con ello finaliza lo referente al presente trabajo desarrollado, para proceder a las conclusiones y análisis de los resultados obtenidos.

Capítulo 1. Arreglos Dipolares

En muchas aplicaciones para estudios de señales provenientes de alguna fuente emisora lejana, es necesario el diseño de antenas con ganancia alta o directividad que demanda una comunicación de distancia considerablemente larga. Con el aumento en las dimensiones de una antena, su ganancia puede ser mejorada. Sin embargo, otra manera de obtener ganancia alta sin necesidad de incrementar el tamaño físico de las antenas, será mediante la formación de un arreglo de elementos en una configuración geométrica particular. Esta configuración de elementos es referida a un arreglo de antenas. En este capítulo se establecerá la base teórica de estos elementos asociados con un arreglo de antenas idénticas para facilitar el desarrollo y análisis del arreglo que servirá de base para el desarrollo del sistema de barrido electrónico y formador de lóbulos.

0.1. Fundamentos Electromagnéticos

La teoría moderna de antenas se basa en las ecuaciones de la electrodinámica, conocidas mejor como *ecuaciones de Maxwell*. Los procesos electromagnéticos armónicos en el tiempo, es decir variables en el tiempo de la forma $\sin(\omega t)$ o en forma compleja de la forma $\exp(j\omega t)$, generan oscilaciones electromagnéticas.

0.1.1. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell son relaciones matemáticas generales entre los campos eléctrico y magnético, sus fuentes de corriente y cargas estáticas, respectivamente. Dichas expresiones se deducen a partir de la ley de Ampere, la ley de Faraday y las leyes de Gauss (con la contribución de Maxwell a ellas), como se muestra en la tabla 1.1.

De acuerdo con la tabla (1.1), los vectores que caracterizan el campo electromagnético son:

- \vec{E} campo eléctrico. Definido como la fuerza por unidad de carga, es decir, la cantidad de energía que transfiere el campo a una partícula cargada, y puede ser producida por partículas cargadas en movimiento o estacionarias (siempre y cuando experimenten una fuerza eléctrica).

Ley	Forma Integral	Forma Diferencial
<i>Ley de Ampere-Maxwell</i>	$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{d}{dt} \int_s \vec{D} \cdot d\vec{s}$	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$
<i>Ley de Faraday</i>	$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{\ell} = -\frac{d}{dt} \int_s \vec{B} \cdot d\vec{s}$	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
<i>Ley de Gauss del Campo Eléctrico</i>	$\oint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_v \rho_v d_v$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v$
<i>Ley de Gauss del Campo Magnético</i>	$\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$

Tabla 1: Ecuaciones de Maxwell.

- \vec{D} Inducción eléctrica. El vector de inducción eléctrica es un vector que toma la dirección de las líneas de flujo eléctrico, el cual se origina en cargas positivas y termina en cargas negativas.
- \vec{H} Campo magnético. Una carga tiene una velocidad v en la proximidad de un imán o de un alambre por el que circula una corriente, existe entonces una fuerza adicional sobre ella que depende del valor y de la dirección de la velocidad. Esa fuerza adicional es el campo magnético ejercido a la carga. Cuando dicha carga se mueve con velocidad v , el campo magnético aplicado sólo puede alterar la dirección del vector velocidad, pero no puede cambiar la rapidez de la partícula.
- \vec{B} Inducción magnética. Inducción que aparece debido a que genera una región de campo en la que actúan fuerzas magnéticas perpendiculares a la dirección de propagación de una carga.

La *ley Ampere-Maxwell*, indica que es posible inducir un campo magnético a lo largo de un contorno cerrado c , que encierre el área s , proporcional al flujo de densidad de corriente a través de dicha superficie más la variación en el tiempo del flujo de campo eléctrico a través de la misma superficie encerrada por el contorno c , lo que cual se conoce como *corriente de desplazamiento* (este último término fue añadido por Maxwell, sobre bases puramente matemáticas). Sin este último término, el resto de las ecuaciones son inconsistentes con la ley de conservación de carga.

La corriente de desplazamiento es en realidad una corriente virtual; ya que, si consideramos que la acumulación de la carga sobre las placas de un capacitor y el campo eléctrico asociado entre las placas, éstas son las responsables de cerrar el circuito y lograr que la corriente circule. En realidad las cargas no atraviesan el espacio entre las placas, ya que la corriente tiene sentido para un circuito abierto donde toda la energía

electromagnética se propaga por el espacio.

La *ley de Faraday* indica que la variación en el tiempo de la densidad de flujo de \vec{B} a través de un contorno cerrado c , induce una fuerza electromotriz al inducir una circulación de campo eléctrico a lo largo de dicho contorno cerrado. La variación del flujo de se debe al movimiento o deformación del contorno cerrado en el tiempo. La fuerza electromotriz inducida tiene una dirección tal que se opone al cambio temporal de la densidad de flujo magnético que la generó, este fenómeno se conoce como la Ley de Lenz.

La *ley de Gauss* para el campo eléctrico establece que el flujo eléctrico total que sale de una superficie cerrada es igual a la carga neta contenida dentro de la superficie. Además indica que las fuentes o sumideros de campo eléctrico son las cargas.

La *ley de Gauss* para el campo magnético expresa la continuidad de las líneas de campo magnético, al ser éstas siempre cerradas, implica la no existencia de monopolos magnéticos.

Matemáticamente, Maxwell expresa en su grupo de ecuaciones que las líneas de fuerza eléctrica son creadas por cargas eléctricas o por campos magnéticos que varían en el tiempo. Además que, la líneas de campo magnético son creadas por corrientes (cargas eléctricas en movimiento) o por campos eléctricos que varían en el tiempo.

Las cuatro ecuaciones de Maxwell muestran la relación y acoplamiento que presentan los campos eléctrico y magnético, por lo que deben resolverse simultáneamente. En forma diferencial las ecuaciones de Maxwell son ecuaciones diferenciales para los vectores de campo eléctrico \vec{E} y magnético \vec{B} , debido a que estos campos se pueden relacionar en cualquier punto en el espacio y para cualquier instante de tiempo. Las ecuaciones de Maxwell armónicas en el tiempo, en términos de los campos vectoriales y fuentes complejas (fasores), se pueden escribir como

$$\nabla \cdot (\varepsilon_0 \hat{E}(r)) = \hat{\rho} \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \hat{B}(r) = 0 \quad (2)$$

$$\nabla \times \hat{E}(r) = -j\omega \hat{B}(r) \quad (3)$$

$$\nabla \times \frac{\hat{B}(r)}{\mu_0} = \hat{J}(r) + j\omega \varepsilon_0 \hat{E}(r) \quad (4)$$

donde los campos eléctrico y magnético resultantes en estado estacionario están dados por $\hat{E}(r)e^{j\omega t}$ y $\hat{B}(r)e^{j\omega t}$, considerando las fuentes de corriente y carga $\hat{J}(r, t)$ y $\rho(r, t)$ funciones del espacio r y el tiempo t y con una variación compleja en el tiempo $e^{j\omega t}$.

0.1.2. Propagación de Ondas en el Espacio Libre

Las *ondas electromagnéticas* transportan energía electromagnética (la cual puede ser audio, vídeo, datos, etc.) a través del espacio libre a puntos distantes, o mediante

un dispositivo físico como son las líneas de transmisión. Estas ondas son el resultado de la variación en el espacio y tiempo del vector de campo eléctrico \vec{E} y campo magnético \vec{H} . Las variaciones son siempre ortogonales entre sí y a la dirección de propagación, como se muestra en la figura 1.

En una onda plana la magnitud y la fase de los campos eléctrico y magnético asociados

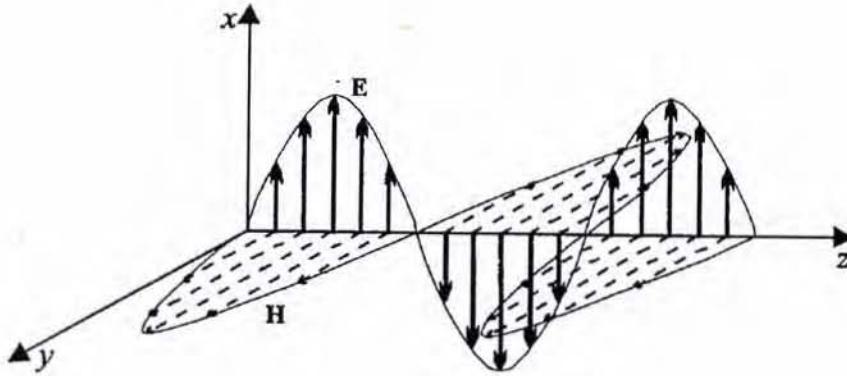


Figura 1: Propagación de una onda electromagnética [Tomada de Pozar, 1998]

con esta onda son iguales en todos los puntos de un plano cualquiera, para el cual z es constante. Para ondas planas uniformes, la variación de los campos en el frente de onda plana es igual a cero, asumiendo que la onda se propaga en la dirección z , y que los ejes x e y se encuentran en el plano de los frentes de onda (ver figura 2).

Se tiene entonces que

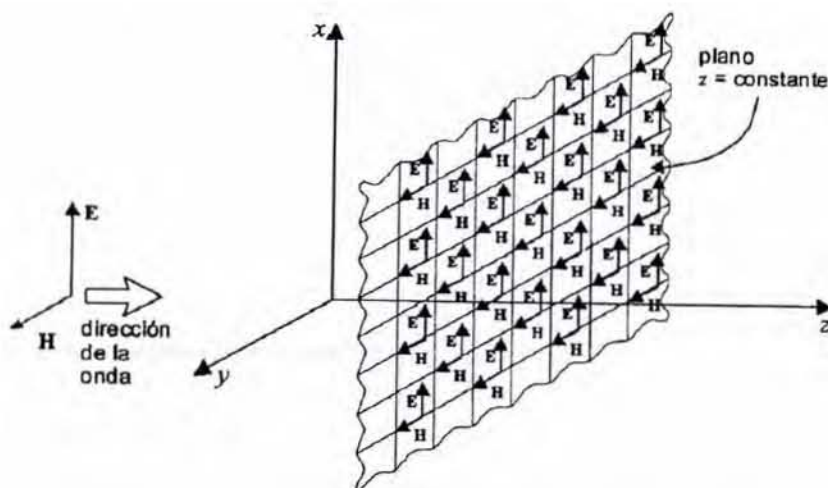


Figura 2: Frente de onda plana que se propaga en la dirección positiva del eje z . Los ejes x, y se encuentran en el plano de frente de onda [Tomada de Magdy, 1992]

$$\frac{\partial}{\partial x}(\hat{E}, \hat{B}) = \frac{\partial}{\partial y}(\hat{E}, \hat{B}) = 0 \quad (5)$$

La onda plana considerada se propagará en el espacio libre, lo que significa que el medio de propagación es libre de cualquier distribución de carga o corriente externa y no contiene cualquier material que provoque distribuciones de carga o corriente inducidas, es decir, $\hat{J} = \hat{\rho} = 0$. Lo anterior significa que las fuentes de estos campos se encuentran fuera de la región de propagación considerada y no importa como fueron generados estos campos. Entonces, las ecuaciones de Maxwell armónicas en el tiempo, (1), (2), (3) y (4), se reducen a

$$\nabla \cdot (\varepsilon_0 \hat{E}) = 0 \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \hat{B} = 0 \quad (7)$$

$$\nabla \times \hat{E} = -j\omega \hat{B} \quad (8)$$

$$\nabla \times \frac{\hat{B}}{\mu_0} = j\omega \varepsilon_0 \hat{E} \quad (9)$$

Al resolver la ecuación (8), se obtiene

$$-\frac{\partial \hat{E}_y}{\partial z} = -j\omega \hat{B}_x \quad (10)$$

$$-\frac{\partial \hat{E}_x}{\partial z} = -j\omega \hat{B}_y \quad (11)$$

$$0 = -j\omega \hat{B}_z \quad (12)$$

Resolviendo ahora la ecuación (9) se obtiene

$$-\frac{\partial \hat{B}_y}{\partial z} = j\omega \varepsilon_0 \mu_0 \hat{E}_x \quad (13)$$

$$-\frac{\partial \hat{B}_x}{\partial z} = j\omega \varepsilon_0 \mu_0 \hat{E}_y \quad (14)$$

$$0 = j\omega \varepsilon_0 \mu_0 \hat{E}_z \quad (15)$$

En las ecuaciones (12) y (15) se observa que $\hat{B}_z = \hat{E}_z = 0$. Esto nos indica que en la onda plana uniforme no existen componentes de campo eléctrico o magnético a lo largo de la dirección z de propagación. Los vectores de campo están relacionados uno con otro, es decir $\hat{B}_x = \hat{E}_y = 0$. En la ecuación (14), \hat{B}_x actúa como una fuente para generar a \hat{E}_y y en la ecuación (10) \hat{E}_y actúa como una fuente para generar a \hat{B}_x . Existe una relación similar entre \hat{B}_y y \hat{E}_x . Sin perder generalidad, se considera que la presencia solamente del par (\hat{E}_x, \hat{B}_y) , por lo que se hace \hat{E}_y y \hat{B}_x iguales a cero. Las propiedades de propagación, en el caso general, cuando se tienen ambos pares de campos, pueden

ser descritas usando la *superposición*.

Si se hace la diferenciación de la ecuación (11) con respecto a z y se sustituye $\partial\widehat{B}_y/\partial z$ en la ecuación (13), se obtiene la ecuación diferencial de segundo orden para la componente \widehat{E}_x del campo eléctrico. Esto es

$$-\frac{\partial^2\widehat{E}_x}{\partial z^2} = -j\omega\frac{\partial\widehat{B}_y}{\partial z} = -\omega\mu_0\varepsilon_0\widehat{E}_x \quad (16)$$

por lo que, acomodando lo términos de (16), tenemos

$$\frac{\partial^2\widehat{E}_x}{\partial z^2} + \omega^2\mu_0\varepsilon_0\widehat{E}_x = 0 \quad (17)$$

La expresión (17) es la ecuación escalar de onda para la componente \widehat{E}_x para el campo eléctrico. Para campos uniformes, \widehat{E}_x es una función solamente de z y por lo tanto la derivada parcial puede ser reemplazada por la derivada ordinaria

$$\frac{d^2\widehat{E}_x}{dz^2} + \omega^2\mu_0\varepsilon_0\widehat{E}_x = 0 \quad (18)$$

La solución general de la ecuación (18) puede ser expresada en la forma

$$\widehat{E}_x = \widehat{E}_m^+e^{-j\beta_0z} + \widehat{E}_m^-e^{j\beta_0z} \quad (19)$$

donde \widehat{E}_m^+ y \widehat{E}_m^- son constantes complejas. El término del lado derecho de la ecuación (19) representa una onda viajando en la dirección positiva del eje z , mientras que el segundo término, $e^{j\beta_0z}$, representa una onda viajando a lo largo de la dirección negativa del eje z . La cantidad de cambio de fase $e^{j\beta_0z}$ depende del valor de β_0 , por lo tanto, esta constante es llamada *constante de propagación*.

$$\beta_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} \quad (20)$$

La forma relativa en tiempo de \widehat{E}_x , de la solución a la ecuación de onda, es

$$E_x(z, t) = \text{Re}(\widehat{E}_x e^{j\omega t}) \quad (21)$$

es decir

$$E_x(z, t) = \text{Re} \left[\widehat{E}_m^+ e^{j\omega t - \beta_0 z} + \widehat{E}_m^- e^{j(\omega t + \beta_0 z)} \right] \quad (22)$$

por lo tanto

$$E_x(z, t) = \widehat{E}_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z) + \widehat{E}_m^- \cos(\omega t + \beta_0 z) \quad (23)$$

La ecuación (23) representa la solución general de la ecuación de onda, donde una parte representa a la onda viajando en $+z$ y la otra representa a la onda viajando en dirección $-z$. Cualquier componente de la solución puede existir individualmente sin tener que estar presente la otra onda que viaja en sentido contrario. En la figura 3 se muestra la gráfica de la solución a la ecuación de onda obtenida, para diferentes instantes de tiempo.

Para obtener la expresión temporal de propagación para el campo magnético, hay

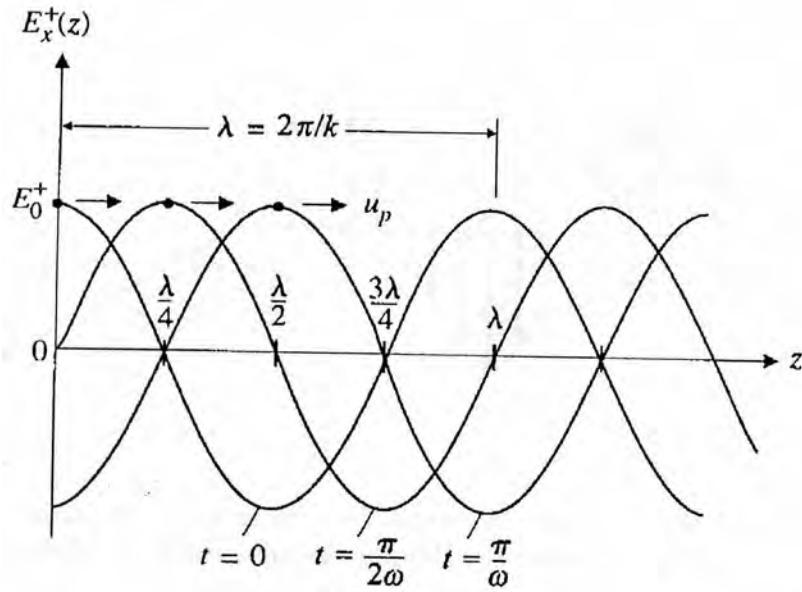


Figura 3: Gráfica de la variación de $E^+ m \cos(\omega t + \beta_0 z)$ como función de z para diferentes valores de tiempo.

que partir de la ecuación (8). Si consideramos también que la onda plana solo tiene componente \hat{E}_x y dirección de propagación en $+z$, al resolver la ecuación (8) e igualando componentes se obtiene

$$\hat{H} = \hat{H}_y = \left(-\frac{1}{j\omega\mu} \right) \left(\frac{\partial \hat{E}_x}{\partial z} a_y \right) \quad (24)$$

Sustituyendo la ecuación (19), que es la expresión de la propagación para el campo eléctrico, de la ecuación (24) se obtiene

$$\begin{aligned} \hat{H}_y &= -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial}{\partial z} \left(\hat{E}_m^+ e^{-j\beta_0 z} + \hat{E}_m^- e^{j\beta_0 z} \right) a_y \\ \hat{H}_y &= \frac{\beta_0}{\omega\mu_0} \left(\hat{E}_m^+ e^{-j\beta_0 z} + \hat{E}_m^- e^{j\beta_0 z} \right) a_y \end{aligned} \quad (25)$$

La forma en relativa en tiempo de \hat{H}_y , de la solución a la ecuación (25), es

$$H_y(z, t) = \text{Re} \left(\widehat{H}_y e^{j\omega t} \right)$$

$$H_y(z, t) = \frac{\beta_0}{\omega\mu_0} = \text{Re} \left[\widehat{E}_m^+ e^{j(\omega t - \beta_0 z)} + \widehat{E}_m^- e^{j(\omega t + \beta_0 z)} \right] \quad (26)$$

por lo tanto

$$H_y(z, t) = \frac{\beta_0}{\omega\mu_0} = \widehat{E}_m^+ \cos(\omega t - \beta_0 z) + \widehat{E}_m^- \cos(\omega t + \beta_0 z) \quad (27)$$

Con base en lo anterior, los campos eléctrico y magnético asociados con una onda plana uniforme propagándose en el vacío, $\vec{E} = \widehat{E}_x a_x$ y $\vec{H} = \widehat{H}_y a_y$, son mutuamente perpendiculares y además son perpendiculares a la dirección de propagación. Entonces en planos paralelos con diferentes valores de z , los campos \vec{E} y \vec{H} aumentarán o disminuirán de acuerdo con la periodicidad de la onda, pero seguirán siendo iguales en todos los puntos de cada nuevo plano en cuestión [Balanis, 1982]. De las expresiones temporales para los campos \vec{E} y \vec{H} , se puede deducir que están en fase, debido a que alcanzan sus valores máximos al mismo tiempo, esto se muestra en la figura 1.

0.1.3. Velocidad de Fase

La *velocidad de fase* es la velocidad con la cual se desplazan los máximos de la onda. El obtener el máximo de la onda es matemáticamente equivalente a hacer que el argumento del coseno de la expresión temporal para la propagación de la onda electromagnética $E_x = E_m^+ \cos(\omega t - \beta z)$ sea igual a cero, es decir, $\omega t - \beta z_{m\acute{a}x} = 0$. Entonces $z_{m\acute{a}x} = \omega t / \beta$, por lo que

$$\frac{dz_{m\acute{a}x}}{dt} = v_{fase} = \frac{\omega}{\beta}, \quad \left[\frac{m}{s} \right] \quad (28)$$

Para una onda propagándose en el espacio libre se tiene

$$\beta = \beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \quad (29)$$

por lo que

$$v_{fase} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = C \quad (30)$$

De la expresión (30) se puede deducir que la luz es una onda electromagnética y que cualquier onda que se propague en el vacío viajará a la velocidad de la luz (C).

0.1.4. Longitud de Onda

La distancia z que debe recorrer la onda para que la fase cambie 2π radianes (o sea, un ciclo completo) es llamada *longitud de onda* (λ). De la expresión temporal para la propagación de onda del campo eléctrico, ecuación (23), se tiene

$$(\omega t - \beta z_0) - (\omega t - \beta(z_0 + \lambda)) = 2\pi$$

$$\beta\lambda = 2\pi \quad (31)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\omega\varepsilon}} = \frac{v_{fase}}{f} \quad (32)$$

Para una onda propagándose en el espacio libre, la expresión para la longitud de onda es

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta_0} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{C}{f} \quad (33)$$

0.1.5. Potenciales Vectorial y Escalar

Partiendo de la expresión para la ley de Faraday, (8), se tiene que

$$\nabla \times \hat{E} = -j\omega\hat{B} = -j\mu_0\hat{H}$$

es decir

$$\nabla \times \vec{E} + j\omega\vec{B} = 0 \quad (34)$$

Tomando el rotacional en cada uno de los miembros de (34), se tiene que

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\nabla \times \vec{H} \quad (35)$$

La ley de Ampere, (9), se puede expresar como

$$\nabla \times \hat{H} = j\omega\varepsilon_0\hat{E} + \hat{J} \quad (36)$$

Al sustituir la expresión (36) en (35), se obtiene

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0(j\omega\varepsilon_0\vec{E} + \vec{J}) = \omega^2\mu_0\varepsilon_0\vec{E} - j\omega\mu_0\vec{J} \quad (37)$$

Al sustituir (29) en (37), se obtiene

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \beta^2\vec{E} - j\omega\mu_0\vec{J} \quad (38)$$

Al resolver la ecuación (38) se puede encontrar el campo eléctrico en términos de una fuente de corriente \vec{J} . Para ello es necesario introducir el potencial vectorial \vec{A} y el potencial escalar ϕ .

Considerando que la divergencia de \vec{B} es cero, ecuación (7), expresada como

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (39)$$

y que \vec{B} se puede expresar como

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (40)$$

Al sustituir (40) en (7), se obtiene

$$\nabla \cdot \vec{B} = \nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (41)$$

donde \vec{A} es denominado *potencial vectorial*.

Al sustituir (40) en (8), es decir

$$\nabla \times \vec{E} + j\omega \nabla \times \vec{A} = 0 \quad (42)$$

se obtiene

$$\nabla \times (\vec{E} + j\omega \vec{A}) = 0 \quad (43)$$

Cualquier función cuyo rotacional sea cero, puede ser expresada como el gradiente de una función escalar. Se puede asumir entonces que

$$\vec{E} + j\omega \vec{A} = -\nabla \phi \quad (44)$$

$$\vec{E} = -\nabla \phi - j\omega \vec{A} \quad (45)$$

Sustituyendo (40) en (45), se tiene que

$$\nabla \times \vec{B} = \nabla \times \mu_0 \vec{H} = \nabla \times \nabla \times \vec{A} \quad (46)$$

Sustituyendo (45) en (36), se tiene que

$$\nabla \times \mu_0 \vec{H} = j\omega \mu_0 \varepsilon_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{J} = j\omega \mu_0 \varepsilon_0 (-\nabla \phi - j\omega \vec{A}) + \mu_0 \vec{J} \quad (47)$$

Sustituyendo ahora (47) en (46)

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \vec{A} - j\omega \mu_0 \varepsilon_0 \nabla \phi + \mu_0 \vec{J} \quad (48)$$

usando la identidad

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla \nabla \cdot \vec{A} - \nabla^2 \vec{A} \quad (49)$$

igualando (49) con (48), y desarrollando los términos, se obtiene

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} + \nabla (\nabla \cdot \vec{A} + j\omega \mu_0 \varepsilon_0 \phi) \quad (50)$$

Hasta el momento solo se ha definido el rotacional de \vec{A} , para simplificar su ecuación se puede especificar su divergencia de la siguiente manera

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\mu_0\varepsilon_0\phi \quad (51)$$

La ecuación (51) es conocida como la *condición de Lorentz*. La ecuación (50) representa la *ecuación de Helmholtz* no homogénea [Balanis, 1982]; entonces se puede escribir como sigue

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} \quad (52)$$

De la ecuación de Lorentz, (51), se tiene que

$$\phi = \frac{\nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\mu_0\varepsilon_0} \quad (53)$$

Sustituyendo (53) en (45), se obtendrá la expresión para el *campo eléctrico total* en función del potencial vectorial \vec{A} .

$$-\nabla\phi - j\omega\vec{A} = -\frac{\nabla\nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\mu_0\varepsilon_0} - j\omega\vec{A} \quad (54)$$

El potencial vectorial \vec{A} en un punto definido a una distribución de corriente, es igual a la relación \vec{J} integrada en el volumen ocupado por la distribución de corriente, donde \vec{J} es la densidad de corriente en cada elemento de volumen dV y r es la distancia de cada elemento de volumen al punto P, donde se está evaluando A.

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{J}}{r} dV \quad (55)$$

El potencial vectorial \vec{A} no tiene significado físico por lo que su utilidad se aplica como paso matemático para calcular el campo magnético \vec{B} .

0.2. Antenas y Mecanismos de Radiación

Una antena se define como un elemento, o dispositivo, usualmente metálico que sirve para recibir o emitir ondas de radio. La definición estándar de términos para una antena de la *IEEE (IEEE std 145-1983)* definen a una antena como *un medio para radiar o recibir ondas de radio*. En otras palabras, una antena es una estructura de transmisión entre el espacio libre y un dispositivo de guía de ondas [Balanis, 1982].

En la figura 4 se muestra una línea de transmisión que sirve como un dispositivo de guía de ondas, que transporta la energía electromagnética de la fuente de transmisión hacia

la antena, o de la antena hacia el receptor. Se puede decir entonces, que una antena es, en realidad, un dispositivo de transición (o *transductor*) entre una onda guiada y una onda en el espacio libre, o viceversa. También se puede entender el concepto de antena como un dispositivo de enlace o acoplamiento entre un circuito y el espacio libre.

Para entender tales conceptos y además entender perfectamente como ocurre este fenómeno de transmisión de la onda electromagnética a través de un circuito, un acoplador o una guía de ondas, es necesario aplicar la teoría de *Maxwell*. Dicha teoría nos demuestra que en el mecanismo de radiación de una antena, es preciso considerar que el movimiento de electrones, tanto de ida y vuelta, a lo largo de un alambre o guía de ondas, puede ser acelerado al conectar un generador de voltaje alterno, lo cual producirá una radiación de energía. Al modificar la aceleración de los electrones se puede modificar también la distribución de carga en el alambre.

Cuando se conecta el generador de voltaje alterno en la línea de transmisión, conforme la separación se aproxima más al orden de una longitud de onda o más, la onda tiende a ser radiada, de manera que la línea abierta actúa como una antena que lanza una onda al espacio libre. Mientras las corrientes en la línea de transmisión fluyen y terminan en la antena, los campos eléctricos asociados a ellas prosiguen. Es entonces cuando se puede decir que esta zona de transición entre la onda guiada y la onda en el espacio libre es una antena.

La radiación en una antena es la perturbación en los campos electromagnéticos que hace que se propaguen de la fuente, donde dicha perturbación es creada por una variación en el tiempo de la corriente y que tiene aceleración de carga asociada con ello, en forma de ondas electromagnéticas que viajan luego en la línea de transmisión. Si la perturbación eléctrica inicial es de duración corta, las ondas electromagnéticas llegarán después a la antena para ser radiadas y propagadas en el espacio libre, aunque la fuente haya dejado de existir. En el caso contrario, que la perturbación eléctrica continúe, las ondas electromagnéticas seguirán siendo generadas y viajarán continuamente una tras otra. Lo descrito anteriormente se observa en la figura 5, utilizando una antena bicónica.

0.2.1. Línea de Transmisión

La línea de transmisión transporta la energía electromagnética y está destinada a obtener la ley de distribución necesaria de la corriente en los límites de la antena, que aseguran la formación característica de radiación necesaria, según sea el caso [Balanis, 1982].

En la teoría de líneas de transmisión, la longitud de éstas puede ser comparable con la longitud de onda, considerando a la longitud de onda como el cociente entre la velocidad de la luz en el vacío y la frecuencia de operación, ($\lambda = C/f$); ecuación (1.33).

Haciendo referencia a la figura 4, la antena se muestra en la línea de transmisión como un circuito de dos elementos en sus terminales, teniendo una impedancia Z con una

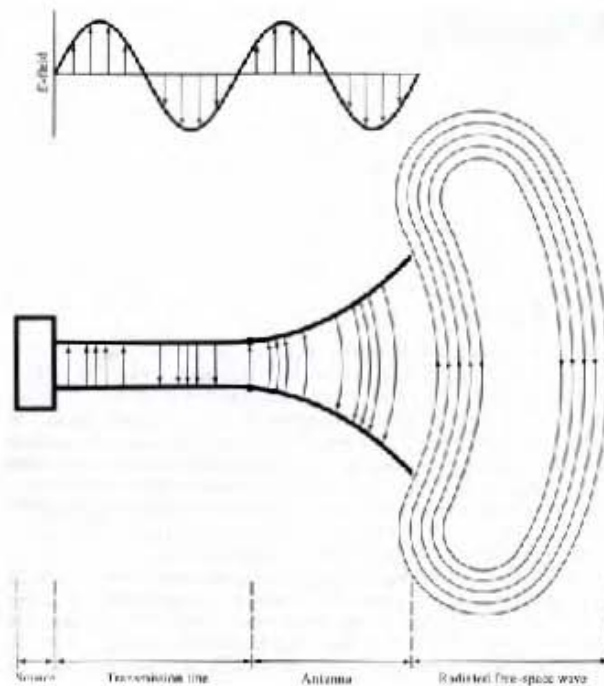


Figura 4: Una antena como dispositivo de transición. Se muestra una fuente generadora, la línea de transmisión, la antena y las líneas de campo eléctrico [Tomada de Balanis, 1982].

componente resistiva llamada resistencia de radiación R_r . La resistencia de radiación no se asocia con alguna resistencia en la propia antena, pero es una resistencia acoplada entre la antena, sus componentes y sus terminales [Kraus, 1988].

Para acoplar la radiación electromagnética del espacio libre a un medio, se utiliza un medio conductor o medio de transmisión que permite la transferencia de energía electromagnética (ondas electromagnéticas) de un punto a otro.

Para analizar una línea de transmisión se puede emplear la teoría general de circuitos, por lo que la línea puede ser representada como una red de parámetros distribuidos, los cuales son su inductancia L , capacitancia C , resistencia R y conductividad G .

Las características físicas de la línea de transmisión no son perfectas, ya que presentan resistencia al paso de corriente y se generan pérdidas de potencia. Entonces en la representación de la línea de transmisión, usando parámetros distribuidos, se considera una resistencia en serie y una conductancia en paralelo. La capacitancia se presenta en función de las dimensiones físicas y de la geometría de la línea, mientras que la inductancia es una función de corriente.

La línea de transmisión es representada frecuentemente como una línea de dos alambres paralelos, en donde una sección infinitesimal de la línea de longitud Δz , puede ser

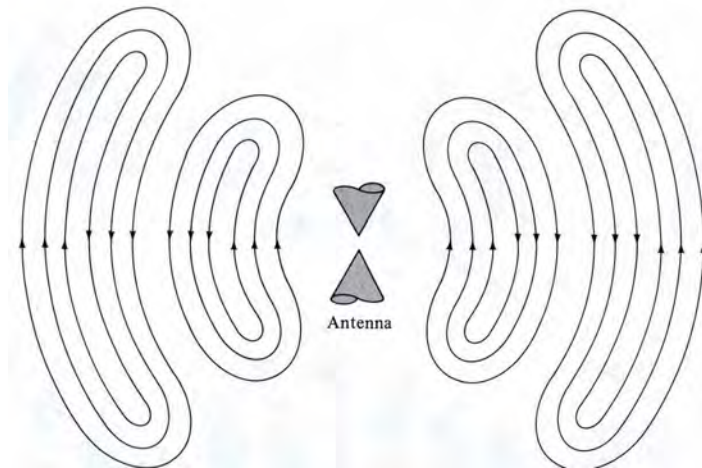


Figura 5: Líneas de campo eléctrico de una onda en el espacio libre para una antena bicónica [Tomada de Balanis, 1982].

representada como un circuito eléctrico, como se muestra en la figura 6.

Aplicando la *ley de Kirchhoff de voltajes* al circuito de la figura 6, la cual enuncia que la

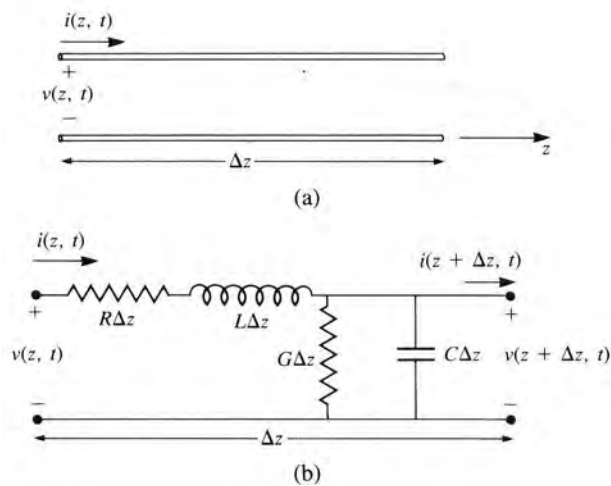


Figura 6: Circuito equivalente de una sección infinitesimal de una línea de transmisión.

suma de las caídas de voltaje en una malla cerrada es igual a cero; se obtiene entonces la expresión

$$v(z, t) - R' \Delta z i(z, t) - L' \Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (56)$$

simplificando términos de la ecuación (56) y haciendo que $\Delta z \rightarrow 0$, se obtiene

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R' i(z, t) - L' \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (57)$$

Aplicando ahora la *ley de Kirchhoff de corrientes*, la cual expresa que la suma algebraica de corrientes que entran y salen de un nodo es cero, entonces del circuito de la figura 6 se tiene

$$i(z, t) - G' \Delta z v(z + \Delta z, t) - C' \Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (58)$$

simplificando términos de la ecuación (58) y haciendo que $\Delta z \rightarrow 0$, se obtiene

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G' v(z, t) - C' \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (59)$$

Si existe una variación periódica en el tiempo, (57) y (59) se pueden simplificar como

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R' + j\omega L') I(z) \quad (60)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G' + j\omega C') V(z) \quad (61)$$

resolviendo el sistema que forman las ecuaciones (60) y (61), se obtiene

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (62)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (63)$$

Las ecuaciones (62) y (63) son denominadas ecuaciones de onda plana para $V(z)$ e $I(z)$, respectivamente. Si se tiene una constante compleja de propagación, la cual es

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (64)$$

La solución para (62) y (63) son las ecuaciones progresivas

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (65)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (66)$$

donde V_0^\pm e I_0^\pm son constantes, y el término $e^{-\gamma z}$ indica la propagación de la onda en

la dirección $+z$, mientras que el término $e^{\gamma z}$ indica la propagación de la onda en la dirección $-z$.

De la ecuación (60), se tiene que

$$I(z) = -\frac{1}{(R' + j\omega L')} \frac{dV(z)}{dz} \quad (67)$$

Sustituyendo (65) en (67), se obtiene

$$I(z) = \frac{\gamma}{(R' + j\omega L')} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (68)$$

La *impedancia característica* de la línea de transmisión es la razón entre el voltaje y la corriente de la onda directa. Si se consideran entonces sólo los componentes de onda directa de las ecuaciones (65) y (68), se obtiene

$$Z_0 = \frac{V(z)^D}{I(z)^D} = \frac{V_0^+ e^{-\gamma z}}{\left(\frac{\gamma}{R' + j\omega L'}\right) V_0^+ e^{-\gamma z}} = \frac{R' + j\omega L'}{\gamma} \quad (69)$$

$$Z_0 = \frac{R' + j\omega L'}{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (70)$$

La ecuación (66) se puede escribir también como

$$I(Z) = \left(\frac{V_0^+}{Z_0}\right) e^{-j\gamma z} + \left(\frac{V_0^-}{Z_0}\right) e^{j\gamma z} \quad (71)$$

Para una línea de transmisión *sin pérdidas*, se tiene que $R'=G'=0$ y $\alpha = 0$, entonces la constante de propagación imaginaria se puede escribir como

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'} \quad (72)$$

entonces, su impedancia característica queda

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (73)$$

Como Z_0 es un número real, indica que las ondas progresivas de voltaje y corriente están en fase. Esto es

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (74)$$

$$I(z) = \left(\frac{V_0^+}{Z_0}\right) e^{-j\beta z} - \left(\frac{V_0^-}{Z_0}\right) e^{j\beta z} \quad (75)$$

En una línea de transmisión *sin pérdidas* y terminada en una carga, existe una onda directa generada por la fuente localizada en $z < 0$, entonces la razón de voltaje-corriente para esta onda es Z_0 ; para $z=0$ la razón de voltaje-corriente debe ser igual a Z_L , por lo tanto debe existir una onda reflejada para satisfacer ambas condiciones (ver figura 7).

Entonces la onda de voltaje es la suma de la onda de voltaje directa y la reflejada. Se

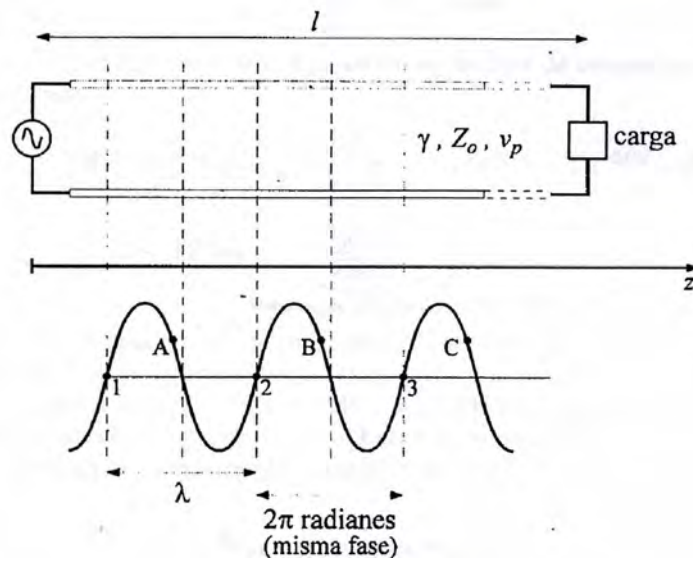


Figura 7: Onda de voltaje que se propaga a través de una línea de transmisión sin pérdidas del generador hacia la carga.

tiene entonces

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (76)$$

del mismo modo, para la onda de corriente se tiene

$$I(z) = \left(\frac{V_0^+}{Z_0}\right) e^{-j\beta z} - \left(\frac{V_0^-}{Z_0}\right) e^{j\beta z} \quad (77)$$

para $z = 0$, la razón de voltaje-corriente tendrá que ser Z_L .

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (78)$$

resolviendo para V_0^-

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (79)$$

Si se toma la razón entre la magnitud de onda reflejada y la de onda directa, se define entonces

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (80)$$

donde Γ es llamado *coeficiente de reflexión*.

Entonces, el voltaje y la corriente en la línea se pueden expresar en términos del coeficiente de reflexión de la siguiente forma

$$V(z) = V_0^+[e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (81)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0}[e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (82)$$

Para obtener el *flujo de potencia promedio* en la línea de transmisión se utiliza la siguiente expresión

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[V(z)I^*(z)] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \text{Re}[1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{-2j\beta z} - |\Gamma|^2] \quad (83)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} - \frac{|V_0^-|^2}{2Z_0} |\Gamma|^2 \quad (84)$$

Cuando Z_L es igual a Z_0 , se dice que la línea de transmisión está acoplada y resulta que $\Gamma = 0$. de la ecuación (84), se observa que la potencia entregada a la carga es cero. Entonces la potencia máxima que se puede entregar a la carga está dada por la siguiente ecuación

$$P_{m\acute{a}x} = P_{onda\ directa} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_0^+}{Z_0}\right)^2 \quad (85)$$

Si la carga está acoplada a la línea de transmisión, la magnitud del voltaje en la línea es constante e igual a $|V_0^+|$. Para cuando *la línea está acoplada*, de la ecuación (81) se tiene que

$$V(z) = |V_0^+| (1 + |\Gamma| e^{2j\beta z}) = |V_0^+| (1 + |\Gamma| e^{-2j\beta l}) \quad (86)$$

donde: $l = -z$, es la distancia de la carga al punto donde se requiere evaluar la onda de voltaje. Se puede entonces obtener el valor máximo y mínimo de voltaje en la línea; de acuerdo con la ecuación (86):

$$V_{m\acute{a}x} = |V_0^+|(1 + |\Gamma|) \quad (87)$$

$$V_{min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|) \quad (88)$$

A la razón entre $V_{m\acute{a}x}$ y V_{min} en la línea de transmisión se le conoce como *razón de onda estacionaria SWR* (Standing Wave Radiation), dado por la expresión

$$SWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (89)$$

donde: SWR es un número positivo ($1 \leq SWR \leq \infty$), que mide el grado de desacoplamiento de la línea. Cuando la línea está acoplada se tiene que $|\Gamma| = 0$, por lo que de la ecuación (89) se tiene un $SWR = 1$; para cuando la línea está desacoplada $|\Gamma| = 1$ y $SWR \rightarrow \infty$.

0.2.2. Propagación en la Antena

Considerando la línea de transmisión del circuito abierto de la figura 8, la cual tiene un patrón de onda constante con una magnitud de corriente igual a cero al final del alambre y nulas cada media longitud de onda a partir de la línea, explicaré como opera una antena.

En la figura 8(a) las flechas indican que las corrientes están en dirección opuesta en los alambres. En las líneas de transmisión los conductores guían las ondas y la energía se encuentra en la región alrededor de los conductores, manifestado por el campo eléctrico y magnético. Entonces los campos eléctricos que se originan, o terminan, en los alambres son perpendiculares a ellos y los campos magnéticos, en cambio, rodean a dichos alambres. Hay que notar que todos los campos se estrechan entre los alambres y se cancelan en cualquier otra parte. Esto es válido para un espaciamiento entre alambres que es mucho más pequeño que una longitud de onda, como usualmente es el caso.

Si al final los alambres se encuentran doblados hacia afuera, como se muestra en la figura 8(b), los campos estrechados entre los alambres son lanzados hacia el espacio libre. Las corrientes en los alambres verticales divididos, cada cuarta parte de longitud de onda en este caso, no son opuestas como en la línea de transmisión, pero ambas son altamente directivas. En realidad, las corrientes en el dipolo son aproximadamente sinusoidales como se muestra, pero la corriente en la línea de transmisión no mantiene ondas puras debido a la impedancia mejorada que es presentada por la antena en comparación con el circuito abierto. La situación de la fig 8(b) es para una condición de corriente de pico. Conforme el tiempo pase y las oscilaciones de corriente ocurran, las perturbaciones son creadas para excitar los campos electromagnéticos.

En el mecanismo por el cual las líneas eléctricas de fuerza son despedidas de la antena para formar ondas en el espacio libre, éstas forman bucles y no hay cargas que estén asociadas con su existencia y propagación. Las cargas eléctricas son requeridas para excitar los campos electromagnéticos, pero no son necesarios para que se propaguen.

Tomando en consideración un dipolo corto que es alimentado en el centro, figura 9(a), se observa que las líneas de fuerza creadas entre los brazos de dicho dipolo, en el primer cuarto del periodo de la corriente del generador, habrán viajado una distancia $\lambda/4$, alejándose de la antena. En este ejemplo, el generador de ondas tiene una variación sinusoidal en el tiempo y se asume que son tres las líneas generadas.

En la figura 9(b) se muestra el siguiente cuarto de periodo, en el cual las tres líneas

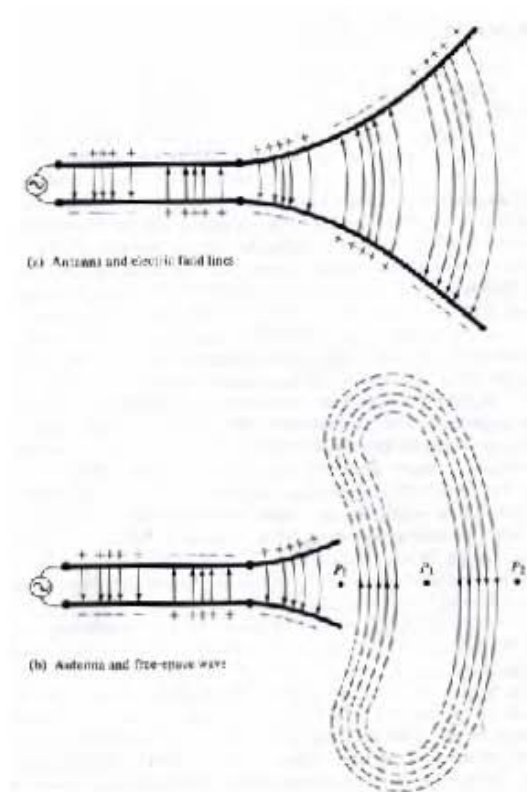


Figura 8: Detalles de las líneas de campo eléctrico [Tomada de Balanis, 1982].

originales viajan una distancia adicional $\lambda/4$, viajando en total $\lambda/2$ desde el punto inicial, y el comienzo en la disminución de la densidad de carga en los conductores. Esto puede pensarse como si se hubieran introducido cargas opuestas al final de la primera mitad del periodo, las cuales neutralizan las cargas en los conductores. Las líneas de fuerza opuestas son también tres y viajan entonces una distancia $\lambda/4$ durante el segundo cuarto de la primera mitad.

El resultado final es que se tienen tres líneas de fuerza apuntando hacia arriba en la primera distancia $\lambda/4$ y en el mismo número de líneas apuntando hacia abajo en la segunda distancia $\lambda/4$. No habiendo entonces carga en la antena, las líneas de fuerza son forzadas a desprenderse del conductor y unirse para formar bucles cerrados, esto se muestra en la figura 9(c). Concluida la segunda mitad del periodo, el mismo proceso ocurre pero en dirección opuesta. Después de esto, el proceso se repite y continúa sucesivamente.

0.3. Parámetros de las Antenas

Para hacer más práctico el análisis y explicación de los parámetros fundamentales de las antenas, he de considerar, teóricamente, el uso las antenas tipo *dipolo*.

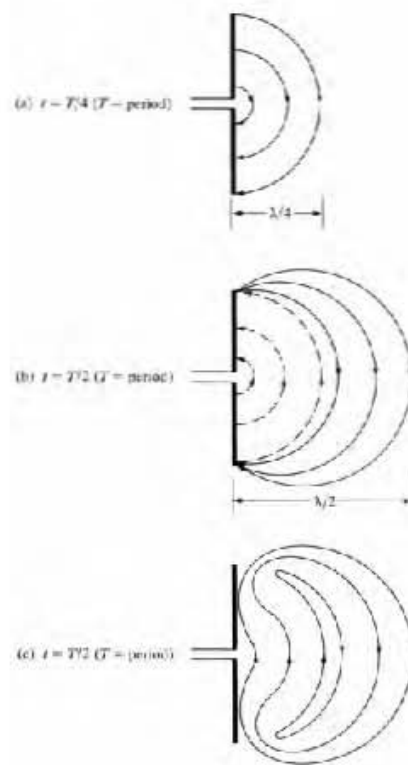


Figura 9: Formación y separación de las líneas de campo eléctrico para un dipolo corto [Tomada de Balanis, 1982].

Las antenas dipolo están constituidas de alambres, cintas o tubos metálicos y son alimentadas principalmente por líneas bifilares. Los métodos de alimentación son variables, como lo es también la variedad de dipolos simétricos y asimétricos que existen. En todos los casos las antenas dipolo deben cumplir las siguientes características: posible sencillez de construcción y uso; alto rendimiento, banda de frecuencias transmitidas relativamente ancha; altas tensiones eléctricas disruptivas (en el caso de antenas transmisoras); régimen de trabajo estable en el tiempo. Este tipo de antenas son de las más antiguas, simples, baratas y en la mayoría de los casos las más versátiles para muchas aplicaciones.

Un dipolo eléctrico es un conductor cilíndrico de longitud $\ell_1 + \ell_2$ y radio a , alimentado en el centro por una fuente de corriente con variación en el tiempo, que se puede acoplar al dipolo por distintos métodos constructivos; esto se muestra en la figura 10. Cuando las longitudes de los brazos del dipolo son iguales, $\ell_1 = \ell_2$, el dipolo es simétrico; en el caso contrario, $\ell_1 \neq \ell_2$, se trata de un dipolo asimétrico.

0.3.1. Dipolo Infinitesimal

El *dipolo infinitesimal*, también llamado *dipolo de Hertz*, es un dipolo eléctrico elemental y además un conductor ideal infinitesimal que presenta una amplitud de

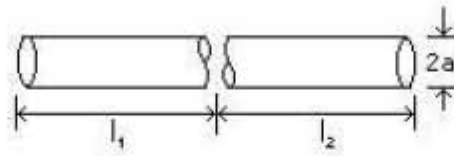


Figura 10: Forma simple de un dipolo eléctrico.

corriente uniforme, debido a que su longitud es muy pequeña en comparación con la longitud de onda. La conexión en serie de varios dipolos infinitesimales (o llamados de igual forma, dipolos cortos) conforman una antena lineal, por ello es muy importante conocer las propiedades de estos dipolos y con ello determinar posteriormente las propiedades de antenas más complejas.

Considerando que la longitud de un dipolo es muy pequeña en comparación con la longitud de onda ($\ell \ll \lambda$), y que además su diámetro es muy pequeño ($a \ll \lambda$), al colocar el dipolo en el origen de un sistema de coordenadas esféricas, y haciendo coincidir su longitud con el eje Z (como se muestra en la figura 11), se encontrarán sus campos en cualquier punto fuera del dipolo; incluso en una zona lejana mayor a la longitud de onda, y que es el medio que rodea al dipolo.

Para obtener el potencial vectorial \vec{A} se considera la representación geométrica de la

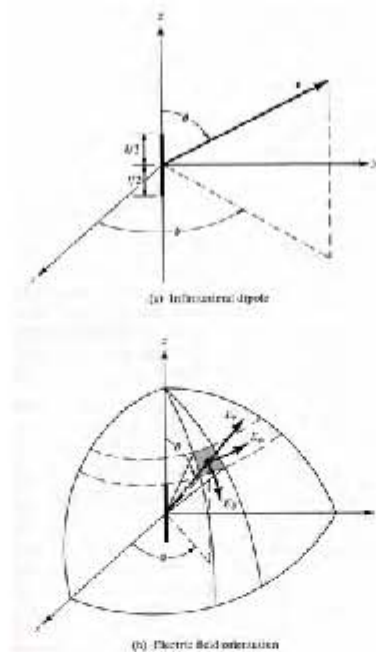


Figura 11: Representación geométrica de un dipolo infinitesimal [Tomada de Balanis, 1982].

figura 12, la cual muestra que la fuente de corriente eléctrica \vec{J} se asume constante a

lo largo de \hat{a}_z y está dada por

$$\vec{J} = J_z \hat{a}_z \quad (90)$$

En este caso

$$\vec{A} = A_z \hat{a}_z \quad (91)$$

Si se considera una corriente con una variación armónica, la expresión para el potencial vectorial \vec{A} queda de la forma

$$\vec{A} = \mu_0 I dl \left(\frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \right) \hat{a}_z \quad (92)$$

De la expresión para el potencial vectorial se deduce que el dipolo infinitesimal emite ondas progresivas que se alejan al infinito con una velocidad de fase igual a la velocidad de la luz. El potencial vectorial es entonces una onda esférica que se propaga hacia el medio, cuya amplitud decrece inversamente proporcional a la distancia.

Se pueden encontrar ahora los campos electromagnéticos a partir del potencial vectorial.

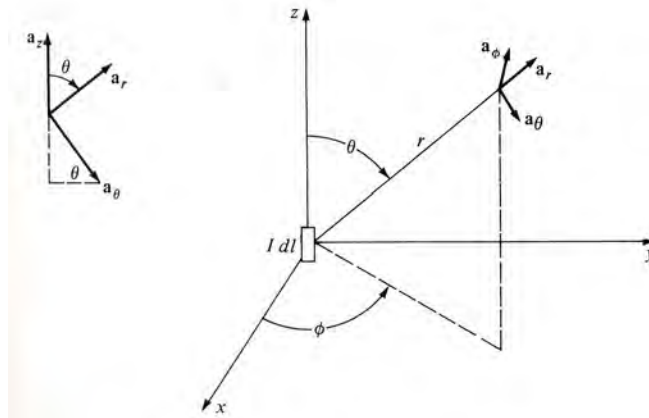


Figura 12: Representación geométrica del potencial vectorial \vec{A} [Tomada de Collin, 1985].

El campo magnético se determinará a partir de (39), entonces

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} \quad (93)$$

Expresando el potencial vectorial \vec{A} en coordenadas esféricas, de la figura 12 se tiene

$$\hat{a}_z = \cos \theta \hat{a}_r - \sin \theta \hat{a}_\theta \quad (94)$$

Sustituyendo la ecuación (94) en (92), la expresión para \vec{A} es ahora

$$\vec{A} = \mu_0 Id\ell \left(\frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \right) (\cos\theta \hat{a}_r - \text{sen}\theta \hat{a}_\theta) \quad (95)$$

Si se sustituye ahora (95) en (1.38), y considerando que

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} \quad (96)$$

se tiene para el campo magnético \vec{H} que

$$\vec{H} = \frac{Id\ell}{4\pi} \text{sen}\theta \left(\frac{j\beta_0}{r} + \frac{1}{r^2} \right) e^{-j\beta_0 r} \hat{a}_\phi \quad (97)$$

Para encontrar la expresión para el campo eléctrico, se sustituye (95) en la siguiente expresión para el campo eléctrico total

$$\vec{E} = -\nabla\phi - jw\vec{A} = -\nabla \frac{\nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\mu_0\varepsilon_0} - jw\vec{A} \quad (98)$$

donde ϕ se deduce de la condición de Lorentz: $\nabla \cdot \vec{A} = -jw\mu_0\varepsilon_0\phi$. Es decir

$$\phi = \frac{\nabla \cdot \vec{A}}{jw\mu_0\varepsilon_0} \quad (99)$$

Entonces queda que para el campo eléctrico

$$\vec{E} = \vartheta \cos\left(\frac{j\beta_0}{r^2} + \frac{1}{r^3}\right) \xi \hat{a}_r + \vartheta \text{sen}\theta \left(-\frac{\beta_0^2}{r} + \frac{j\beta_0}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) \xi \hat{a}_\theta \quad (100)$$

donde $\vartheta = j(Id\ell\eta_0/\pi\beta_0)$ y $\xi = e^{-j\beta_0 r}$

Considerando que r es muy grande con respecto a la longitud de onda, entonces los únicos términos que importan son aquellos que varían como $(1/r)$.

Las expresiones (97) y (100) se pueden expresar como

$$\vec{E} = \left(\frac{j\eta_0\beta_0 Id\ell}{4\pi} \right) \left(\frac{e^{-j\beta_0 r}}{r} \right) \text{sen}\theta \hat{a}_\theta \quad (101)$$

$$\vec{H} = \left(\frac{j\beta_0 Id\ell}{4\pi} \right) \left(\frac{e^{-j\beta_0 r}}{r} \right) \text{sen}\theta \hat{a}_\phi \quad (102)$$

Las expresiones anteriores representan la zona de campo lejano, o *zona de radiación*,

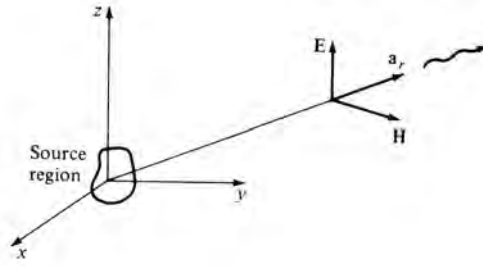


Figura 13: Relación de ortogonalidad entre los campos eléctrico y magnético con respecto a la dirección de propagación de la onda [Tomada de Collin, 1985].

para el dipolo. En esta zona los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y a su vez perpendiculares, ambos, al vector r . La figura 13 muestra la relación de ortogonalidad de ambos campos con respecto a la dirección de propagación de la onda.

La impedancia intrínseca del espacio libre (η_0), o *del medio*, es la razón de estos campos. Está dada por

$$\frac{E_\Theta}{E_\phi} = \frac{\omega_0 \mu_0}{\beta_0} = \frac{\omega_0 \mu_0}{\omega_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta_0 \quad (103)$$

Ésta es una propiedad de las ondas planas y del campo de radiación de cualquier antena.

Para encontrar una expresión para la potencia radiada por el dipolo, se considera que el campo de radiación en el campo lejano (en forma vectorial) satisface las siguientes relaciones

$$\vec{E} = \eta_0 \hat{a}_r \times \vec{H} \quad (104)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta_0} \hat{a}_r \times \vec{E} \quad (105)$$

En las expresiones anteriores se nota que la variación entre los campos de radiación E_θ y H_θ es como $\sin\theta$. Entonces el campo radiado no tiene una simetría esférica cuando se propaga alejándose, tal y como se encontró para el vector potencial. Esto es también una característica general de todos los campos de radiación, los campos de radiación electromagnética nunca tienen una simetría completamente esférica [Collin, 1985].

Un análisis de las ecuaciones de Maxwell indica que los campos \vec{E} y \vec{H} son mutuamente perpendiculares, las ondas electromagnéticas son por lo tanto ondas transversales, en las cuales las oscilaciones ocurren perpendicularmente a la dirección de propagación.

El vector de *Poynting* expresa la densidad de potencia en unidades de potencia por área y apunta hacia la dirección de propagación de la onda específicamente.

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \oint_s \vec{S} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{2} \oint_s \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot \vec{ds} \quad (106)$$

la magnitud de \vec{P} es el producto de las magnitudes de \vec{E} y \vec{H} , y sus unidades son (W/m^2).

La expresión para el vector de Poynting para el dipolo infinitesimal es

$$\frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \eta_0 (d\ell)^2 \beta_0^2 \sin^2 \theta \left(\frac{1}{32\pi^2 r^2} \right) \quad (107)$$

Se deduce entonces que el vector de Poynting está dirigido radialmente hacia afuera y que tiene una disminución por unidad de área a razón de $(1/r^2)$.

En la región de campo cercano de una antena, la razón de variación para los campos de radiación \vec{E} y \vec{H} es como $(1/r^2)$ y $(1/r^3)$; y cuando r es mucho menor a la longitud de onda implica *potencia reactiva*, debido a que el vector de Poynting es puro imaginario y no existe una potencia real radiada (figura 14).

Aunque el campo cercano no contribuye a la potencia radiada, representa una acumulación de energía eléctrica y magnética en el espacio inmediato que rodea a la antena y contribuye a la parte reactiva de la impedancia en sus terminales. A excepción de cálculos de impedancia, la zona del campo cercano no es de interés [Balanis, 1982; Collin 1985].

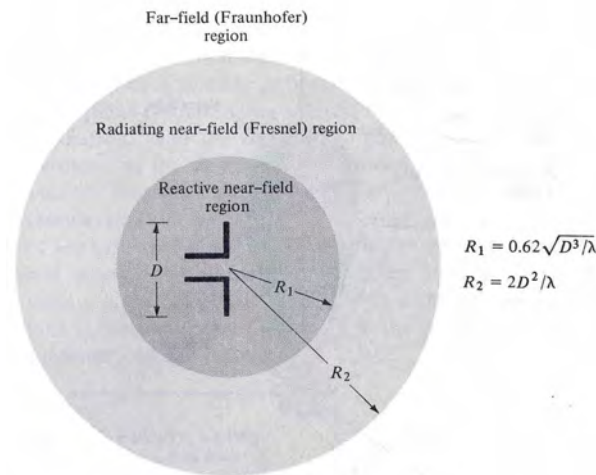


Figura 14: Regiones de campo de radiación de una antena [Tomada de Balanis, 1982].

0.3.2. Patrón de Radiación

El *patrón de radiación* una antena se define como una representación gráfica de su distribución relativa de potencia y sus propiedades de radiación como función de sus coordenadas espaciales. Esto se aprecia en la figura 15.

En muchos casos, el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano y es representado como una función de coordenadas direccionales [Balanis, 1982].

Si se tiene una traza de la potencia recibida a un radio constante, se le llama a ésta *patrón de potencia*. En cambio para una gráfica de la variación espacial de los campos eléctrico o magnético, con radio constante, se le llama *patrón de campo*.

El patrón de radiación para un dipolo ideal tiene una variación de $\sin\theta$ debido a la

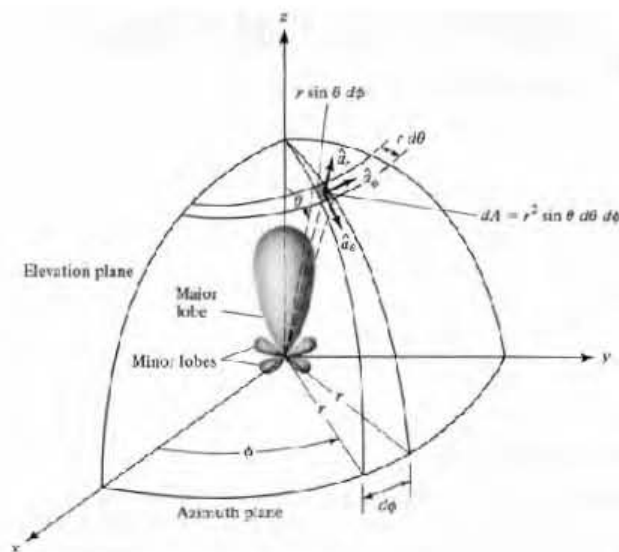


Figura 15: Sistema de coordenadas para el análisis de una antena [Tomada de Balanis, 1982].

variación del campo eléctrico de radiación, y también presenta características de radiación para el campo magnético. El plano que contiene el vector de campo eléctrico de radiación se le llama *plano E*, mientras que el plano que es perpendicular a éste se le llama *plano H*, porque contiene el vector de campo magnético de radiación. Ambos patrones para cada plano se muestran en la figura 16.

La medición del ángulo en un plano es el *radián*. Un radián se define como el ángulo plano con su vértice en el centro de una circunferencia de radio r que es subtendido y que corresponde a un arco de longitud igual al radio. En el caso de medir el ángulo de manera tridimensional se utiliza el *estereorradián*, que es el ángulo sólido con vértice en el centro de una esfera de radio r , que es subtendido por un área esférica igual a la superficie que tendría un cuadrado de lado r (ver figura 17).

En los patrones de radiación de campo en los campos E y H , para medir el *ancho del haz de potencia media (HPBW)* se mide el ángulo entre los puntos donde se radia la mitad de potencia máxima. En el caso del dipolo ideal, el ancho del haz de potencia media es de 90° , medido en el plano E . En el plano H no se puede medir el ancho del

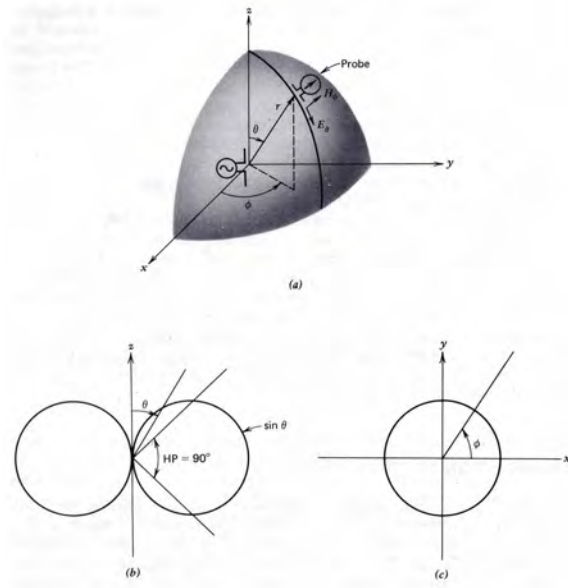


Figura 16: Radiación de un dipolo ideal. (a) Componentes de campo y esquema de medida del patrón. La antena de prueba fue movida fuera de la superficie esférica. (b) Patrón de radiación del plano E (c) Patrón de radiación del plano H . [Tomada de Stutzman, 1981].

haz debido a que el patrón de radiación es circular. Esto se observa en la figura 18.

0.3.3. Densidad de Radiación

La *densidad de radiación* es la densidad de potencia que se asocia con los campos electromagnéticos de una antena en la región de campo lejano. La potencia total radiada por la antena está dada por la expresión

$$P_r = \oint \oint_S S_{rad} \cdot dA = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot dA \quad (108)$$

La potencia radiada promedio se expresa como

$$P_{prom} = \frac{P_r}{4\pi} \quad (109)$$

La radiación de potencia en una dirección dada por unidad de ángulo sólido es conocida como *intensidad de radiación* y se puede escribir como

$$\frac{dP_r}{d\Omega} = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) r^2 \quad (110)$$

A partir de la intensidad de radiación, ecuación (110), se puede obtener el campo lejano,

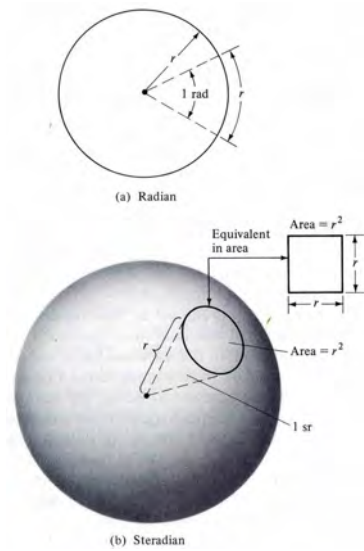


Figura 17: Arreglo geométrico para definir un *radián* y un *estereorradián* [Tomada de Balanis, 1982].

al multiplicar la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. Esto es

$$\frac{dP_r}{d\Omega} = r^2 S_{rad} \quad (111)$$

0.3.4. Directividad y Ganancia

Las antenas se diseñan, en general, para que su patrón máximo de radiación sea óptimo en una dirección determinada. Así, su capacidad de respuesta para transmitir o recibir se basa en el radio de la intensidad de radiación en una dirección dada desde la antena hacia el promedio de la intensidad de radiación en todas direcciones [Balanis, 1982].

La *directividad* es entonces una medida cuantitativa de la capacidad de respuesta de una antena, que en el caso de transmisión se define como una medida de la proporción de radiación orientada en una dirección determinada; para el caso de recepción, es una medida de la radiación captada en una dirección determinada (figura 19). Sin embargo, todas las antenas, incluso las más simples, muestran efectos directivos en los que la intensidad de radiación no es la misma en todas las direcciones de la antena.

En función de intensidad de radiación, la directividad es definida como la razón entre la intensidad de radiación máxima (*potencia por unidad de ángulo sólido*), entre la intensidad de radiación promedio de la antena (*potencia promedio sobre una esfera por unidad de ángulo sólido*).

De forma matemática, la directividad se expresa como

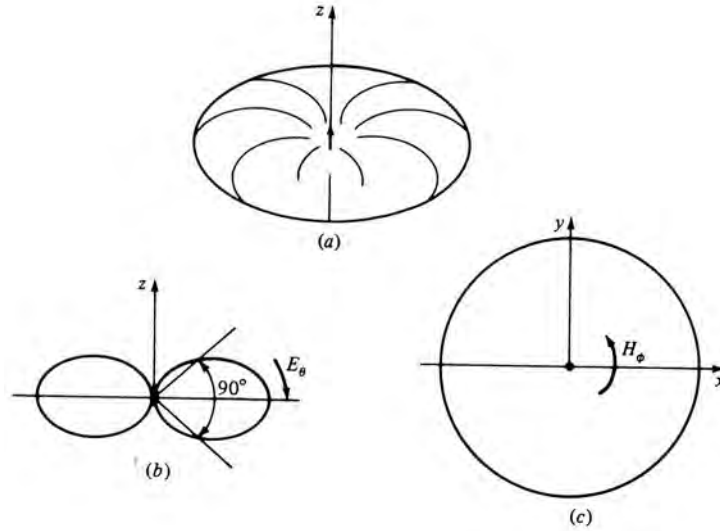


Figura 18: Patrón de radiación para de un dipolo infinitesimal, en donde se observa el ancho del haz a potencia media (*HPBW*). [Tomada de Collin, 1985].

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\text{máx}}}{U_{\text{prom}}} = \frac{S(\theta, \phi)_{\text{máx}}}{S_{\text{prom}}} \quad (112)$$

Para condiciones de campo lejano de la antena, la medición de su intensidad de radiación y el vector de Poynting definen a la directividad de la antena como

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (113)$$

Pero en cuestión de diseño de una antena, la relación (113), se puede expresar en función del ángulo sólido (ver figura 20), esto es

$$\Omega_A \simeq \theta_{HP} \phi_{HP} \quad (114)$$

por lo que la expresión de directividad queda

$$D \cong \frac{4\pi}{\theta_{HP} \phi_{HP}} \cong \frac{4100}{\theta_{HP}^{\circ} \phi_{HP}^{\circ}} \quad (115)$$

donde θ_{HP}° y ϕ_{HP}° corresponden al ancho del haz a potencia media de los dos planos principales y que se expresan en grados.

De la ecuación (113) se puede concluir que cuanto menor sea el ángulo sólido del haz (o el ancho del haz a potencia media), mayor será la directividad.

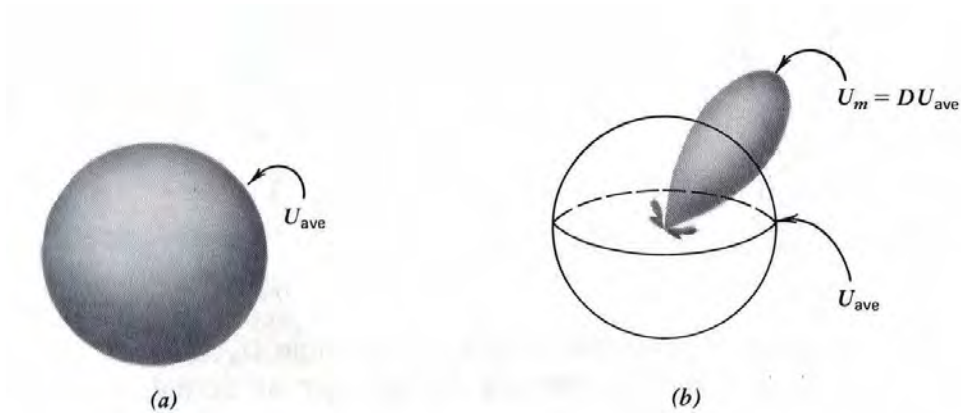


Figura 19: Directividad. (a) Intensidad de radiación distribuida isotropicamente. (b) Intensidad de radiación de una antena actual. [Tomada de Stutzman, 1981].

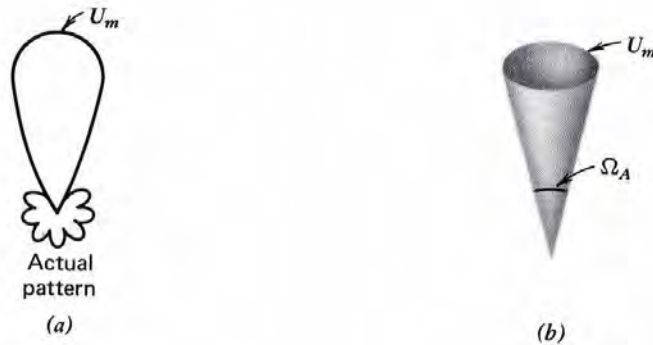


Figura 20: Ángulo sólido del lóbulo de la antena Ω_A . (a) Figura de la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ de una antena. (b) Figura de la intensidad de radiación concentrada en un cono de ángulo sólido Ω_A con intensidad de radiación constante máxima de la antena. [Tomada de Stutzman, 1981].

La *ganancia* de una antena se relaciona comunmente con su directividad y es necesario conocer de igual forma su eficiencia. Por lo que, la *eficiencia* de una antena se define como

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{ent}}, 0 \leq \eta \leq 1 \quad (116)$$

donde P_{rad} es la potencia radiada por la antena y P_{ent} es la potencia de entrada en la antena. La eficiencia refleja la cantidad de potencia que se pierde en la antena, debido a las pérdidas en el dieléctrico y en los conductores. Estas pérdidas llegan a reducir la potencia radiada en cualquier dirección.

En términos de potencia, la intensidad de radiación que le corresponde a la potencia radiada isotropicamente es igual a la potencia de entrada en la antena dividida por

4π . En forma de ecuación esto se puede expresar como

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \right) \quad (117)$$

En términos de la eficiencia y la directividad, una expresión para la ganancia es

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \left(\frac{\frac{dP_r}{d\Omega}}{P_{in}} \right) = \eta D(\theta, \phi) \quad (118)$$

La expresión (118), demuestra que si deseamos obtener la ganancia de una antena, necesariamente se deben considerar los efectos por pérdidas (esto es, cuando la eficiencia no es del 100 %).

Considerando una antena como un elemento isotrópico y sin pérdidas, cien por ciento eficiente, su ganancia será igual a la directividad. Si por el contrario se presentan pérdidas en la antena, la ganancia será menor a la directividad y nunca excederá a dicha directividad.

0.3.5. Impedancia de Entrada

Si una antena es conectada a una línea de transmisión puede ser considerada como un dispositivo eléctrico con una entrada (ver figura 1.4).

Se puede expresar la *impedancia de entrada* de una antena como

$$Z_A = \frac{V_a}{I_a} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = R_A + jX_A \quad (119)$$

donde V_a e I_a son el voltaje y la corriente, respectivamente, en las terminales de la antena; Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión; Γ es el coeficiente de reflexión; R_A es la parte real reactiva de la impedancia de la antena.

En la expresión (119) se observa que, para que la mayor parte de la energía del generador sea radiada por la antena, Z_A debe ser igual a Z_0

0.3.6. Resistencia de Radiación

La *resistencia de radiación* ($R_{radiación}$) no debe asociarse con ninguna resistencia propia de la antena. Es una resistencia que acopla a la antena a través de sus terminales con el espacio libre.

Esta resistencia de radiación es además una resistencia equivalente que disipará la misma cantidad de potencia que la potencia radiada por la antena cuando la corriente

en la resistencia es igual a la corriente de entrada en las terminales de la antena. Se puede expresar de la siguiente forma

$$P_{rad} = \frac{1}{2} I^2 R_{radiación} = P_{disipada} \quad (120)$$

de donde

$$R_{radiación} = 2 \frac{P_{rad}}{I^2} \quad (121)$$

La expresión (121) se expresa en *ohms* y normalmente se mide en aquel punto de la antena donde se tiene el flujo máximo de corriente.

0.3.7. Apertura Efectiva

La *apertura efectiva* de una antena es un parámetro que define una característica propia de la antena. Si se tiene, por ejemplo, una antena en modo de recepción, ésta tiene por objeto asimilar ondas electromagnéticas y extraer su potencia. Esto se muestra en la figura 21.

Entonces, el área de colección de energía electromagnética para una antena es la apertura efectiva, y define la pérdida de potencia debida a la resistencia terminal (o impedancia de carga) acoplada a la antena, con respecto a la potencia incidente. Esto se puede expresar como

$$A_e = \frac{P_T}{W_i} = \frac{\left(\frac{|I_T|^2}{2}\right) R_T}{W_i} \quad (122)$$

donde: A_e es la apertura efectiva, P_T es la potencia entregada a la carga y W_i es la densidad de potencia de la onda incidente.

La expresión (122) de la apertura efectiva puede ser escrita como

$$A_e = \frac{|V_T|^2}{2W_i} \left[\frac{R_T}{(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \right] \quad (123)$$

Bajo condiciones de máxima transferencia de potencia, $R_r + R_L = R_T$ y $X_A = -X_T$, entonces la apertura efectiva de (123) se reduce a

$$A_e = \frac{|V_T|^2}{8W_i} = \left[\frac{R_T}{(R_L + R_r)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8W_i} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (124)$$

Entonces, la apertura efectiva de una antena no es necesariamente igual a su apertura física. La apertura de las antenas con amplitud constante y distribuciones de campo en fase tienen su valor máximo de apertura igual al área física [Balanis, 1982]. Si la resistencia de pérdida es igual a la resistencia de radiación ($R_L = R_r$) y la suma de

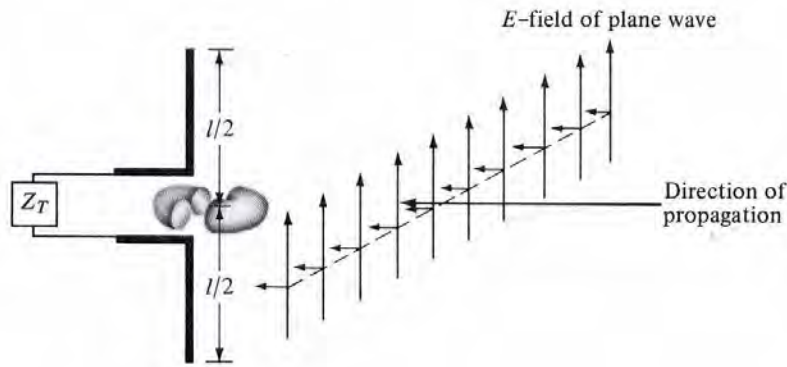


Figura 21: Onda Plana incidiendo en la apertura de una antena [Tomada de Balanis, 1982].

las dos es igual a la resistencia de carga ($R_T = R_r + R_L = 2R_r$), entonces la apertura efectiva equivale sólo a la mitad de la apertura efectiva máxima.

Para encontrar la relación entre la directividad y la apertura efectiva máxima habrá de considerarse, primero, la apertura efectiva máxima de una fuente isotrópica, cuya expresión está dada por

$$A_{tm} = \frac{A_{rm}}{D_r} = \frac{0,119\lambda^2}{1,5} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (125)$$

donde A_{tm} y A_{rm} son las aperturas efectivas máximas (directivas, D_r) de dos antenas: una funcionando como transmisor y la otra como receptor.

La ecuación (125) puede escribirse como

$$A_{rm} = D_r A_{tm} = D_r \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad (126)$$

En general, la apertura efectiva máxima (A_{em}) de una antena está relacionada con su directividad (D) por [Balanis, 1982]:

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D \quad (127)$$

La ganancia (G) y la apertura efectiva (A_e) de una antena están relacionadas por [Skolnik]:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_a A}{\lambda^2} \quad (128)$$

donde: $A_e = \rho_a A$ y A es la apertura física de la antena, ρ_a es la eficiencia de la apertura de la antena, y λ es la longitud de onda.

0.4. Teoría de Antenas Dipolo

Una antena cuyas dimensiones son mucho más pequeñas que la longitud de onda, es referida como una antena eléctricamente pequeña. Es decir, la antena se encuentra dentro de una esfera de aproximadamente una sexta parte de la longitud de onda. Para bajas frecuencias, esto significa que la antena será eléctricamente pequeña y como ejemplo de ello se tienen a los dipolos infinitesimales (como se vió en la sección 1.2).

Considerando primero un dipolo corto, como se muestra en la figura 22(a), la corriente regresará a cero al final del alambre, figura 22(b). Para un alambre delgado, cuyo diámetro sea muy pequeño con respecto a la longitud de onda, la distribución de corriente es aproximadamente sinusoidal. La acumulación de carga lleva a un desplazamiento de la densidad de corriente en el espacio alrededor del dipolo. Ésta es una visualización del fenómeno de radiación.

La resistencia de radiación para un dipolo corto, usando la distribución de corriente triangular, se puede escribir como

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{\Delta z}{\lambda} \right)^2 \text{ [ohms]} \quad (129)$$

La reactancia de entrada de los dipolos cortos es capacitiva. Esto se puede corroborar visualizando la antena como una línea de transmisión a circuito abierto.

En el dipolo ideal, todas las cargas se acumulan al final de la antena. De hecho, el dipolo

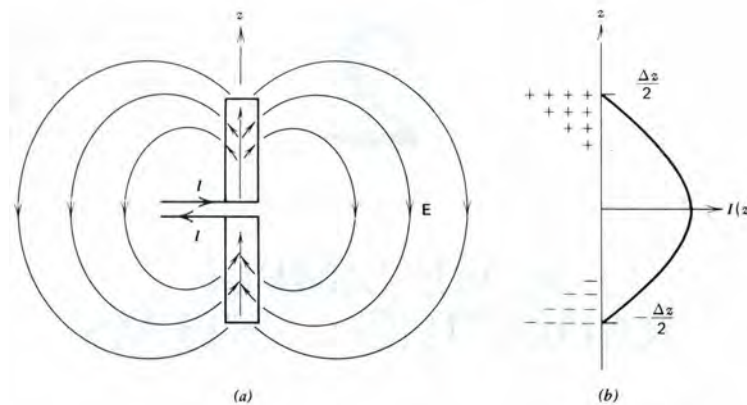


Figura 22: Dipolo corto, $\Delta z \ll \lambda$. (a) Corriente en la antena y campos eléctricos alrededor de ella. (b) Corriente y distribución de carga. [Tomada de Stutzman, 1981].

ideal se puede analizar como una corriente uniforme o como dos cargas puntuales (ver figura 23).

El modelo dipolar de carga muestra que la carga se acumula en la parte final de la

antena. Entonces, para realizar una distribución de corriente uniforme, en la práctica, un mecanismo debe ser provisto para almacenar cargas acumuladas el final de la antena [Stutzman, 1981].

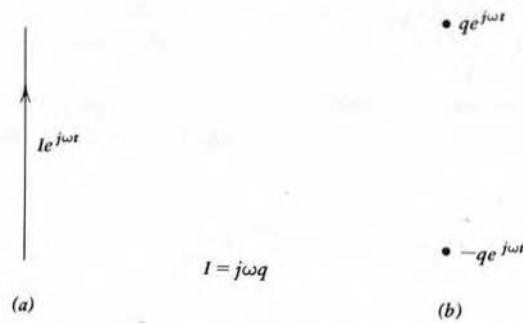


Figura 23: Modelos de dipolo ideal. (a) Modelo de corriente uniforme. (b) Modelo dipolar de carga. [Tomada de Stutzman, 1981].

0.4.1. Dipolo de Longitud Finita

En un *dipolo de longitud finita* la distribución de corriente indica que la antena tiene una alimentación central y que la corriente se anula en los extremos. Esto se observa en la figura 24(a).

Entonces la distribución de corriente para un dipolo muy delgado puede escribirse como

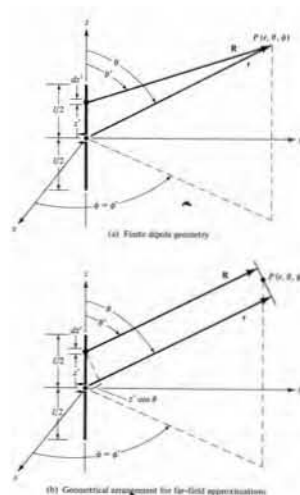


Figura 24: Geometría del dipolo finito y aproximaciones de campo lejano (a) Geometría del dipolo finito. (b) Arreglo geométrico para aproximaciones de campo lejano. [Tomada de Balanis, 1982].

$$I_e(x', y', z') = \begin{cases} I_0 \text{sen} \left[\beta_0 \left(\frac{\ell}{2} - z' \right) \right] \hat{a}_z, & 0 \leq z' \leq \frac{\ell}{2}; \\ I_0 \text{sen} \left[\beta_0 \left(\frac{\ell}{2} + z' \right) \right] \hat{a}_z, & -\frac{\ell}{2} \leq z' \leq 0. \end{cases}$$

donde x' y y' son iguales a cero.

La antena de dipolo finito de la figura 24 es subdividida en un número infinitesimal de dipolos de longitud $\Delta z'$. Conforme el número de subdivisiones se incrementa, la longitud de cada dipolo infinitesimal se aproxima a dz' , posicionado a lo largo del eje z , el campo eléctrico y magnético en el campo lejano son

$$dE_\theta \simeq j\eta\beta_0 I_e(x', y', z') \left(\frac{e^{-j\beta_0 R}}{4\pi R} \right) \text{sen}\theta dz' \quad (130)$$

$$dH_\phi \simeq j\beta_0 I_e(x', y', z') \left(\frac{e^{-j\beta_0 R}}{4\pi R} \right) \text{sen}\theta dz' \quad (131)$$

La radiación en el campo lejano del dipolo de longitud finita se observa en la figura 23(b).

Si se tiene que

$$R = r - z' \cos \theta \quad (132)$$

la expresión del campo eléctrico (130) puede ser escrita como

$$dE_\theta = j\eta_0\beta_0 I_e(x', y', z') \left(\frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \right) \text{sen}\theta e^{j\beta_0 z' \cos \theta} dz' \quad (133)$$

Si se suman las contribuciones de todos los elementos infinitesimales de (133), la suma se reduce a una integración de dichos elementos. Esto es

$$E_\theta = \int_{-\frac{\ell}{2}}^{\frac{\ell}{2}} dE_\theta = j\eta_0\beta_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \text{sen}\theta \left[\int_{-\frac{\ell}{2}}^{\frac{\ell}{2}} I_e(x', y', z') e^{j\beta_0 z' \cos \theta} dz' \right] \quad (134)$$

El campo total de la antena es igual al producto de los elementos y los factores especiales [Balanis, 1982].

Para la distribución de corriente de $I_e(x', y', z')$, la expresión para E_θ (134) puede ser reescrita como

$$E_\theta = j\eta_0 I_0 \beta \frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \text{sen}\theta \kappa \quad (135)$$

En la ecuación (135)

$$\kappa = \int_{-\frac{\ell}{2}}^0 \text{sen} \left[\beta_0 \left(\frac{\ell}{2} - z' \right) \right] e dz' + \int_0^{\frac{\ell}{2}} \text{sen} \left[\beta_0 \left(\frac{\ell}{2} + z' \right) \right] e dz' \quad (136)$$

donde

$$e = e^{j\beta_0 z' \cos \theta} \quad (137)$$

La expresión para E_θ puede ser escrita también como

$$E_\theta = j\eta_0 I_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right)}{\text{sen} \theta} \right] \quad (138)$$

De igual manera, la componente total de H_ϕ (131) puede ser escrita también como

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta_0} = jI_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right)}{\text{sen} \theta} \right] \quad (139)$$

La potencia radiada por el dipolo, mediante la magnitud del vector de Poynting, puede ser escrita como

$$S_{rad} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\vec{E} \times \vec{H}^* \right] = \frac{1}{2\eta_0} |E_\theta|^2 \hat{a}_z \quad (140)$$

o bien, de la forma

$$S_{rad} = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right)}{\text{sen} \theta} \right\}^2 \quad (141)$$

La intensidad de radiación puede expresarse como

$$\frac{dP_r}{d\Omega} = r^2 S_{rad} = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right)}{\text{sen} \theta} \right\}^2 \quad (142)$$

Los patrones de radiación normalizados, como se observa en la figura 25 y dada por la expresión (142), para dipolos con diferente longitud, presentan valores de HPBW en la tabla (1.2).

Conforme la longitud del dipolo aumenta a más de una longitud de onda ($\ell > \lambda$), el número de lóbulos secundarios comienza a incrementarse.

En la figura 26 se muestra la distribución de corriente para los dipolos con longitud diferente.

El vector de Poynting para S_{rad} es integrado fuera de una esfera de radio r y con ello se puede encontrar la potencia total radiada. Esto resulta

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S_{rad} \cdot dA = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right)}{\text{sen} \theta} \right] \quad (143)$$

Longitud de dipolo	Ancho del haz a 3 dB
$\ell \ll \lambda$	90°
$\ell = \lambda/4$	87°
$\ell = \lambda/2$	78°
$\ell = 3\lambda/4$	64°
$\ell = \lambda$	47.8°

Tabla 2: Ancho del haz a potencia media para dipolos de diferente longitud.

La directividad es expresada como

$$D = 4\pi \left(\frac{F(\theta)_{m\acute{a}x}}{\int_0^\pi F(\theta) \sin\theta d\theta d\phi} \right) \quad (144)$$

Para obtener la resistencia de radiación del dipolo, se resuelve la integral de la expresión (25), y se obtiene

$$R_{rad} = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} \quad (145)$$

donde $F(\theta)_{m\acute{a}x}$ varía y depende de la longitud del dipolo. Los valores de la directividad para diferentes longitudes del dipolo se muestran en la figura 27.

La resistencia de radiación a la entrada de las terminales del dipolo se puede expresar como

$$R_{in} = \left[\frac{I_0^2}{I_{in}} \right]^2 R_{rad} \quad (146)$$

Dado que para un dipolo de longitud λ , la corriente de entrada en las terminales (I_{in}) es relacionada con la corriente máxima (I_0), ésta se puede escribir como

$$I_{in} = I_0 \text{sen} \left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \right) \quad (147)$$

Entonces, la resistencia de entrada del dipolo queda

$$R_{in} = \frac{R_r}{\text{sen}^2 \left(\frac{\beta_0 \ell}{2} \right)} \quad (148)$$

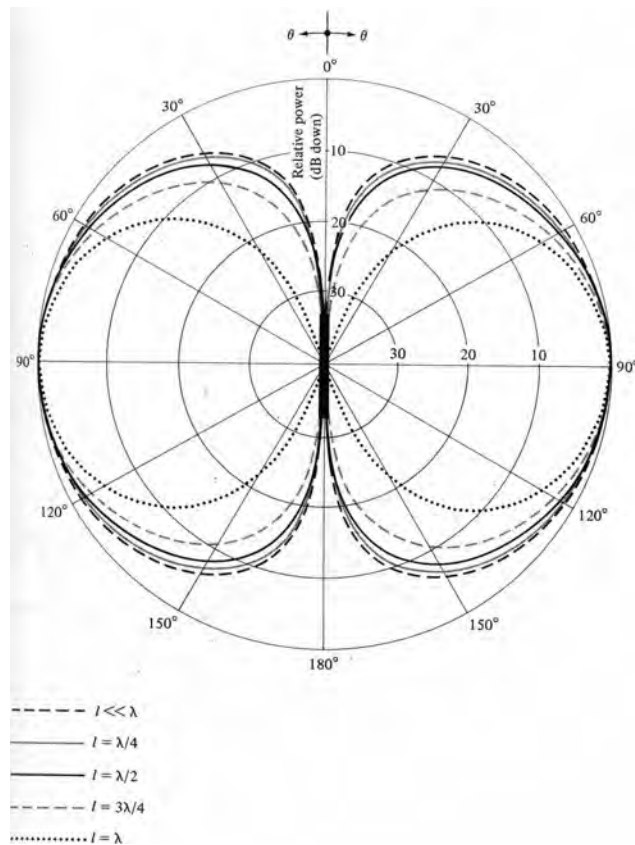


Figura 25: Patrón de radiación para un dipolo delgado, para diferentes longitudes con distribución sinusoidal de corriente [Tomada de Balanis, 1982].

0.4.2. Dipolo de Media Onda

Las antenas *dipolo de media onda*, aquellas que su longitud es la mitad de la longitud de onda ($\lambda/2$), son las más usadas comúnmente. Éstas tienen una corriente lineal cuya amplitud varía como una mitad de onda senoidal con un máximo en el centro (como se observa en la figura 26).

Como se analizará más adelante, la resistencia de radiación de estos dipolos es de 73 ohms, lo cual es muy similar a la impedancia característica de 75 ohms de algunas líneas de transmisión y permite así tener un buen acoplamiento (presentando entonces menos pérdidas) y la línea es simplificada especialmente a la resonancia.

La distribución de corriente en el dipolo de $\lambda/2$ se sitúa a lo largo del eje z . Como se observa en la figura 28(a), la mitad de onda senoidal de distribución de corriente se puede escribir como

$$I(z) = I_0 \text{sen} \left\{ \beta_0 \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right\}, \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (149)$$

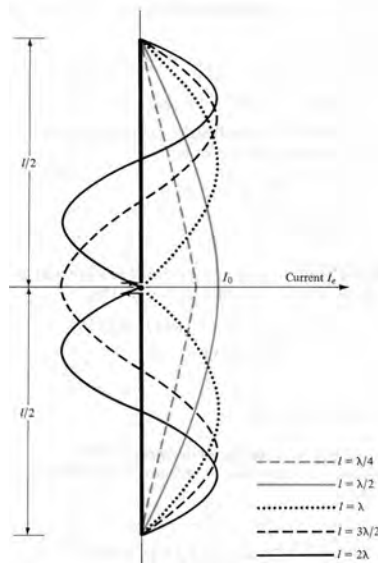


Figura 26: Distribuciones de corriente a lo largo de una antena lineal [Tomada de Balanis, 1982].

donde

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (150)$$

Esta corriente se hace cero en los extremos (en el caso de $z = \pm\lambda/2$) y su máximo valor para I_0 se presenta en el centro ($z=0$).

De la expresión de la corriente (149), se puede obtener el patrón de radiación para el dipolo de $\lambda/2$; éste se observa en la figura 28(b).

Las componentes de los campos eléctrico y magnético se pueden obtener a partir de las expresiones (138) y (139), considerando que $\ell = \lambda/2$. Las expresiones para E_θ y H_ϕ quedan entonces

$$E_\theta = j\eta_0 I_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (151)$$

$$H_\phi = jI_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (152)$$

Considerando el factor del patrón no normalizado, dado por

$$f_{un} = \frac{I_0}{\beta_0 \sin^2\theta} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right) \quad (153)$$

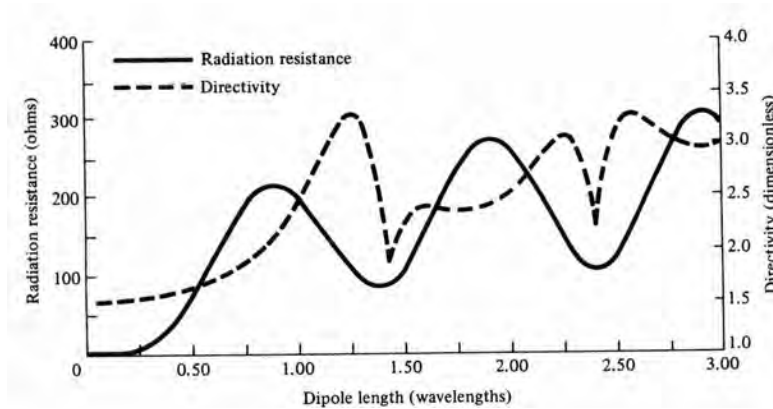


Figura 27: Resistencia de radiación, resistencia de entrada y directividad de un dipolo con distribución de corriente sinusoidal [Tomada de Balanis, 1982].

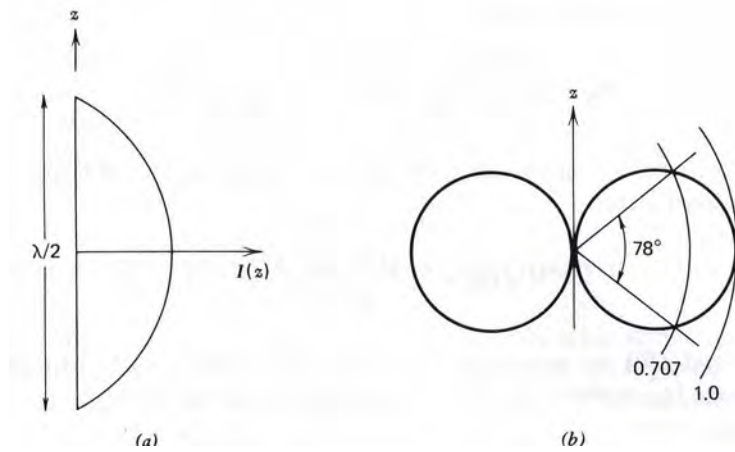


Figura 28: Dipolo de media onda. (a) Distribución de corriente $I(z)$. (b) Patrón de radiación $F(\theta)$. [Tomada de Stutzman, 1981].

Sustituyendo la ecuación (153), en la ecuación (151), se obtiene para E_θ

$$E_\theta = j\omega_0\mu_0 2I_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \sin\theta \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \quad (154)$$

De la expresión (154) se puede identificar el factor elemental $g(\theta)$ y el factor de patrón normalizado $f(\theta)$; éstos se pueden escribir de la siguiente manera

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \quad (155)$$

$$g(\theta) = \sin\theta \quad (156)$$

Tanto para $g(\theta)$ y $f(\theta)$, cuando $\theta = \pi/2$, ambos son máximos y tienen un valor de unidad. El patrón completo de campo lejano normalizado se puede escribir entonces como

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \quad (157)$$

El patrón de radiación se observa en la figura 28(b), donde el ancho de lóbulo a potencia media (*HPBW*) es de 78° .

La densidad de potencia de tiempo promedio, que es la potencia radiada por éste dipolo, se puede escribir como

$$S_{rad} = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2 \simeq \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \text{sen}^3\theta \quad (158)$$

y la intensidad de radiación puede ser escrita como

$$\frac{dP_r}{d\Omega} = r^2 S_{rad} = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2 \simeq \eta_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \text{sen}^3\theta \quad (159)$$

La potencia total radiada se puede obtener como un caso especial de la expresión (158). Esto es

$$P_{rad} = \eta_0 \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} d\theta \quad (160)$$

La directividad para el dipolo de $\frac{\lambda}{2}$ se puede escribir como

$$D = 4\pi \frac{S_{rad}}{P_{rad}} = 4\pi \frac{R_{rad}|_{\theta=\frac{\pi}{2}}}{P_{rad}} \simeq 1,643 \quad (161)$$

El área efectiva máxima correspondiente es igual a

$$A_{em} = \frac{\ell\lambda}{4\pi} D = \frac{\ell\lambda}{4\pi} (1,643) \simeq 0,13\lambda^2 \quad (162)$$

El valor de la resistencia de radiación, en el espacio libre (donde $\eta = 120\pi$), se puede escribir como

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) \simeq 73\Omega \quad (163)$$

donde

$$C_{in}(2\pi) = 2,435 \quad (164)$$

Este valor de 73 ohms de la resistencia de radiación, le corresponde también a la resistencia de radiación en la entrada de las terminales (llamada también impedancia característica), desde que la corriente máxima se presenta en la entrada de las terminales.

0.4.3. Dipolos Alimentados por Líneas Bifilares Desnudas

Cuando se conecta una línea bifilar a un dipolo de media onda ($\lambda/2$) en su corte o discontinuidad, figura 29(a), la relación de ondas estacionarias de la línea resulta del orden de 7.0 y, por eso, se necesita la sintonización de la línea a la onda progresiva (móvil) [Markov y Sazonov, 1992].

Un elemento radiador conveniente es el dipolo de $\lambda/2$ alimentado en paralelo, figura 29(b). Si se eligen las medidas de L y ℓ , de la abertura se logra obtener en la línea un régimen muy cercano al de onda progresiva, sin elementos adicionales de sintonización. La ventaja de esta alimentación reside, de igual forma, en que en el punto a del dipolo es establecido un nudo de tensión y esto permite fijar el dipolo al soporte sin aisladores.

Si se requiere incrementar la resistencia de entrada del dipolo de media onda, basta con plegar el dipolo. En la figura 29(c), dos elementos del dipolo de igual diámetro se cortocircuitan en los extremos con puntos de unión y al corte de uno de ellos se conecta la línea bifilar. Las corrientes de estos elementos resultan ambas en fase con máximos en el centro.

Puesto que la distancia entre los conductores es pequeña en comparación con la longitud de onda, el diagrama direccional del dipolo plegado coincide con el diagrama direccional de un dipolo de $\lambda/2$ ordinario [Markov y Sazonov, 1992].

La resistencia de entrada del dipolo plegado puede ser calculada partiendo del equilibrio

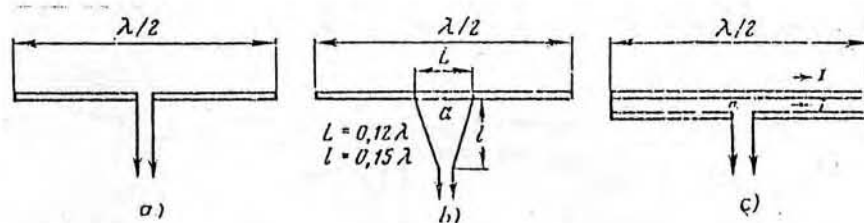


Figura 29: Dipolos conectados a líneas bifilares desnudas [Tomada de Markov y Sazonov, 1992]

de potencias. Suponiendo que el valor eficaz de la corriente presentada en el origen de cada dipolo sea igual a I . En tal caso, la potencia de radiación por el dipolo será igual a

$$P_{rad} = (2I)^2 R_{rad\ origin} \quad (165)$$

Por otra parte, si la potencia de radiación es igual a

$$P_{rad} = I^2 R_{ab} \quad (166)$$

de donde la resistencia de entrada del dipolo será

$$R_{ab} = R_{rad\ origen} \quad (167)$$

La magnitud de la relación de ondas estacionarias en el alimentador bifilar resulta ser del orden de 2.0, debido a lo cual no hay necesidad de un ajuste suplementario del alimentador.

En muchos casos, el mejoramiento de la adaptación de los dipolos a los alimentadores se da porque dichos dipolos son hechos de láminas anchas (o conductores gruesos, que tienen una impedancia de onda suficientemente baja). Considerando que una onda electromagnética viaja sólo en una cierta dirección, por ejemplo $+z$, en el espacio libre, su impedancia intrínseca $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ del espacio libre es de aproximadamente 120π o (377 ohms), e indica el tipo de relación que existe entre las intensidades de los campos eléctrico y magnético; para el caso del espacio libre, η_0 es real y entonces las intensidades de los campos eléctrico y magnético están en fase.

0.5. Arreglos de Antenas

Generalmente los diseños de antenas se realizan pensando en que éstas sean muy directivas y con altas ganancias para que logren captar o radiar desde y hacia lugares muy distantes. Lo anterior se puede lograr si se hace un incremento en el tamaño eléctrico de la antena; es decir, estructurar un sistema de varios elementos de radiación en una configuración eléctrica y geométrica también llamada *arreglos*. Por simplicidad y practicidad los elementos de un arreglo se suponen iguales, además que para ello se debe considerar la configuración geométrica, la distancia entre los elementos, la excitación en fase de cada elemento y el patrón de radiación de cada elemento.

El campo total del arreglo es la suma de los campos radiados por cada elemento individual. Para crear patrones directivos, es necesario que los campos de los elementos del arreglo interfieran constructivamente, es decir, que sumen en la dirección deseada y que interfieran destructivamente o se cancelan en el espacio restante.

0.5.1. Arreglo de Antenas Isotrópicas

Las *antenas isotrópicas* se toman como referencia para expresar propiedades directivas de antenas prácticas, ya que no son físicamente realizables. Esta antena se define como una antena hipotética que radía con la misma intensidad en todas direcciones (por ejemplo una fuente puntual). Esto se ilustra en la figura 30.

El arreglo más simple que se puede formar es usando dos elementos, como se observa en la figura 30. Si se colocan dos antenas isotrópicas sobre el eje x , como se muestra en la figura 32, el campo total radiado por los dos elementos es igual a la suma de los

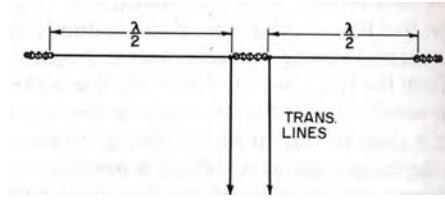


Figura 30: Arreglo colineal de dos elementos isotrópicos, espaciados $\lambda/2$ [Tomada de Arri Antenna Hand Book, 1991].

campos de cada uno.

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (168)$$

Al considerar que las dos antenas tienen la misma amplitud de alimentación

$$E_0 = |\vec{E}_1| |\vec{E}_2| \quad (169)$$

La *diferencia de fase* de una onda con respecto a un elemento imaginario colocado en el origen, de acuerdo con la geometría de la figura 31, está dada por el término $d \cos \theta$. La diferencia en la *excitación inicial de fase* de cada elemento está dada por δ . Al considerar que la fase de una onda radiada por cada elemento que conforma el arreglo está en función de la geometría del mismo y de la excitación inicial de fase.

$$\phi = d \cos \theta + \delta \quad (170)$$

En la expresión (170), el valor de ϕ debe estar en radianes y d en unidades de longitud. Al multiplicar d por la constante de propagación de la onda β , se obtendrá a d en radianes, esto es

$$d_{rad} = d\beta = d \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \quad (171)$$

Sustituyendo (171) en (169), la excitación inicial de fase y la fase de la ondas radiadas, en función de la separación de cada elemento del arreglo, será

$$\phi = d\beta \cos \theta + \delta \quad (172)$$

Si las antenas tienen la *misma excitación en fase*, entonces $\delta = 0$ y la ecuación 172 queda

$$\phi = d\beta \cos \theta \quad (173)$$

La expresión de *campo total* se puede escribir como

$$\vec{E} = E_0 \left(e^{j\frac{\phi}{2}} + e^{-j\frac{\phi}{2}} \right) \quad (174)$$

donde $E_0 e^{j\frac{\phi}{2}}$ es el campo radiado por la antena 2 en el punto P que está localizado en el campo lejano y es donde la onda radiada llegará con un adelanto de fase de $+\frac{\phi}{2}$, debido a su posición con respecto al origen del sistema de referencia. En el caso de $E_0 e^{-j\frac{\phi}{2}}$, se trata del campo radiado por la antena 1 y en el punto P la onda radiada por dicha antena llegará con un retraso de $-\frac{\phi}{2}$ debido a su posición con respecto al origen del sistema de referencia.

La ecuación 174 se puede escribir como

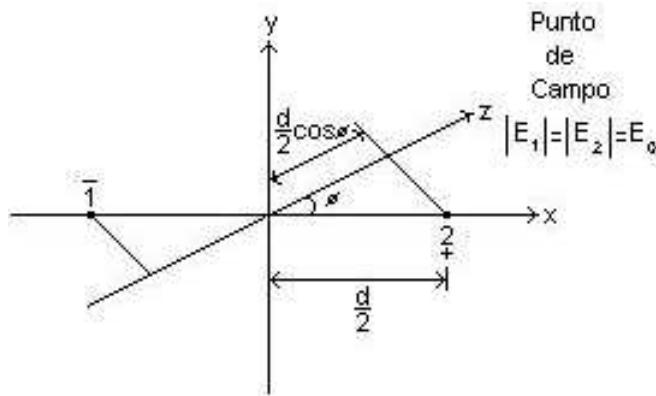


Figura 31: Arreglo de dos fuentes en fase.

$$\vec{E} = 2E_0 \left(\frac{e^{j\frac{\phi}{2}} + e^{-j\frac{\phi}{2}}}{2} \right) \quad (175)$$

usando la identidad

$$\cos\left(\frac{\phi}{2}\right) = \frac{e^{j\frac{\phi}{2}} + e^{-j\frac{\phi}{2}}}{2} \quad (176)$$

entonces, sustituyendo (176) en (175) se obtiene

$$\vec{E} = 2E_0 \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (177)$$

Al normalizar el campo total, de la ecuación (177) se puede obtener el *patrón de radiación* del arreglo. Se tiene entonces que

$$\vec{E} = \cos\frac{\phi}{2} \quad (178)$$

Considerando una excitación de fase igual para las dos antenas, $\delta = 0$, al sustituir (173) en (178) se tiene

$$\vec{E} = \cos\left(\frac{d\beta \cos\theta}{2}\right) \quad (179)$$

suponiendo que la separación d entre las antenas isotrópicas sea de $\lambda/4$ y que $\beta = 2\pi/\lambda$, entonces (172) queda

$$\phi = d\beta \cos \theta = \left(\frac{\lambda}{4}\right) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cos \theta = \frac{\pi}{2} \cos \theta \quad (180)$$

entonces el *campo total normalizado* radiado por las dos fuentes puntuales, separadas $\lambda/4$ y alimentadas con la misma amplitud y fase, será:

$$\vec{E} = \cos\left(\frac{\pi}{4} \cos \theta\right) \quad (181)$$

De la ecuación (181), se obtiene el *patrón de radiación* que se muestra en la figura 32.

Cuando se tiene un arreglo de dos fuentes isotrópicas alimentadas con la misma am-

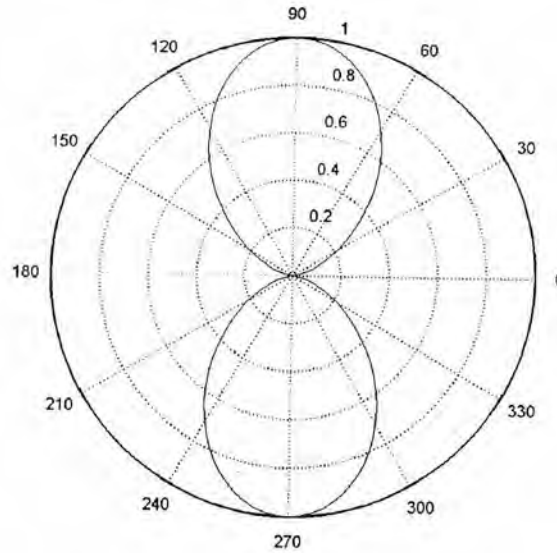


Figura 32: Patrón de radiación del arreglo de dos fuentes en fase.

plitud pero en antifase: respecto a un tiempo inicial t_0 , la onda radiada por la antena 2 de la figura 32, alcanzará un máximo, mientras que la onda que se radía desde la antena 1 presentará un mínimo.

La expresión del *campo total* en un punto P del campo lejano se puede expresar como

$$|\vec{E}| = E_0 \left(e^{j\frac{\phi}{2}} - e^{-j\frac{\phi}{2}} \right) \quad (182)$$

simplificando (182) se tiene

$$|\vec{E}| = 2jE_0 \left(\frac{e^{j\frac{\phi}{2}} - e^{-j\frac{\phi}{2}}}{2j} \right) \quad (183)$$

$$|\vec{E}| = 2jE_0 \text{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \quad (184)$$

Al normalizar la amplitud del campo total, de la ecuación (185) se puede obtener el patrón de radiación. Se tiene entonces

$$|\vec{E}| = \text{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \quad (185)$$

Suponiendo que la separación d entre las dos fuentes sea de $\lambda/2$ y sustituyendo (31) en (185) se obtiene

$$\phi = d\beta \cos \theta = \left(\frac{\lambda}{2} \right) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \cos \theta = \pi \cos \theta \quad (186)$$

entonces el campo total normalizado radiado por las dos fuentes puntuales, que están separadas $\lambda/2$ y alimentadas con la misma amplitud y fase, es

$$\vec{E} = \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right) \quad (187)$$

De la ecuación (187), se obtiene el patrón de radiación que se muestra en la figura 33.

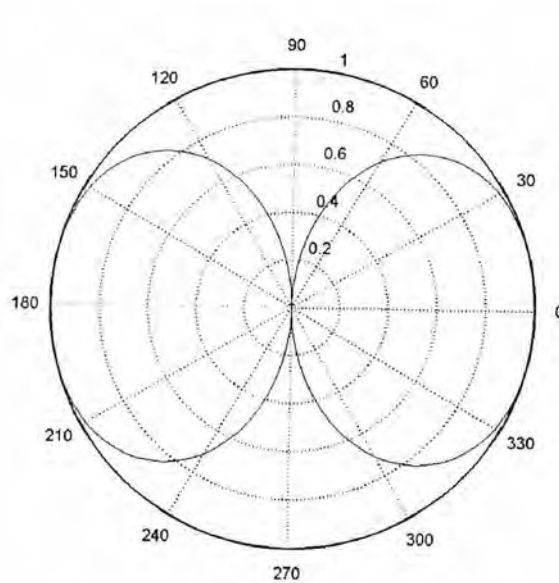


Figura 33: Patrón de radiación de un arreglo de dos fuentes en antifase.

0.5.2. Arreglos Lineales de Antenas

Las características de radiación de un dipolo, considerándolo como un elemento de radiación isotrópico y de ganancia unitaria, hacen que el patrón de radiación sea

altamente directivo y mejore la ganancia de un sistema o arreglo de elementos, cuando forma parte de dicho arreglo.

A este tipo de arreglos se les conoce como arreglos de antenas lineales, en los cuales si se selecciona adecuadamente el tipo de elemento radiador individual y se ajusta su configuración geométrica, incluyendo el espaciamiento entre los elementos, se puede obtener el patrón de radiación deseado.

La técnica que en general se utiliza para controlar y ajustar el patrón de radiación en un arreglo de este tipo se realiza por medio de dispositivos electrónicos, los cuales permiten cambiar la amplitud y fase de las corrientes que alimentan a cada uno de los elementos individuales (ver Capítulo 3). Es importante mencionar que los fundamentos y técnicas de los arreglos lineales fueron los primeros en desarrollarse; más tarde se aplicaron a los arreglos planos [Brookner, 1975].

En la figura 34 se muestra un arreglo lineal simple de N elementos espaciados una distancia d . Se asume que los elementos radiadores isotrópicos radian a razón de $(1 V/m)$ con respecto a un punto en el campo lejano; además, tiene la misma excitación en fase y existe un desfase progresivo entre fuentes adyacentes, por lo que, de (172), la diferencia entre cada fuente puntual es:

$$\phi = d\beta \cos \theta + \delta \quad (188)$$

El campo total radiado por cada elemento radiador que conforma el arreglo es igual al *Factor del Arreglo (FA)* para las N fuentes isotrópicas mostradas en la figura 34, entonces

$$\vec{E} = FA = 1 + e^{j\phi} + e^{2j\phi} + \dots + e^{j(N-1)\phi} \quad (189)$$

El factor de arreglo, FA , en el caso de dos fuentes isotrópicas con la misma amplitud de alimentación y la misma excitación de fase inicial, es igual a su campo eléctrico radiado en un punto de referencia.

$$\vec{E}_t = \vec{E}_{\text{elemento radiado en el origen}} \times \text{factor del arreglo (FA)} \quad (190)$$

La ecuación (190) es válida para arreglos con cualquier número de elementos que no necesariamente tengan magnitudes o fases iguales. El FA no depende de las características direccionales de los elementos de radiación que lo componen, así para cualquier arreglo con cualquier tipo de elementos idénticos se puede obtener el FA considerando cada elemento como si fuese una fuente isotrópica [Balanis, 1982].

La ecuación (189) puede ser expresada por una sumatoria, esto es

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\phi} \quad (191)$$

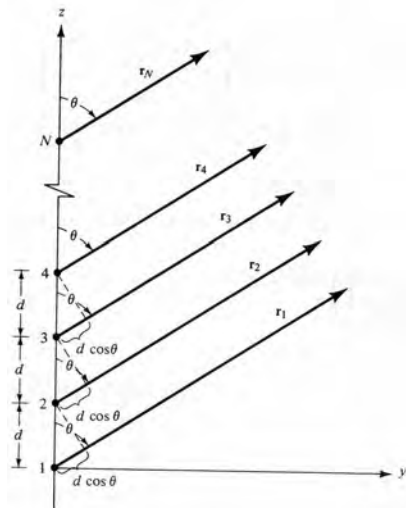


Figura 34: Geometría que muestra la radiación en el campo lejano de N fuentes a lo largo del eje z. [Tomada de Balanis, 1982].

Multiplicando ambos miembros de la ecuación (191) por $e^{j\phi}$, ésta puede ser expresada como

$$e^{j\phi} FA = e^{j\phi} + e^{2j\phi} + e^{3j\phi} + \dots + e^{j(N-1)\phi} \quad (192)$$

restando (191) de (192), se obtiene

$$FA (e^{j\phi} - 1) = (-1 + e^{jN\phi}) \quad (193)$$

La ecuación (193) puede expresarse como

$$FA = e^{j\frac{N-1}{2}\phi} \left\{ \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\phi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right)} \right\} \quad (194)$$

Si el punto de referencia es el centro físico del arreglo, entonces

$$FA = \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\phi \right)}{\text{sen} \frac{\phi}{2}} \quad (195)$$

Para valores pequeños de ϕ , FA se puede aproximar como

$$Fa \simeq \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\phi \right)}{\frac{N}{2}\phi} \quad (196)$$

como el máximo valor que puede tomar FA es N , al normalizar (196) se obtiene

$$FA_N = \frac{1}{N} \left\{ \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\phi \right)}{\frac{N}{2}\phi} \right\} \quad (197)$$

por identidad trigonométrica, (196) puede ser reescrita como

$$FA = \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\phi\right)}{\frac{N}{2}\phi} \quad (198)$$

Para encontrar los ángulos para los cuales FA es nulo y, por lo tanto, las direcciones no existen, se tiene de (196) que

$$\begin{aligned} \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right) = 0 &\Rightarrow \frac{\phi}{2} = \pm m\pi \\ \beta d \cos \theta_m + \delta &= \pm 2m\pi \end{aligned}$$

$$\theta_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} (-\delta \pm 2m\pi) \right\} \quad m = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (199)$$

cuando $\phi = 0$ se logra el mayor máximo del FA , y ocurre además cuando $m = 0$, por lo que (199) queda

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda\delta}{2\pi d} \right) \quad (200)$$

La expresión (200) resulta indicar la dirección del máximo del lóbulo principal.

De la expresión (198), si se realiza un cambio de variable $x = N\phi/2$, el FA queda

$$FA = \frac{\text{sen}x}{x} \quad (201)$$

La ecuación (201) describe ahora al FA como una función sinc, mostrada en la figura 35, donde se observa que para $x = \pm 1,391$ la función toma el valor $A_m a_x / \sqrt{2}$, lo cual indica que se tiene la mitad de la potencia total radiada o recibida. En otras palabras, es el punto que está a -3 dB por debajo de la amplitud máxima de la función.

El punto de -3 dB para el FA ocurre cuando

$$x = \frac{N}{2}\phi = \frac{N}{2} (\beta d \cos \theta_m + \delta) = \pm 1,391$$

$$\theta_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\delta \pm \frac{2,782}{n} \right) \right\} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (202)$$

Para un FA simétrico, el ancho del haz de potencia media es

$$\theta_{HPBW} = 2 |\theta_m - \theta_{-3dB}| \quad (203)$$

El segundo máximo del FA , que es el máximo de los lóbulos secundarios, ocurre cuando el numerador de (198) toma su valor máximo. Esto es

$$\text{sen} \left(\frac{N\phi}{2} \right) = \text{sen} \left\{ \frac{N}{2} (\beta d \cos \theta_s + \delta) \right\} \simeq \pm 1 \quad (204)$$

De la ecuación (204), resolviendo para θ_s se tiene

$$\theta_s \simeq \frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\delta \pm \frac{2s+1}{N} \right) \right\} \quad s = 1, 2, 3 \dots \quad (205)$$

resolviendo ahora para $d \gg \lambda$, se tiene

$$\theta_s \simeq \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left\{ -\delta \pm \frac{2s+1}{N} \right\} \quad s = 1, 2, 3 \dots \quad (206)$$

El máximo para los lóbulos menores se obtiene cuando

$$\begin{aligned} \frac{N}{2}\phi &= \frac{N}{2}\phi (\beta d \cos \theta_r + \delta) \simeq \pm \frac{3\pi}{2} \\ \theta_r &= \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\delta \pm \frac{3\pi}{n} \right) \right\} \quad n = 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \quad (207)$$

0.5.3. Arreglo Broadside

En muchas aplicaciones es deseable tener la radiación máxima de un arreglo dirigido ortogonalmente hacia el eje del arreglo. Para optimizar el diseño se necesita que el campo de uno de los elementos que conforman el arreglo y el FA sean máximos para $\theta = 90^\circ$ [Balanis, 1982]. Esto depende del tipo de radiadores utilizados en el arreglo, su separación y la excitación individual de cada uno de ellos.

El máximo del FA ocurre cuando, de (172), se tiene

$$\phi = \beta d \cos \theta_m + \delta = 0 \quad (208)$$

para obtener el máximo, cuando $\theta = 90^\circ$, se hace que

$$\phi = \beta d \cos \theta_m + \delta|_{\theta=90^\circ} = 0 \Rightarrow \delta = 0 \quad (209)$$

Para obtener un máximo de radiación ortogonalmente al arreglo es necesario que los elementos tengan la misma fase y amplitud de excitación. La separación entre los elementos puede ser de cualquier valor, con excepción de los valores que sean múltiplos

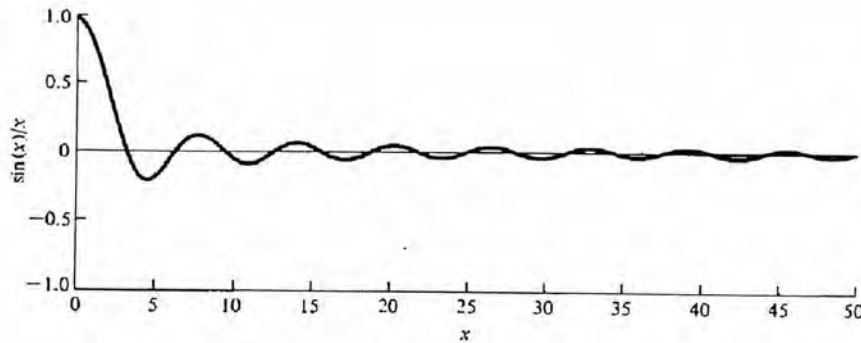


Figura 35: Gráfica para una función sinc, donde se observa que para $x=1.3$ se tiene una amplitud de 0.7 aproximadamente.

de la longitud de onda ($d \neq n\lambda, n = 1, 2, 3 \dots$) cuando $\delta = 0$. Si $d = n\lambda, n = 1, 2, 3 \dots$ y $\delta = 0$, entonces

$$\phi = \beta d \cos \theta + \delta \Big|_{d=n\lambda, \delta=0, n=1,2,3\dots} = 2\pi n \cos \theta \Big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2\pi n \quad (210)$$

Para ilustrar el máximo de radiación que presenta un arreglo, se muestra en la figura 36 el *FA* tridimensional de 10 elementos uniformes ($N = 10$), con $\delta = 0$ y $d = \lambda$. Para este patrón del arreglo Broadside, cuando $\phi = \pm 2\pi n$, se tiene un máximo en el factor dirigido a lo largo del eje del arreglo.

El correspondiente patrón de radiación bidimensional del arreglo uniforme de 10 elementos isotrópicos (con $\delta = 0$ y $d = \lambda$) se muestra en la figura 37, donde el único máximo se presenta en $\theta = 90^\circ$ y se tienen además dos máximos dirigidos a $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

0.5.4. Arreglos Planos de Antenas Dipolares en Fase

En un *arreglo planar* de antenas, las distribuciones de fase lineales de excitación, las cuales dan lugar al cambio de la posición del haz, se producen mediante la división de la abertura en un gran número de dipolos individuales con mando independiente de la fase de excitación de cada uno de ellos. De esta manera se obtiene un sistema de antenas dipolares complejo, generalmente llamado *red de antenas dipolares en fase (RADF)*.

Una de las cuestiones fundamentales, que se resuelve al crear la *RADF*, es la elección del modo de disposición de los elementos. Entre los medios rectangulares de disposición de los elementos las más difundidas son dos leyes:

- Por los nudos de la red rectangular, figura 38(a).
- Por los nudos de las red rectangular-hexagonal, figura 38(b).

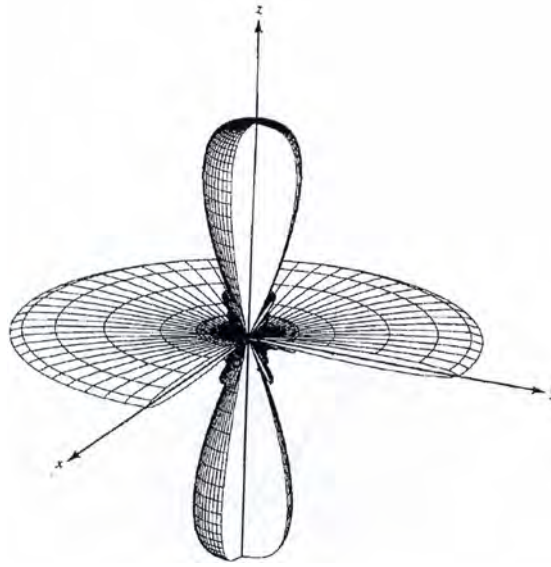


Figura 36: Patrón de radiación tridimensional para un arreglo Broadside, que radia ortogonalmente al eje que contiene los elementos emisores. [Tomada de Balanis, 1982].

Estas leyes se caracterizan por la disposición uniforme de los emisores planos, es decir, a cada emisor de la *RADF* le corresponde igual área de la abertura del arreglo [Markov y Sazonov, Antenas]. El rectángulo de área $A_{el} = d_x d_y$ para la red rectangular y el hexágono de área $A_{el} = \frac{\sqrt{3}}{2} a^2$ para la red triangular.

En el caso de la red rectangular, es suficiente considerar las direcciones desfavorables en las cuales pudieran aparecer máximos principales parásitos, éstas son $\phi = 0$, $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $\phi = \arctan\left(\frac{d_y}{d_x}\right)$. En estas direcciones las líneas de elementos equivalentes tendrán el máximo paso constante, para las siguientes condiciones:

- $d_e = d_x$ cuando $\phi = 0$.
- $d_e = d_y$ cuando $\phi = \frac{\pi}{2}$.
- $d_e = \frac{1}{2} \sqrt{d_x^2 + d_y^2}$ para $\phi = \arctan\left(\frac{d_y}{d_x}\right)$.

Todas las demás direcciones forman líneas equivalentes con una disposición de un mayor número de emisores, lo cual disminuye la posibilidad de aparición de máximos parásitos. La única condición para evitar la aparición de un máximo principal parásito en la región de visibilidad, es cuando el haz se desvía el ángulo $\theta_{m\acute{a}x}$ respecto de la normal a la abertura, se escribe en la forma

$$\frac{d_e}{\lambda} \leq \left(\frac{N}{N-1} \right) \left(\frac{1}{1 + |\xi_{m\acute{a}x}|} \right) = \left(\frac{N-1}{N} \right) \left(\frac{1}{1 + |\text{sen}\theta_{m\acute{a}x}|} \right) \quad (211)$$

De la expresión (211), para valores de N grandes, se deducen las desigualdades para

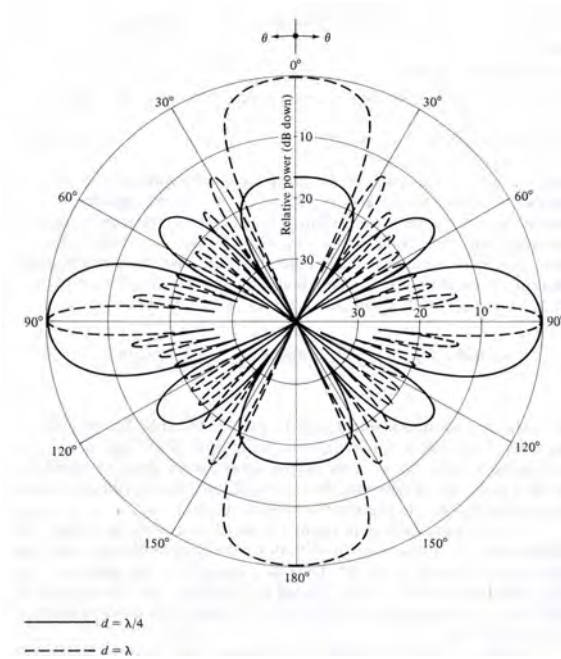


Figura 37: Factor de arreglo de 10 elementos espaciados uniformemente, que presentan radiación Broadside, con un valor máximo a $\pm 90^\circ$ con respecto al eje que contiene los elementos emisores. [Tomada de Balanis, 1982].

elegir el paso de la red por los ejes x e y . Esto es

$$d_x = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{x_{máx}}} \quad (212)$$

$$d_y = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{y_{máx}}} \quad (213)$$

donde $\theta_{x_{máx}}$ y $\theta_{y_{máx}}$ son los ángulos máximo de exploración de los planos z_x y z_y .

Considerando un arreglo plano constituido de N elementos emisores isotrópicos con igual amplitud y fase, e igualmente espaciados una distancia d , si el primer elemento se asocia a una señal de referencia de fase nula, la diferencia en la fase de las señales en los elementos adyacentes está dada por

$$\phi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\theta \quad (214)$$

donde λ es la longitud de onda en el espacio libre, d es el espaciamiento entre los elementos, θ es la dirección de radiación del ángulo del lóbulo, con respecto a la normal del arreglo.

Al asumir que la amplitud y fase de las señales en cada elemento son uniformes, cuando

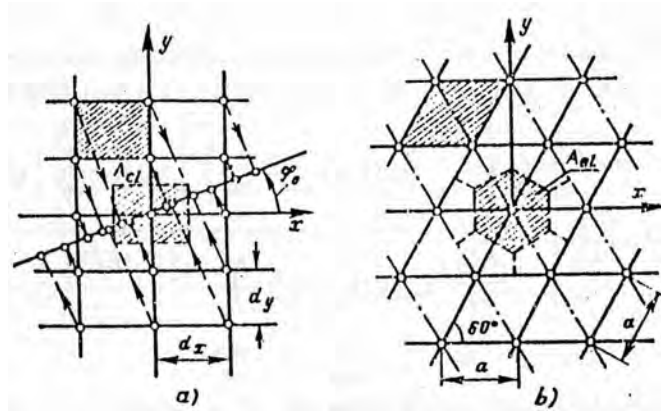


Figura 38: Arreglos planos. (a) Arreglo planar rectangular. (b) Arreglo planar triangular-hexagonal.

la diferencia de fase entre elementos adyacentes es ϕ , la suma de amplitudes puede ser escrita como

$$E_a = \text{sen}\omega t + \text{sen}(\omega t + \phi) + \text{sen}(\omega t + 2\phi) + \dots + \text{sen}[\omega t + (N - 1)\phi] \quad (215)$$

donde ω es la frecuencia angular de la señal.

La suma de la ecuación (215) puede ser expresada como

$$E_a = \text{sen}\left[\omega t + (N - 1)\frac{\phi}{2}\right] \frac{\text{sen}\left(\frac{N\phi}{2}\right)}{\text{sen}\frac{\phi}{2}} \quad (216)$$

El primer factor de la expresión (216) representa una onda senoidal de frecuencia angular ω , con un cambio en su fase $(N - 1)\phi/2$ (si se toma la referencia de fase en el centro del arreglo, el cambio de fase será cero); el segundo término representa un factor de amplitud de la forma: $\text{sen}(N\phi/2)/\text{sen}(\phi/2)$.

El patrón de intensidad de campo es igual a la magnitud de la ecuación (216), el cual puede ser expresado como

$$|E_a| = \left| \frac{\text{sen}[N\pi(d/\lambda)]\text{sen}\theta}{\text{sen}[\pi(d/\lambda)]\text{sen}\theta} \right| \quad (217)$$

La expresión (217) indica que el patrón de intensidad presenta ceros cuando el numerador es cero, es decir cuando $N\pi(d/\lambda)\text{sen}\theta = 0, \pm n\pi$, donde n es entero. El denominador es cero cuando $\pi(d/\lambda)\text{sen}\theta = 0, \pm n\pi$. Sin embargo, $|E_a|$ es máximo cuando $\text{sen}\theta = \pm n(\lambda/d)$. El máximo cuando $\text{sen}\theta = 0$ define el lóbulo o haz principal, los otros máximos son llamados lóbulos laterales o secundarios.

0.5.5. Arreglos de Antenas para Radioastronomía

Si se controla la amplitud y fase de la señal de excitación de cada elemento de un arreglo de antenas, o elementos emisores, se puede obtener un mayor control sobre el patrón de radiación del arreglo, en función del nivel de lóbulos laterales y posicionamiento del haz principal. En el caso de un arreglo de antenas por *cambio de fase*, éste utiliza permutadores de fase (sección 3.3) que se controlan electrónicamente para realizar un seguimiento rápido del haz principal. Este tipo de arreglos de antenas son de uso muy común en sistemas de radar y también en radioastronomía.

En un arreglo de antenas para radioastronomía, la aplicación de antenas dipolares proporciona una ventaja mayor para conformar un arreglo plano de un radiotelescopio, ya que es una de las antenas más "simples", prácticas y en general se alimenta a través de una línea bifilar desnuda (sección 1.4).

Considerando la potencia promedio para un dipolo de $\lambda/2$

$$P_{prom} = \frac{1}{2} Re \left(\vec{E} \times \vec{H} \right) \quad (218)$$

es decir

$$P_{prom} = \frac{I_0^2 \eta}{8\pi^2 \text{sen}^2 \beta_0 \ell r^2} \left\{ \frac{\cos(\beta_0 \ell \cos \theta) - \cos(\beta_0 \ell)}{\text{sen} \theta} \right\}^2 \hat{a}_r \quad (219)$$

De la ecuación (219), el *FA* en función del ángulo θ , se puede escribir como

$$F(\theta) = \frac{\cos(\beta_0 \ell \cos \theta) - \cos(\beta_0 \ell)}{\text{sen} \theta} \quad (220)$$

La expresión (220) describe la variación del patrón de radiación en función del ángulo θ . Para antenas lineales de varias longitudes eléctricas $|F(\theta)|^2$ se muestra en la figura (1.25).

De acuerdo con la teoría de arreglos Broadside (sección 1.5), para antenas lineales de longitud eléctrica $2l/\lambda \leq 1$, la radiación máxima ocurre a $\theta = 90^\circ$ con una tendencia a disminuir el ancho de haz conforme se incrementa la longitud de onda, en el caso de antenas dipolares de $\lambda/2$. Entonces, la potencia total radiada se puede escribir como

$$P_r = 36,565 I_0^2 \quad (221)$$

La expresión (221) nos indica que la resistencia de radiación, de la ecuación (163), es de aproximadamente 73 ohms. De aquí la importancia que la línea de transmisión que alimente al dipolo de $\lambda/2$ deba tener una impedancia característica de 73 ohms y evitar así pérdidas por mal acoplamiento, y tener máxima transferencia de potencia.

De acuerdo con la ecuación (161), la directividad de un dipolo de $\lambda/2$ es igual a 1.64. Al realizar un incremento en la longitud eléctrica del dipolo, éste no presenta un impacto significativo en la directividad de la antena. En cambio, el valor de la resistencia de radiación presenta un gran incremento en la cantidad de potencia que se radia, por lo que hay que hacer una buena consideración de ésta para el diseño y construcción del arreglo.

En el siguiente capítulo se hará un estudio más extenso acerca de los arreglos utilizados en la radiotelescopia y se analizará también el *Arreglo Dipolar de Gran Área en México*.

Capítulo 2. Radiotelescopios para Centelleo Interplanetario

Cuando es posible hacer uso de la relajación y el razonamiento acerca de nuestra existencia en este maravilloso Universo, el echar un vistazo al cielo nocturno y meditar en un lugar despejado nos lleva a observar en la lejanía algunas fuentes de luz que parecen estar tintilando en el sorprendente Universo. Es entonces cuando comienza la necesidad de averiguar ahora lo que acontece también fuera de la Tierra, la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio interplanetario, el viento solar y como es que la actividad de nuestro Sol afecta nuestro diario vivir. Es necesario hablar pues del estudio y la técnica empleados para analizar y comprender la irregularidades en el viento solar y la estructura de las fuentes de radio, entre otras cosas.

Una herramienta útil para llevar a cabo tal aventura es la Radioastronomía. El instrumento principal que auxilia a la radioastronomía para detectar y medir señales de radio de fuentes lejanas como cuasares, pulsares, galaxias, etc., son los *Radiotelescopios*; de los cuales se hará un análisis de acuerdo con su funcionamiento y tipo. En México se cuenta con un arreglo dipolar de gran área que permite llevar a cabo un análisis más extenso de los fenómenos del Cosmos, de las perturbaciones solares en nuestro planeta y en el medio interplanetario, utilizando una técnica muy particular: el *Centelleo Interplanetario*. Así mismo, se estudiarán otros Radiotelescopios que emplean dicha técnica y que conformarán una red mundial muy importante en la Radioastronomía.

0.1. El Centelleo Interplanetario CIP

Suele ocurrir que, en alguna noche alejada de las luces de las grandes ciudades, cuando nos encontremos en algún sitio muy despejado se pueden observar a lo lejos fuentes de luz de alguna comunidad cercana que al parecer están parpadeando. Lo que en realidad sucede es que entre el observador y la fuente de luz existe cierto medio con condiciones de temperatura y densidad diferentes a las del viento común, lo que propicia a que se presente el fenómeno de *centelleo* de la fuente.

En comparación con lo que pasa entre el observador y la fuente de luz, se puede analizar lo que ocurre con una *fente natural de radio*, como pueden ser: estrellas, galaxias, pulsares, cuasares, etc., y una antena como sujeto observante. En este caso, el medio con condiciones de temperatura y densidad diferentes a las del viento común,

pueden coincidir, análogamente, con algunas perturbaciones en el *viento solar*.

0.1.1. El Viento Solar y el Medio Interplanetario

El espacio comprendido entre el Sol y los planetas se le conoce como *el medio interplanetario*. Considerado en algún momento como un vacío perfecto, es en realidad una región dominada por el *viento solar*, el cual fluye a velocidades en un rango comprendido entre los 250 y los 1800 Km/s . Conforme los cambios que el Sol va presentando a lo largo de su ciclo de actividad, el viento solar sufre de igual forma un cambio en sus características, como son: densidad, composición química y campo magnético, entre otras.

El viento solar fluye al rededor de cualquier obstáculo que se encuentra en su camino; tal es el caso de los campos magnéticos de los planetas, donde, bajo la influencia del viento solar, las líneas de campo magnético son comprimidas al flujo proveniente del Sol y se alargan hacia afuera conforme el viento solar se va alejando del planeta, ver figura 1. Esto crea la magnetósfera, la cual es una cavidad compleja en forma de concha que se forma alrededor de la Tierra. Los *anillos de radiación de Van Allen* se encuentran dentro de esta cavidad (mismos que se observan en la figura 1), así como la ionósfera, capa superior de la atmósfera terrestre, donde la fotoionización por rayos X y ultravioleta crean electrones libres.

Debido a que el campo magnético de la Tierra puede ser afectado por la velocidad,

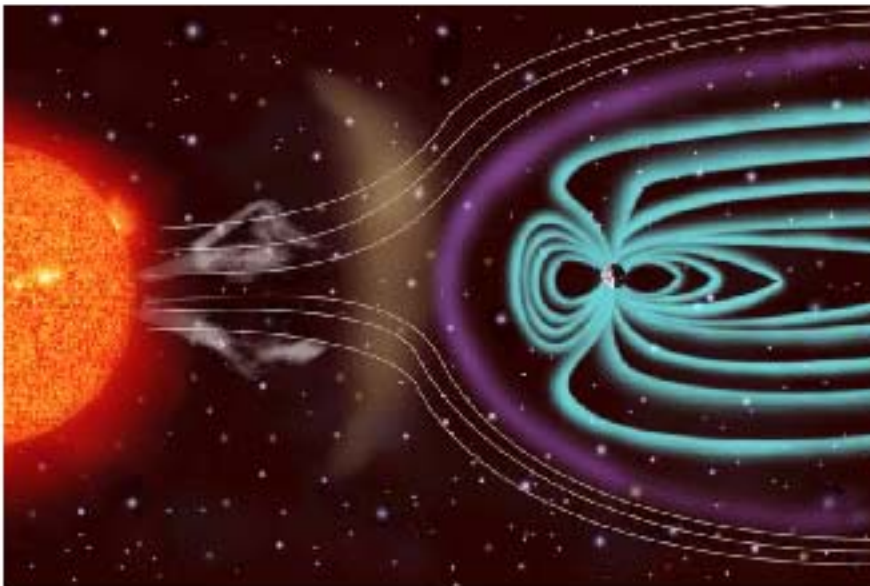


Figura 1: Eyección de masa coronal (nubes de plasma o gases ionizados) saliendo del Sol, propagándose hacia la Tierra a través del medio interplanetario por el viento solar y distorsionando su campo magnético, resultando en una actividad geomagnética. [Tomada de NOAA, 1999].

densidad y el campo magnético del viento solar, la interfase que separa al medio interplanetario de la magnetósfera terrestre es muy dinámica. Esta interfase llamada *magnetopausa* se extiende aproximadamente unos 10 radios terrestres en la dirección del Sol. Sin embargo, durante periodos con densidades y velocidades muy altas del viento solar, la magnetósfera puede ser empujada y comprimida hasta 6.6 radios terrestres (altura equivalente a la que orbitan los satélites geostacionarios). Ocurren también tormentas geomagnéticas, es decir, cuando la Tierra se encuentra con una perturbación en el viento solar. Esto puede ocurrir en forma de burbujas de plasma, en una región en donde la densidad y/o velocidad es mayor a la normal. Las fuentes de estas perturbaciones en el viento solar se pueden deber a eventos explosivos en el Sol, al producir eyecciones de masa coronal, o a corrientes colimadas de viento de alta velocidad y de menor energía. Finalmente, es preciso mencionar que en la Tierra se generan también varios procesos debidos a la energía que el campo magnético terrestre recibe del viento solar.

0.1.2. Fuentes Naturales de Radio

El estudio de las características del viento solar que se realiza por medio de observaciones en la banda de radio, localizada en el espectro electromagnético (figura 2) en una banda de frecuencias que se encuentran entre los 5 Mhz y 300 Ghz, se basa en la dispersión de ondas provenientes de fuentes estelares, producida por los electrones libres en la corona y el viento solares.

De acuerdo con el arco de visión, las fuentes de radio se pueden dividir en *extensas* y

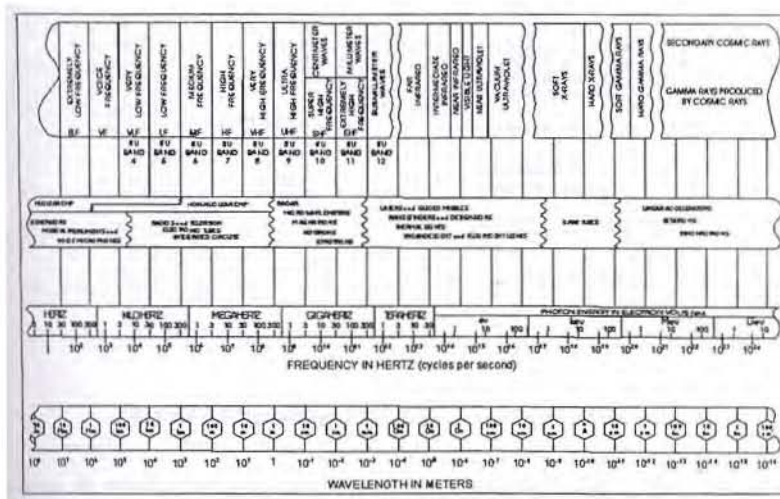


Figura 2: Espectro electromagnético [Tomada de Kraus, 1992]

compactas. Una fuente de radio extensa es aquella cuyo ángulo de visión es mayor o igual a un segundo arco y sus dimensiones lineales van desde los 10 Kpc hasta los 0.6 Mpc ($1 \text{ parsec (pc)} = 3.26 \text{ años luz} = 3 \times 10^{13} \text{ Km}$). Las fuentes de radio compactas son aquellas que su arco de visión es menor a un segundo de arco y cuyas dimensiones van

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

Las fuentes de radio empleadas para establecer un marco de referencia son las compactas, debido a su posición puntual en el espacio, y cuyas máximas temperaturas de iluminación van de los 10^7 a los 10^{12} Kelvin (K).

Algunos tipos de fuentes naturales de radio son las siguientes:

El Sol

El sol es una de las fuentes de radio más complejas, ya que combina periodos quietos con distintos y severos estallidos; aún en sus periodos quietos emite ruido de radio, pero la mayoría de esa energía es más perceptible cuando se encuentra en la fase activa de su ciclo de once años. En esta etapa el Sol emite tormentas de *estática*, las cuales pueden durar desde horas, hasta días. Esta *estática* ha sido relacionada con las manchas solares y estallidos esporádicos de alta energía; actualmente se sabe que estos estallidos tan intensos forman las eyecciones de masa coronal, que pueden afectar severamente la magnetósfera de la Tierra [Annett, 1975].

El medio Interestelar

Gran parte de la radiación que proviene del espacio baña a la Tierra en todas direcciones; dicha radiación se origina en el medio interestelar y se puede estudiar a través de señales de radio.

La radiación proveniente de partículas cargadas que se mueven a la velocidad de la luz en forma de espiral dentro de un campo magnético, es también una fuente de ruido interestelar.

Otra fuente de radiación de fondo, es la radiación de cuerpo negro a $3 K$ que aún queda después de la formación del Universo, por el *Big Bang*, y la cual se descubrió realizando estudios en la región de microondas [Annett, 1975].

Los Planetas

La radiación térmica que proviene de las superficies o de atmósferas muy calientes de los planetas es lo que genera energía de radio.

Solamente Júpiter muestra emanaciones de radio no térmicas. La causa exacta de esta radiación aún no es muy clara, pero estudios han revelado que la radiación Joviana está relacionada con el movimiento de *Io*, su luna más interna, llegando inclusive a comprobarse que la interacción de *Io* con la magnetósfera de Júpiter produce algunos

efectos muy extraños [Kraus, 1982].

El Centro de la Galaxia

La Tierra recibe también radiación intensa del disco de nuestra galaxia, así como de su aureola, lo cual demuestra que los campos magnéticos se extienden por toda la galaxia; pero la mayor parte proviene del centro de ésta, debido a que existen varios tipos de fuentes que la conforman.

Remanentes Supernova y Nebulosas

La mayoría de las estrellas evolucionan muy silenciosamente, sin manifestaciones perceptibles; se puede decir que emiten muy poco o casi nada de ruido dentro del espectro de radio. El Sol es una de ellas, y solamente por su cercanía podemos observar y analizar sus emisiones. Sin embargo, esto no es común para todas las estrellas, ya que las estrellas más grandes sufren violentos eventos evolutivos, siendo consideradas las *supernovas* como fuentes intensas de radio. Por otra parte los remanentes gaseosos de una supernova son fuentes de radio muy intensas, el mejor ejemplo es la nebulosa del Cangrejo y *Casiopea A* [Kellerman, 1975].

Pulsares

Los *pulsares* son fuentes de radio que destellan, como si encendieran y apagaran con extrema regularidad. Los pulsares presentan un periodo de pulsación entre 0.03 y 3 segundos. El primer pulsar se descubrió en 1967 por el radioastrónomo inglés Anthony Hewish. Hoy día se conocen más de 300 pulsares, todos localizados en nuestra galaxia o *Vía Láctea* [Kraus, 1992].

Radiogalaxias

Aunque todas las galaxias emiten en frecuencias de radio, no todas son activas. En el caso de las *radiogalaxias*, que son fuentes muy potentes de ruido en la banda de radio, éstas son típicamente galaxias con estructura elíptica muy grande y muy brillante. Un ejemplo de estas radiogalaxias es la *M-87*, la cual está formada por un doble núcleo y un Jet muy luminoso [Kraus, 1992].

Cuasares

Los *cuasares* son fuentes muy pequeñas de objetos cuasi-estelares, los cuales se descubrieron en 1960 y son, aparentemente, objetos puntuales que se encuentran a distancias muy grandes, pueden radiar más energía que una galaxia y tener un diámetro angular aproximadamente del tamaño de nuestro sistema solar o en algunos casos más pequeños. Algunos son fuentes de radio estáticas, pero la mayoría emite fuertes señales de radio y dirigen su brillantez en el ultravioleta [Kraus, 1992].

0.1.3. Técnica de CIP

En la década de los años cincuenta, al realizarse observaciones para determinar los diámetros de fuentes de radio muy cerca del Sol, se produjeron los primeros indicios de centelleo interplanetario observado. Al presentarse un aparente ensanchamiento de los diámetros de las fuentes de radio, los investigadores de aquella época notaron que la causa de dicho ensanchamiento se debió a una refracción aleatoria generada en la corona solar por irregularidades en la densidad de *plasma* (Considerado como el cuarto estado de la materia, ya que en conjunto corresponde a un estado mayor de energía que los tres anteriores y que además forma parte de casi toda la materia del Universo. Es prácticamente una "sustancia" que contiene iones, a la vez que conserva electrones, ya libres del amarre atómico. Por ello el plasma es un cierto estado específico de la materia, en el que, en conjunto, el material eléctricamente neutro contiene iones y electrones libres capaces de moverse en forma independiente).

Al hacer un estudio posterior de una serie de observaciones de fuentes de radio estelares realizadas en Cambridge (1964), los investigadores registraron fluctuaciones inusuales en la intensidad de las señales y una supuesta contaminación por centelleo ionosférico, en varios días sucesivos de observación. Existía la posibilidad de que el centelleo se debiera a irregularidades situadas en el medio interplanetario, pero se reconoció que la señal de la fuente de radio presentaba el centelleo ionosférico más un centelleo asociado con el plasma en el medio interplanetario.

Una fuente natural de radio emite frentes de onda planas que interactúan con el viento solar, al propagarse los frentes de onda a través del plasma del medio interplanetario se forma entonces un patrón de interferencia asociado al centelleo, denominado ahora, interplanetario (CIP).

El *centelleo interplanetario* se define entonces, 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 ésta se propaga a través del medio interplanetario [Carrillo, 1998]. El fenómeno de centelleo sucede cuando la radiación electromagnética proveniente de la fuente natural de radio de diámetro muy pequeño, interactúa con las irregularidades de la densidad electrónica del plasma en el medio interplanetario, ver figura 3.

Las observaciones del centelleo interplanetario que presentan las fuentes de radio compactas proporcionan una valiosa información acerca del viento solar: el espectro de potencia del centelleo, el índice de centelleo y la velocidad del patrón de difracción. El espectro de potencia de centelleo brinda información sobre el espectro del número de onda de las fluctuaciones de densidad en el plasma. El grado de centelleo proporciona información sobre la magnitud de la turbulencia en el viento solar [Carrillo, 1998].

El centelleo es un fenómeno muy interesante que contempla información acerca de las fuentes de radio y el medio que atraviesa la radiación [Carrillo, 1998]. En la figura 4 se muestra un registro típico de una fuente de radio que presenta centelleo interplanetario.

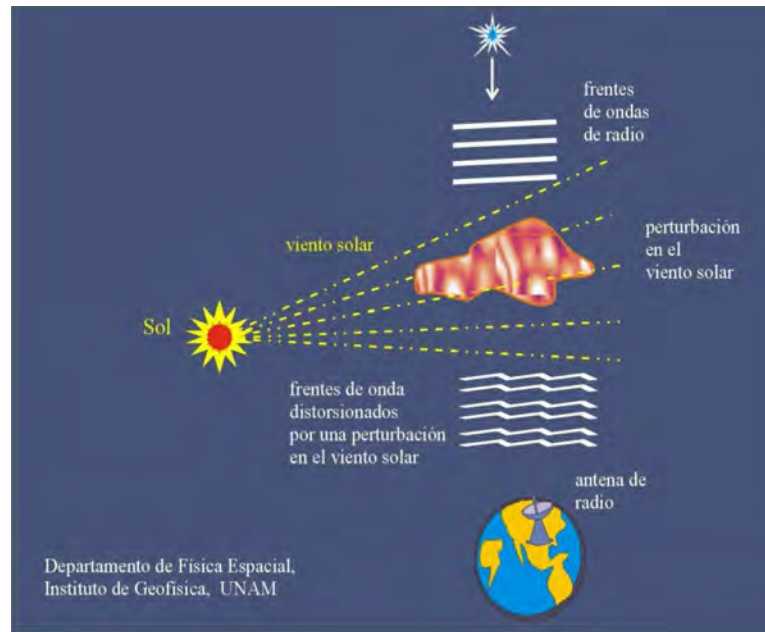


Figura 3: Técnica de centelleo interplanetario, donde se observa que las señales provenientes de alguna fuente estelar de radio son recibidas por un radiotelescopio con amplitud constante, mientras que la línea de visión entre el radiotelescopio y la fuente no contenga alguna perturbación en el medio [Tomada de Departamento de Física Espacial, UNAM].

0.1.4. Geometría de las Observaciones de CIP

El ángulo que se genera entre el Sol, la Tierra y la fuente estelar se define como la *elongación solar* (ε) y forma parte de la geometría involucrada en las observaciones; ya que el centelleo de una fuente de radio es función de ε . En la figura 5 se muestra como este ángulo presenta una variación de aproximadamente un grado por día debido al movimiento orbital de la Tierra.

El centelleo y la potencia de dispersión se incrementan cuando disminuye la elongación. Cuando se tiene una elongación dada, el máximo de dispersión ocurre en una región específica del medio interplanetario, donde la línea de visión a la fuente estelar se encuentra en su aproximación más cercana al Sol, a una distancia $p = \text{sen}(\varepsilon)$ [Carrillo, 1998] (figura 6).

La fluctuación presentada en la densidad del viento solar ΔN_e con respecto a la distancia del Sol R , está relacionada como $\Delta N_e = 1/R^2$. Se presenta entonces una región efectiva de dispersión a distancias cercanas a la línea de visión Tierra-Sol, debido a la disminución tan rápida en la densidad de partículas de plasma. Lo anterior trae como consecuencia que se logre un máximo de centelleo en regiones cercanas al Sol.

En la figura 7 se muestra la dependencia entre el centelleo y la elongación para una fuente de radio en específico (la *3C237*), a una frecuencia de observación de 81.5 MHz.

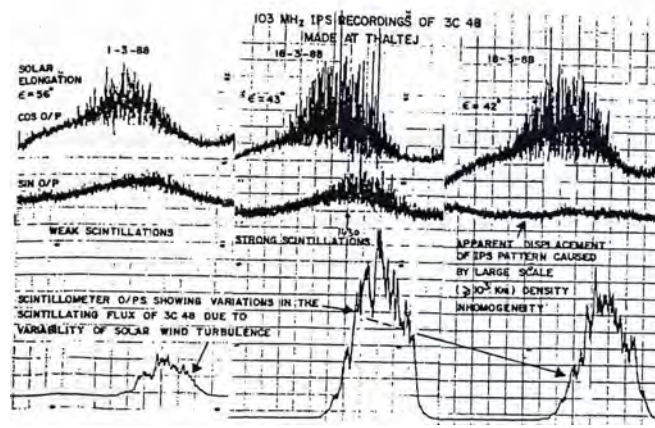


Figura 4: Registro de centelleo interplanetario típico de la fuente de radio $3C48$, obtenido con el radiotelescopio de Thaltej de 103 Mhz, India. [Tomada de J. Padmanabhan, 1991].

Se muestra un máximo alrededor de los $25^\circ C$ y luego decae para mayores elongaciones.

0.1.5. Índice de Centelleo

El *índice de centelleo* (g) es una magnitud cuantitativa de la dispersión de las ondas electromagnéticas en el viento solar, lo que a su vez proporciona información sobre la magnitud de la turbulencia solar y el grado de centelleo de una fuente de radio estelar.

Si se tiene la intensidad de la fuente a un tiempo dado $I(t)$ alrededor de su media, definida como

$$\Delta I(t) = I(t) - \langle I(t) \rangle \quad (1)$$

donde la cantidad entre corchetes denota un promedio sobre el conjunto, considerando que el promedio se tomó sobre un tiempo suficientemente largo, se puede calcular el índice de centelleo con dichas cantidades observables. Si la intensidad de la fuente está definida como

$$I_0 \simeq \langle I(t) \rangle \simeq \langle I \rangle \quad (2)$$

entonces, a partir de (1) y (2), el índice de centelleo puede obtenerse como

$$g = \left(\frac{\langle \Delta I(t)^2 \rangle}{\langle I \rangle^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

La ecuación anterior, (3), es equivalente a la expresión

$$g = \frac{\Delta S_{obs}}{S_{prom}} \quad (4)$$

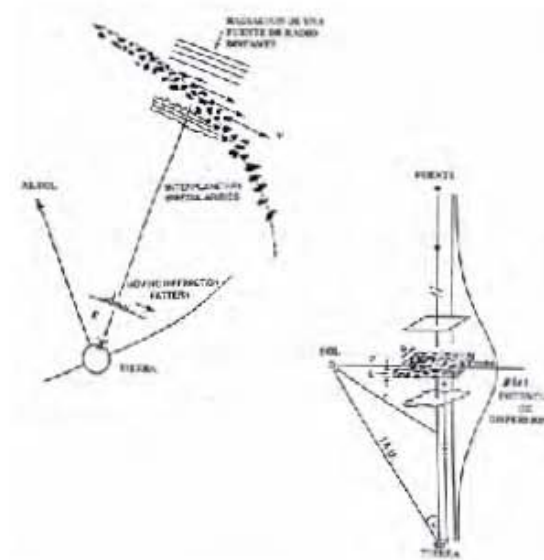


Figura 5: Ángulo de elongación solar con el frente de onda plana que proviene de una fuente radio estelar y el patrón de radiación observado en la Tierra. [Tomada de Carrillo, 1998].

donde ΔS_{obs} es el centelleo observacional o flujo rms de la señal y S_{prom} es el centelleo promedio asociado a un viento solar quieto. La magnitud de g proporciona una estimación bastante confiable a la densidad media del plasma [Hewish, 1987].

De sus estudios con centelleo, Ricket (1973) derivó una función para relacionar el índice de centelleo con la elongación. Esta relación es

$$g = 0,06\lambda(\text{sen}\varepsilon)^{-1,6} \quad (5)$$

donde λ es la longitud de onda en metros y ε es la elongación solar. Estudios posteriores revelaron que esta función se podía extrapolar a cualquier frecuencia en el rango de MHz. El valor de centelleo mayor a la unidad ($g > 1$) se asocia a regiones que presenta viento solar con densidad mayor a la densidad promedio del plasma, y un valor de $g < 1$ se asocia a regiones que presentan un enrarecimiento en la densidad del plasma del viento solar [Carrillo, 1998].

0.1.6. Variantes del Fenómeno de CIP

Las irregularidades en la densidad y el movimiento del plasma en el medio interestelar y el medio interplanetario, hacen que la radiación electromagnética de una fuente de radio que se propaga por estos medios, y a través de la ionosfera, se encuentre sujeta al centelleo con diferentes características. En el caso de las fuentes de radio con diámetros pequeños presentan sólo centelleo interestelar con variaciones de frecuencia

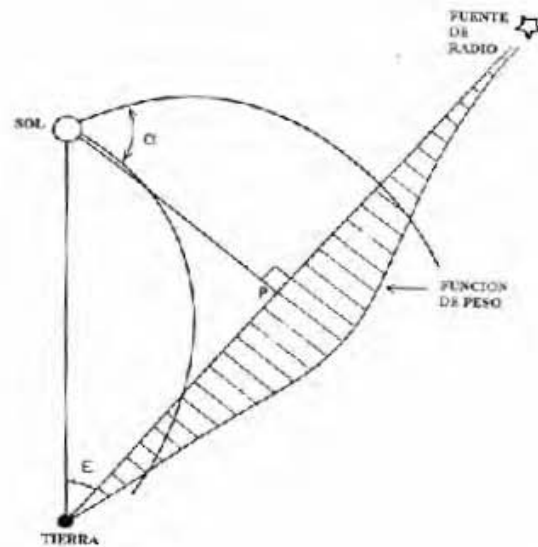


Figura 6: En la figura se muestra la elongación solar, el punto de máxima aproximación (P) y una función de paso para el fenómeno de dispersión a lo largo de la línea de visión para una observación típica de centelleo. En una primera aproximación, las mediciones del centelleo se consideran asociadas a la delgada capa dispersora ubicada en la posición de máxima aproximación a la línea de visión en el punto P que corresponde al máximo de la función de peso para la potencia de dispersión. [Tomada de Carrillo, 1998].

de aproximadamente 10 MHz. Fuentes de radio con diámetro angular de un segundo de arco o menos, muestran centelleo interplanetario en un rango de frecuencias de 0.1 a 10 MHz, y las fuentes de diámetro mayores a un segundo de arco presentan centelleo ionosférico en un rango de frecuencias de 10^{-2} a 10^{-3} Hz.

Centelleo Ionosférico

El centelleo ionosférico fue detectado gracias al desarrollo de la técnica de centelleo en longitudes métricas y mostró las irregularidades del plasma ionosférico a través de las capas atmosféricas ionizadas. Asumiendo que las irregularidades están alineadas con el campo magnético, el centelleo ionosférico proporcionará un método para observar la dirección del campo magnético en la ionósfera de los planetas con campo magnético, los cuales están muy lejos de obtenerse *in situ* [Carrillo, 1998].

Para poder obtener una imagen global de las distribuciones y ocurrentes irregularidades ionosféricas, empleando satélites que actúan como fuentes de radio artificiales calibradas, se aplica el centelleo ionosférico en nuestro planeta.

Centelleo Interestelar

El centelleo interestelar es una fluctuación en intensidad de una señal asociada con la dispersión de ondas de radio de un pulsar, al atravesar las irregularidades de densidad

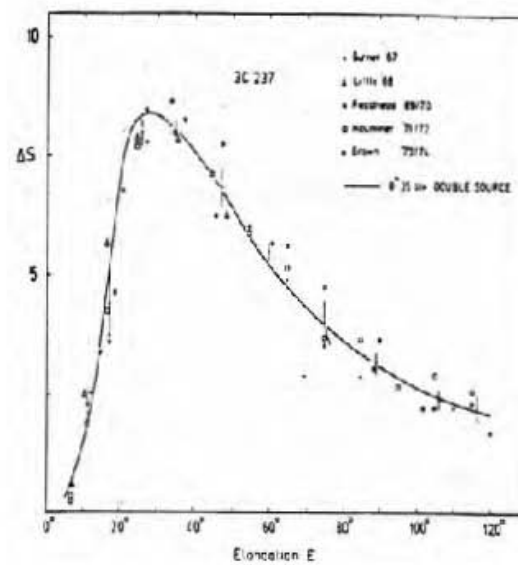


Figura 7: Gráfica de centelleo normal para la fuente estelar de radio *3C237* en función de la elongación solar ϵ , tomando un periodo de observaciones de ocho años. El máximo de centelleo se presenta a una elongación de 25° C, a una frecuencia de observación de 81.5 MHz. [Tomada de Readhead, 1978].

de plasma interestelar. Este descubrimiento se debió al observar pulsares, los cuales emiten, por su tamaño angular muy pequeño, radiación con suficiente coherencia para propiciar el fenómeno de centelleo. El uso de centelleo interestelar para estimar la velocidad del medio interestelar ha sido de significado particular cuando, por ejemplo, la fuente se haya en una órbita binaria [Lyne, 1984].

0.1.7. Otras Aplicaciones del Centelleo

La técnica del centelleo interplanetario estuvo en sus inicios directamente relacionada con un método para determinar la estructura angular de las fuentes de radio estelares con rangos entre 0.1 y 1 segundo de arco [Cohen et al., 1967]. En la actualidad existen por lo menos dos métodos para determinar la estructura angular de las fuentes de radio usando observaciones diarias de centelleo de fuentes. Este tipo de método está limitado a fuentes que tengan una razón de señal a ruido grande, sin embargo es usado para fuentes que presentan una baja densidad de flujo, las cuales quedan fuera de la detección de los métodos basados en interferómetros.

El uso de la técnica de centelleo para determinar la estructura angular de fuentes de radio compactas se realizó en un rango de frecuencias de 178 a 611 MHz [Little y Hewish, 1968; Cohen et al., 1967]. El primero en aplicar su método fue Cohen, quien se basó en el estudio de los espectros temporales de las variaciones de intensidad, paralelamente con una serie de suposiciones para el viento solar, lo cual requería en muchos casos realizar solo una observación de la fuente. El método empleado por Little

y Hewish se apoyaba en la obtención del índice de centelleo que varía con la elongación solar, lo cual implicaba largo periodos de observación de las fuentes estudiadas.

El centelleo reveló entonces fluctuaciones en la densidad del medio interplanetario, con lo cual se pueden producir mapas de cielo en donde se muestran las regiones en donde el viento solar es más denso. En la figura 8 se muestra un mapa de CIP de abril de 1994 tomado por el radiotelescopio de Cambridge en una proyección Hammer-Aitoff. El plano de la eclíptica coincide con el plano del papel, con el Sol en el centro. El centelleo se expresa con el índice g en una escala logarítmica, en donde los colores más oscuros corresponden a un índice de g bajo, lo que implica que en esta región la densidad del viento solar es muy pobre. En las zonas de color más claro se tiene un índice alto, como una densidad de viento solar grande.

Centelleo con fuentes artificiales

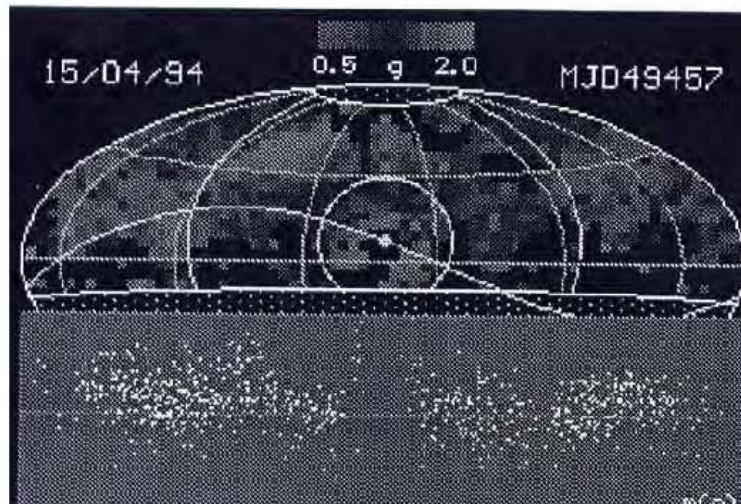


Figura 8: Mapa de Centelleo en una proyección Hammer-Aitoff, donde el plano de la eclíptica coincide con el plano del papel con el Sol en el centro, los puntos oscuros corresponden a un índice de centelleo bajo, mientras que los puntos de color más claro indican un índice alto. [Tomada www.radio.asto.gla.ac.uk].

La variación de la intensidad y fase de una señal proveniente de sondas espaciales se mide para determinar el centelleo. Estas señales de radio que envían las sondas espaciales son ideales para realizar estudios y monitorear el viento solar en las regiones cercanas al Sol. Las principales ventajas de las señales de radio artificiales radican en el hecho de que son coherentes, esto es, el ensanchamiento espectral y de fase (o el Doppler) correspondientes que puede ser obtenido analizando las diferencias de fase de las series de tiempo de las señales del centelleo son mediciones de dispersión que se puedan hacer fácilmente [Woo R., 1975].

0.2. Radiotelescopios

La investigación de las ondas de radio provenientes de fuentes celestes, el estudio del Sol y otros cuerpos cósmicos como fuentes de radio, ha tenido una evolución tal, que hoy día se sabe que dichos cuerpos emiten radiación en todo el espectro electromagnético. Actualmente se considera irónico pensar que el descubrimiento de las fuentes de radio cósmicas ocurriera por accidente y que esa fuente no fuera precisamente el Sol, objetivo principal de los primeros experimentos.

A finales de los años veinte, el ingeniero *Karl G. Jansky*, quien trabajaba para los Bell Telephone Laboratories y que tenía asignado el problema de estudiar la dirección de llegada de la estática que intervenía y afectaba severamente las comunicaciones transoceánicas por onda corta, se dió a la tarea de construir una antena de haz unidireccional y de polarización vertical; la estructura de la antena era una combinación de metal y madera en forma de jaula, montada sobre una pista circular horizontal de madera que giraba en dirección azimutal. Después de mucho tiempo de experimentación y recopilación de registros de diferentes tipos de ruido, captados a diferentes longitudes de onda, en 1932 Jansky identificó tres grupos de interferencia: por tormentas locales, a partir de tormentas eléctricas y un tipo de estática que se manifestaba como un silbido ininterrumpido de origen desconocido. Un año más tarde publicó otro trabajo donde concluye que la dirección de origen de esas ondas estaban en el espacio y que la fuente de aquel ruido estaba localizado en la constelación de *Sagitario* en dirección al núcleo de nuestra galaxia. Comprobó también que muchos cuerpos celestes, además de irradiar energía en forma de luz visible, lo hacían también como ondas de radio.

Jansky continuó trabajando en la mejora de su arreglo de antenas y en la construcción de otros arreglos de tipo parabólico, para profundizar más en el estudio de las fuentes de radio. Años más tarde, el trabajo de Jansky, quien se dio cuenta que necesitaba antenas cada vez más grandes y más directivas, fue retomado por *Graber Reber* al realizar las primeras mediciones cuantitativas de radio en el cielo y los primeros mapas de fuentes de radio, con la ayuda de su radiotelescopio construido en 1937 [Gart, 1970].

Después de la segunda guerra mundial, gracias a los avances que se tuvieron en sistemas de radar, fue como la radioastronomía tuvo un impulso mayor encaminándose a la construcción de grandes arreglos de antenas que conformaban los radiotelescopios empleados específicamente para la observación de los astros. Actualmente se han mejorado los métodos de observación y se han construido grandes arreglos de radiotelescopios que funcionan bajo el principio de la interferometría y que permite alcanzar resoluciones comparables, y hasta superiores, a los telescopios ópticos.

Es así como la genialidad de un hombre llamado Karl G. Jansky dio origen al estudio de los astros con el empleo de arreglos de antenas: los *radiotelescopios*.

0.2.1. Radiotelescopios en la Astronomía

Un radiotelescopio consiste de una antena para captar señales de radio cósmicas y un receptor muy sensitivo que permite su detección, para ser posteriormente graficadas. A este sistema de antena, receptor y graficador se le conoce como *radiotelescopio*, aunque en realidad presente muy poco parecido con el telescopio óptico. En la figura 9 se hace una analogía de ambas, donde la antena sería la lente del objetivo, mientras que el receptor con el graficador sería el ojo o placa fotográfica.

El poder resolutivo de un radiotelescopio, análogamente a los telescopios ópticos esta

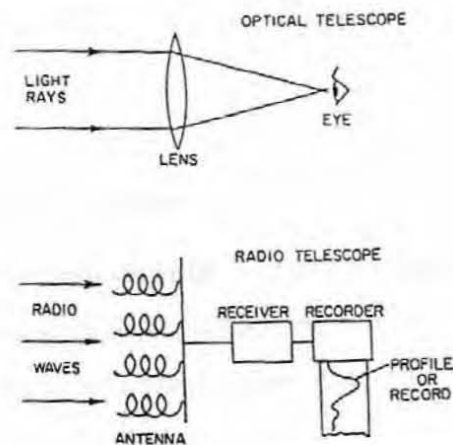


Figura 9: Analogía entre un radiotelescopio y un telescopio óptico. [Tomado de Kraus, 1982].

dato por la relación de la longitud de onda y la geometría de diseño.

Los radiotelescopios son usados en muchos casos como un telescopio astronómico ordinario, es decir, para la observación y estudio de la emisión de cuerpos terrestres; pero así como en los telescopios ópticos se emplean ondas de longitudes inferiores a la micra, los radiotelescopios trabajan con longitudes de onda millones de veces mayores, y por lo tanto su poder resolutivo es mucho menor. En longitudes de radio el cielo presenta una apariencia totalmente diferente a la que se aprecia en el espectro óptico [Kraus, 1955]. El rango de observación en radio contempla una distancia aproximada que va de los cinco radios solares ($\sim 5 R_s$) hasta una unidad astronómica ($\sim 1 UA$), para ello se emplean radiotelescopios en diferentes frecuencias y con una variedad de diseños. La ventana de radio se extiende desde longitudes de onda que van de 1 cm a 20 m, siendo la longitud de onda corta delimitada por la absorción molecular y la longitud de onda grande delimitada a su vez por la reflexión ionosférica.

Las ondas de radio pueden penetrar fácilmente las grandes nubes de polvo en el espacio que ocultan a muchos objetos para su observación en el visible [Spencer, 1974; Kraus, 1982]. Se puede decir entonces que un *radiotelescopio* es un instrumento utilizado en radioastronomía para determinar las radiofuentes en la bóveda celeste.

0.2.2. Funciones de un Radiotelescopio

La función principal de un radiotelescopio es detectar y estudiar fuentes de radio en general. El radiotelescopio ideal debe ser capaz de proporcionar información más completa y precisa de los parámetros de una fuente de radio, como son:

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

0.2.3. Tipos de Radiotelescopios

La clasificación de los radiotelescopios se presenta de diferentes maneras. Estos pueden clasificarse de acuerdo con su *aplicación (búsqueda o seguimiento)*, de acuerdo con la *forma del haz (de abanico o lápiz)*, de acuerdo al *diseño de la antena (planar, linear, circular, etc.)* y también al tipo de *montaje*.

Radiotelescopios por búsqueda o seguimiento

Los radiotelescopios que obedecen una búsqueda en el cielo para localizar fuentes de radio, o para realizar un mapeo de la dirección de fondo, simplemente se posicionan para observar hacia el meridiano y aprovechando la rotación de la Tierra, mediante el haz generado por la antena del radiotelescopio, realizan el barrido del cielo en ascensión recta. Se dice entonces que el direccionamiento de estos radiotelescopios es realizado sólo en declinación, al montar la antena en un eje horizontal en dirección Este-Oeste logrando así observaciones sobre objetos que cruzan o transitan el meridiano local (es decir, de tránsito meridional). Si se requiere el estudio de fuentes celestes o regiones del cielo de manera más continua, un radiotelescopio por seguimiento se adecúa al seguimiento de la fuente en su movimiento azimutal o ecuatorial.

Hablando de costos, un radiotelescopio por seguimiento tiene un costo mayor que un radiotelescopio de búsqueda con las mismas dimensiones, debido a que el movimiento que realiza es en dos coordenadas (o grados de libertad). Un ejemplo de un radiotelescopio de tránsito meridional se observa en la figura 10.

Radiotelesopios por forma de haz

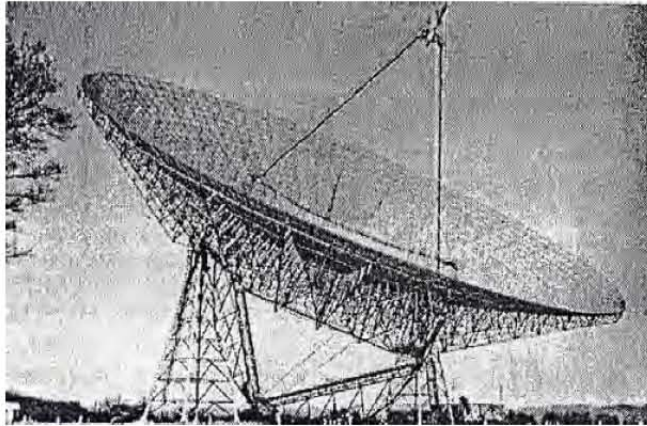


Figura 10: Radiotelescopio de tránsito meridional de 91 m del Observatorio Nacional de Radioastronomía, Green Bank, West Virginia. [Tomado de Kraus, 1982].

Los radiotelescopios con un haz de tipo lápiz tienen aproximadamente el mismo ancho de declinación que en ascensión recta, mientras que para los radiotelescopios con un haz de abanico el ancho es diferente; sin embargo ambos tienen la misma directividad, ver figura 11.

En el caso de los radiotelescopios de búsqueda, éstos emplean un haz del tipo abanico

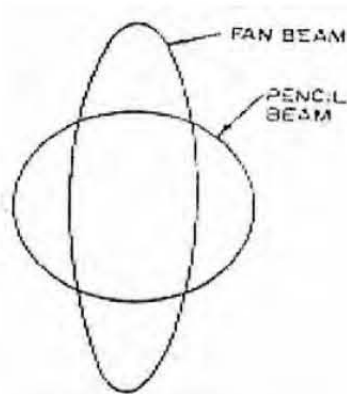


Figura 11: En la imagen se muestra que un haz (lóbulo) de lápiz y haz de abanico poseen un área y directividad casi iguales. [Tomado de Kraus, 1982].

cuyas dimensiones son estrechas en la dirección horizontal (en ascensión recta). El utilizar un haz de abanico presenta dos ventajas importantes en comparación al haz de tipo lápiz, el cual se emplearía en un radiotelescopio del mismo tipo: la primera ventaja le concierne a la apertura y directividad mayores por el mismo costo, la otra se refiere al tiempo de barrido completo del cielo, el cual es mucho menor; por lo que entre mayor

séa la apertura del radiotelescopio, mejor será la sensibilidad y la resolución.

Radiotelescopios por diseño de la antena y tipo de montaje

En el caso de un radiotelescopio con antena dirigible, no importa el tipo de haz que se tenga, y aunque el costo de construcción séa muy superior, los diferentes tipos de elevación que se emplean para estos radiotelescopios pueden ser de tránsito meridional, ecuatorial y azimutal. Es común que la estructura de la antena esté físicamente fija y el haz séa declinado eléctricamente para obtener el mismo efecto que si lo hiciera una antena con sistemas de elevación.

Existen entonces una infinidad de diseños y montajes para la construcción de radiotelescopios. En el caso de una antena de reflector parabólico, que es del tipo más común debido a que se emplea en un amplio rango de frecuencias, como el que se muestra en la figura 12, que conforma un arreglo de reflectores cilíndrico parabólicos, alimentadas linealmente y que funcionan como un radiotelescopio de tránsito meridional. Como característica particular, este arreglo trabaja como interferómetro por síntesis de apertura a 178 MHz, además tiene una longitud de 442 m en la dirección (E-W) por 20 m de ancho; se compone además de una pequeña sección movable, la cual se desliza hasta 300 m en la dirección (N-S) para realizar las observaciones por síntesis de apertura [Krauss, 1982].

Los arreglos rectangulares de dipolos son también empleados como radiotelescopios de

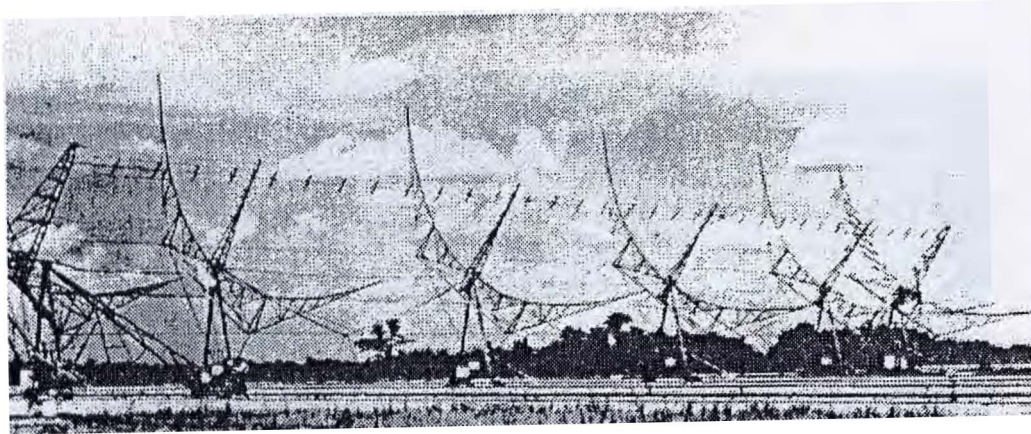


Figura 12: Antena cilíndrico-parabólica de la Univerisdad de Cambridge, Inglaterra, que opera a una frecuencia de 178 MHz. [Tomado de Kraus, 1982].

tránsito meridional. Aunque actualmente el empleo de antenas del tipo helicoidal, en lugar de dipolos, ha brindado grandes beneficios no sólo por que se reduce el número de elementos individuales, sino por que se aumenta su eficiencia y se reduce el costo de diseño. Un ejemplo es el radiotelescopio de la Universidad de Ohio, que se muestra en la figura 13, que proporciona la misma directividad que un arreglo plano de 1000 dipolos.

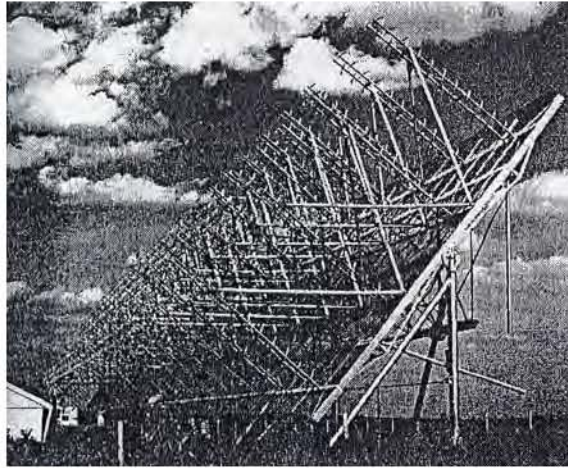


Figura 13: Arreglo de 96 antenas helicoidales, montadas sobre una estructura plana de metal, que conforman el radiotelescopio de la Universidad de Ohio, EE.UU. [Tomado de Kraus, 1982].

0.3. Características de un Radiotelescopio de CIP

Antes de diseñar y construir un arreglo de antenas para estudios de centelleo interplanetario, es importante establecer criterios y parámetros adecuados que permitan un buen funcionamiento y como consecuencia, el instrumento presente datos precisos. Hay que tomar en cuenta las experiencias previas que se han tenido en lugares como Inglaterra, India, Japón y Estados Unidos, que cuentan con radiotelescopios de centelleo interplanetario para realizar diferentes estudios y que están respaldados por años de trabajo e investigación llevados a cabo por investigadores, ingenieros y técnicos involucrados directamente en el diseño.

Elegir una frecuencia de trabajo adecuada dentro del espectro de radiofrecuencia, donde la intensidad de centelleo es mayor, es uno de los criterios más importantes a tomar en cuenta si se desea obtener los mejores resultados del proyecto o fin científico. La razón por la cual existen restricciones para seleccionar la frecuencia de un radiotelescopio para estudios de CIP, se debe principalmente a la relación tan cercana que existe entre la frecuencia seleccionada y la fuerza de dispersión, la cuál puede aumentar o disminuir de acuerdo al ángulo de elongación solar (ϵ) [Duffet-Smith, 1892]. Es decir, el índice de centelleo se incrementa conforme el ángulo de elongación solar es menor, entonces existe una saturación conforme la dispersión se hace más intensa y posteriormente decrece a cero (ver figura 14).

Por otra parte, si existe un desplazamiento hacia frecuencias cada vez más bajas el centelleo ionosférico se incrementa rápidamente hasta el grado de poder perderse o ser opacado por la ionósfera cuando la frecuencia se aproxima a los 10 MHz.

Además de la frecuencia, otro factor determinante en el diseño y construcción de un

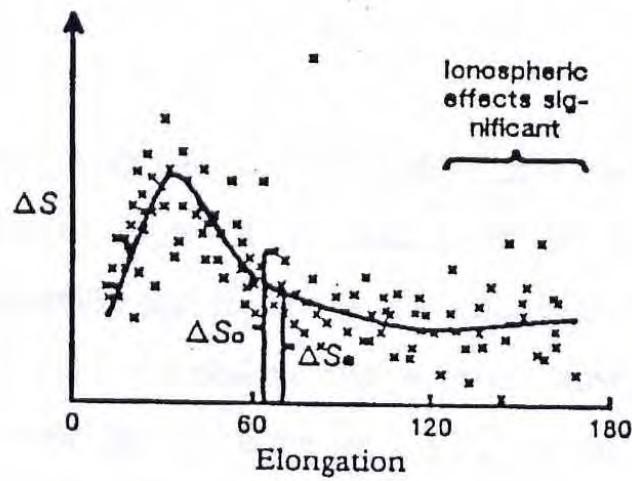


Figura 14: La gráfica muestra la relación entre el índice de centelleo (g) y el ángulo de elongación (ϵ). [Tomada de Duffet-Smith, 1970].

arreglo para CIP es la sensibilidad de las antenas para detectar la mayor cantidad de fuentes de radio estelares, ya que el mínimo de fuentes requeridas para elaborar mejores mapas del cielo son 500, para tener una densidad en el cielo de 80 sr^{-1} (sr es un *estereorradián*, ver sección 1.3.2).

Área de Colección Efectiva (m^2)				
Frecuencia (MHz)	Mínimo 80 sr^{-1}	Usual 145 sr^{-1}	Primera Clase 800 sr^{-1}	Angulo de Elongación ($^\circ m$)
38	38 100	51 600	145 000	50
81.5	14 800	20 000	56 000	30
151	8 900	12 000	33 700	20
327	11 600	15 800	43 500	12
408	14 800	20 000	56 000	10

Tabla 1: Parámetros de diseño y construcción de un radiotelescopio de CIP en función de la frecuencia, el área de colección efectiva y el ángulo de elongación.

Para realizar estudios de centelleo interplanetario hay que considerar la ubicación del arreglo de antenas para evitar ruido ionosférico, el cual se intensifica a latitudes altas y es perjudicial para este tipo de estudios. Por otra parte, hay que realizar estudios de ruido electromagnético ambiental, a fin de evitar interferencia electromagnética en el lugar de ubicación del radiotelescopio, e implementar sistemas de filtraje y protección para las señales de interés.

La ubicación del lugar donde se ha de construir el observatorio para estudios de CIP debe estar alejado, por lo menos, entre 6 y 10 Km de zonas de actividad industrial y líneas de alta tensión (de 22 KV o más). De igual forma, debe estar lo más alejado posible de zonas urbanas o lugares donde el crecimiento demográfico interfiera e imposibilite el desarrollo y funcionamiento del radiotelescopio, sin dejar de considerar que la ubicación del observatorio cuente con vías de acceso que permitan un libre y fácil transporte de personas, equipo y material que el radiotelescopio requiera.

Las experiencias obtenidas al construir otros radiotelescopios en diferentes partes del mundo han demostrado también que la situación geográfica y climática del lugar deben ser objeto de consideración para ubicar el arreglo de antenas. Por una parte, la ubicación del lugar debe estar lo más alejado posible de montañas o colinas altas, cuya elevación no exceda un rango de 5° a 10° . El medio climático es considerado el otro factor de gran impacto que afecta directamente a la infraestructura del arreglo de antenas; como en el caso de periodos prolongados de lluvias y tormentas eléctricas, que pueden llegar a afectar directamente los elementos que constituyen a las antenas, a las líneas de transmisión y los demás componentes electrónicos que se encuentren a la intemperie.

Lo más conveniente para realizar estudios de CIP es diseñar y construir un arreglo dipolar plano de tránsito meridional por conmutación de fase, ya que son instrumentos de observación de tránsito de fuentes de radio muy eficaces. En comparación con arreglos de antenas parabólicas o cilíndricas, este tipo de arreglos tiene un costo de construcción menor (como se vio en la sección 2.2.3).

0.3.1. Arreglos Interferométricos para CIP

Un arreglo de antenas dipolares de gran área, diseñado para estudios de CIP, presenta diferentes opciones de operación. En el caso de operación interferométrica, el arreglo es dividido eléctricamente en dos partes iguales sobre un eje E-O. Cada sección es manejada en la modalidad de interferómetro de fase N-S, produciendo simultáneamente una salida en seno y en coseno para cada lóbulo detector del arreglo. En los receptores, la señal es procesada por medio de un centelleador de potencia total, el cual primero filtra la señal para eliminar las componentes de baja frecuencia propias del paso de las fuentes de radio a través del lóbulo detector de la antena; luego se suman las señales y finalmente se suaviza el resultado en un filtro pasa-bajas [Carrillo, 1998]. Después de este proceso, las señales son analizadas y graficadas para generar datos que permitan hacer el estudio deseado.

0.4. Radiotelescopios que Emplean la Técnica del CIP

0.4.1. Arreglo Dipolar de Gran Área de Cambridge, Inglaterra

A mediados de la década de los años sesenta, el observatorio Mullard de Cambridge, Inglaterra, inició la construcción de un arreglo de gran área con el objetivo de realizar estudios del viento solar aplicando la técnica del centelleo interplanetario. El arreglo de gran área en Cambridge tiene una área física 21150 m^2 y su frecuencia central de operación es de 81.5 MHz con un ancho de banda de 1 MHz. La antena está constituida por arreglos horizontales de 2048 dipolos de onda completa que conforman una superficie física de 470 m de longitud en la dirección E-O por 45 m de ancho en la dirección N-S. Los dipolos fueron configurados en 16 líneas paralelas alineadas en la dirección E-O, cada línea se constituyó de 128 dipolos.

Para el manejo adecuado de la fase de la señal se formaron unidades de 16 dipolos, cada uno de los cuales se conectó en paralelo sobre una línea de transmisión hecha de alambres paralelos de cobre desnudo. Usando un combinador de potencia (2:1), las señales de cada unidad fueron sumadas vectorialmente por pares. Para integrar la señal de todas las unidades en una red de transmisión de tipo árbol, la línea de transmisión principal fue hecha de cable coaxial para enviar la señal de la antena hasta los puertos de entrada de una matriz de Butler de 16 puertos (ver capítulo 3), con la mínima atenuación de la señal. Los 16 puertos de salida de la matriz se conectaron a 16 receptores superheterodinos independientes, con el fin de observar, simultáneamente, fuentes de radio a diferentes declinaciones sobre el meridiano local. Un diagrama del arreglo de la antena y la configuración electrónica, a bloques, del radiotelescopio de Cambridge se muestra en la figura 15.

El tiempo de observación promedio de cada fuente fue de aproximadamente 2 minutos al pasar por cada uno de los 16 lóbulos detectores, los cuales se desplegaron sobre un rango en declinación (δ) entre -10° y 70° . El centelleo registrado en cada fuente se promedió cada 10 segundos y se editaron los datos para remover los datos contaminados por interferencia, ruidos de origen solar o centelleo interplanetario. Los datos ya editados se procesaron para obtener el valor *rms* del flujo de centelleo para cada fuente durante el día [Carrillo, 1998]. Para 1980 se realizaron estudios, aplicando la técnica de CIP, de más de 2500 fuentes de radio, de las cuales, 900 presentaron un centelleo intenso y generaron mapas de centelleo del cielo para cada día. Dichas fuentes mostraron la existencia de perturbaciones recurrentes y transitorias de gran escala en el medio interplanetario, las cuales fueron útiles para en el cálculo de la velocidad del viento solar.

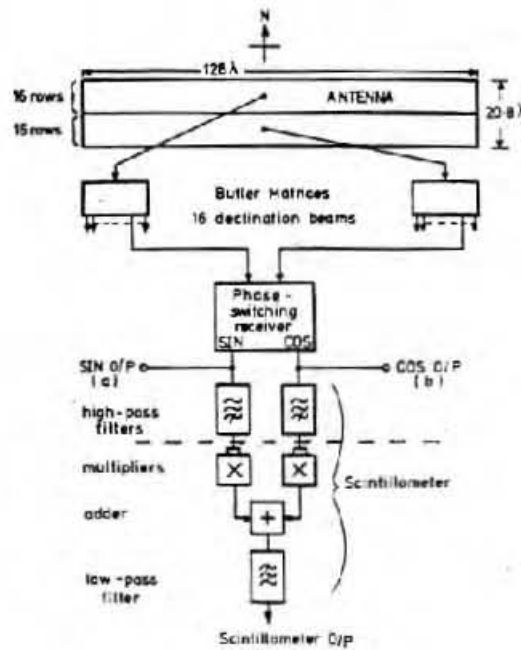


Figura 15: Diagrama esquemático de la configuración de la antena dipolar de gran área y la configuración electrónica a bloques del receptor empleado en el radiotelescopio de Cambridge.

0.4.2. Arreglo de Antenas Dipolares de Thaltej, India

El proyecto original para desarrollar por primera vez una red de arreglos de gran área en la India, consistió de tres arreglos de antenas dipolares en una configuración triangular, e inició a mediados de 1984 a cargo de S.K. Alukar del Physical Research Laboratory (*PRL*) en Ahmedabad. Existieron dos objetivos principales por los cuales el *PRL* planeó la construcción de una red de tres radiotelescopios. El primero de ellos fue para realizar observaciones para catalogar las fuentes de radio estelares que presentan centelleo interplanetario en la frecuencia de 103 MHz, con el fin de derivar la velocidad del viento solar a diferentes distancias radiales y a diferente latitud y longitud solar. Por otra parte, se planeó estudiar las estructuras y la distribución de las inhomogeneidades de la densidad del plasma en el medio interplanetario a distancias comprendidas entre 0.3 y 1 unidad astronómica (*UA*).

Uno de los arreglos se construyó en el poblado de Thaltej, Ahmedabad (23°N , 73°E), el cual tuvo inicialmente una área física de aproximadamente 10000 m^2 ; el segundo se desarrolló en Rajkot (22°N , 70°E), el cual contó con una área física de aproximadamente 5000 m^2 y el último de los arreglos fue construido en Surat (21°N , 73°E) con una área física aproximadamente igual al construido en Rajkot. En la figura 16(a) se muestra la geometría de los tres radiotelescopios ubicados en el Estado de Guajarat, India.

El radiotelescopio ubicado en el poblado de Thaltej es un arreglo dipolar, conformado

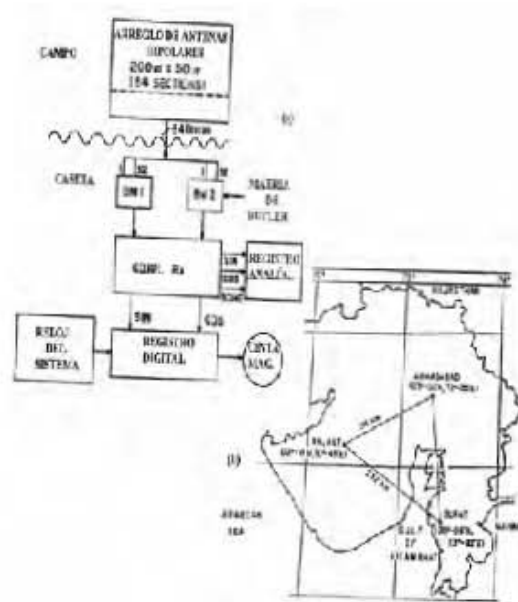


Figura 16: Configuraciones del radiotelescopio en Guajarat, India: (a) Geometría del arreglo de los tres radiotelescopios. (b) Esquema a bloques de la configuración electrónica. [Tomada de Carrillo, 1998].

por 2048 dipolos de onda completa, el cual opera con una frecuencia central de 103 MHz con un ancho de banda de 1 MHz. El arreglo operó de manera interferométrica, por lo que estuvo dividido eléctricamente en dos partes iguales en la dirección N-S. El arreglo total se configuró por 64 líneas de transmisión en la dirección E-O, con 32 líneas conformadas por 32 dipolos polarizados horizontalmente en cada mitad de la dirección N-S. Cada una de las dos mitades del arreglo se asoció a una matriz de Butler (ver capítulo 3) que generó 32 haces desplegados en diferentes direcciones sobre el meridiano local. Cada uno de los lóbulos detectores presentaba una área de detección de 1.8° N-S por 3.6° E-O cubriendo un ángulo en declinación de $\pm 30^\circ$ centrado en el cenit. En la figura 16(b) se muestra un diagrama a bloques de la electrónica empleada en el receptor del arreglo de Thaltej, cuya señal fue muestreada a 20 Hz y digitalizada usando un convertidor A/D de 12 bits para $\pm 5V$, y los datos se almacenaron en una cinta magnética para su análisis [Alukar et al., 1989].

En los años de operación del radiotelescopio de Thaltej se detectaron aproximadamente 500 fuentes de radio que bastaron para generar buenos mapas de centelleo, cubriendo un área limitada del cielo. De los tres radiotelescopios en Guajarat, el de Thaltej es el único con posibilidades técnicas de operar posteriormente.



Figura 17: Radiotelescopio de Ooty, India, ubicado en las colinas de Nilgiri, el cual fue construido en 1970 y que en la actualidad sigue funcionando y trabajando en conjunto con el GMRT (Giant Meterwavelength Radio Telescope) localizado en Pune, India. [Tomada de www.ncra.tifr.res.in].

0.4.3. Radiotelescopio de Ootacamund (Ooty), India

El radiotelescopio de Ooty fue creado por radioastrónomos del Tata Institute of Fundamental Research (TIFR) del National Centre for Radio Astrophysics (NCRA) en las colinas Nilgiri, en el sur de la India en 1970, y fue el primer gran radiotelescopio con la capacidad de hacer observaciones continuas del cielo encaminadas a realizar estudios de pulsares, cuasares, galaxias y estudios del viento solar. El radiotelescopio es un cilindro parabólico con un eje de 530 m de largo y 30 m de ancho, operando a una frecuencia nominal de 326.5 MHz con un ancho de banda de 4 MHz, hasta 15 MHz como máximo. El radiotelescopio Ooty esta constituido por una superficie reflectora hecha de 1100 alambres de acero delgado, dispuesta en forma paralela con respecto a la longitud del cilindro, y sostenida por 24 soportes parbólicos que se separan cada 25 m. La alimentación primaria del radiotelescopio esta formada por un arreglo de 1056 dipolos de media onda frente a un reflector de corneta de 90° . Una imagen del gran radiotelescopio de Ootacamund, India, se observe en la figura 17.

El radiotelescopio de Ooty se construyó en una colina que tiene una pendiente de aproximadamente 11° , lo que permite a su eje alinearse en la dirección N-S a la misma longitud geográfica de Ooty. Esto hace posible que el eje longitudinal del radiotelescopio sea paralelo al eje de rotación de la Tierra, permitiendo que el radiotelescopio observe continuamente a las fuentes de radio estelares con una simple rotación mecánica del cilindro parabólico en la dirección E-O por un periodo aproximado de 9.5 horas. En la dirección N-S, el radiotelescopio puede seguir alguna fuente con ayuda de los dispositivos electrónicos, es decir, introduciendo un gradiente de retardo y fase adecuado con el arreglo de dipolos montados a lo largo de su línea focal. Cada uno de los 1056

dipolos polarizados en la dirección N-S, es seguido de un amplificador de bajo ruido y de un controlador electrónico de fase, conformado por switches, usando diodos y líneas microcinta.

Las señales son recibidas en grupos de 48 dipolos para después ser sumadas vectorialmente y formar 22 grupos de salida, cada uno conocido como módulo. La señal de cada módulo se convierte a frecuencia intermedia, obteniendo la frecuencia central de 30 MHz con un ancho de banda de 15 MHz. La señal del oscilador local, para bajar la frecuencia, es transmitida a todos los módulos a través de cables de igual longitud desde una fuente común en el cuarto de recepción, donde es captada por el receptor superheterodino en una configuración de potencia total. El ancho del haz para cada amódulo es de 2.3° E-O y 2.2° de declinación secante. La ganancia del radiotelescopio en una configuración de potencia total presenta una razón de señal a ruido de 25.5 para un ancho de banda de 4 Mhz y un tiempo de integración de 1 segundo. Un bosquejo de la antena y la configuración a bloques del arreglo electrónico se muestra en la figura 18.

El diseño de este radiotelescopio presenta grandes ventajas para realizar observaciones

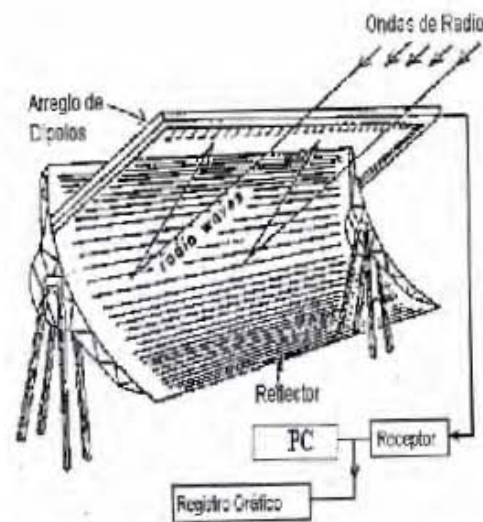


Figura 18: Bosquejo de la antena cilíndrico-parabólica con montura ecuatorial. En la línea focal de la antena se encuentra montado el arreglo de 1056 dipolos. Esta configuración electrónica se emplea para estudios de centelleo. [Tomada de Carrillo, 1998].

de fuentes de radio estelares en una amplia área de cielo, permitiendo hacer observaciones del viento solar, mediante la técnica del centelleo interplanetario, casi óptimas. Permite además rastrear continuamente una sola fuente o rastrear discretamente varias que presenten una ascensión recta diferente, logrando catalogar más de 500 fuentes de radio estelares que presentan centelleo bien definido. El radiotelescopio de Ooty, diseñado y construido completamente por hindúes, desde el inicio de sus operaciones

en 1970 ha continuado trabajando hasta entonces y ha producido muchos resultados astronómicos importantes en el estudio de pulsares, líneas de radio, recombinación y centelleo interplanetario.

0.4.4. Arreglo de Gran Área de San Diego, California

El radiotelescopio de la Universidad de California, en San Diego (UCSD), ubicado en la Jolla, California inició su operación en 1972 y se empleó para estudiar el viento solar. Este radiotelescopio está constituido por tres arreglos de antenas periódicas operando en una frecuencia central de 73.8 MHz con un ancho de banda de 2 MHz en una configuración traingular, cuyos vértices miden aproximadamente 94, 94 y 74 m. Cada arreglo cuadrado esta formado por 256 antenas periódicas con una área física aproximada de 4900 m^2 . Cada arreglo genera una serie de lóbulos detectores con un diámetro de 3.5° , los cuales se desplegaron discretamente en 512 direcciones diferentes usando varias matrices de Butler de 16 puertos (ver capítulo 3).

La señal transmitida de cada arreglo es recuperada en el laboratorio de análisis y es procesada con un filtro pasa-bajas y un filtro anti-aliasing (frecuencia de corte de 5 Hz) para ser enviada a un receptor. Después la señal pasa a una graficadora y paralelamente se graba el registro en una cinta magnética digital [Armstrong y Coles, 1972]. Las observaciones del radiotelescopio de la UCSD, desde su inicio de operación, han permitido catalogar más de 500 fuentes de radio estelares para ser usadas en mapas de centelleo interplanetario.

0.4.5. Radiotelescopio de Toyokawa, Japón

El Solar Terrestrial Environment Laboratory (STEL) es un radiotelescopio que opera en la banda de frecuencias ultra altas (UHF), construido con la finalidad de explorar y tratar de descifrar los diversos misterios en el viento solar, para detectar perturbaciones de gran escala en la Tierra. Este observatorio solar inició sus estudios en 1970 en una frecuencia central de 70 MHz y se conforma por cuatro arreglos de antenas, los cuales están localizados en Toyokawa(34°N ; 37°E), Fuji(35°N ; 38°E), Sugadaira(36°N ; 38°E) y Kiso(35°N ; 37°E), en Japón (ver figura 19).

Cada arreglo de antenas está compuesto de 5 antenas reflectoras parabólicas cilíndricas, alimentadas por el arreglo de antenas dipolo de media onda, que trabajan a la frecuencia central de 327 MHz, con un ancho de banda máximo de 100 MHz.

El radiotelescopio en Toyokawa tiene una estructura cilíndrica parabólica asimétrica, muy similar al diseño del radiotelescopio Ooty, cuyo eje principal tiene una longitud de 100 m en la dirección E-O. El seguimiento de las fuentes de radio estelares se hace por rotación mecánica en la dirección N-S; además de un movimiento del lóbulo detector en la dirección E-O por medio de un control electrónico en la fase de la señal recibida de los dipolos detectores. Dos de las estaciones remotas ubicadas en Fuji y en Sugadaira están conectadas a la estación base en Toyokawa por medio de líneas telefónicas comer-

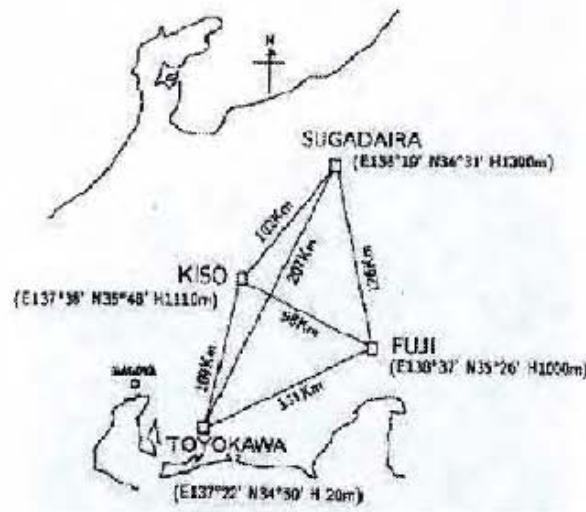


Figura 19: Ubicación geográfica de las cuatro estaciones del STEL, mostrando las distancias que las separan. [Tomada de Carrillo, 1998].

ciales para la adquisición de datos y el control automático de las tres estaciones remotas.

El sistema de adquisición de datos de cada radiotelescopio tiene un tiempo de integración de 100 muestras por segundo. El STEL tiene la capacidad de observar más de 100 fuentes de radio estelares durante un año, las cuales presentan un buen centelleo.

0.4.6. European Incoherent Scatter Radar (EISCAT)

El EISCAT es un sistema de radares de investigación que trabajan desde 1981 con el principio de dispersión incoherente, bajo la operación y análisis de información, a cargo de la asociación científica internacional de investigación EISCAT. Este grupo de investigadores está conformado por Noruega, Suecia, Finlandia, Japón, Francia, Reino Unido y Alemania. El estudio de la ionósfera de la Tierra y sus interacciones con la parte alta de la atmósfera fueron los objetivos originales del sistema, al aplicar la técnica de dispersión coherente (resultado de la energía electromagnética radiada por uno de los radares y que es dispersada a causa de la fluctuación en la densidad de iones contenidos en el plasma ionosférico o interplanetario). Desde 1985 el EISCAT es empleado para estudios de la magnetósfera terrestre y del medio interplanetario, siendo el estudio del viento solar en regiones polares su objetivo principal. El STEL tiene la capacidad de observar más de 100 fuentes de radio estelares durante un año, las cuales presentan un buen centelleo.

El EISCAT está conformado por un sistema de frecuencia ultra alta (UHF) y un sistema de frecuencia muy alta (VHF). El sistema UHF trabaja en una frecuencia central de 931.5 MHz con un ancho de banda de 8 MHz y está configurado por antenas parabólicas de 32 m de diámetro ubicadas en Tromsø, Noruega; Sondakylä, Finlandia;

y Kiruna, Suecia (lugar sede del EISCAT). El sistema VHF trabaja en una frecuencia central de 224 MHz con un ancho de banda de 3 MHz y está configurado por antenas cilíndrico parabólicas de 40 por 120 m.

El sistema de radar EISCAT inició las observaciones de fuentes de radio estelares empleando la técnica del centello interplanetario desde 1985 [Burgois G., Coles W.A., 1985] y desde 1990 se han realizado una serie de observaciones, incrementando notablemente su operación para estudiar el viento solar. El sistema de radar EISCAT para la banda UHF emplea un receptor especial para centelleo que muestrea la señal a intervalos de 0.01 segundos. Las observaciones de las fuentes de radio hechas con el sistema EISCAT-UHF se dividen en dos categorías. La primera denota el rastreo de fuentes de radio estelares de diámetro pequeño cercanas al Sol, con una sola antena de potencia total empleada para determinar el índice de centelleo de las fuentes. Por otra parte, las fuentes se pueden observar simultáneamente con dos pares de antenas cuando la línea de visión, de las antenas a la fuente, intersecta a la atmósfera solar en un plano radial [Breen et al., 1996] (es decir, un plano pasando por el centro del Sol, de tal manera que las dos antenas observen un volumen de la corona solar a la misma distancia radial). Bajo estas circunstancias se da frecuentemente un alto grado de correlación entre las fluctuaciones observadas por las dos antenas, y la función de correlación cruzada se emplea para inferir la velocidad del viento solar. Paralelamente se indica cuando uno o más haces de plasma están controlando la correlación de la línea de visión de las dos antenas, lo cual proporciona mediciones de centelleo observado en las diferentes estaciones.

0.5. Radiotelescopio de CIP en México

La idea de construir un Observatorio para detectar Centelleo Interplanetario en México surge por el interés científico de hacer estudios del clima espacial y el viento solar. El radiotelescopio es un proyecto que tiene origen en el Instituto de Geofísica de la Universidad Nacional Autónoma de México **UNAM** en 1992, siendo la responsable científica del proyecto la Dra. Silvia Bravo del Departamento de Física Espacial, del Instituto de Geofísica de la UNAM, en acuerdo con el Dr. Misconi y el Dr. Michael Thursby del Instituto Tecnológico de Florida, Estados Unidos, y el Dr. Alfonso Serrano del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial de la UNAM [Carrillo, 1998].

El radiotelescopio de CIP pretende formar parte de un proyecto de cooperación internacional para conformar una red mundial de observatorios solares que permitan estudiar de manera continua la evolución, y mejorar el rastreo sistemático, de las perturbaciones del viento solar en el medio interplanetario durante su trayectoria hacia Tierra, con el fin de establecer un sistema de alerta o pronóstico de tormentas geomagnéticas intensas.

Las características básicas del radiotelescopio de México se hicieron con base en el diseño y las experiencias del radiotelescopio de Cambridge, Inglaterra (sección 2.4.1),

pero implementando mejoras en el empleo de tecnología moderna, una frecuencia de operación superior al arreglo en Cambridge y ubicando al radiotelescopio en una latitud geográfica más baja, lo cual ayuda a evitar problemas de ruido ionosférico presentado en latitudes altas (sección 2.3) y permite observar otras fuentes de radio estelares. También se acordó considerar las experiencias y opiniones de otros especialistas que contaban con radiotelescopios similares, como lo es el National Centre for Radio Astrophysics of Tata Institute of Fundamental Research en la India y el Instituto de Geofísica y Astronomía de Cuba [Carrillo et al., 2005].

El desarrollo del proyecto se llevó a cabo en dos grandes etapas; la primera de ellas consistió en la construcción de un arreglo dipolar prototipo, construido con una cantidad mucho menor de dipolos. La segunda etapa consistió en llevar a cabo la construcción del arreglo final y el observatorio para estudios de centelleo interplanetario en Coeneo, Michoacán; la cual aún se encuentra en fase de calibración y pruebas para el arreglo.

En las secciones siguientes se presenta el desarrollo de cada etapa para la construcción del radiotelescopio de centelleo interplanetario en México.

0.5.1. Arreglo Dipolar Prototipo

Los estudios científicos que se realizan en la ventana de radiofrecuencias en México carecían de una banda exclusiva, y libre del ruido electromagnético que interfería en estos. Antes de iniciar el diseño del arreglo prototipo se obtuvo una banda de frecuencias asignada por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT), de 138.9 MHz a 140.4 MHz, con la garantía oficial de protegerla y mantenerla libre de interferencia electromagnética. La frecuencia central de operación para el radiotelescopio en México se estableció en 139.65 MHz con un ancho de banda de 1.5 MHz.

La etapa de construcción del arreglo dipolar del radiotelescopio prototipo comenzó en el campo 3 de la FES Cuautitlán, pero después se trasladó a las instalaciones de la Estación Geomagnética de Teoloyucan, Estado de México, perteneciente al Instituto de Geofísica de la UNAM. La construcción inició en 1994 y permaneció en operación hasta 1999 [Carrillo et al., 1996; Carrillo 2000].

El prototipo es un arreglo planar diseñado para observar únicamente fuentes de radio en tránsito sobre el meridiano local, conformado con dipolos de onda completa polarizados en la dirección E-O, los cuales son alimentados a una línea bifilar de cobre desnudo del mismo calibre del que están hechos. Cada sección básica del prototipo constó de 16 dipolos, teniendo 4 secciones básicas por cada línea, de las 4 que conformaban la dirección E-O del arreglo. El arreglo prototipo total se constituyó entonces por 256 dipolos, teniendo 64 de ellos por cada línea, que a su vez estaban separadas media longitud de onda (figura 20).

Las señales obtenidas por cada sección básica fueron amplificadas y sumadas vecto-



Figura 20: Vista longitudinal del arreglo prototipo, donde se muestran las 4 líneas de dipolos que lo conformaban y la caseta de recepción de señal.

rialmente en cada línea, mediante un combinador de potencia, para ser transmitidas a través de la línea de transmisión. La señal de cada línea fue amplificada posteriormente por un amplificador de bajo ruido, con ganancia típica de 20 dB, para corregir las atenuaciones de la señal durante su transmisión, y se transmitió vía un cable coaxial hasta el cuarto de registro donde fue alimentada a su receptor respectivo.

Trabajando en configuración de potencia total, el arreglo de antenas del prototipo sumó las señales de todas las secciones básicas mediante un combinador de potencia para alimentar un solo receptor, con lo cual se obtuvo un solo haz detector mirando hacia el cenit. Al emplear una matriz de Butler de 4 puertos (ver capítulo 3 y 4) se tuvo una configuración para 4 haces antes de alimentar a los 4 receptores, haciendo un seguimiento del haz totalmente electrónico. Las señales que salieron de la matriz de Butler sufrieron una excitación de igual magnitud pero con una diferencia en fase, para después llegar a los receptores superheterodinos en donde serían procesadas y dibujadas para su análisis posterior.

El diseño prototipo de la antena, sistema de receptores y la matriz de Butler de 4 puertos estuvo a cargo del Dr. Michael Thursby del Instituto Tecnológico de Florida, la implementación y correcciones hechas por el Dr. M. Thursby al diseño prototipo estuvieron a cargo del equipo técnico comisionado a este proyecto, perteneciente al Departamento de Física Espacial, Instituto de Geofísica, siendo el M. en C. Armando Carrillo el responsable. Esta etapa del radiotelescopio prototipo se implementó tratando de integrar la mayor parte de las características, que se consideraron en ese momento, para el diseño final, pero a menor escala; esto con el objetivo de minimizar la inversión económica durante esta etapa y adquirir la mayor experiencia en diversos aspectos: evaluación de componentes materiales, adquisición de equipo, entrenamiento de técni-

cos, etc. [Carrillo, 1998; Carrillo et al., 2005].

0.5.2. Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán

La etapa final de construcción del arreglo de gran área del Observatorio de Centelleo Interplanetario se integró de objetivos científicos vinculados con tres grandes áreas de investigación, aplicando la técnica del CIP. Estas áreas contemplan el estudio del viento solar, el clima solar y las relaciones entre el Sol y la Tierra. Particularmente se pretende detectar y rastrear estructuras de gran escala que se propagan en el viento solar, las cuales bajo ciertas condiciones pueden inducir fenómenos que alteran el clima espacial y las relaciones Sol-Tierra [Carrillo et al., 2005]. Al aplicar el CIP se realiza un monitoreo de las perturbaciones en el medio interplanetario, lo cual implicó el diseño de un radiotelescopio muy sensitivo capaz de detectar flujos de potencia del orden de decenas de Janskys ($1 \text{ Jy} = 10^{-26} \text{ Wm}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$) provenientes de fuentes de radio muy distantes, para realizar un mapeo completo de centelleo interplanetario. Al obtener diariamente mapas de centelleo se pueden pronosticar tormentas geomagnéticas, cuyas consecuencias son graves para el buen desarrollo de las telecomunicaciones.

Localización del Observatorio de Centelleo Interplanetario

La elección del lugar de ubicación para el radiotelescopio obedeció, en primer lugar, a los estudios realizados para determinar el nivel de interferencia electromagnética, el cual deberá presentar un valor de 80 dBm y no presentar emisión específica en la banda como lo asignó la Secretaria de Comunicaciones y Transportes (SCT), en la banda de operación de 139 a 140 MHz, ya que impide una óptima operación. Por otra parte, se consideró la importancia de instalar el radiotelescopio en un sitio que no fuese afectado por condiciones atmosféricas ambientales adversas, como en el caso de las tormentas eléctricas que generan ruido electromagnético intenso que anula la recepción de las señales, y que afectan además a la estructura del radiotelescopio y a las líneas de transmisión de energía y señales. El sitio geográfico de instalación es el último de los factores que determinó la ubicación del radiotelescopio, ya que se pretende que el campo de visión sobre el meridiano local fuese sobre un valle rodeado de montañas que presentan un ángulo de vista no mayor a 5° con respecto al horizonte. Esta condición se asocia con el espacio en el cielo que se puede emplear para desplegar 64 lóbulos generados simultáneamente por el radiotelescopio [Carrillo et al., 2005].

Para el desarrollo dipolar de gran área se tomó en cuenta que el área de instalación y de la antena fuese horizontal y plana, para poder usar el suelo como pantalla de reflexión natural, evitando la construcción de una pantalla artificial e incrementar costos de construcción. Se consideró también que el sitio no presentara núcleos urbanos con un importante desarrollo industrial para evitar la generación de interferencia de ruido electromagnético, además de contar con vías de comunicación y de acceso fácil. Una condición extra fue ubicar el arreglo dipolar lejos de las líneas de alta tensión (22 KV), por lo menos a 5 Km de las líneas de transmisión.

La ubicación del radiotelescopio comenzó con el estudio de mapas topográficos y climáticos de lugares cercanos al Distrito Federal, explorando zonas previamente seleccionadas y haciendo un monitoreo de las frecuencias de las señales que se presentaban para determinar el ruido electromagnético existente. Después de varios estudios realizados en lugares como Tulancingo, Hidalgo, y Charcas, San Luis Potosí, se optó por elegir Coeneo, Michoacán, debido a que no se detectaron interferencias electromagnéticas severas y cumple con los requerimientos para la ubicación y buen desarrollo del arreglo dipolar del radiotelescopio; además en esa región se cuenta con universidades y centros tecnológicos con carreras afines al proyecto, integrando a estudiantes a nivel bachillerato y licenciatura que apoyaron a las actividades de construcción. En la tabla 2.2 se muestran las coordenadas geográficas y UTM (Universal Transversa of Mercator) de la comunidad Félix Ireta, en el municipio de Coeneo de la Libertad, Estado de Michoacán, en donde se encuentra localizado el Observatorio de Centelleo Interplanetario.

Coordenadas UTM (Universal Transversa Mercator)	Coordenadas Geográficas
$x = 217\ 752.87$	Latitud = $19^{\circ}48'49''\text{N}$
$y = 2\ 193\ 132.92$	Longitud = $101^{\circ}41'39''\text{W}$
$z = 1\ 974\ \text{m (SNM)}$	Altura = $1\ 974\ \text{m (SNM)}$

Tabla 2: Localización del Observatorio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán.

Características Específicas del Diseño del Radiotelescopio

El tamaño del arreglo dipolar es un factor muy importante a considerar, puesto que determina el número total de fuentes que pueden ser detectadas para realizar mapas de centelleo; esto depende también de la sensibilidad del radiotelescopio. La experiencia en las observaciones de Cambridge muestra que el mínimo de fuentes que se necesitan para hacer un mapeo del viento solar son 500 en 7 estereorradianes (sr) de cielo visible. Este número determina las dimensiones mínimas de un arreglo de radio para detectar centelleo [Carrillo et al., 2005]

Considerando las pruebas realizadas en Cambridge [Duffer-Smith, 1976], se encontró que un arreglo de dipolos lineales, polarizados en la dirección E-O y separados media longitud de onda ($\lambda/2$, en función de la frecuencia de operación), en la dirección N-S, presenta una eficiencia $\eta = 0.8$. La determinación de las dimensiones del arreglo se hicieron en referencia a los resultados de Cambridge. La relación que define las di-

mensiones y el número de dipolos del arreglo se presentan a continuación.

El radiotelescopio es del tipo planar con geometría rectangular. Si las dimensiones del

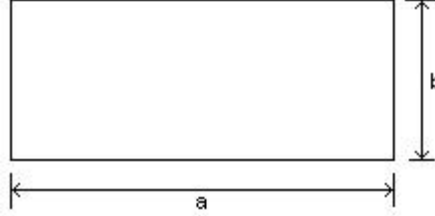


Figura 21: Dimensiones del arreglo, en donde a es el lado orientado E-O geográfico y b representa el lado menor orientado N-S geográfico.

arreglo son a y b , como se muestra en la figura 21, la ecuación que define el área efectiva del arreglo esta dada por [Duffet-Smith, 1976; Nash, 1964]:

$$A_{efectiva} = \eta(ab) \quad (6)$$

donde a es el lado orientado E-O geográfico y b representa el lado menor orientado N-S geográfico.

Considerando el valor de la eficiencia de operación del arreglo determinada empíricamente en Cambridge ($\eta = 0.8$) y sustituyendolo en la ecuación (6), se tiene la siguiente expresión para determinar el área efectiva del arreglo.

$$A_{efectiva} = 0,8(ab) \quad (7)$$

El número de líneas separadas entre sí $\lambda/2$ en dirección E-O, se determina con la expresión

$$N_{E-O} = \frac{b}{\left(\frac{\lambda}{2}\right)} = \frac{2b}{\lambda} \quad (8)$$

El número de dipolos de onda completa por línea del arreglo es determinado por

$$D_{linea} = \frac{a}{\lambda} \quad (9)$$

Por lo tanto, el número total de dipolos que conforman al radiotelescopio se puede obtener haciendo el producto de las ecuaciones (8) y (9). Esto es

$$N_{dipolos} = \left(\frac{2b}{\lambda}\right) \left(\frac{a}{\lambda}\right) = \frac{2ab}{\lambda^2} \quad (10)$$

Al tomar mediciones, cuyo margen de error no exceda el 10%, con base a los trabajos

realizados en Cambridge, se debe mantener la longitud en la dirección E-O del arreglo menor o igual a 64λ . Entre mayor sea la distancia E-O, mayor será el número de líneas necesarias para cubrir el área y mayor la complejidad del arreglo [Duffet-Smith, 1976]. Asignando la longitud de 64λ para a , se puede obtener el valor de b para el número de líneas separadas $\lambda/2$. Las expresiones para a y b quedan como

$$a = 64\lambda \quad (11)$$

$$b = 64 \left(\frac{\lambda}{2} \right) = 32\lambda \quad (12)$$

Al sustituir el valor de a , de la expresión (11), en la ecuación (9) se tiene que el número de dipolos de onda completa por cada línea del arreglo es

$$D_{línea} = \left(\frac{64\lambda}{\lambda} \right) = 64 \quad (13)$$

Análogamente, al sustituir el valor de b , de la expresión (12), en la ecuación (8), se tiene que el número de líneas separadas entre sí $\lambda/2$ es

$$N_{E-O} = \frac{(2)(32\lambda)}{\lambda} = 64 \quad (14)$$

Una vez determinada la longitud para a , igual a 64 dipolos de onda completa por línea, y el valor de b para el número de líneas separadas $\lambda/2$ en la dirección N-S, se puede también obtener el número total de dipolos del arreglo. Sustituyendo las expresiones para a y b , de las expresiones (11) y (12), respectivamente, en la ecuación (10) se tiene que el número total de dipolos para trabajar es

$$N_{dipolos} = \frac{2(64\lambda)(32\lambda)}{\lambda^2} = 4096 \quad (15)$$

En la figura 22 se muestra una vista geométrica del arreglo del radiotelescopio y parte de los elementos que lo componen, considerando el diseño estructural y las dimensiones que determinan el área física del arreglo expresadas en longitudes de onda. Las dimensiones físicas finales en el diseño del arreglo son: longitud de 64λ en la dirección E-O y 32λ en la dirección N-S; la antena consiste de 64 líneas con 64 dipolos de onda completa cada una y con una separación de $\lambda/2$ entre ellas.

La longitud de onda teórica de las antenas dipolo fue calculada de acuerdo a la frecuencia asignada por la SCT, frecuencia de operación del arreglo; sin embargo, de acuerdo con la ecuación (1.33), la longitud de onda se determinó en función de las características del material con el que se hicieron los dipolos. Al hacer la sintonización del dipolo, técnica empleada para determinar las dimensiones reales de la antena y su respuesta de oscilación a la frecuencia central de operación del arreglo, la respuesta óptima de oscilación determinó que la dimensión exacta del dipolo de onda completa es de $\lambda = 2.15$

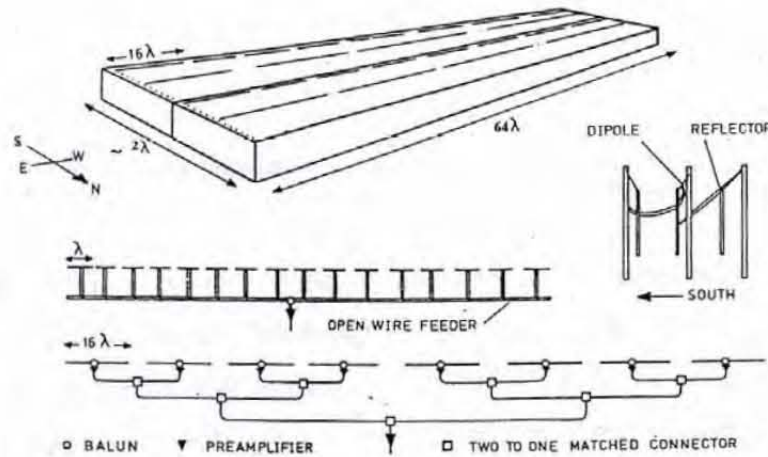


Figura 22: Dimensiones sugeridas para el diseño del arreglo, expresadas en longitudes de onda.

m [Andrade, 2000].

Considerando el valor de la longitud de onda para el arreglo, $\lambda = 2.15$ m, al sustituirlo en las expresiones (11) y (12) se tiene que

$$a = 64(2,15m) \simeq 138m \quad (16)$$

$$b = 32(2,15m) \simeq 69m \quad (17)$$

Por lo tanto, al sustituir los valores aproximados de a y b , de las expresiones (16) y (17), en la expresión (6), se obtienen las dimensiones aproximadas para el arreglo dipolar.

$$A_{física} = ab = (138m)(69m) = 9522m^2 \quad (18)$$

$$A_{efectiva} = \eta A_{física} = 0,8(9522m^2) = 7617m^2 \quad (19)$$

La superficie de la antena es de $10\,000\ m^2$, en un arreglo rectangular de 70×140 m. Se dejó un perímetro de maniobra y seguridad para el arreglo de 10 m adicionales a cada lado del arreglo, por lo que la plataforma se estableció en una superficie de 80×150 m, orientada con su eje mayor paralelo al eje E-O geográfico y su eje menor paralelo con el eje N-S. La ubicación de la plataforma se aprecia en la figura 23.

Estructura del Arreglo Dipolar

Una vez determinadas las dimensiones del arreglo, los dipolos individuales y su espaciamiento, el diseño de la estructura interna de soporte y los materiales empleados para su construcción se determinaron con base en las características eléctricas del diseño del arreglo dipolar. El levantamiento de la estructura que sostiene las líneas de antenas



Figura 23: Plataforma del arreglo dipolar del radiotelescopio, cuya superficie es aproximadamente de $12\,000\text{ m}^2$.

dipolos consta de 64 filas de 17 postes cuadrados de madera tratada, para condiciones extremas de temperatura y presión, cuyas dimensiones son de 7.6 cm por lado y 3 m de altura, manteniendo una separación constante entre postes adyacentes de 8.25 m en dirección E-O y una separación en dirección N-S de 97.4 cm. Los postes son enterrados a una profundidad de 0.6 m, sobre el nivel de piso e instalados en una base de PVC. 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 [Carrillo et al., 2005]. El tendido de cada dipolo sobre la estructura de madera se puede observar en la figura 24.

La estructura externa proporciona el soporte necesario para el arreglo dipolar, la cual esta conformada por 34 columnas de concreto, de 0.3 m de diámetro y 3 m de altura, alineadas en la dirección N-S con una separación de 4 m en cada uno de los extremos de la plataforma. Las columnas son estabilizadas en la dirección E-O por un sistema de tensores y cable de acero de 1/8 de pulgada; este sistema ayuda a equilibrar la tensión que es generada por el peso del arreglo. Sobre las columnas de concreto se ensamblaron tres largueros metálicos de perfil tubular, uno ubicado a 0.5 m respecto del superior, otro a 2.15 m respecto del primero. Estas columnas y largueros soportan la tensión generada por el peso del arreglo y previenen las deformaciones de los dipolos. En la figura 25 se observan los detalles de la estructura externa del radiotelescopio.

Dipolos y Líneas de Transmisión

El dipolo de onda completa ($\lambda=2.15\text{ m}$) es el elemento básico de la detección en el arreglo, el cual esta hecho con alambre de cobre desnudo (#14/AGW). Cada dipolo es conectado en paralelo a una línea de transmisión bifilar construida del mismo material



Figura 24: Tendido de dipolos de cada línea del arreglo dipolar.

que un dipolo detector. La separación existente entre la base de cada dipolo y la línea de transmisión es de 2.15 m, es decir una longitud de onda. Los conductores de cobre se mantienen paralelos a una distancia de 2.5 cm sobre toda la longitud de la línea de transmisión bifilar mediante aisladores de plástico implementados con tubos de PVC de 2 cm de diámetro; esto se observa en la figura 26, conformando así la estructura de soporte. Los tubos aisladores están distribuidos cada 30 cm aproximadamente, para mantener constante la impedancia a lo largo de cada línea de transmisión.

El tendido de los dipolos sobre cada línea de transmisión E-O se divide en 4 unidades básicas de 16 dipolos cada una, los cuales se encuentran polarizados horizontalmente en la dirección E-O y conforman los 64 que integran cada línea. Cada dipolo se une por sus extremos al siguiente dipolo a través de aislantes de plástico, implementados con tubos de PVC de 2 cm de diámetro. El arreglo total se constituye de 256 unidades básicas con un total de 4096 dipolos, cuya elevación se mantiene a través de una cuerda de nylon colocada a 2.30 m sobre el nivel de piso y sujeta por los postes en la estructura de soporte, o en su caso de los perfiles metálicos que son soportados por las columnas de concreto, ver figura 27. La línea de alimentación bifilar va sujeta a los postes, a una altura de 1.20 m sobre el nivel de piso.

De acuerdo al diseño previo, la altura adecuada a la cual los dipolos de onda completa deben estar con respecto a un plano de tierra es de $\lambda/4$. Fue necesario establecer un plano de tierra para lograr suprimir las interferencias de radiocomunicaciones o ruido ambiental, captadas por el lóbulo inferior del dipolo y con ello lograr captar el máximo de ondas electromagnéticas provenientes de las fuentes de radio estelares. Al modificar el patrón de radiación para concentrar la mayor parte de potencia del haz detector en dirección al cenit, el plano de tierra del arreglo se simuló con una malla de alambre situada a aproximadamente 53.7 cm por debajo de la altura de los dipolos, con una



Figura 25: Detalle de la estructura de soporte del arreglo dipolar. Las columnas de concreto soportan el arreglo de 3 perfiles metálicos: el perfil superior recibe la tensión de los dipolos; el perfil intermedio soporta y da estabilidad a la pantalla reflectora; el perfil inferior soporta la tensión de las líneas de transmisión.

separación entre alambres adyacentes de 20 cm. De modo que la onda electromagnética *vea* esta malla como un plano reflector, de esta manera se implementa un plano de tierra con conductividad perfecta.

Acoplamiento de las Líneas de Transmisión

Cada unidad básica de 16 dipolos conectada a la línea de transmisión bifilar, cuya impedancia característica es de 450 ohms, se acopla mediante un *Balun* a una línea de transmisión coaxial, con valor de 50 ohms. Un Balun es un dispositivo usado para acoplar un sistema balanceado a un sistema desbalanceado. Un dipolo alimentado por una línea de transmisión bifilar esta balanceado respecto a la tierra, si los dos brazos del dipolo tienen la misma orientación y colocación con respecto a la tierra. Una línea de transmisión coaxial es un sistema desbalanceado, ya que los conductores interno y externo del cable coaxial no estan acoplados al dipolo del mismo modo que la línea bifilar. Lo anterior trae como consecuencia un flujo neto de corriente hacia la 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 balanceo entre la línea bifilar y la línea coaxial del arreglo se realiza mediante un Balun con una bobina de núcleo de ferrita, la cual mantiene un alto nivel de impedancia en un ancho de banda amplio. El Balun acopla las líneas y logra eliminar la corriente parásita casi en su totalidad en la superficie exterior del conductor externo del cable coaxial, ver figura 28.

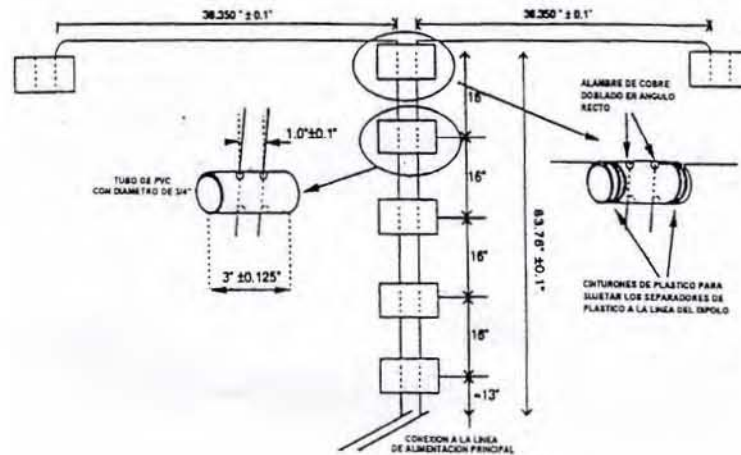


Figura 26: Detalle de las dimensiones y la manera en el ensamblaje de los dipolos.

Un diagrama del Balun implementado para el arreglo dipolar del radiotelescopio se muestra también en la figura 28, el cual tiene un núcleo de ferrita de geometría toroidal con una permeabilidad magnética relativa $\mu_r = 250$, con un diámetro interno de 19.3 mm y externo de 31.9 mm, y con un grosor de 9.7 mm [León, 2004].

Sistema de Transmisión, Combinación y Amplificación

El sistema de transmisión empleado para llevar la señal de la antena hasta el receptor, consiste de cable coaxial tipo RG-58/A. Para compensar las pérdidas de la señal de radiofrecuencia debido a la atenuación en el cable coaxial, impedancia de acoplamiento imperfecta, etc., se determinó establecer dos etapas de amplificación con ganancias típicas de 20 dB [Carrillo, 1998] y dos etapas de combinación, correspondientes a cada etapa de amplificación.

Una vez transferida la señal de las líneas de transmisión bifilares hacia el cable coaxial, el primer nivel de amplificación se establece en cada una de las unidades básicas de una línea E-O, debido a la atenuación que presentan las señales de las fuentes de radio estelares al llegar a los dipolos, después de haber viajado miles de kilómetros. Se tienen entonces 4 amplificadores de bajo ruido (ZFL-500LN de Mini-Circuit) para el primer nivel de amplificación; estos amplificadores tienen un ancho de banda de 0.05 a 500 MHz y se polarizan con +15 V de corriente directa, consumiendo 60 mA de corriente para operar. A la entrada y salida de los amplificadores se tienen conectores tipo SMA.

Las señales de dos unidades básicas se combinan usando un combinador (2:1) de Mini-Circuit, modelo ZFSC-2-1W, que suma vectorialmente las dos señales de igual o diferente frecuencia y fase. Este combinador presenta igual amplitud en la señal de salida, en comparación con las que ingresan en los puertos de entrada; además presenta una relación de fase de 0° de ambas señales a la salida y mantiene un aislamiento entre los puertos de entrada. Este combinador puede presentar una pérdida de inserción la cual

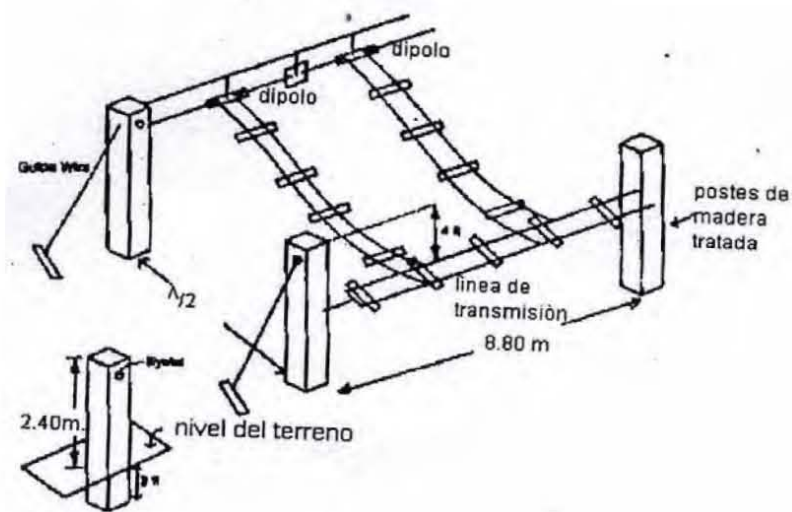


Figura 27: Detalle de las dimensiones de los postes de soporte de la antena, la forma de tendido de los dipolos y la conexión con las líneas de transmisión.

varía de acuerdo con la amplitud y fase de las señales a combinar. Si las dos señales de dos unidades básicas a combinar son iguales en amplitud y fase, la pérdida de inserción es cero. Si estas señales están 180° fuera de fase la pérdida de inserción es infinita. Para señales de frecuencia diferente, la pérdida de inserción es de 3 dB [Handbook RF/IF, 1999].

Después del primer nivel de combinación se generan dos señales independientes, cada una debido a la combinación de las dos unidades del lado Este y del lado Oeste, que a su vez se combinan para tener una sola señal por cada línea E-O, empleando el mismo circuito combinador, como el utilizado en el primer nivel de combinación.

Las ondas de radio captadas por los 64 dipolos de cada línea E-O, después de pasar por los dos niveles de combinación antes mencionados, forman una señal por cada línea, la cual pasa por un segundo nivel de amplificación con el objetivo de tener un nivel de potencia adecuado para ingresar a la siguiente etapa: el sistema de seguimiento electrónico (ver figura 30).

Los sistemas de amplificación y combinación se encuentran ocultos en registros y tubería completamente sellados para evitar filtraciones de agua que dañan a los sistemas electrónicos. Estos registros, y tubería que contiene el cableado, permanecen subterráneos para dar estabilidad térmica y evitar una degradación rápida por exposición a la intemperie. El sistema de registros se conecta a una trinchera central que recibe el cableado de los amplificadores distribuidos en la plataforma y en el sistema de amplificación, que finalmente se conecta al cuarto de control [Carrillo et al., 2005].

Sistema de Seguimiento Electrónico

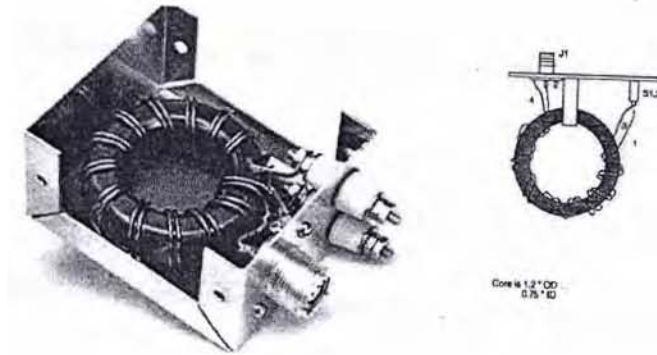


Figura 28: Fotografía y diagrama del Balun de banda ancha que acopla las líneas de transmisión bifilares con el cable coaxial.

El sistema de seguimiento que se implementó en el arreglo dipolar del radiotelescopio es electrónico, ya que no requiere de un sistema de rotación mecánico mediante el cual se posicione la apertura de la antena y poder dirigir el haz del arreglo hacia cualquier punto del cielo. Al aplicar la conmutación electrónica se pueden formar múltiples haces (lóbulos) para hacer un rastreo o seguimiento de fase en el cielo, utilizando arreglos de circuitos híbridos o combinadores de fase. Con este sistema se mantiene la apertura de la antena fija y se aprovecha la rotación de la Tierra para realizar el barrido en ascensión recta sin hacer uso de medios mecánicos [Andrade, 2000].

La respuesta en declinación del arreglo dipolar está definida por los dispositivos de desfaseamiento o circuitos híbridos, los cuales conforman una matriz de Butler (se abundará más al respecto en los capítulos 3 y 4).

La matriz de Butler es un dispositivo formado por acopladores híbridos de 3 dB los cuales funcionan como dispositivos combinadores de fase de la señal recibida [S.P. Shelton y Hasiao J.K., 1979]. Con el fin de obtener 64 lóbulos detectores en el arreglo dipolar del radiotelescopio, se emplearán dos matrices de Butler de 32 puertos cada una.

Receptor

La función del receptor que se emplea en el radiotelescopio es detectar y medir la emisiones de radio de fuentes estelares. En la mayoría de los casos las emisiones consisten de radiación incoherente cuyas propiedades estadísticas son idénticas al ruido asignado en el receptor de la radiación de fondo que recibe la antena. El nivel de potencia de la señal en el receptor de un radiotelescopio es usualmente muy pequeño (del orden de 10^{-5} a 10^{-20} W). La potencia de ruido ambiental es mucho más grande, así que una alta sensibilidad y estabilidad son requerimientos importantes para un receptor [León, 2004]. El tipo de receptor utilizado en el radiotelescopio, es un receptor superheterodino, como se muestra en la figura 29, el cual trabaja con una frecuencia central de 139.65 MHz con un ancho de banda de 1.5 MHz.

La configuración del receptor es completamente modular, de esta manera cada una de

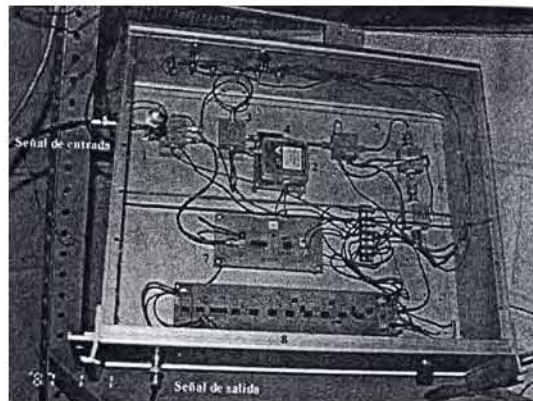


Figura 29: Receptor superheterodino construido y diseñado para trabajar a una frecuencia central de 139.65 MHz.

las etapas del receptor funcionan de manera individual y reemplazable. Estos módulos son: circuito conmutador de radiofrecuencia, oscilador local, amplificador de frecuencia intermedia, filtro pasa banda, control automático de ganancia, fuente de ruido/calibración, reloj de sincronización y tarjeta de vídeo. Este diseño permite cambiar en cualquier momento las características del receptor, como lo es la ganancia y el ancho de banda de los amplificadores de radiofrecuencia y frecuencia intermedia.

Las señales amplificadas, provenientes de cada línea E-O del arreglo, al entrar al receptor son amplificadas nuevamente por un amplificador de radiofrecuencia de bajo ruido con una ganancia típica de 20 dB. En la siguiente etapa la señal se mezcla con la señal que produce el oscilador local cuya frecuencia es de 139.65 MHz, obteniendo a la salida del mezclador una señal de frecuencia intermedia de 10.7 MHz. La señal pasa después por un filtro pasa-banda y luego es amplificada a través de 3 amplificadores de frecuencia intermedia que incluyen un control automático de ganancia, para mantener el nivel de salida de la señal estable ante cambios en la temperatura de ruido del sistema. En la siguiente etapa la señal pasa a través de un circuito detector, para ser luego amplificada y filtrada con un arreglo de amplificadores operacionales.

La última etapa consiste de un circuito integrador cuya constante de tiempo es de 0.1 segundos, la señal obtenida de este circuito se pasa a través de un circuito buffer el cual permite acoplar la impedancia del receptor a un sistema de registro analógico/digital [Carrillo, 1998].

Configuración y Funcionamiento General del Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario

El Radiotelesopio de Centelleo Interplanetario fue diseñado para operar en la frecuencia de 139.65 MHz con un ancho de banda de 1.5 MHz, los cuales fueron establecidos de acuerdo con los parámetros del centelleo interplanetario y la banda de frecuencias

asignadas por la Secretaria de Comunicaciones y Transportes (SCT). El arreglo de antenas del radiotelescopio es un arreglo dipolar de gran área que cuenta con 4096 dipolos de onda completa ($\lambda = 2.15$ m). Cada unidad básica del arreglo consta de 16 dipolos alimentados en paralelo y polarizados en la dirección E-O. Cuatro unidades básicas colineales integran una línea de 64 dipolos, en la cual las señales de cada sección son sumadas vectorialmente en una configuración tipo árbol, lo cual permite obtener una señal por cada línea, esto es, 64 señales independientes de toda la antena [Carrillo et al., 1996; Carrillo, 1998].

Las señales captadas por cada unidad básica, de las 4 secciones básicas que conforman cada línea E-O, son enviadas directamente a la línea de transmisión bifilar. La señal del sistema de transmisión bifilar, con impedancia característica de 450 ohms, se acopla mediante un transformador de impedancias (Balun) a un sistema de transmisión coaxial a 50 ohms. El cable coaxial es el encargado de transportar la señal en sus etapas o niveles de amplificación y sistemas combinadores de potencia (2:1); después la señal de cada línea es enviada a cada uno de los puertos de entrada de la matriz de Butler (ver capítulos 3 y 4). El arreglo dipolar se complementa con un sistema de amplificación de bajo ruido y cableado instalado en un sistema subterráneo en el área o plataforma del arreglo.

La señal es llevada hasta el cuarto de control donde es alimentada en un sistema de receptores superheterodinos. Finalmente la señal de cada lóbulo es capturada con un sistema de adquisición analógico/digital, permitiendo monitorear las señales en tiempo real y almacenar los datos para su posterior análisis [Carrillo et al., 2005]. La configuración general del radiotelescopio se ilustra en la figura 30.

El radiotelescopio funcionará como un instrumento con 64 lóbulos declinados simultáneamente en el meridiano local; los lóbulos son formados y controlados con un par de matrices de Butler, las cuales generan 32 lóbulos respectivamente. En los capítulos 3 y 4 se ampliará el estudio de estos dispositivos electrónicos y se realizará el diseño de una matriz de Butler de 16 puertos para el Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario.

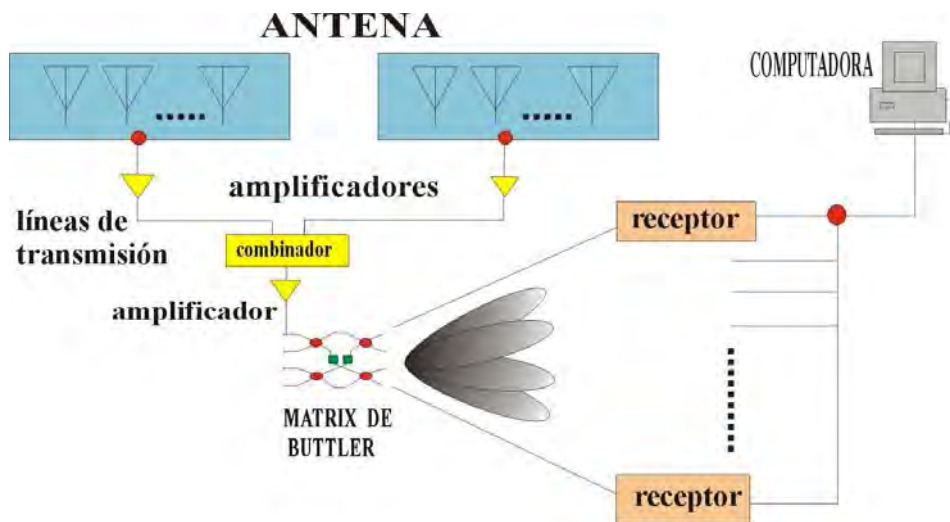


Figura 30: Configuración General del Radiotelescopio de Centelleo Interplanetario. El instrumento comprende: un arreglo planar de 4096 dipolos, un sistema de amplificación y combinación, un sistema para controlar los lóbulos de observación, un sistema de receptores y un sistema de procesamiento de datos.

Capítulo 3. Sistemas de Direccionamiento del Radiotelescopio

El seguimiento de fuentes de radio estelares que efectúa un radiotelescopio, se puede realizar mediante la aplicación de métodos de barrido mecánico o electrónico. Como se analizó en el capítulo 2, el radiotelescopio de centelleo interplanetario está constituido por un arreglo dipolar de tránsito meridional, por lo que la inclinación del haz principal en determinada dirección implica, sin manejar mecánicamente la apertura del arreglo, realizar un barrido electrónico.

El control de direccionamiento del sistema de lóbulos del arreglo, el cual permite observar en varias direcciones independientes de manera simultánea, se realiza mediante la implementación de dispositivos electrónicos que proporcionan versatilidad y facilidad para su manejo y aplicación, ya que a diferencia del barrido mecánico, cuando el lóbulo principal del arreglo es declinado por el movimiento mecánico de la apertura de la antena y se orienta en otra dirección que no es la que proporciona la configuración de potencia total, éste es lento y está limitado por el tamaño y peso de la antena. Es así que, el sistema empleado para el manejo de los lóbulos del arreglo dipolar planar del radiotelescopio en Coeneo, Michoacán, debe ser mediante la implementación de dispositivos que permitan realizar un direccionamiento electrónico.

0.1. Características de Direccionamiento para el Arreglo Planar

Un arreglo planar puede ser considerado como un arreglo geométrico de varios arreglos lineales, en una configuración bidimensional de elementos situados en un plano. Si la dirección de radiación máxima es perpendicular al plano del arreglo entonces el arreglo es llamado Broadside (como se analizó en el capítulo 1), el cual es probablemente el arreglo más interesante en aplicaciones de radar [Skolnik, 1981]; si además en dicho arreglo se implementan dispositivos permutadores de fase, controlados electrónicamente, el arreglo se vuelve de exploración electrónica, en donde los elementos que lo conforman son sumamente eficientes debido a la interdependencia existente entre ellos.

Considerando un arreglo lineal de N elementos, se puede tener su lóbulo principal en la dirección broadside si cada elemento emisor que conforma dicho arreglo es alimentado con una señal que tenga la misma amplitud y fase que la del resto de los elementos, es decir una señal coherente. Por otra parte, el lóbulo del arreglo puede ser declinado en cualquier dirección de la posición broadside al producir un desfase progresivo en las corrientes inducidas por el frente de onda que llega a cada elemento del arreglo, existiendo una diferencia de fase constante entre antenas adyacentes.

El control de fase de las corrientes en las antenas se puede obtener de varias formas:

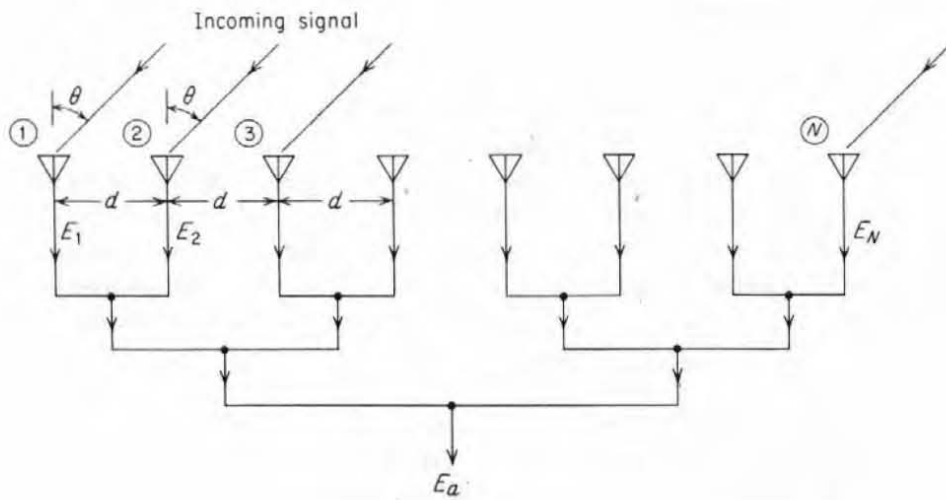


Figura 1: Arreglo lineal de N elementos

al variar la longitud física de la trayectoria de la línea de radiofrecuencia que tiene que recorrer la onda que llega al arreglo, mediante el uso de los permutadores de fase electromecánicos. Al cambiar las corrientes o voltajes, los cuales exhiben cambios en alguna característica particular de las líneas de radio frecuencia, se combinan las fases de las corrientes en las antenas mediante sistemas de alimentación compuestos por permutadores de fase fija, y así se puede formar un haz declinado hacia una dirección requerida.

0.1.1. Formación de Lóbulos Mediante un Arreglo Plano con Elementos en Fase

Al considerar un arreglo lineal constituido de N elementos emisores isotrópicos con igual amplitud y fase, e igualmente espaciados una distancia d (como se analizó en la sección 1.5.4), las salidas de todos los elementos son sumadas en líneas de igual longitud, lo cual proporciona una suma en la salida de voltaje E . Esto se observa en la figura 1.

Haciendo referencia a la suma de salida de voltaje, de la ecuación (1.215), el patrón

0.1. CARACTERÍSTICAS DE DIRECCIONAMIENTO PARA EL ARREGLO PLANAR3

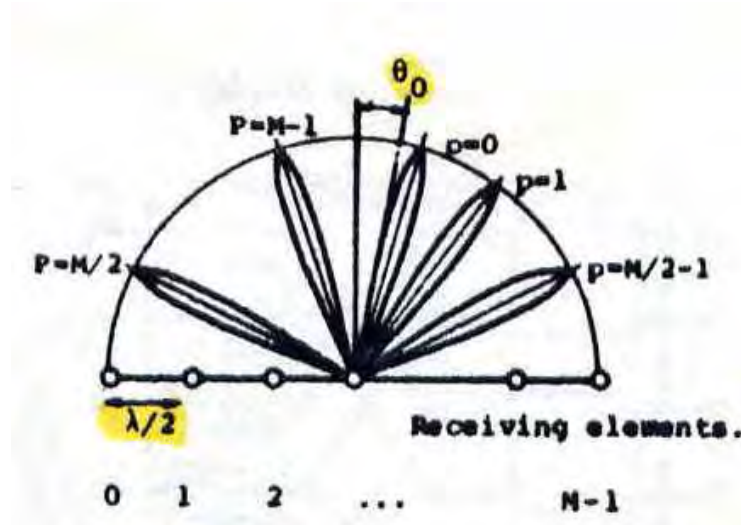


Figura 2: Posicionamiento de los lóbulos de un arreglo lineal, con elementos separados uniformemente $\lambda/2$ [Tomada de Ueno, 1981].

del arreglo puede ser escrito también como

$$E(\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\phi} \quad (1)$$

donde $a_n = |a| \exp[jnd(2\pi/\lambda)\sin\theta]$ representa el n-ésimo elemento de entrada y θ es el ángulo de observación; el máximo cuando $\sin\theta = 0$ define el lóbulo o haz principal, los otros máximos son llamados lóbulos laterales o secundarios (ver figura 2). La diferencia de fase ϕ puede ser expresada con variables de integración, de acuerdo a la ecuación (1.214), con respecto al posicionamiento (p) del lóbulo, como sigue

$$\phi = \phi(p) = \pi \left(\frac{2p + \alpha}{N} - \beta \right) \quad (2)$$

donde α y β son parámetros continuos y representan una amplitud de fase. Estos parámetros tienen una fuerte influencia en la configuración de una matriz de Butler [Ueno, 1981].

Cuando se analiza un arreglo de antenas es notable percibir que el ancho del lóbulo principal depende del número de antenas en el arreglo, haciéndose estrecho cuando el número se incrementa. Lo anterior se muestra en la figura 3, donde el patrón de radiación del arreglo está conformado por un número diferente de antenas.

La figura 4 muestra un ejemplo de la técnica empleada para describir gráficamente la variación de la forma del haz, en la cual se muestra el ángulo de observación, descrita por Von Aulock [Von Aulock, 1960]. El patrón de radiación del arreglo es graficado

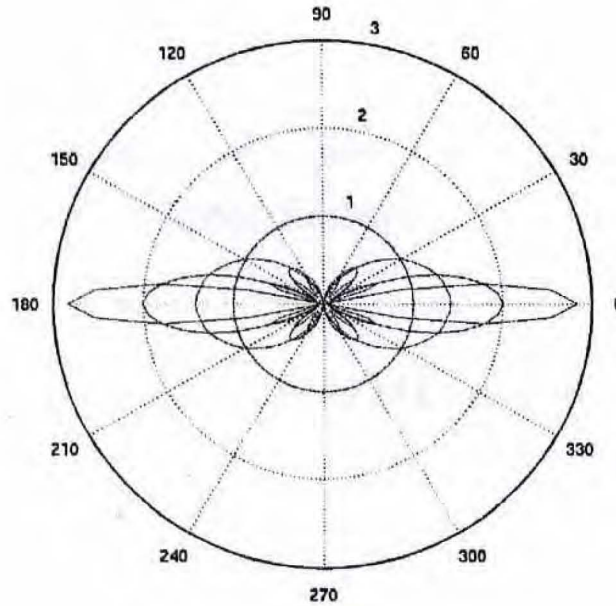


Figura 3: Patrón de radiación de arreglos lineales de antenas. [Tomada de Raos, 2003].

en coordenadas esféricas como función de dos direcciones cosenoidales, $\cos \alpha_x$ y $\cos \alpha_y$, del radio-vector y especificando el punto de observación. El ángulo ϕ se mide a partir del eje del $\cos \alpha_x$, y θ es medido a partir del eje perpendicular a los ejes del $\cos \alpha_x$ y $\cos \alpha_y$.

En la misma figura 4, el valor de ϕ se toma a partir del valor constante de 90° y el lóbulo es mostrado en la coordenada θ [Skolnik, 1980]; existe un haz apuntando en dirección perpendicular al plano del arreglo cuando $\theta = 0$, el cual se asume con un ancho de banda B_0 a potencia media. La forma de los lóbulos en otras posiciones angulares son la proyección de la forma circular de cada haz en la superficie de la esfera. Se puede observar que el haz mostrado en la dirección θ , ensanchándose en tal dirección, permanece también constante en la dirección ϕ . Para cuando $\theta \neq 0$ la forma del haz no es simétrico con respecto al centro del lóbulo, pero si es excéntrico. En suma a los cambios de la forma del haz principal, los lóbulos laterales también cambian en apariencia y posición.

0.2. Acopladores Direccionales

Los acopladores direccionales híbridos, e híbridos de cuadratura, son componentes pasivos empleados para la división o la combinación de potencia de una señal incidente en algún puerto de entrada de estos dispositivos, que a su vez están acoplados a una línea de transmisión. Un acoplamiento direccional realizado en una línea de transmisión permite un flujo preciso de energía en la línea, mientras se presenta una perturbación mínima en la señal de la línea principal en dicho proceso. Los acopladores direccionales

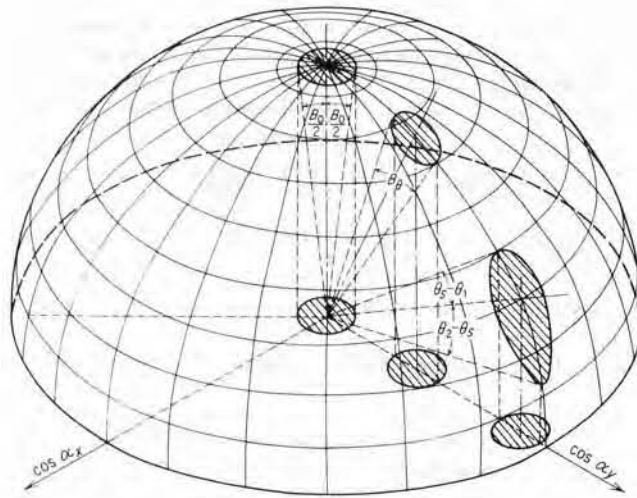


Figura 4: Ancho de banda y excentricidad de los lóbulos mostrados.

pueden ser diseñados para una división de potencia arbitraria, mientras que los híbridos realizan usualmente una división de potencia igual (ver figura 5).

Un acoplador direccional es una guía de ondas de cuatro puertos, como se muestra en

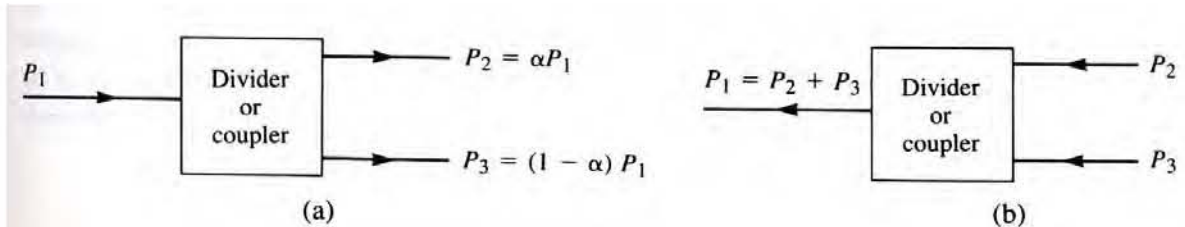


Figura 5: Divisores y combinadores de potencia. (a) Divisor de potencia. (b) Combinador de potencia. [Tomada de Pozar, 1993].

la figura 6, la cual consiste de una guía de ondas primaria (1-2) y una guía de onda secundaria (3-4). Cuando todos los puertos están terminados en sus impedancias características, se presenta una transmisión libre de potencia, sin reflexión, entre el puerto 1 y el puerto 2, y paralelamente no existe transmisión de potencia entre el puerto 1 y el puerto 4 o entre el puerto 2 y el puerto 3 debido a que no existe un acoplamiento entre estos dos pares de puertos. El ángulo de acoplamiento entre el puerto 1 y el puerto 3, y entre el puerto 2 y el puerto 4, depende de la estructura del acoplador.

Las características de un acoplador direccional pueden ser expresadas en términos de su factor de acoplamiento, su directividad y su aislamiento, ya que la mayor parte de la potencia incidente en el puerto 1 se dirige al puerto 2 y sólo una pequeña fracción llega al puerto 3. Asumiendo que la onda se propaga del puerto 1 al puerto 2 en la línea

primaria, el factor de acoplamiento, la directividad y el aislamiento están definidos, respectivamente, por

- Factor de Acoplamiento

$$C = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) \quad (3)$$

- Directividad

$$D = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) \quad (4)$$

- Aislamiento

$$I = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \quad (5)$$

Una relación directa entre todas ellas es la siguiente: $I = C + D$. Donde P_1 es la potencia en el puerto 1, P_3 es la potencia en el puerto 3, y P_4 es la potencia en el puerto 4.

Para el diseño en general de acopladores direccionales, se debe considerar su factor de acoplamiento, su directividad, y la impedancia característica en la frecuencia central de su banda de operación. Estos datos permiten que el diseñador del circuito pueda calcular los parámetros estructurales del acoplador.

Matriz de Dispersión de un Acoplador Direccional

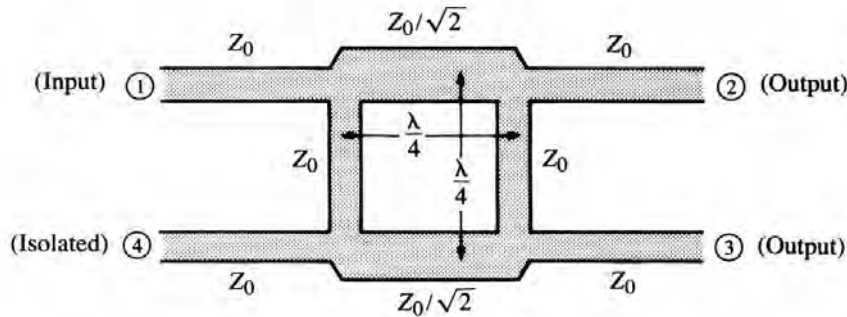


Figura 6: Acoplador direccional. [Tomada de Liao, 1985].

Un problema práctico que existe cuando se trata de medir voltajes y corrientes en una red de N puertos, a frecuencias de microondas, se refiere a la medición directa que involucra usualmente la magnitud (inferida a la potencia) y fase de la señal viajando en una dirección dada, o de una onda estacionaria. Una representación más de acuerdo con mediciones directas, y con las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, esta dada por la matriz de dispersión [Poza, 1993].

Como una matriz de impedancias o admitancias de una red de N puertos, la matriz de dispersión muestra una descripción completa de la red vista en sus N puertos.

Mientras las matrices de impedancias y admitancias relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, la matriz de dispersión relaciona las ondas de voltaje incidentes con las ondas reflejadas en los puertos.

Si se considera una red de N puertos, como la que se muestra en la figura 7, donde V_n^+ es la amplitud de voltaje de la onda incidente en el puerto n , y V_n^- es la amplitud de voltaje de la onda reflejada desde el puerto n . La matriz de dispersión, o matriz $[S]$, es definida en relación a esas ondas de voltaje incidentes y reflejadas como

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix},$$

o bien

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (6)$$

Un elemento específico de la matriz $[S]$ puede ser determinado como

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq j} \quad (7)$$

En la expresión (7), el valor de S_{ij} se puede encontrar al manejar el puerto j con una onda de voltaje incidente V_j^+ , y al medir la amplitud de la onda reflejada, V_i^- , proveniente del puerto i . Las ondas incidentes en todos los puertos, excepto el j –ésimo puerto, son cercanas a cero, lo cual significa que todos los puertos estarán terminados en cargas iguales para evitar reflexiones. Por consiguiente S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto en el puerto i cuando los demás puertos están terminados en cargas iguales, y S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i , cuando todos los demás puertos están terminados en cargas iguales.

En un acoplador direccional todos los puertos están completamente acoplados y puede ser representado como una red de cuatro puertos, simultáneamente recíproca y sin pérdidas. Por consiguiente los elementos de la diagonal de la matriz $[S]$ son ceros, es decir: $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, por lo que puede ser representada como una red recíproca de cuatro puertos de la siguiente forma

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

Considerando el producto del renglón 1 y el renglón 2, y el producto del renglón 4 y el renglón 3, de $[s]$, se tiene que

$$S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0, \quad (8)$$

$$S_{14}^* S_{13} + S_{24}^* S_{23} = 0. \quad (9)$$

Multiplicando ahora (8) por S_{24}^* y (9) por S_{13}^* , y sustraer para obtener

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0. \quad (10)$$

Similarmente, el producto del renglón 1 y el renglón 3, y el producto del renglón 4 y el renglón 2, de [S], resultan

$$S_{12}^* S_{23} + S_{14}^* S_{34} = 0, \quad (11)$$

$$S_{14}^* S_{12} + S_{34}^* S_{23} = 0. \quad (12)$$

Multiplicando ahora (11) por S_{12} y (12) por S_{34} , y sustraer para obtener

$$S_{23} (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0. \quad (13)$$

Una manera para satisfacer las expresiones (10) y (13) implica que: $S_{14} = S_{23} = 0$, lo cual resulta en un acoplador direccional. Entonces los medios-productos de los renglones de la matriz [S] unitaria se expresan en las siguientes ecuaciones [Pozar, 1993]:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (14)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1, \quad (15)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1, \quad (16)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1, \quad (17)$$

lo cual implica que $|S_{13}| = |S_{24}|$, usando (14) y (15), y que $|S_{12}| = |S_{34}|$, usando (15) y (17).

Se puede hacer una simplificación al escoger las referencias de fase en tres de los cuatro puertos. En ese sentido, al escoger $S_{12} = S_{34} = \alpha$, $S_{13} = \beta e^{j\theta}$, y $S_{24} = \beta e^{j\phi}$, donde α y β son reales, y θ y ϕ son constantes de fase a determinar (una de las cuales puede ser escogida libremente). El producto punto de los renglones 2 y 3, de la matriz [S], resulta

$$S_{12}^* S_{13} + S_{24}^* S_{34} = 0, \quad (18)$$

lo cual determina una relación entre las constantes de fase, expresada como

$$\theta + \phi = \pi \pm 2n\pi. \quad (19)$$

Si se ignoran los múltiplos de 2π , existen dos opciones que ocurren comunmente en la práctica:

- El acoplador simétrico: $\theta = \phi = \pi/2$. Las fases de los términos, al tener una amplitud β , son escogidos iguales. Entonces la matriz de esparcimiento tiene la siguiente forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

- El acoplador antisimétrico: $\theta = 0, \phi = \pi$. Las fases de los términos, al tener una amplitud β , son escogidos para estar separados 180° . La matriz de esparcimiento tiene la siguiente forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

En ambos casos, se aprecia que si incide la potencia por cualquiera de los puertos, ésta se reparte entre dos puertos, quedando el restante aislado. Hay que notar que los dos acopladores difieren sólo en la elección de los planos de referencia. Además las amplitudes α y β no son independientes y para que $[S]$ sea unitaria (como se ha supuesto), debe ocurrir que

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1. \quad (20)$$

La operación básica de un acoplador direccional puede ser ilustrada en la figura 7, la cual muestra dos de los símbolos comunmente usados para un acoplador direccional y las definiciones para los puertos. La potencia incidente en el puerto 1 es acoplada al puerto 3 con el factor de acoplamiento $|S_{13}|^2 = \beta^2$, mientras el resto de la potencia de entrada es dirigida hacia el puerto 2 con el coeficiente $|S_{12}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$. En un acoplador direccional, nada de potencia es dirigida hacia el puerto 4.

0.2.1. Acopladores Híbridos

Reciben el nombre de acopladores híbridos los acopladores de 3 dB (conocidos de igual forma como uniones híbridas), y son dispositivos pasivos de cuatro puertos que permiten un buen acoplamiento direccional, además que se usan como divisores o combinadores de potencia. Estos dispositivos, en su mayoría, son no balanceados, esto es, usan puertos coaxiales, lo cual implica que sus puertos comparten una tierra común. Lo descrito anteriormente se muestra en la figura 8, la cual ilustra de igual forma el símbolo especial para los acopladores híbridos.

Los acopladores híbridos dividen por mitad la potencia incidente y son empleados comunmente en mezcladores, moduladores y conmutadores para transmisión-recepción, etc. El símbolo de la figura 8 es en realidad un diagrama de flujo de señal, donde los puertos mostrados tienen una impedancia característica (usualmente de 50 o 75 ohms),

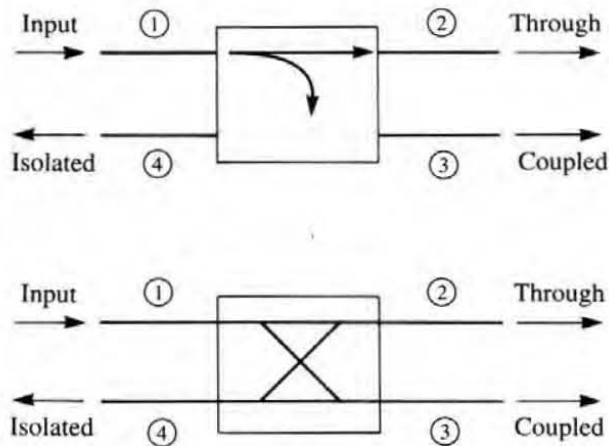


Figura 7: Dos de los símbolos comúnmente usados para acopladores direccionales, y convenciones de flujo de potencia. [Tomada de Pozar, 1993].

cuya potencia incidente en el puerto 1 se divide en fracciones iguales y sale hacia los puertos 2 y 3. Si ambos puertos están apropiadamente terminados en sus impedancias características no existirá reflexión, y la impedancia observada en el puerto 1 será igual a la impedancia característica. En este caso no se presentará potencia en el puerto 4, por lo tanto se considera que los puertos opuestos están aislados. Por otra parte, si los puertos 2 y/o 3 no están terminados en sus impedancia características, la potencia presente en estos puertos será parcial o completamente reflejada.

El coeficiente de reflexión es calculado como si la potencia fuese excitada desde una

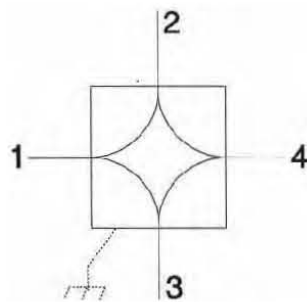


Figura 8: Símbolo esquemático para un acoplador híbrido.

línea de transmisión cuya impedancia es igual a la del híbrido y depende esencialmente del desacoplamiento. La potencia reflejada en el híbrido se divide y sigue las rutas de la señal, como si ésta proviniera de una fuente externa, fluyendo del puerto 1 al puerto 2, y paralelamente hacia el puerto 3, pero nada hacia el puerto 4 (esto se presenta considerando acoplamiento en los puertos). En el caso cuando la potencia fluye del puerto 2 al puerto 1, se tiene que también hay potencia fluyendo hacia el

puerto 4, pero nada hacia el puerto 3. El puerto 3 se acoplará cuando la potencia fluya del puerto 1 al puerto 2, de otro modo el puerto 4 se acoplará cuando la potencia fluya del puerto 2 al puerto 1.

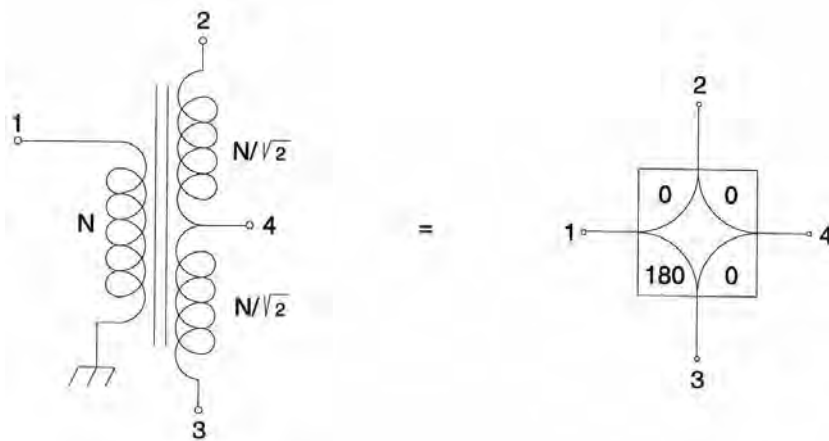


Figura 9: Transformador híbrido. En el extremo izquierdo se muestra el transformador con derivación central; en el extremo derecho se muestra el esquema general y equivalente del transformador híbrido. [Tomada de Hagen, 1996].

0.2.2. Transformadores Híbridos

Los primeros transformadores con derivación central fueron llamados simplemente transformadores híbridos, en el año de 1920. En la figura 9 se muestra un híbrido básico, donde el primer devanado tiene N vueltas, mientras que cada mitad del segundo devanado tiene $N/\sqrt{2}$ vueltas; la impedancia característica de los puertos 1, 2 y 3 son iguales, presentando un valor R arbitrario, y el puerto 4 tiene la mitad de la impedancia, es decir $R/2$. El valor de R es además tan grande que el transformador presenta una inductancia con reactancia significativamente mayor.

Considerando una señal que alimenta el puerto 1, si los puertos 2 y 3 tienen terminaciones idénticas, éstos tendrán voltaje igual y opuesto. El voltaje en el puerto 4 será nulo, ya que se encuentra a la mitad entre el puerto 2 y el puerto 3, y permanece aislado del puerto 1.

La capacidad del circuito para dividir la potencia y presentar características aislantes de un híbrido se pueden argumentar, de igual forma, al notar que si una señal es aplicada en el puerto 4, ésta aparecerá en el puerto 2 y el puerto 3 pero no aparecerá en el puerto 1, debido a que las corrientes del puerto 2 y el puerto 3 están en dirección opuesta de tal modo que no hay flujo neto en el transformador para proporcionar un voltaje en el puerto 1.

El esquema general, y símbolo apropiado, para los híbridos, mostrado en la figura 9, indica el cambio de fase de la señal incidente 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°), y en el puerto 3 con su polaridad invertida (180°). Los híbridos que presentan estos cambios de fase específicos se les denomina híbrido de 180° .

Existen, pues, dos tipos de híbridos:

- Simétrico, o híbrido de cuadratura (90°), en cuyos puertos 2 y 3 siempre hay un desfase de 90° . Su matriz $[S]$ se escribe como:

$$[S]_{90^\circ} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

- Antisimétrico, o híbrido de 180° , cuyos puertos 2 y 3 pueden tener un desfase de 0° o de 180° , dependiendo del puerto por donde incida la potencia: si lo hace por el puerto 1 ó 3, las salidas están en fase; por los puertos 2 y 4, en contrafase. Su matriz $[S]$ tiene la siguiente forma:

$$[S]_{180^\circ} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

0.2.3. Híbridos de Cuadratura

Un transformador híbrido es, por naturaleza, un híbrido de 180° que puede convertirse en otro híbrido agregando longitud en las líneas de transmisión. Existen otros híbridos naturales a 90° , denominados híbridos de cuadratura, que presentan rutas internas de fase de 0° y 90° , como se muestra en la figura 10. Una ruta de fase de 90° significa un cambio de fase igual a la generada por un cable de longitud $\lambda/4$ [Carrillo, 2004].

La función más importante de los híbridos de cuadratura consiste en dividir la potencia de una señal incidente en dos señales de salida, mientras a una de éstas le agrega un cambio de fase de 90° con respecto a la fase de la otra señal de salida. Considerando que el híbrido está conectado a una línea de transmisión, con la misma impedancia que el híbrido, una señal incidente en el puerto 1 se dividirá en dos señales iguales fluyendo hacia el puerto 2 y el puerto 3, por lo que la división de potencia será igual. La magnitud del voltaje de las señales de salida en el puerto 2 y en el puerto 3 será $1/\sqrt{2}$ veces la magnitud del voltaje incidente y presentarán una fase retardada, de acuerdo con la respectiva ruta de salida. La señal de salida presente en el puerto 3 no tendrá un cambio de fase adicional, pero la señal presente en el puerto 2 es multiplicada por $\exp(-j\pi/2)$. Análogamente, suponiendo que una señal incide en el puerto 4, la señal estará presente

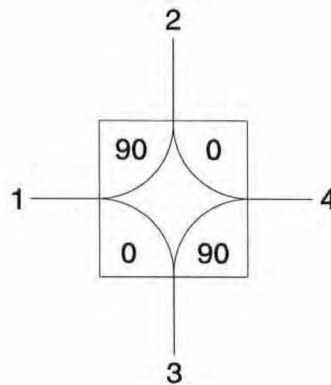


Figura 10: Acoplador direccional híbrido con restraso de 90° , en el cual se muestran sus puertos de entrada y salida, además de las trayectorias a seguir para la onda incidente en cada puerto de entrada.

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].

Este tipo de híbrido es hecho usualmente en microcintas impresas y en línea desnuda como se muestra en la figura 11, y es conocido también como híbrido de línea bifurcada. Con todos los puertos iguales, la potencia incidente en el puerto 1 es dividida eventualmente entre los puertos 2 y 3, con un cambio de fase de 90° entre esos puertos. Nada de potencia es acoplada en el puerto 4, ya que permanece aislado.

En el híbrido de línea bifurcada se observa que tiene un grado alto de simetría, y que

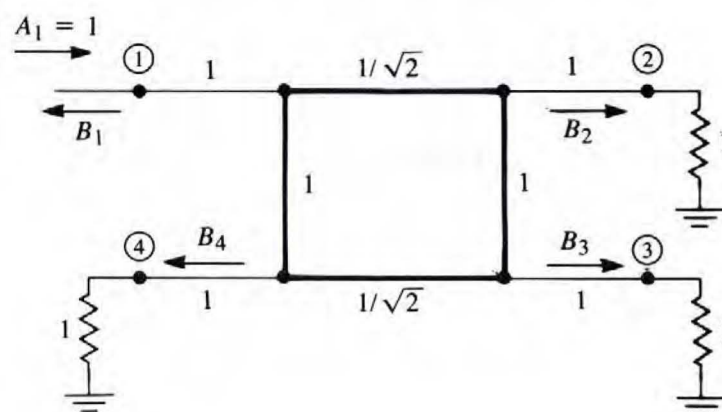


Figura 11: Circuito de un acoplador de línea bifurcada. [Tomada de Pozar, 1993].

cualquier puerto puede ser usado como puerto de entrada. Los puertos de salida estarán siempre en el lado opuesto de la juntura desde el puerto de entrada, y el puerto

aislado será el puerto restante en el mismo lado como el puerto de entrada. La simetría es reflejada en la matriz de esparcimiento (expresión para $[S]_{90^\circ}$), ya que cada renglón puede ser obtenido como la transposición del primero.

0.3. Permutadores de Fase

Los permutadores son dispositivos electrónicos usados principalmente para direccionar las señales, o el flujo de potencia, entre diversos componentes de un sistema de radiofrecuencia. sin embargo, el uso más significativo de estos dispositivos se presenta en arreglos de antenas donde el lóbulo principal puede ser orientado en el espacio, realizando una variación en la fase de las señales que alimentan las antenas.

La diferencia en fase (ϕ) que experimenta una onda electromagnética de frecuencia (f) propagándose con una velocidad (v) a través de una línea de transmisión, cuya longitud es (ℓ), está dada por

$$\phi = \frac{2\pi f \ell}{v} \quad (21)$$

La velocidad de una onda electromagnética es función de la permeabilidad (μ) y la constante dieléctrica (ϵ) del medio en el cual se propaga [Skolnik, 1980], entonces un cambio en fase puede ser realizado al modificar la frecuencia, la longitud de la línea, la velocidad de propagación, la permeabilidad, o la constante dieléctrica.

La variación de la frecuencia para efectuar un cambio de fase en una onda electromagnética es una técnica relativamente simple, empleada en el control electrónico de lóbulos. Una de las formas más populares de permutadores de fase es aquella que aplica una variación en la longitud física de las líneas de transmisión para obtener cambios de fase, especialmente cuando las longitudes de las líneas son digitalmente cuantizadas.

Uno de los componentes que realizan un cambio de fase, al variar la rapidez de propagación y modificando a su vez la permeabilidad (μ), es el permutador de ferrita. Este tipo de permutador representa un ejemplo de dispositivo que depende de cambios en la constante dieléctrica para variar la rapidez de propagación.

Muchos dispositivos permutadores de fase son recíprocos, lo cual implica que el cambio de fase es independiente de la dirección de propagación (o bien, la misma fase en cualquier dirección). Algunos permutadores de fase importantes son no recíprocos. Un permutador de fase ideal deberá presentar capacidades amplias para: realizar cambios rápidos, manejar potencia alta, requerir señales de control de potencia mínima, tener pérdida baja, ser ligeros y de costo razonable. En realidad no existe un dispositivo que presente integralmente todas las condiciones anteriores. En este contexto, los dispositivos para obtener un cambio de fase denominados permutadores de fase, también son llamados *faseadores*.

0.3.1. Permutadores Controlados Digitalmente

Un cambio en fase se puede obtener utilizando una cierta longitud de una línea de transmisión para aproximarse al valor de fase deseado. Las longitudes de línea adicionales pueden ser sustituidas por faseadores electrónicos de alta velocidad. Los permutadores de fase digitales emplean comúnmente diodos semiconductores y ferritas como dispositivos que permiten una variación en la fase.

Existen al menos dos métodos para variar las longitudes de líneas de transmisión. El primero considera que la longitud requerida para la línea puede ser seleccionada de entre varias longitudes disponibles. Esta configuración es llamada *línea-paralela*. La otra opción sugiere que la longitud requerida se obtiene de la combinación en serie de varios segmentos de líneas; ésta se denomina configuración *línea-serie* o cascada. Aunque la naturaleza discreta en el control digital del permutador de fase significa que el valor exacto del cambio de fase requerido no puede ser alcanzado sin un error, el cual puede estimarse y tratar de que sea tan pequeño como se requiera.

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

Una configuración línea-paralela de un faseador controlado digitalmente, cuya longitud requerida es obtenida con un par de permutadores ($1 : N$), se muestra en la figura 12. Los N puertos son conectados a N líneas de diferentes longitudes: $\ell_1, \ell_2, \dots, \ell_N$. El número de líneas depende del grado de fase cuantizado que puede ser tolerado. El número es limitado por la calidad del permutador, la cual es a su vez determinada por la diferencia de impedancia entre las posiciones OFF y ON. con varios permutadores en paralelo, la impedancia de cada OFF deberá ser muy alta si la impedancia combinada es muy grande comparada con la impedancia en ON de un solo permutador. Una configuración línea-paralela con 16 puertos e igual número de líneas, por ejemplo, proporciona una fase cuantizada de 22.5° ($\pm 11.25^\circ$), suponiendo que la n -ésima línea es de longitud $(\lambda/16)$.

Una opción de permutador es el diodo semiconductor. Los diodos acoplados 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 polarización inversa para presentar una impedancia alta. Las líneas seleccionadas pueden ser de cualquier tipo: coaxiales, desnudas, microcintas 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 dos permutadores y, en principio, puede tener una pérdida de inserción menor que la asociada a una configuración en cascada. Una desventaja es el número mayor, relativamente, de líneas y permutadores requeridos cuando es necesario minimizar el error. La configuración línea-paralela es usada cuando se requiere un cambio de fase mayor de 2π radianes.

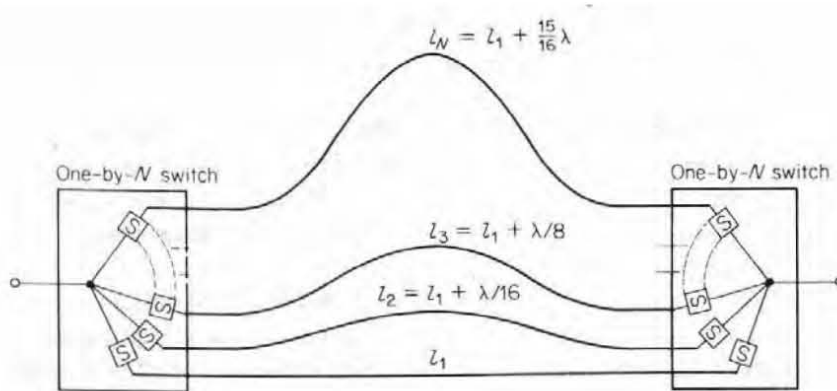


Figura 12: Permutador de fase línea-paralela con N líneas seleccionables digitalmente. [Tomada de Skolnik, 1980].

La figura 13 ilustra la configuración en cascada de faseadores digitales, la cual tiene más aplicaciones que la configuración línea-paralela. Este esquema de permutadores de cuatro bits forma un arreglo de cuatro módulos en cascada. Cada módulo contiene un permutador que inserta cambios de fase de $360/2^n$ grados, donde $n = 1,2,3,4$. Cuando los dos permutadores superiores están abiertos, los dos de abajo están cerrados, y viceversa. Hay que notar que en el estado de fase cero, el cambio de fase generalmente no es cero, y además se tiene una cierta fase residual θ . Entonces los dos estados proporcionarán una fase de ϕ_0 y $\phi_0 + \Delta\phi$. La diferencia $\Delta\phi$ entre los dos estados es el cambio de fase requerido por el módulo.

Los arreglos en las figuras 12 y 13 llevan consigo diodos semiconductores. Los faseadores

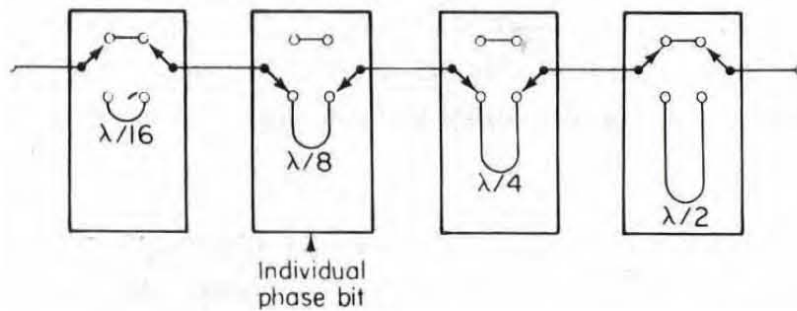


Figura 13: Permutador de fase digital de 4 bits en cascada, con cuantización $\lambda/16$. El arreglo en particular muestra un cambio de fase de 135° ($3/8$ de λ). [Tomada de Skolnik, 1980].

de ferrita también son controlados digitalmente, pero de modo ligeramente diferente.

0.3.2. Diodos Permutadores de Fase

Los diodos semiconductores pueden ser usados para construir permutadores de fase electrónicos, integrados fácilmente a circuitos electrónicos y capaces de operar a una velocidad muy alta. Las propiedades de un diodo semiconductor son de interés para el uso de permutadores de fase, debido a que su impedancia puede ser modificada empleando cambios en la polarización del voltaje de control. Esto permite que el diodo actúe como un permutador. Los permutadores de fase basados en diseños con diodos pueden ser de potencia relativamente alta y pérdida baja, y pueden ser cambiados rápidamente de un estado de fase a otro. Otras características que presentan estos permutadores son: su insensibilidad relativa a cambios de temperatura, pueden operar con potencia baja, son empleados en un rango de frecuencias muy amplio y son de tamaño compacto.

Existen tres métodos básicos para emplear diodos semiconductores en permutadores de fase de control digital, la elección de alguno de ellos depende del circuito usado para obtener una fase individual de un bit. Estos son: *la línea-permutada*, *el acoplador híbrido* y *la línea cargada*. La línea-permutada fue mostrada en la figura 13. Cada bit de fase consiste de dos líneas de longitud diferente que proporcionan un cambio de fase diferencial, dos permutadores de polo sencillo y un permutador de doble tiro utilizando cuatro diodos.

Otro ejemplo de la línea-permutada se muestra en la figura 14, cuya configuración usa dos permutadores de polo sencillo y dos permutadores de doble tiro, para llevar el flujo de señal a una de las dos líneas de diferente longitud. El cambio de fase es, por lo general, una función lineal de la frecuencia, lo cual implica un retardo de tiempo entre los puertos de entrada y salida. Esta es una característica importante empleada en sistemas de banda ancha, ya que la distorsión es minimizada. Este tipo de permutadores de fase son recíprocos inherentemente y pueden ser usados para funciones de recepción y transmisión. Las pérdidas de inserción de la línea-permutada equivalen a las pérdidas de permutación en los diodos, más las pérdidas en las líneas. Como muchos otros tipos de permutadores de fase, la línea-permutada es diseñada, principalmente, para cambios de fase binarios de $\Delta\phi$ igual a 180° , 90° , 45° , etc. Un problema que se presenta con este tipo de faseadores es que pueden ocurrir resonancias en la línea en OFF, si su longitud es cercana a un múltiplo de $\lambda/2$. La frecuencia de resonancia puede ser permutada ligeramente, entonces las longitudes ℓ_1 y ℓ_2 deberán diseñarse apropiadamente.

El acoplador híbrido de un bit de fase, como el que se muestra en la figura 15, emplea un híbrido de 3 dB con terminación reflejante, balanceada y conectada a los brazos acoplados. Los dos diodos controlan el cambio de fase. El híbrido de 3 dB tiene la propiedad de dividir por igual la potencia de la señal en el puerto 1 y transmitir 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 la señal.

Ambos diodos están polarizados en el mismo estado, entonces las ondas reflejadas, provenientes de los puertos 2 y 3, serán combinadas en fase en el puerto de salida. Cuando la impedancia de los diodos es tal que permite pasar la señal, al estar en esta-

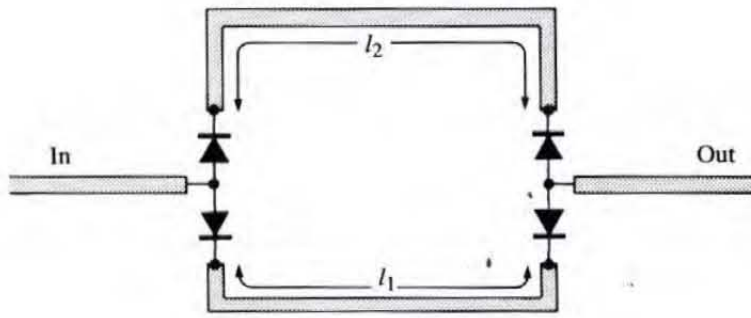


Figura 14: Permutador de fase de línea-permutada. [Tomada de Pozar, 1993].

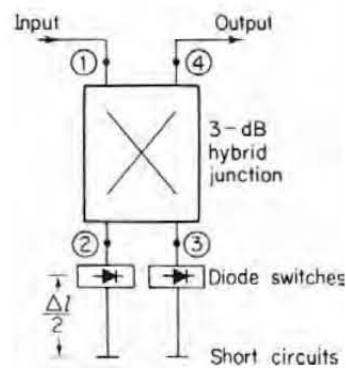


Figura 15: Acoplador híbrido de un bit. [Tomada de Skolnik, 1980].

do ON, ésta será reflejada por los circuitos cerrados que se encuentran más allá de las líneas de transmisión. Nada de energía reflejada aparecerá en el puerto 1. Los diodos parecerán circuitos abiertos, al estar en estado OFF. La diferencia en la longitud de la trayectoria con los diodos permutados en abierto y cerrado es $\Delta\ell$. Las dos trayectorias $\Delta\ell$ son seleccionadas para corresponder a un incremento deseado del permutador digitalizado. Un faseador de N bits se puede obtener usando N híbridos en cascada.

Un diseño que es idóneo para pequeños aumentos de cambio de fase (generalmente 45° , o menos) es el permutador de línea cargada, mostrado en la figura 16, y 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 espaciamiento entre los diodos es aproximadamente $\lambda/4$ de la frecuencia de operación. Las susceptancias adyacentes son iguales y están espaciadas $\lambda/4$, y toman cualquiera de los dos valores. Si la magnitud de la susceptancia normalizada es pequeña la reflexión de cualquier par de susceptancias simétricas puede ser cancelada, 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 permutadores de fase de acoplamiento híbrido tienen, generalmente menor pérdida de inserción que los otros dos, y usan un menor número de diodos. Estos faseadores pueden operar en un ancho de banda muy amplio. Los permutadores de fase de línea-permutada 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.

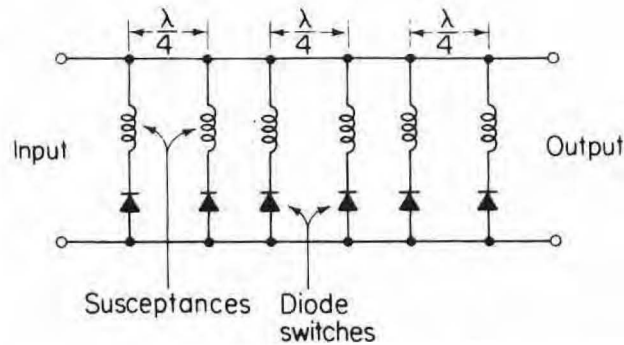


Figura 16: Permutador de fase de línea cargada periódicamente. [Tomada de Skolnik, 1993].

0.4. Métodos de Direccionamiento para el Radiotelescopio

Una propiedad de los arreglos de antenas con elementos en fase es la habilidad para generar, simultáneamente, haces o lóbulos múltiples e independientes. En principio, un arreglo de N elementos puede generar N lóbulos independientes. Los lóbulos múltiples se generan cuando dicho arreglo de N elementos es conectado a un formador de haces con M puertos, donde N y M pueden ser diferentes; además pueden ser mezclados en el espacio, mientras el ancho de los lóbulos cambia con la frecuencia. Los lóbulos múltiples pueden ser generados para transmitir, como para recibir señales. Esto es conveniente en algunas aplicaciones para generar los haces múltiples sólo en recepción y transmitir con un patrón de radiación, tan ancho, que cubra totalmente los lóbulos receptores múltiples. La habilidad para formar muchos lóbulos es usualmente más fácil en el caso de recepción, en comparación con transmisión. Esto no es necesariamente una desventaja debido a que es un método usado para operar un arreglo en muchas aplicaciones: radares, comunicación satelital, radioastronomía, entre otras.

Un arreglo lineal simple, el cual genera un solo lóbulo, puede ser convertido a una antena de haces múltiples, agregando permutadores de fase adicionales a las salidas de cada elemento. Cada haz formado requiere un permutador de fase fija adicional, como se muestra en la figura 17. El arreglo simple en la figura muestra tres elementos, con tres

permutadores de fase fija cada uno. Un permutador de fase genera un lóbulo dirigido perpendicularmente (Broadside) al plano del arreglo con $\theta = 0$. Los otros permutadores de fase generan un lóbulo en la dirección $\theta = +\theta_0$. El ángulo θ_0 es determinado por la relación $\theta_0 = \sin^{-1}(\Delta\phi\lambda/2\pi d)$, donde $\Delta\phi$ es la diferencia de fase entre elementos adyacentes. Pueden situarse amplificadores entre las antenas individuales para amplificar la señal incidente y compensar alguna pérdida en las redes de formación de lóbulos. La salida de cada amplificador es subdividida en un número de señales independientes, las cuales son procesadas individualmente como si fueran receptores separados.

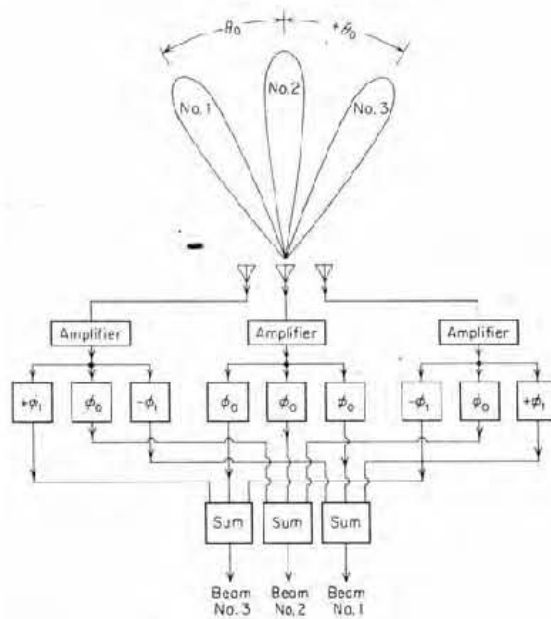


Figura 17: Formación simultánea de lóbulos. $\phi_0 = \text{constant defase}$; $|\phi_1 - \phi_2| = |\Delta\phi| = |2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0| = |\phi|$. [Tomada de Skolnik, 1980].

0.4.1. 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]. Ésta es una red sin pérdidas que utiliza acopladores direccionales de 3 dB, o uniones híbridas, y permutadores de fase fija. Esta técnica es empleada para formar N lóbulos contiguos generados con un arreglo de N elementos emisores o dipolos, donde $N = 2^p$ y p es entero.

La matriz de Butler tiene 2^p entradas y 2^p salidas. Algunas características importantes en la formación de haces múltiples con una matriz de Butler son [Delaney, 1962]:

- El número de acopladores direccionales o híbridos requeridos para un arreglo de N elementos se obtiene como

$$\text{No. acopladores direccionales híbridos} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N) \quad (22)$$

- El número de permutadores de fase fija se obtiene como

$$\text{No. permutadores de fase} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N - 1) \quad (23)$$

La complejidad de la matriz de Butler se incrementa con el número de elementos requeridos para su construcción. Una matriz de 64 elementos, por ejemplo, requiere de 192 acopladores direccionales y 160 permutadores de fase. Modificaciones de arreglo Butler para cualquier número de elementos han sido sugeridos, pero el resultado para la red generadora del lóbulo no ha sido necesariamente el de pérdida menor [White, 1962; Delaney, 1962].

La construcción de una red de Butler compleja requiere un 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]. Una complejidad extra se presenta cuando varios haces requieren varios receptores. Por estas razones, la matriz de Butler con un gran número de elementos no es la regla general.

El ensamble típico de una matriz de Butler, por lo general, usa acopladores direccionales de 3 dB con una diferencia de fase de 90° entre las dos salidas. Uniones híbridas también pueden ser usadas. Éstas producen una diferencia de fase de 180° entre las dos señales a la salida y requieren de una ligera diferencia en el procedimiento de diseño.

Para ejemplificar la operación básica de una red de acoplamiento de una matriz de Butler hay que considerar un arreglo simple con dos elementos espaciados $\lambda/2$ y conectado a los dos puertos de un acoplador híbrido de 3 dB, como se muestra en la figura 18. Si una señal incide en el puerto 1, una gradiente de fase de 90° resultará entre las señales en los puertos 2 y 3, lo cual producirá un lóbulo orientado 30° a la derecha de la normal del arreglo. Una señal aplicada en el puerto 4 genera una distribución de fase que produce un haz orientado 30° a la izquierda de la normal del arreglo.

De esta manera un arreglo simple de dos elementos emisores y un acoplador de 3 dB genera dos haces independientes de la normal del arreglo y con un gradiente de fase de 30° , respectivamente. Este arreglo representa un ejemplo trivial de formación de lóbulos con una red de Butler. Un arreglo de cuatro elementos que genera ocho haces independientes, utiliza 4 acopladores direccionales y 2 permutadores de fase, los cuales tienen el mismo valor.

La red formadora de lóbulos Butler es, teóricamente, sin pérdidas; es decir, no hay

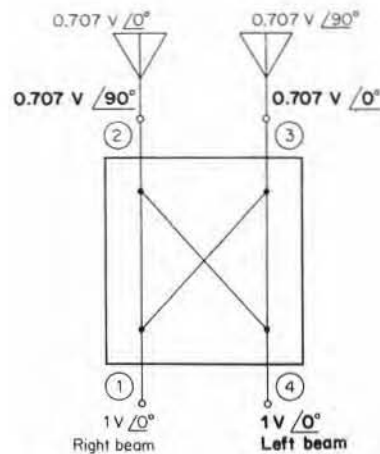


Figura 18: Acoplador direccional de 3 dB para un arreglo de dos elementos. [Tomada de Skolnik, 1980].

potencia intencionalmente disipada en las terminales. Siempre existirá una pérdida de inserción finita, como siempre, en los acopladores direccionales, permutadores de fase, y líneas de transmisión que conforman la red.

En una configuración sin pérdidas, una antena pasiva radiando múltiples haces desde una apertura común ha demostrado [White, 1962] que el patrón de radiación y el nivel de salto de los haces adyacentes no puede ser especificado independientemente. Con una iluminación uniforme, como en el arreglo Butler, el nivel de salto es 3.9 dB por debajo del valor pico. Esto es independiente de la posición del lóbulo, espaciamiento entre elementos, y la longitud de onda. Es posible construir arreglos planares que usen redes 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. Las propiedades topológicas de las redes de matrices, en relación con su diseño en un circuito impreso, son a menudo realizadas en un circuito planar, tal como una microcinta o una línea desnuda. Otros métodos para implementar y usar redes de Butler en arreglos planares son posibles. Shelton, por ejemplo, describe una técnica para generar múltiples haces en un arreglo planar exagonal con espaciamiento triangular [Shelton, 1968].

0.4.2. Matriz de Shelton

Es interesante notar la relación existente entre la red Butler y la Transformada Rápida de Fourier (TRF). El campo de radiación de una antena está relacionado con la iluminación a través de su apertura, por la transformada de Fourier. Shelton ha señalado que el diagrama de flujo de la TRF es básicamente similar al diagrama de red Butler [Shelton, 1968]. De hecho, la matriz de Butler es el circuito análogo de la

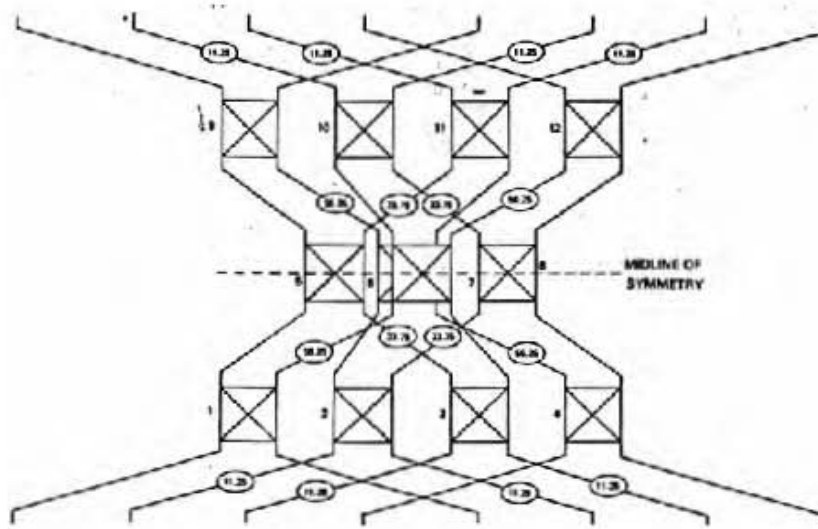


Figura 19: Disposición simétrica de entradas y salidas, acopladores y puertos. [Tomada de Shelton y Hsiao, 1979].

TRF; la transformada convencional de Fourier requiere de N^2 cálculos para una transformada de N puntos. La red Butler utiliza $(N/2) \log_2 N$ juntas, así como la TRF usa $(N/2) \log_2 N$ cálculos para una transformada de N puntos. Este análisis es realizado al modificar una red Butler para lograr formar una red simétrica con respecto al eje que se encuentra a la mitad de distancia entre las líneas de entrada y salida. La red Butler puede ser modificada de tal forma que los puertos de entrada y salida sean idénticos. En este sentido, la mitad de la matriz terminada apropiadamente en el plano de simetría corresponde a un tipo de reflexión en el cual las posiciones de alimentación están en la región de apertura [Shelton y Hsiao, 1979].

Una matriz de Butler convencional se puede diseñar usando acopladores simétricos de 3 dB [Shelton y Kelleher, 1961]. Cada matriz puede ser usada como un módulo para construir una configuración más grande. Las configuraciones son simétricas con respecto a un eje longitudinal, el cual divide los puertos de entrada y salida en dos mitades; exceptuando las dos configuraciones más pequeñas, de 2 y 4 elementos, las cuales no son simétricas con respecto al eje que divide las dos mitades. La figura 19 ilustra una de las matrices más pequeñas, de 8 elementos, y confirma estas características de simetría. 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 alguno de los puertos de entrada. Sin embargo, 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 este sentido, la mitad de la matriz podría corresponder a un sistema del tipo reflexivo en el cual la posición de alimentación está en el plano de aperura [Shleton y Hsiao, 1979].

La modificación de las matrices en una forma de reflexión simétrica es realizada en tres etapas. Primero, la red debe ser reorganizada de tal manera que los acopladores híbridos y las líneas de interconexión sean simétricas con respecto a la línea media de la matriz sin estimar a cualquiera de los permutadores de fase en las líneas interconectadas. Segundo, un esquema para modificar los permutadores de fase y lograr simetría requerida en la línea media. Finalmente, un método por el cual la matriz pueda ser, en verdad, cortada en dos si es necesario. El resultado son dos híbridos centrados y dos híbridos fuera del centro, como se muestra en la figura 19. La red es vista ahora como una topología simétrica.

El objetivo con matrices grandes es generar configuraciones simétricas por medio de algún procedimiento que no incremente la complejidad, al incrementar el tamaño de la matriz. Por ejemplo, una matriz de Butler convencional con N puertos puede ser formada a partir de dos de las siguientes matrices pequeñas con $N/2$ puertos, más una fila de acopladores híbridos.

0.4.3. Red y Características del Patrón de Radiación de una Matriz de Butler Alimentada con un Arreglo

Como se ha mencionado anteriormente, una matriz de Butler es una red de $2N$ puertos, donde $N = 2^p$ (p es un entero). Un conjunto de N puertos son las 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 salida. El coeficiente de transferencia 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. Por cada puerto de entrada 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 . Esta constante es diferente para cada puerto de entrada. Si los puertos de entrada son numerados $m = 1, 2, \dots, M$, la diferencia de fase puede ser expresada como [Shleton y Hsiao, 1979]:

$$\Delta\phi_m = \phi_0 + \frac{2\pi m}{N}, \quad (24)$$

donde ϕ_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 puede ser expresada como:

$$\phi_{mn} = \phi_m + n \left(\phi_0 + \frac{2\pi m}{N} \right), \quad (25)$$

donde ϕ_m es una constante por seleccionar para cada valor de m .

El valor de ϕ_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 $\phi_0 = 0$. Para una red, como la presentada en la figura 19, el valor de ϕ_0 es el resultado de la simetría impuesta, esto es

$$\phi_0 = \frac{\pi}{N} \quad (26)$$

Si los puertos de salida son alimentados a un arreglo lineal de antenas, la amplitud uniforme y la distribución de fase generada por cualquier entrada producirán un patrón de radiación directivo de la forma [Shelton y Hsiao, 1979]:

$$E(\mu) = \frac{\text{sen}N(\mu - \mu_0)}{N\text{sen}(\mu - \mu_0)}, \quad (27)$$

donde

$$\mu = \frac{2\pi d \text{sen}\theta}{\lambda}, \quad (28)$$

$$\mu_0 = \frac{2\pi d \text{sen}\theta_0}{\lambda} = \Delta\phi_m \quad (29)$$

denominando a d como el espaciamiento entre elementos del arreglo, λ la longitud de onda, θ el ángulo relativo a la normal del arreglo y θ_0 la dirección del haz.

La posición del máximo del haz ocurre en una dirección de campo eléctrico máximo. Cuando $\phi = 0$ la ecuación (27) se indetermina y los máximos del haz ocurren cuando el numerador y el denominador se hacen cero, esto es [Delaney, 1962]:

$$\text{sen} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \text{sen}\theta - \frac{P\pi}{2N} \right) = 0 \quad (30)$$

para que (30) se cumpla, el argumento de la función seno debe ser

$$\left(\frac{\pi d}{\lambda} \text{sen}\theta - \frac{P\pi}{2N} \right) = q\pi \quad (31)$$

resolviendo para $\theta_{m\acute{a}x}$, de la ecuación (31), se tiene

$$\theta_{m\acute{a}x} = \cos^{-1} \left[\left(Nq + \frac{P}{2} \right) \frac{\lambda}{Nd} \right] \quad (32)$$

donde q es cualquier entero y P es el número de haces (también es entero). Cuando $q = 0$, se tiene el máximo para el lóbulo principal; para valores de q diferentes a cero

se obtiene la posición de los máximos de los lóbulos laterales.

El sistema multipuertos resultante consiste de un arreglo de N elementos conectado a una matriz de Butler de 2^N puertos, con N puertos de salida, cada uno de los cuales produce un lóbulo.

Se puede demostrar que el patrón múltiple de la antena forma 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 posición de los lóbulos para cualquier espaciamento esta dada por [Tiong]:

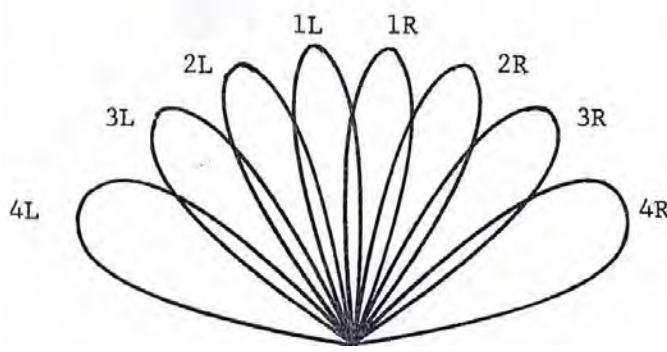


Figura 20: Patrón de Radiación de una Red Butler de 4 elementos, espaciados $\lambda/2$. [Tomada de Hansen, 1998].

$$\text{sen}\theta_i = \pm \frac{\lambda}{Nd} \left(i - \frac{1}{2} \right) \quad (33)$$

donde $i \leq N/2$ y los lóbulos están espaciados $1/N$.

Para una red de 4 elementos espaciados $\lambda/2$ los haces llenan el espacio visible como se muestra en la figura 20, donde la forma de los lóbulos es como una roseta. Este arreglo es excitado uniformemente y el nivel de los lóbulos laterales (tanto del lado izquierdo, como del lado derecho), es de -13.2 dB. Cuando el espaciamento entre elementos se incrementa, los anchos de haz llegan a estrecharse y los lóbulos se juntan cada vez más.

La cobertura del haz, desde el centro de lóbulo que se encuentra más a la izquierda hasta el centro del lóbulo que se encuentra más a la derecha, es

$$\theta_{cobertura} = 2\text{sen}^{-1} \left(\frac{N-1}{2Nd} \right) \lambda \quad (34)$$

La figura 20 muestra, además, el llenado del espacio visible para $d = \lambda/2$, y la cobertura

pequeña para $d > \lambda/2$. El espaciado de los elementos produce lóbulos a la derecha e izquierda del lóbulo principal. El hacer cambios en la frecuencia equivale a cambiar d/λ , por lo que al incrementar los lóbulos se harán más estrechos y se juntarán cada vez más.

La red que presente las características descritas anteriormente con el menor número de componentes es una matriz de Butler. En el análisis presentado la red se generará usando acopladores direccionales híbridos de 3 dB, aunque pueden ser usados otros tipos de acopladores híbridos de 4 puertos. Como se ha establecido previamente, la matriz de Butler tiene $N = 2^p$ puertos (p es entero), pero es posible diseñar redes con una N arbitraria.

Capítulo 4. Diseño de la Matriz de Butler de 16 Puertos

El concepto de las redes Butler para la formación de múltiples lóbulos ha sido bien establecido en el capítulo anterior (sección 3.4). El desarrollo de las propuestas en este capítulo representa una herramienta técnica para desarrollar un subsistema de observación de fuentes de radio, asociada con el control y direccionamiento de los lóbulos generados por el arreglo dipolar del radiotelescopio de centelleo interplanetario en Coeneo, Michoacán.

La matriz de Butler proporciona versatilidad y gran variedad de aplicaciones en la investigación astronómica. Dirigiendo electrónicamente los haces del arreglo planar a cualquier punto en el cielo, permitiendo observar en otras direcciones independientes de modo simultáneo, se mantiene la apertura de la antena fija y se aprovecha la rotación de la Tierra para realizar el barrido en ascensión recta (Capítulo 2).

Con la combinación de dos o más matrices de Butler de N puertos, el patrón de radiación de la antena puede ser reorientado, o los lóbulos laterales pueden ser mejorados. Aplicando la alimentación por permutación electrónica se podrán manejar, mediante híbridos convencionales, las matrices de 4, 8 y 16 puertos, permitiendo obtener resultados precisos en las observaciones de fuentes de radio estelares. Para cada matriz de Butler de N puertos se podrá observar la posición de los lóbulos que genera cuando existe una fase progresiva en las antenas que alimentan a la matriz. Para tal efecto, se utilizará un software de simulación para arreglos de antenas, llamado PCAAD, que permitirá comparar los ángulos teóricos (o calculados) con los ángulos simulados de los lóbulos; con estos resultados, a su vez, se podrán comparar con los resultados de las pruebas de implementación de la matriz de Butler de 16 puertos que se obtengan en el capítulo siguiente.

0.1. Matriz de Butler de 2 Puertos

Una matriz de Butler para N elementos de radiación tiene N puertos de entrada y N puertos de salida. Una excitación aplicada en cualquier puerto de entrada produce una iluminación uniforme en todos los puertos de salida pero con una diferencia constante de fase progresiva entre ellos, formando un frente de onda de radiación en cierta dirección en el espacio.

La máxima eficiencia de un arreglo requiere que la red de alimentación de la matriz de Butler no tenga pérdidas. Una red de alimentación sin pérdidas sólo es posible cuando la iluminación del arreglo es uniforme para todos los puertos [Shelton y Kelleher, 1961].

Para tener un retardo de fase constante entre cada elemento del frente de onda radiado o recibido en el arreglo, es necesario integrar permutadores de fase fija y acopladores direccionales híbridos de 3 dB (secciones 3.2 y 3.3).

Al suponer que un frente de onda proveniente de una fuente de radio distante induce corrientes en las antenas, como se muestra en la figura 1, la corriente de la antena 2 está desfasada -90° con respecto a la corriente en la antena 1; esto se debe a que el frente de onda plano llega primero a la antena 1 e induce una corriente I_1 , después de un tiempo t el frente de onda alcanza la antena 2 e induce una corriente I_2 , retrasada con respecto a I_1 . Lo anterior puede expresarse como

$$I_1 = A_1 e^{j(0)} \quad (1)$$

$$I_2 = A_2 e^{j(\frac{\pi}{2})} \quad (2)$$

donde $A_1 = A_2 = A$. Entonces la corriente a la salida del puerto 1' es

$$I'_1 = I_1 + I_2 e^{j(\frac{\pi}{2})} = A_1 e^{j(0)} + A_2 e^{j(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2})} = A_1 e^{j(0)} + A_2 e^{j\pi} \quad (3)$$

$$I'_1 = A [\cos(0) + j\text{sen}(0) + \cos(\pi) + j\text{sen}(\pi)] = A(1 - 1) = 0 \quad (4)$$

La ecuación (4) indica que no aparece alguna corriente en el puerto 1', debido a que en ese puerto se suma la corriente que llega a la antena 1 y la corriente de la antena 2. La corriente I_2 , después de haber pasado por el acoplador direccional híbrido y haber adquirido un retardo de fase adicional de 90° , ahora se retrasa 180° con respecto a la corriente I_1 , por lo que ambas corrientes se cancelan al llegar al puerto 1'.

La corriente en el puerto 2' esta dada por

$$I'_2 = I_1 e^{j(\frac{\pi}{2})} + I_2 = A_1 e^{j(\frac{\pi}{2})} + A_2 e^{j(\frac{\pi}{2})} \quad (5)$$

$$I'_2 = (A_1 + A_2) e^{j(\frac{\pi}{2})} = 2A e^{j(\frac{\pi}{2})} \quad (6)$$

La ecuación (5) expresa que las corrientes I_1 e I_2 tienen un retardo de fase de 90° , ya que la corriente I_1 después de pasar por el acoplador direccional híbrido adquiere un retardo adicional en la fase de 90° .

Las corrientes en el puerto 2' tienen el mismo retraso en la fase, dicho de otra manera, las corrientes están en fase y se sumarán de modo que toda la energía recibida en las dos antenas llega al puerto 2', como lo indica la ecuación (6). La dirección en la cual

incide el frente de onda forma entonces un lóbulo hacia la izquierda y toda la radiación captada por este lóbulo aparece a la salida del puerto 2'.

Del mismo modo, cuando un frente de onda incide en el lado derecho de la normal al arreglo, como se muestra en la figura 1(b), y suponiendo que excite corrientes en las antenas 1 y 2 con igual amplitud pero con fase de -90° y 0° respectivamente, haciendo el mismo análisis realizado anteriormente para un frente de onda que incide del lado izquierdo a la normal del arreglo, se llega a la conclusión de que toda la energía que es recibida por las dos antenas aparece en el puerto 1'; entonces se forma un lóbulo hacia la derecha y toda la radiación captada por este lóbulo aparece a la salida del puerto 1'.

Para diseñar una matriz de Butler de 4 puertos es necesario escalar primero un arreglo

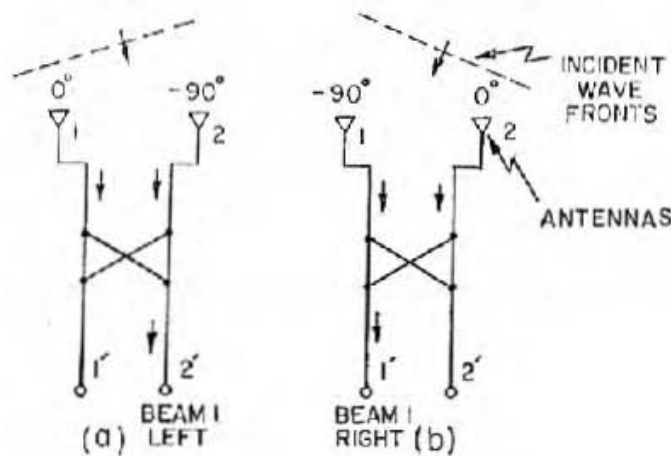


Figura 1: Incidencia de un frente de onda en diferente dirección, para una matriz de Butler de 2 puertos. [Tomada de Collin, 1985].

de dos antenas conectadas a un acoplador híbrido direccional, como se muestra en la figura 3.18, el cual es una matriz de Butler básica de 2 puertos que forma 2 haces independientes y declinados en direcciones opuestas con respecto a la normal del arreglo, y después llegar al análisis de un arreglo de 4 antenas que conforman la matriz.

0.2. Matriz de Butler de 4 Puertos

Para un arreglo de 4 antenas es necesario utilizar una matriz de Butler de 4 puertos, la cual producirá 4 lóbulos independientes. Aquellos frentes de onda que incidan en el arreglo, induciendo corrientes en cada una de las antenas con diferencias de fase de $\pm 45^\circ$ o $\pm 135^\circ$, serán recibidos en cualquiera de los puertos de la matriz, sin importar que el patrón de radiación del arreglo no esté dirigido hacia las direcciones de donde provengan dichos frentes de onda, ya que con la matriz se formarán 4 lóbulos que apuntarán en dichas direcciones y toda la radiación proveniente de las fuentes de radio será canalizada hacia los puertos de la matriz.

0.2.1. Diseño de la Matriz de Butler de 4 Puertos

Para emplear una matriz de Butler de 4 puertos en el arreglo planar del radiotelescopio se tiene que considerar cada línea E-O de 64 dipolos como una sola antena, la cual formará parte de un arreglo de 64 antenas (una por cada línea E-O), y utilizar entonces 4 líneas para alimentar los puertos de entrada de la matriz.

Considerando que un arreglo de N elementos forma N lóbulos simultáneos e independientes, el número de elementos en el arreglo debe ser un entero a la potencia de 2 [Delaney, 1962]; es decir

$$N = 2^p \quad (7)$$

De la expresión (7), donde p es entero, se tiene que el número de lóbulos que se formarán con 4 líneas del arreglo tiene que ser $N = 4$. Lo anterior se deduce a partir de que el número de elementos en el arreglo, $N = 4$, es un entero a la potencia de dos ($4 = 2^p = 2^2$, $p = 2$).

El número de acopladores direccionales híbridos que se requieren para una matriz de Butler de 4 puertos, de la ecuación (3.22), es

$$\text{No. acopladores direccionales híbridos} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N) = \left(\frac{4}{2}\right) (\log_2(4)) = 2(2) = 4$$

De la ecuación (3.23), el número de permutadores de fase que se requieren es

$$\text{No. permutadores de fase} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N - 1) = \left(\frac{4}{2}\right) (\log_2(4) - 1) = 2(1) = 2$$

Considerando un frente de onda que incida a la derecha o izquierda de la normal del arreglo de 4 antenas (líneas E-O), éste induce corrientes de igual amplitud en cada una de las antenas y con una diferencia de fase constante entre antenas adyacentes.

Un diagrama esquemático de la matriz de Butler requerida para un arreglo de 4 antenas se observa en la figura 2, en el cual los 2 acopladores direccionales híbridos de la primera etapa guían las corrientes de las antenas para que aparezcan en uno de los puertos de salida de los híbridos. La señal puede aparecer, de igual forma, en cualquiera de los 2 puertos de salida de cada híbrido.

Los 2 permutadores de fase requeridos deben ser de 45° y tienen que conectarse entre la primera y la segunda etapa de acopladores direccionales híbridos para hacer que la diferencia de fase entre las corrientes a la entrada de la segunda etapa de híbridos sea un múltiplo impar de 90° para así guiar las corrientes a uno de los 4 puertos; cada puerto de salida genera un lóbulo independiente. De este modo se forman 4 lóbulos simultáneos en 4 puertos aislados de la matriz.

El primer par de lóbulos declinados con respecto a la normal del arreglo se obtiene cuando las corrientes inducidas por el frente de onda en las antenas 1 y 3, 2 y 4, tienen una diferencia de fase de $\pm 45^\circ$; el segundo par de lóbulos con respecto a la normal se obtiene cuando entre las corrientes inducidas en las antenas 1 y 3, 2 y 4, hay una

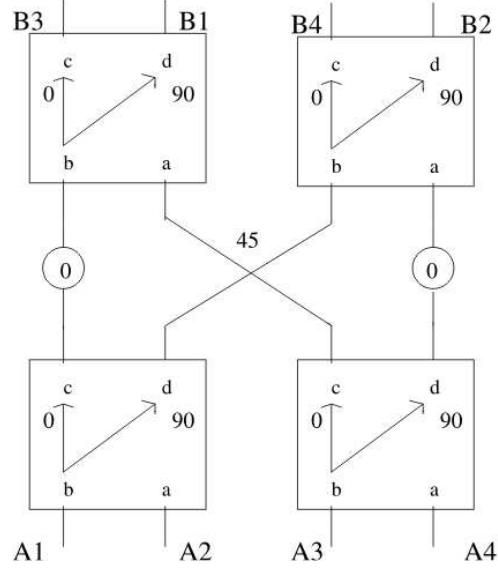


Figura 2: Diagrama esquemático de una matriz de Butler de 4 puertos, que formará 4 haces detectores independientes, para un arreglo de 4 antenas (considerando cada línea E-O de 64 dipolos de onda completa, del arreglo del radiotelescopio, como una antena)

diferencia de $\pm 135^\circ$. Cada uno de los lóbulos tiene una declinación tanto positiva como negativa, teniendo así 2 pares con respecto a la normal del arreglo.

Lo anterior se debe a que la diferencia de fase entre las corrientes de las antenas aplicadas a los híbridos debe ser múltiplo impar de 90° [Shelton y Hsiao, 1979], entonces para obtener el número de haz P a partir de la normal del arreglo, se tiene que la condición para la diferencia de fase entre antenas es

$$\left(\frac{N}{2} - 1\right) \delta - (N - 1) \delta = P \left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (8)$$

De la ecuación (8), resolviendo para la declinación (δ), se tiene

$$\delta = -\frac{P\pi}{N} \quad (9)$$

donde $P = \pm 1, \pm 3$. Los valores positivos y negativos de P indican si el lóbulo está a la izquierda o a la derecha de la normal del arreglo.

El sector de cobertura en la matriz de Butler es la cobertura angular de los haces múltiples simultáneos. La cobertura está dada por el ángulo entre los picos de los haces extremo derecho e izquierdo. A partir de la ecuación (3.34) se puede determinar esta cobertura, considerando $N = 4$ y $d = \lambda/2$, esto es

$$\theta_{cobertura} = 2 \text{sen}^{-1} [(N - 1)/2Nd] \lambda = 2 \text{sen}^{-1}(3/4) = 97.2^\circ$$

donde $\theta_{cobertura}$ es, además, el sector de cobertura de un patrón de lóbulos simétricos con respecto a la normal al arreglo.

Respecto a lo establecido en la sección 2.5, la latitud a la que se localiza geográficamente el radiotelescopio de CIP en Coeneo, Michoacán, es de $+19^{\circ}48'49''N$ (tabla 2.2); sin utilizar una matriz de Butler, el haz formado por el arreglo dipolar apuntaría hacia el cenit y solo podrían ser captadas fuentes de radio que tuvieran un tránsito en la declinación aproximada a los $+19^{\circ}48'49''N$. Utilizando la matriz de Butler de 4 puertos, para cuatro antenas (línea E-O) del arreglo, entonces se podrán observar fuentes de radio en un rango de declinaciones aproximado $+68.6^{\circ}N \leq \delta \leq -28.6^{\circ}S$, según el sector de cobertura proporcionado por el valor de $\theta = 97.2^{\circ}$.

0.3. Matriz de Butler de 8 Puertos

El empleo de una matriz de Butler de 8 puertos en un arreglo de igual número de elementos (8 líneas en dirección E-O del arreglo dipolar del radiotelescopio) se utiliza para generar 8 lóbulos independientes; es decir, los frentes de onda que incidan en el arreglo, induciendo corrientes en cada una de las antenas con diferencias de fase de $\pm 22.5^{\circ}$, $\pm 67.5^{\circ}$, $\pm 112.5^{\circ}$ y $\pm 157.5^{\circ}$, serán recibidos en cualquiera de los puertos de la matriz, no importando las direcciones de donde provengan los frentes de onda, ya que se formarán 8 lóbulos que apuntarán en dichas direcciones y no un sólo lóbulo producido por el patrón de radiación del arreglo.

0.3.1. Diseño de la Matriz de Butler de 8 Puertos

Para determinar el número de acopladores direccionales híbridos que se requieren para diseñar una matriz de Butler de 8 puertos es necesario hacer referencia a la expresión (7), donde se tiene que el número de lóbulos que se formarán con 8 líneas del arreglo tiene que ser $N = 8$. Lo anterior se deduce a partir de que el número de elementos en el arreglo, $N = 8$, es un entero a la potencia de dos ($8 = 2^p = 2^3$, $p = 3$).

Entonces, de acuerdo con la ecuación (3.26), el número de acopladores direccionales híbridos que se requieren para una matriz de Butler de 8 puertos es

$$\text{No. acopladores direccionales híbridos} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N) = \left(\frac{8}{2}\right) (\log_2(8)) = 4(3) = 12$$

De la ecuación (3.27), el número de permutadores de fase que se requieren es

$$\text{No. permutadores de fase} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N - 1) = \left(\frac{8}{2}\right) (\log_2(8) - 1) = 4(2) = 8$$

Un diagrama esquemático de la matriz de Butler requerida para un arreglo de 8 antenas se observa en la figura 3, el cual está constituido por 3 etapas, conformadas por 4 acopladores direccionales híbridos cada una: en la primera, los acopladores direccionales híbridos guían las corrientes de las antenas hacia la segunda etapa, para ser posteriormente guiadas a la tercera etapa y aparezcan en los puertos de salida de los híbridos. La señal puede aparecer, de igual forma, en cualquiera de los 2 puertos de

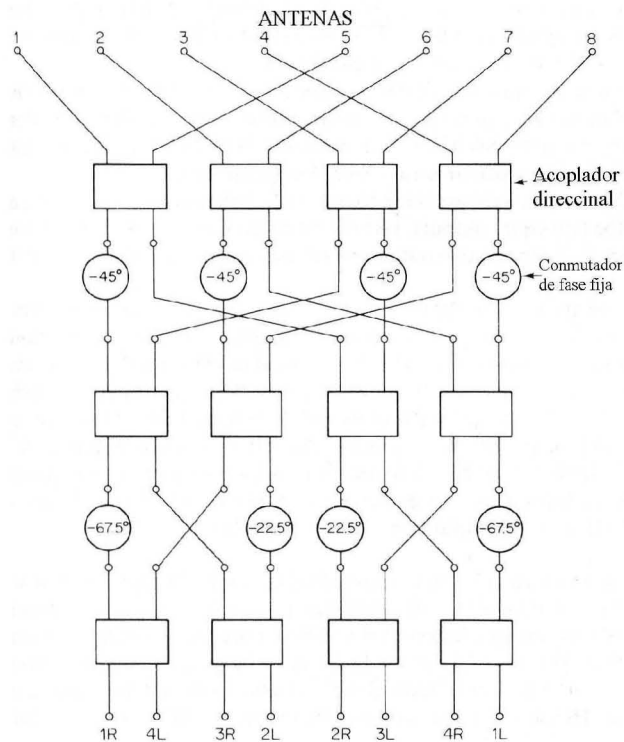


Figura 3: Diagrama esquemático de una matriz de Butler de 8 puertos, que formará 8 haces detectores independientes, para un arreglo de 8 antenas (considerando cada línea E-O de 64 dipolos de onda completa, del arreglo del radiotelescopio, como una antena)

salida de cada híbrido.

Los permutadores de fase requeridos deben ser de diferente valor; es decir, para conectar la primera y segunda etapa de acopladores direccionales híbridos se utilizan 4 permutadores de 45° , mientras que para conectar la segunda y tercera etapa se utilizan alternativamente 4 permutadores de fase: 2 de 22.5° y 2 de 67.5° (esto se muestra claramente en la figura 3). La diferencia de fase entre las corrientes de cada etapa permite que sean guiadas por los híbridos a cada uno de los puertos de salida, generando así un lóbulo independiente por cada una de ellas.

El primer par de lóbulos declinado con respecto a la normal del arreglo se obtiene cuando las corrientes inducidas por el frente de onda en las antenas de entrada 1 y 5, 2 y 6, 3 y 7, 4 y 8, tienen una diferencia de fase de $\pm 22.5^\circ$; el segundo par de lóbulos con respecto a la normal se obtiene cuando entre los pares de antenas de entrada hay una diferencia de fase de $\pm 67.5^\circ$, el tercer par de lóbulos se obtiene cuando existe una diferencia de fase de $\pm 112.5^\circ$ y el cuarto par de lóbulos se obtiene cuando hay una diferencia de fase de $\pm 157.5^\circ$. Cada uno de los lóbulos tiene una declinación tanto positiva como negativa, teniendo así 4 pares con respecto a la normal del arreglo.

Lo anterior se debe la diferencia en fase de las corrientes de las antenas aplicadas a los

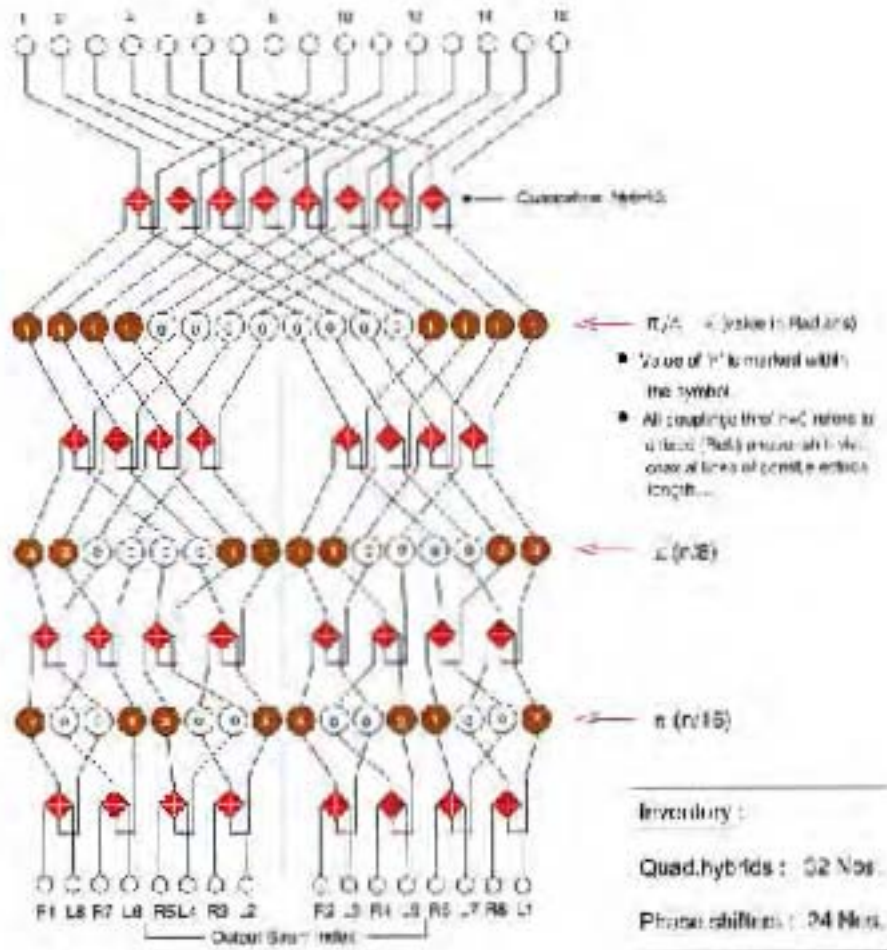


Figura 4: Diagrama esquemático de una matriz de Butler de 16 puertos, que formará 16 haces (lóbulos) detectores independientes, para un arreglo de 16 antenas (considerando cada línea E-O de 64 dipolos de onda completa, del arreglo del radiotelescopio, como una antena)

híbridos en función de la declinación, cuya expresión esta dada a partir de la ecuación (9), donde los valores para P son ahora $\pm 1, \pm 3, \pm 5$ y ± 7 . Los valores positivos y negativos de P indican si el lóbulo está a la izquierda o a la derecha de la normal al arreglo.

La cobertura está dada por el ángulo entre los picos de los haces extremo derecho e izquierdo; de acuerdo con la ecuación (3.34) se puede determinar esta cobertura, considerando $N = 8$ y $d = \lambda/2$, esto es

$$\theta_{cobertura} = 2\text{sen}^{-1} [(N - 1)/2Nd] \lambda = 2\text{sen}^{-1}(7/8) = 122^\circ$$

donde $\theta_{cobertura}$ es, además, el sector de cobertura de un patrón de lóbulos simétricos con respecto a la normal al arreglo.

Sin utilizar una matriz de Butler, el haz formado por el arreglo dipolar apuntaría hacia el cenit y sólo podrían ser captadas fuentes de radio que tuvieran un tránsito en la declinación aproximada a los $+19^\circ 48' 49'' N$, dicho valor es el de la latitud a la que se localiza geográficamente el radiotelescopio. Utilizando la matriz de Butler de 8 puertos se podrán observar fuentes de radio en un rango de declinaciones aproximado $+81^\circ N \leq \delta \leq -41^\circ S$, según el sector de cobertura proporcionado por el valor de $\theta_{cobertura} = 122^\circ$.

0.4. Matriz de Butler de 16 Puertos

Para un arreglo de 16 elementos (antenas) es necesario emplear una matriz de Butler de 16 puertos, la cual generara 16 lóbulos independientes. Los frentes de onda que incidan en el arreglo, induciendo corrientes en cada antena (línea E-O de 64 dipolos del arreglo del radiotelescopio) con diferencias de fase de $\pm 11.25^\circ, \pm 33.75^\circ, \pm 56.25^\circ, \pm 78.75^\circ, \pm 101.25^\circ, \pm 123.75^\circ, \pm 146.25$ y ± 168.75 , serán recibidos en cualquiera de los puertos de la matriz sin importar que el patrón de radiación del arreglo no esté dirigido hacia las direcciones donde provengan los frentes de onda, ya que se formarán 16 lóbulos que apuntan en dichas direcciones y toda la radiación proveniente de las fuentes de radio se concentrará en los puertos de la matriz.

0.4.1. Diseño de la Matriz de Butler de 16 Puertos

El número de acopladores híbridos direccionales que se requieren para diseñar la matriz de Butler de 16 puertos ($N = 16$ elementos), de acuerdo con la ecuación (3.26), es:

$$\text{No. acopladores direccionales híbridos} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N) = \left(\frac{16}{2}\right) (\log_2(16)) = 8(4) = 32$$

De la ecuación (3.27), el número de permutadores de fase que se requieren es

$$\text{No. permutadores de fase} = \left(\frac{N}{2}\right) (\log_2 N - 1) = \left(\frac{16}{2}\right) (\log_2(16) - 1) = 8(3) = 24$$

Un diagrama esquemático de la matriz de Butler requerida para una arreglo de 16 antenas se observa en la figura 4, el cual esta constituido por 4 etapas, cada una conformada por 8 acopladores híbridos direccionales que guían las corrientes de las antenas entre cada etapa hasta que aparecen en cualquiera de los 16 puertos de salida de cada híbrido de la etapa de salida.

Los permutadores de fase empleados para conectar la primera y segunda etapa deben ser todos del mismo valor, es decir 8 permutadores de 45° . Para conectar la segunda y tercera etapa de acopladores híbridos direccionales se utilizan 4 permutadores de fase de 22.5° y 4 permutadores de 67.5° , los cuales se conectan de manera alternativa entre ambas etapas; para conectar la tercera y la cuarta etapa de híbridos es necesario conectar alternativamente 8 permutadores de fase: 2 de 11.25° , 2 de 33.75° , 2 de 56.25° y 2 de 78.75° , los cuales se muestran de igual forma en la figura 4. La diferencia en la fase de las corrientes de cada etapa permite que puedan ser guiadas a cada puerto de salida, generando de esta manera un lóbulo independiente para la corriente proveniente de cada una de las 16 antenas.

La diferencia en fase de las corrientes de las antenas aplicadas a los híbridos puede ser determinada en función de la declinación, cuya expresión esta dada a partir de la ecuación 9, donde los valores de P son ahora $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11, \pm 13$ y ± 15 ; los valores positivos y negativos de P indican si el lóbulo está a la izquierda o a la derecha de la normal al arreglo. De esta forma, los 16 lóbulos con respecto a la normal se obtienen cuando las corrientes inducidas por el frente de onda en las antenas de entrada tienen una diferencia de fase: el primer par de lóbulos se genera al tener una diferencia de fase $\pm 11.25^\circ$, el segundo par de lóbulos se genera cuando existe una diferencia de fase de $\pm 33.75^\circ$, el tercer par de lóbulos se genera al existir una diferencia de fase de $\pm 56.25^\circ$, el cuarto par de lóbulos se genera al existir una diferencia de fase de $\pm 78.75^\circ$, el quinto par de lóbulos se genera al tener una diferencia de fase $\pm 101.25^\circ$, el sexto par de lóbulos se genera al tener una diferencia de fase de $\pm 123.75^\circ$, el séptimo par lóbulos se obtiene al tener una diferencia de fase de $\pm 146.25^\circ$ y el octavo par de lóbulos se genera al tener una diferencia de fase de $\pm 168.75^\circ$.

El sector de cobertura en la matriz de Butler de 16 puertos es la cobertura angular de los haces múltiples simultáneos independientes que se generan. La cobertura está dada por el ángulo entre los picos de los haces extremo derecho e izquierdo. A partir de la ecuación (3.34) se puede determinar ésta cobertura, considerando $N = 16$ y $d = \lambda/2$, esto es

$$\theta_{cobertura} = 2\text{sen}^{-1} [(N - 1)/2Nd] \lambda = 2\text{sen}^{-1}(15/16) = 139.2^\circ$$

donde $\theta_{cobertura}$ es, además, el sector de cobertura de un patrón de lóbulos simétricos con respecto a la normal al arreglo.

Como se ha venido analizando, sin utilizar una matriz de Butler, el haz formado por el arreglo dipolar apuntaría hacia el cenit y sólo podrían ser captadas fuentes de radio que tuvieran un tránsito en la declinación aproximada a los $+19^\circ 48' 49'' N$ (valor de la

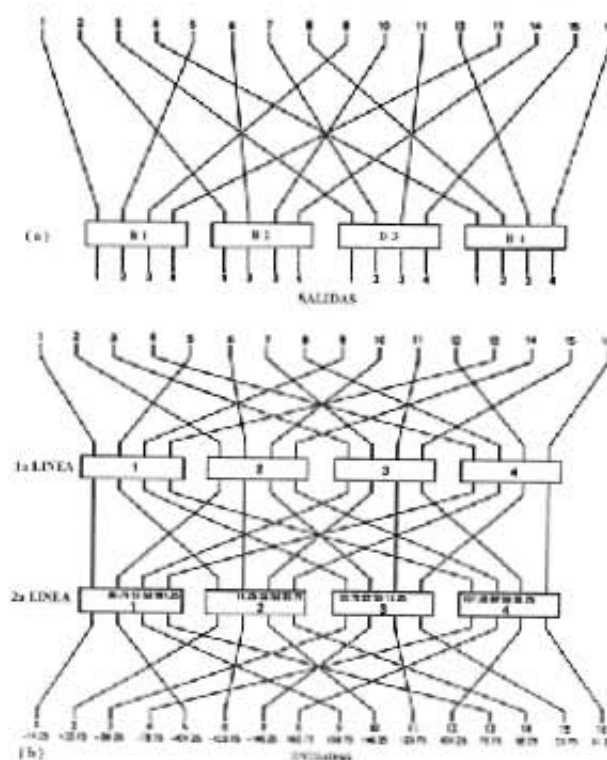


Figura 5: (a) Primera línea de una matriz de Butler usando matrices de 4 puertos como módulos de construcción. (b) Entradas de la matriz de 16 puertos.

latitud a la que se localiza geográficamente el radiotelescopio). Utilizando la matriz de Butler de 16 puertos se podrán observar fuentes de radio en un rango de declinaciones aproximado $+89.6^{\circ}N \leq \delta \leq -49.6^{\circ}S$ de latitud geográfica.

Sin embargo, es necesario mencionar que los valores obtenidos para el rango de cobertura de las matrices de Butler de 2, 4, 8 y 16 puertos pueden ser considerados sólo para un caso ideal (considerando que el ancho de los lóbulos generados es igual).

Como se analizará posteriormente, el valor del ángulo de máxima radiación para cada lóbulo generado pueden ser determinado de manera precisa en función de la diferencia de fase, o desfaseamiento ϕ , entre las antenas que se conectan a los acopladores híbridos direccionales en su etapa de entrada para cada matriz de Butler.

0.4.2. Configuración General de una Matriz de Butler de 16 puertos

Las redes que implican en su diseño un número grande de puertos de entrada se implementan usando redes con menor número de puertos de entrada. Tal es el caso de la formación de la matriz de Butler de 16 puertos de entrada al escalar matrices de 2, 4

y 8 puertos de entrada. Para un análisis más simple, inicialmente se requiere de cuatro bloques, cada bloque es una matriz de 4 puertos, conectados como se muestra en la figura 5. Las salidas del bloque $B1$ serán denominadas: 1, 5, 9 y 13, y las referentes al bloque $B2$ serán: 2, 6, 10 y 14, etc. Una línea adicional de 4 matrices de 4 puertos es requerida para combinar las entradas de esos 4 bloques. La conexión de la segunda línea de bloques con la primera se muestra en la figura 5.

Las primeras entradas de cada uno de los cuatro bloques en la segunda línea son conectadas al bloque 1 de la primer línea, y 4 entradas son formadas: 1, 5, 9 y 13. Lo anterior implica que las direcciones de los lóbulos (es decir los gradientes o cambios de fase) de la matriz de 16 puertos son diferentes de aquéllas de la matriz de 4 puertos; cambios de fase adicionales deberán de incluirse para implementar esta diferencia.

Por ejemplo, la entrada 1 del bloque tiene un cambio de fase de -45° , pero en la matriz de 16 puertos el cambio de fase de la primer entrada es -11.25° . Para alcanzar esta diferencia, permutadores de fase con 33.75° , 67.5° y 101.25° , 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: -11.25° , 101.25° , 168.75° y 78.75° . Un procedimiento similar 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 tener una simetría 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. La líneas son numeradas $1, 2, \dots, P$. Se debe considerar que el bloque de 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 de la i -ésima línea es $M = \prod_{j=1}^P L_j$, 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 [Shelton, 1968].

Un procedimiento "simple" puede ser el que 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 es 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 [Carrillo, 2004]: para los bloques de la primer línea, la cual tiene L_1 puertos, las direcciones hacia donde el haz apunta cuando uno de estos bloques es conectado a un L_{1-} elemento del arreglo (en el caso de que L_1 sea par) son: $\phi = \pm\pi/L_1$, $\pm 3\pi/L_1$, etc. Entonces los puertos de salida de los bloques en la primera línea son alimentados a los elementos con espacio incrementado por un factor de M_1 , los máximos del lóbulo se encuentran en $\phi = \pm\pi/M_1L_1$, $\pm 3\pi/M_1L_1$, etc., ó $\phi = \pm\pi/N$, $\pm 3\pi/N$, etc. Como se sabe, los lóbulos de un módulo presentan lóbulos laterales. Se deben utilizar permutadores de fase apropiados entre las líneas de interconexión, de tal modo que lóbulos laterales elegidos sean reforzados por contribuciones de todos los módulos en una línea y el resto de lóbulos laterales sean suprimidos.

Es necesario mencionar que las salidas de los bloques para cualquier línea pueden ser ajustados independientemente por la razón importante de que la fase neta de transmisión de todas las salidas restantes de la matriz son idénticas.

0.5. Fase Progresiva de una Matriz de Butler de N Puertos

De lo analizado en las secciones anteriores, especialmente en relación al diseño de una matriz de Butler con un número grande de puertos, se puede verificar que cuanto más alimenta una señal de Radio Frecuencia (RF) a un puerto de transmisión, éste se acopla para presentar un cambio progresivo característico de fase de $-22,5^\circ$ en las antenas. Este cambio producirá un lóbulo que apuntará en cierta dirección. Este desfaseamiento en las antenas esta dada por la expresión [Chan, 1994]:

$$\phi = \pm \left(\frac{2p - 1}{N} \right) \pi \quad (10)$$

donde ϕ representa la diferencia de fase, N es el número de antenas y p esta dado, a su vez, por

$$p \leq N/2 = \text{entero}$$

0.5.1. Matriz de 2 puertos

En el caso de una matriz de Butler de 2 puertos se tiene:

p	ϕ	$-\phi$
1	90°	-90°

Tabla 1: Desfaseamiento en las antenas para una matriz de Butler de 2 puertos

Puertos de Salida	Puertos de Antena	
Tx/Rx	1	2
L1	0°	90°
R1	0°	-90°

Tabla 2: Fase progresiva en las antenas para una matriz de Butler de 2 puertos.

0.5.2. Matriz de 4 puertos

En el caso de una matriz de Butler de 4 puertos se tiene:

p	ϕ	$-\phi$
1	45°	-45°
2	135°	-135°

Tabla 3: Desfasamiento en las antenas para una matriz de Butler de 4 puertos

Puertos de Salida	Puertos de Antena			
	1	2	3	4
Tx/Rx				
L1	0°	45°	90°	135°
L2	0°	135°	270°	45°
R2	0°	-135°	-270°	-45°
R1	0°	-45°	-90°	-135°

Tabla 4: Fase progresiva en las antenas para una matriz de Butler de 4 puertos.

0.5.3. Matriz de 8 puertos

En el caso de una matriz de Butler de 8 puertos se tiene:

p	ϕ	$-\phi$
1	22.5°	-22.5°
2	67.5°	-67.5°
3	112.5°	-112.5°
4	157.5°	-157.5°

Tabla 5: Desfasamiento en las antenas para una matriz de Butler de 8 puertos

Puertos de Salida	Puertos de Antena							
	1	2	3	4	5	6	7	8
L1	0°	22.5°	45°	67.5°	90°	112.5°	135°	157.5°
L2	0°	67.5°	135°	202.5°	270°	337.5°	45°	112.5°
L3	0°	112.5°	225°	337.5°	90°	202.5°	315°	67.5°
L4	0°	157.5°	315°	112.5°	270°	67.5°	225°	22.5°
R4	0°	-157.5°	-315°	-112.5°	-270°	-67.5°	-225°	-22.5°
R3	0°	-112.5°	-225°	-337.5°	-90°	-202.5°	-315°	-67.5°
R2	0°	-67.5°	-135°	-202.5°	-270°	-337.5°	-45°	-112.5°
R1	0°	-22.5°	-45°	-67.5°	-90°	-112.5°	-135°	-157.5°

Tabla 6: Fase progresiva en las antenas para una matriz de Butler de 8 puertos.

0.5.4. Matriz de 16 puertos

En el caso de una matriz de Butler de 16 puertos se tiene:

p	ϕ	$-\phi$
1	11.25°	-11.25°
2	33.75°	-33.75°
3	56.25°	-56.25°
4	78.75°	-78.75°
5	101.25°	-101.25°
6	123.75°	-123.75°
7	146.25°	-146.25°
8	168.75°	-168.75°

Tabla 7: Desfasamiento en las antenas para una matriz de Butler de 16 puertos

Puertos Antena	Puertos de Salida de Lóbulos							
	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
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	22.5°	67.5°	112.5°	157.5°	202.5°	247.5°	292.5°	337.5°
4	33.75°	101.25°	168.75°	236.25°	303.75°	11.25°	78.75°	146.25°
5	45°	135°	225°	315°	45°	135°	225°	315°
6	56.25°	168.75°	281.25°	33.75°	146.25°	258.75°	11.25°	123.75°
7	67.5°	202.5°	337.5°	112.5°	247.5°	22.5°	157.5°	292.5°
8	78.75°	236.25°	33.75°	191.25°	348.75°	146.25°	303.75°	101.25°
9	90°	270°	90°	270°	90°	270°	90°	270°
10	101.25°	303.75°	146.25°	348.75°	191.25°	33.75°	236.25°	78.75°
11	112.5°	337.5°	202.5°	67.5°	292.5°	157.5°	22.5°	247.5°
12	123.75°	371.25°	258.75°	146.25°	33.75°	281.25°	168.75°	56.25°
13	135°	45°	315°	225°	135°	45°	315°	225°
14	146.25°	78.75°	11.25°	303.75°	236.25°	168.75°	101.25°	33.75°
15	157.5°	112.5°	67.5°	22.5°	337.5°	292.5°	247.5°	202.5°
16	168.75°	146.25°	123.75°	101.25°	78.75°	56.25°	33.75°	11.25°
Puertos Antena	Puertos de Salida de Lóbulos							
	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
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	-22.5°	-67.5°	-112.5°	-157.5°	-202.5°	-247.5°	-292.5°	-337.5°
4	-33.75°	-101.25°	-168.75°	-236.25°	-303.75°	-11.25°	-78.75°	-146.25°
5	-45°	-135°	-225°	-315°	-45°	-135°	-225°	-315°
6	-56.25°	-168.75°	-281.25°	-33.75°	-146.25°	-258.75°	-11.25°	-123.75°
7	-67.5°	-202.5°	-337.5°	-112.5°	-247.5°	-22.5°	-157.5°	-292.5°
8	-78.75°	-236.25°	-33.75°	-191.25°	-348.75°	-146.25°	-303.75°	-101.25°
9	-90°	-270°	-90°	-270°	-90°	-270°	-90°	-270°
10	-101.25°	-303.75°	-146.25°	-348.75°	-191.25°	-33.75°	-236.25°	-78.75°
11	-112.5°	-337.5°	-202.5°	-67.5°	-292.5°	-157.5°	-22.5°	-247.5°
12	-123.75°	-371.25°	-258.75°	-146.25°	-33.75°	-281.25°	-168.75°	-56.25°
13	-135°	-45°	-315°	-225°	-135°	-45°	-315°	-225°
14	-146.25°	-78.75°	-11.25°	-303.75°	-236.25°	-168.75°	-101.25°	-33.75°
15	-157.5°	-112.5°	-67.5°	-22.5°	-337.5°	-292.5°	-247.5°	-202.5°
16	-168.75°	-146.25°	-123.75°	-101.25°	-78.75°	-56.25°	-33.75°	-11.25°

Tabla 8: Fase progresiva en las antenas para una matriz de Butler de 16 puertos.

0.6. Formación y Direccionamiento de Lóbulos

Una simulación utilizando PCAAD es realizada para observar las características de un arreglo uniforme de antenas para su uso con la matriz de Butler. Las condiciones para la simulación en PCAAD son las siguientes:

- Frecuencia de resonancia, $f_r = 139.65$ MHz, (0.13965 GHz)
- Longitud de onda, $\lambda = 2.14$ m
- Número de elementos: $N = 2^n$; $1 \leq n \leq 4$
- Distancia entre elementos, $d = 0.5\lambda = 1.075$ m, (107.5 cm)

- Intervalo de amplitud: Chebyshev, SLL = 60 dB
- Intervalo de fase: Cambio de fase, $\phi(^{\circ})$
- Tipo de elementos: Dipolo de alambre
- Dimensiones del dipolo: L = 215 cm, Espaciamiento al plano de tierra = 53.7 cm
- Polarización de los elementos: X

El ángulo de cada lóbulo es calculado utilizando la ecuación (3.33)

$$\text{sen}\theta_i = \pm (\lambda/Nd) (p - 1/2), \quad \text{donde } p \leq N/2$$

y la simulación es llevada a cabo en PCAAAD especificando los N diferentes desfases (ϕ) en cada matriz de Butler de N puertos. Los ángulos resultantes de los lóbulos, θ_i (simulados), están entonces establecidos en las siguientes tablas con los ángulos calculados de los lóbulos, θ_i (teóricos), para su comparación.

Para una matriz de Butler de 2 puertos:

p	ϕ	$\theta_i(\text{teórico})$	$\theta_i(\text{simulado})$	Lóbulo	BW a 3 dB	Directividad
1	90°	-30°	-33°	L1	3.3°	21.1 dB
1	-90°	30°	33°	R1	3.3°	21.1 dB

Tabla 9: Declinación de los lóbulos para la matriz de Butler de 2 puertos

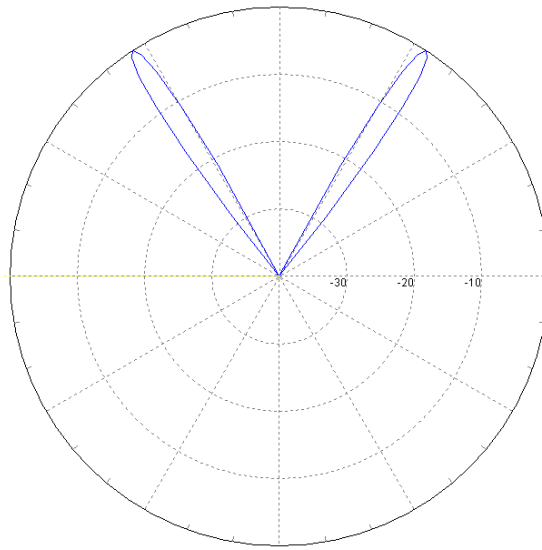


Figura 6: Patrón de radiación de una matriz de 2 puertos.

Para una matriz de Butler de 4 puertos:

p	ϕ	$\theta_i(\text{teórico})$	$\theta_i(\text{simulado})$	Lóbulo	BW a 3 dB	Directividad
1	45°	-14.5°	-16°	L1	2.8°	20.8 dB
2	135°	-48.6°	-55°	L2	4.8°	21.5 dB
2	-135°	48.6°	55°	R2	4.8°	21.5 dB
1	-45°	14.5°	16°	R1	2.8°	20.8 dB

Tabla 10: Declinación de los lóbulos para la matriz de Butler de 4 puertos

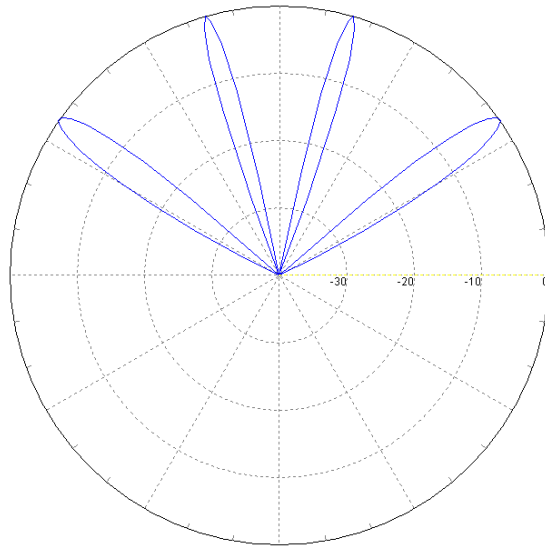


Figura 7: Patrón de radiación de una matriz de 4 puertos.

Para una matriz de Butler de 8 puertos:

p	ϕ	$\theta_i(\text{teórico})$	$\theta_i(\text{simulado})$	Lóbulo	BW a 3 dB	Directividad
1	22.5°	-7.2°	-8°	L1	2.7°	20.7 dB
2	67.5°	-22°	-24°	L2	3°	20.9 dB
3	112.5°	-38.7°	-43°	L3	3.9°	21.3 dB
4	157.5°	-61°	-70°	L4	7.3°	22.3 dB
4	-157.5°	61°	70°	R4	7.3°	22.3 dB
3	-112.5°	38.7°	43°	R3	3.9°	21.3 dB
2	-67.5°	22°	24°	R2	3°	20.9 dB
1	-22.5°	7.2°	8°	R1	2.7°	20.7 dB

Tabla 11: Declinación de los lóbulos para la matriz de Butler de 8 puertos

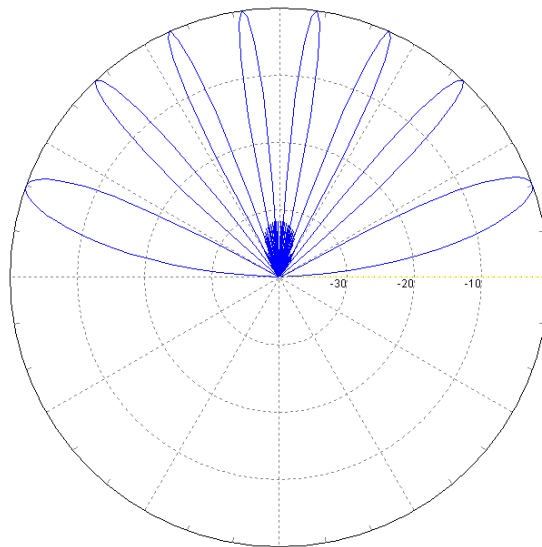


Figura 8: Patrón de radiación de una matriz de 8 puertos.

Para una matriz de Butler de 16 puertos:

p	ϕ	$\theta_i(\text{teórico})$	$\theta_i(\text{simulado})$	Lóbulo	BW a 3 dB	Directividad
1	11.25°	-3.6°	-4°	L1	2.7°	20.7 dB
2	33.75°	-10.8°	-12°	L2	2.8°	20.7 dB
3	56.25°	-18.2°	-20°	L3	2.9°	20.9 dB
4	78.75°	-26°	-29°	L4	3.3°	21 dB
5	101.25°	-34.2°	-38°	L5	3.5°	21.2 dB
6	123.75°	-43.4°	-48°	L6	4.3°	21.4 dB
7	146.25°	-54.3°	-62°	L7	5.8°	21.8 dB
8	168.75°	-69.6°	-79°	L8	7°	20.8 dB
8	-168.75°	69.6°	79°	R8	7°	20.8 dB
7	-146.25°	54.3°	62°	R7	5.8°	21.8 dB
6	-123.75°	43.4°	48°	R6	4.3°	21.4 dB
5	-101.25°	34.2°	38°	R5	3.5°	21.2 dB
4	-78.75°	26°	29°	R4	3.3°	21 dB
3	-56.25°	18.2°	20°	R3	2.9°	20.9 dB
2	-33.75°	10.8°	12°	R2	2.8°	20.7 dB
1	-11.25°	3.6°	4°	R1	2.7°	20.7 dB

Tabla 12: Declinación de los lóbulos para la matriz de Butler de 16 puertos

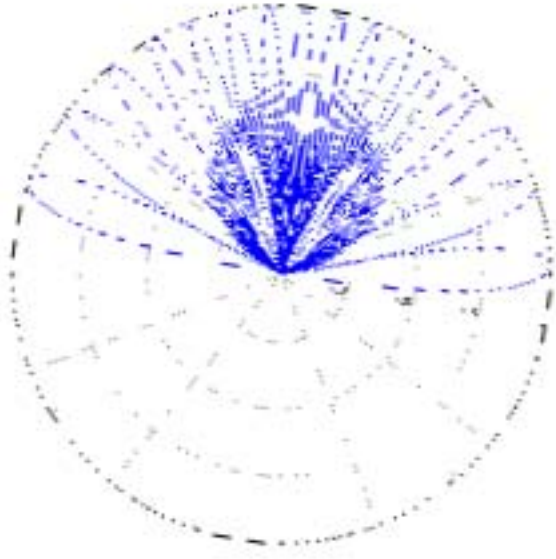


Figura 9: Patrón de radiación de una matriz de 16 puertos.

Capítulo 5. Construcción de la Matriz de Butler de 16 Puertos

Este capítulo representa la parte fundamental del trabajo que se ha desarrollado, ya que es aquí donde convergen y tienen aplicación los conceptos y expresiones analizadas en capítulos anteriores. El escalamiento de la matriz de Butler, hasta llegar a la construcción de la matriz de 16 puertos, permitirá obtener el nivel de potencia a la salida total de las etapas de la matriz y de esta manera observar la posición de los lóbulos generados por la fase progresiva de las antenas que provienen del arreglo, las cuales alimentan a la matriz y observan el tránsito del Sol y la entrada de las fuentes de radio en determinada declinación.

Una vez construida la matriz de 16 puertos, se realizarán entonces pruebas que permitirán comparar los resultados de la implementación con aquellos obtenidos teóricamente al final del capítulo anterior.

0.1. Construcción de la Matriz de Butler de 16 Puertos

La inclinación de los lóbulos del arreglo en determinada dirección, descrita por el barrido electrónico (el cual incluye a su vez barrido en fase y en frecuencia), es producida principalmente por la diferencia de fase entre las antenas. Con ello se tiene entonces una declinación requerida del lóbulo, o lóbulos, para observar el tránsito de una fuente de radio.

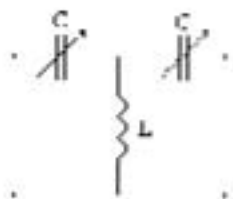


Figura 1: Circuito LC diseñado para funcionar como permutador de fase.

0.1.1. Acopladores Direccionales y Permutadores de Fase

Como se analizó en capítulos anteriores, los dispositivos encargados de realizar el barrido en fase son los permutadores de fase electrónicos. Estos dispositivos constituyen uno de los componentes básicos de la matriz de Butler ya que son los encargados de interconectar los acopladores direccionales híbridos, los cuales representan el complemento para realizar el retardo de fase constante entre cada elemento.

Los permutadores de fase y los acopladores direccionales de la matriz de Butler fueron construidos de acuerdo al diseño realizado por el Dr. G. Shankar del National Centre for Radio Astrophysics of Tata Institute of Fundamental Research de la India. El diseño constituye principalmente un circuito LC, donde los elementos capacitivos son variables y el elemento inductivo es de valor fijo (el cual permite cambiar la fase electrónicamente), y cuyos valores fueron establecidos de acuerdo con el cambio de fase requerido en cada etapa de interconexión. El dispositivo se observa en la figura 1.

Debido a que el control de fase de las corrientes de las antenas se obtiene al variar las

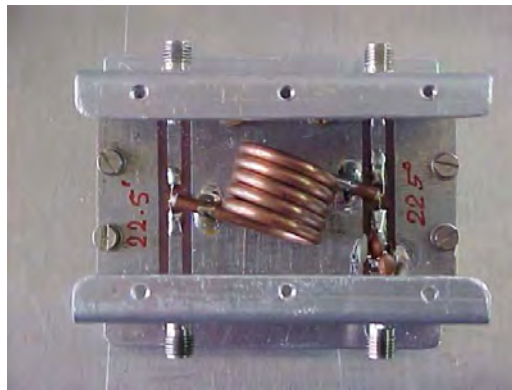


Figura 2: Acoplador Direccional Híbrido y Permutador de Fase de 22.5°

características de la línea de radiofrecuencia que recorre la onda proveniente del arreglo, esta operación es realizada en los acopladores direccionales híbridos al conectarse el circuito LC entre sus pistas. De esta manera se compone un dispositivo con ambos elementos, como se observa en la figura 2.

Las cuatro etapas de la matriz se construyeron con los dispositivos que incluyen 32 acopladores direccionales y los 24 permutadores de fase; el arreglo final de dichas etapas se muestra en la figura 3

0.1.2. Cables de Interconexión

El conjunto de cables que interconectan a los acopladores direccionales y los permutadores de fase en el arreglo matricial son de tipo coaxiales semirrígidos RG405/U, los



Figura 3: Arreglo matricial con los acopladores direccionales híbridos y los permutadores de fase.

cuales tienen una impedancia de 50Ω , velocidad de propagación de 69.4%, longitud física de 40.8 ± 0.1 cm, y diámetro exterior de aproximadamente 2.16 mm. Para ajustar la longitud eléctrica de los cables se empleó el procedimiento de acoplamiento mediante la técnica de reflexión, utilizada comunmente en el laboratorio de calibración del MEXART (se implementó el equipo y las conexiones como se observa en la figura 4) [Carrillo et al., 2006]. Esta técnica consiste en el cambio de fase entre la onda incidente y la onda reflejada del circuito abierto en el extremo del cable. Cuando el cambio de fase de ambos cables es igual, la longitud eléctrica también será la misma.

El equipo requerido para realizar esta prueba fue:

- Voltímetro vectorial HP-8508A, opción 050 (50Ω)
- Generador de señal sintetizada Rohde&Schwarz SMY01
- Acoplador direccional dual HP7781
- Cables de conexión calibrados (HP-8120-4781), 3 pzas
- Conectores acopladores, según fueron requeridos

Inicialmente, se estableció el Generador de RF a una frecuencia de 1GHz @ 10.0 dBm, lo cual mostró una lectura en el voltímetro vectorial de 64.2 mV. El cable de referencia se denotó como #1. Al colocar el cable de prueba se obtuvieron las siguientes lecturas en el voltímetro: Canal A con 66.6 mV, y Canal B con 61.9 mV. Se ajustó después el voltímetro para medir la base entre los canales B y A (es decir, B/A phase), con lo cual se obtuvo una lectura de 66.6 mV @ -121.1° . Para activar la normalización en



Figura 4: Configuración de equipos y conexiones requeridos para las pruebas de acoplamiento de longitud eléctrica para cables coaxiales.

el voltímetro se presionó $\langle Shift \rangle \langle SaveRef \rangle$; con ello las lecturas se ajustaron automáticamente a un valor de 1.00 @ 0°. Lo realizado posteriormente consistió en sustituir el cable de calibración por cada uno de los cables bajo prueba y realizar el registro de valores para cada uno de ellos.

Para realizar una prueba de acoplamiento de los cables a la frecuencia de operación del radiotelescopio, es decir 140 MHz, se emplea la misma configuración de instrumentos a dicha frecuencia en el generador de RF (con el mismo procedimiento empleado y a @ 10 dBm). Esta prueba sirve de referencia general y proporciona detalles que no se aprecian a 1 GHz. Sin embargo, para el acoplamiento a una misma longitud eléctrica entre los cables se recomienda ajustar usando una frecuencia de 1 GHz.

0.1.3. Interconexión de la Matriz de Butler

Una vez construido el sistema matricial con los acopladores direccionales híbridos y los permutadores de fase, se estableció la interconexión de los dispositivos con los cables coaxiales semirrígidos de acuerdo al modelo que se muestra en la figura 5, donde las etiquetas P_n y Z_n representan los puntos de interconexión con los cables coaxiales semirrígidos, A_n los puertos de entrada de las líneas provenientes de las antenas y R_n , L_n , representan los puertos de salida de la matriz.

Debido a que el espaciado entre las etapas de la matriz se realizó de manera ascendente (para identificar mejor cada una de éstas), fue necesario utilizar una base de aluminio de diferentes circunferencias de tal manera que al doblar los cables coaxiales semirrígidos tuvieran la suficiente libertad de interconectarse sin que la señal sufriera algún tipo de pérdida, al exceder el doblado permitido y sugerido por el fabricante. El procedimiento de doblado consistió en sujetar un extremo del cable, fijando el conector

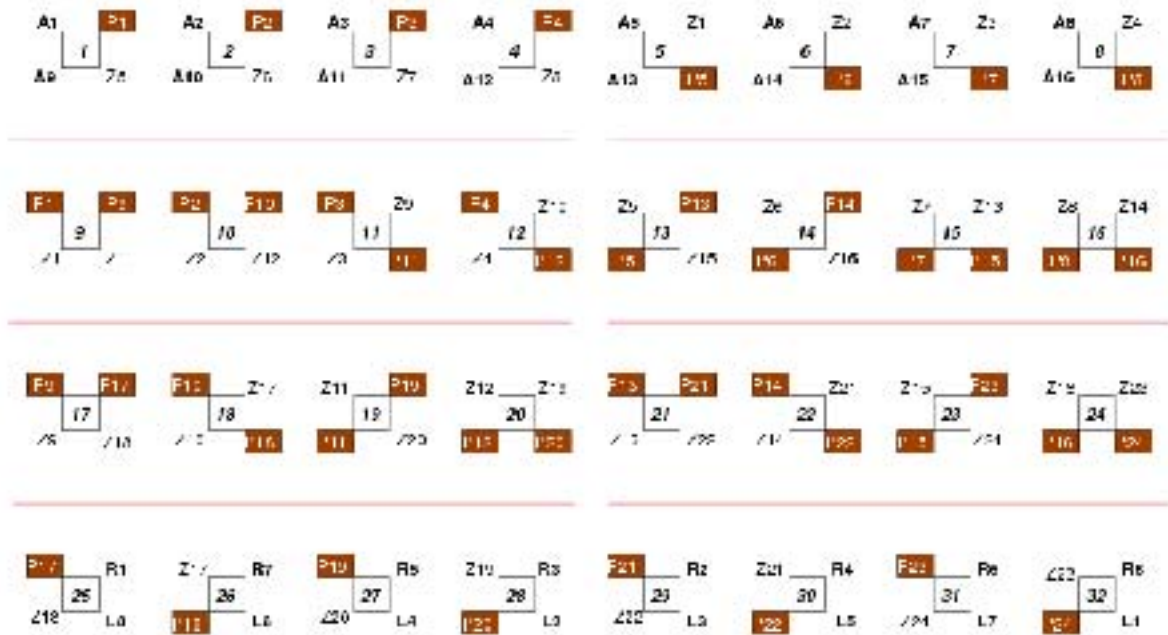


Figura 5: Modelo de interconexión de la Matriz de Butler de 16 puertos.

a una marca de la circunferencia correspondiente al espaciado de la etapa a interconectar, y aplicar poca fuerza sobre el cable al seguir la forma de dicha circunferencia; esto se observa en la figura 6(a). Se consideró también que se tuviera siempre el espacio suficiente para maniobrar con los conectores en los dispositivos, al pensar en alguna sustitución futura debida a daños físicos de los cables (ver figura 6(b)).

Este procedimiento fue realizado para todos los cables en las diferentes etapas de interconexión, con lo cual se obtuvo finalmente el arreglo de la matriz de Butler de 16 puertos que se muestra en la figura 7.

0.2. Implementación de la Matriz de 16 Puertos

La implementación de la matriz de Butler en el cuarto de control del MEXART consistió principalmente en conectar 16 cables provenientes de las antenas del arreglo dipolar (considerando a una antena como una línea E-O de 64 dipolos del arreglo) en los puertos de entrada de la matriz (esto se observa en la figura 8).

La salida de la matriz de Butler elegida para realizar la observación de una fuente de radio específica fue conectada directamente a un receptor, el cual está diseñado para operar a la frecuencia de funcionamiento del arreglo de antenas (como se expuso en la sección 2.5.2.).

La señal de salida producida por el receptor fue enviada después al sistema de adquisición



Figura 6: (a) Doblado de los cables coaxiales semirrígidos. (b) Interconexión de los dispositivos y detalle de doblado entre las etapas.



Figura 7: Matriz de Butler de 16 puertos interconectada.

analógico, al conectar la salida de dicho receptor con un graficador, y enviada de igual forma al sistema de adquisición digital, el cual está conformado por una tarjeta adquisitor de datos (cuya función es transformar la señal analógica a digital) conectada con una computadora que ejecuta un programa para visualizar la señal recibida y guardarla en archivos, los cuales fueron procesados posteriormente. El programa utilizado fue creado por el M. en C. Armando Carrillo con el paquete LabView, el cual sirve como interfase de la tarjeta adquisitor NACIONAL. Ambos sistemas de adquisición se muestran en la figura 9.



Figura 8: (a) Implementación de la Matriz de Butler de 16 puertos en el cuarto de control del MEXART. (b) Alimentación de la Matriz de Butler con las antenas del arreglo dipolar.

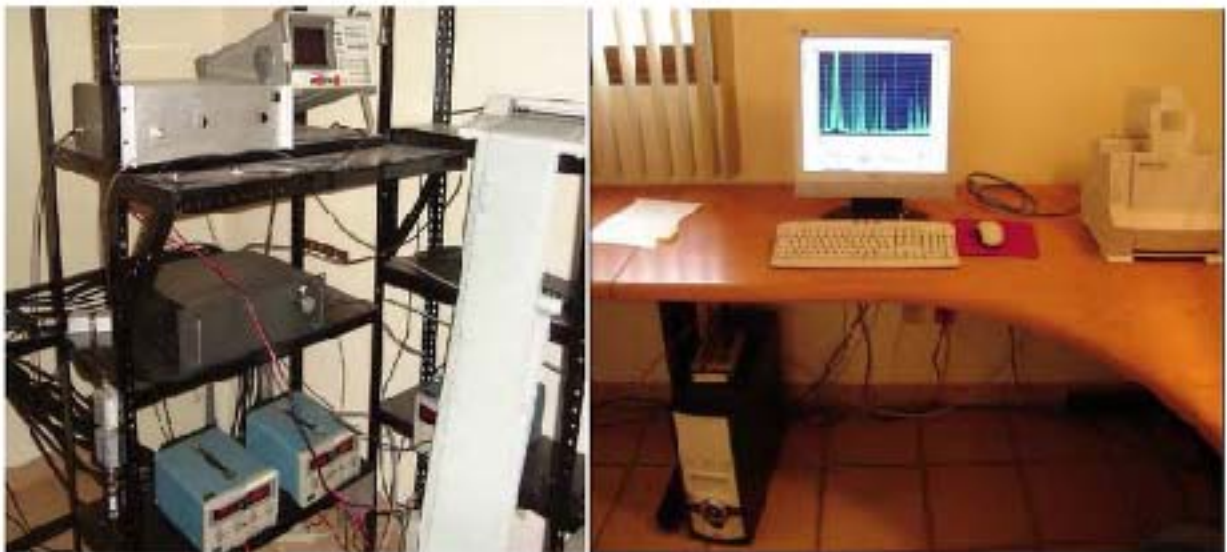


Figura 9: (a) Sistema de adquisición analógico. (b) Sistema de adquisición digital.

0.3. Pruebas con la Matriz de Butler de 16 Puertos

Las pruebas con la matriz de Butler consistieron en observar las señales provenientes de la salida seleccionada en la matriz, correspondientes al lóbulo por el cual fue predicho el tránsito del Sol o la entrada de alguna fuente de radio.

Al considerar que la localización del radiotelescopio se encuentra en la latitud $19^{\circ}48'49''$ N, que es donde apuntan los lóbulos de la matriz sobre el eje Norte-Sur del arreglo dipolar (figura 10, donde los lóbulos L apuntan al Norte y los lóbulos R apuntan al Sur), fue entonces establecida ésta localización como punto de referencia de declinación (o meridiano local) para realizar la observación del tránsito del Sol, así como la entrada de las fuentes de radio, de los días 24, 25 y 26 del mes de marzo del año 2006, cuya tabla de observación es mostrada en la figura 11 y fue elaborada en base al programa de búsqueda de fuentes "Kstars".

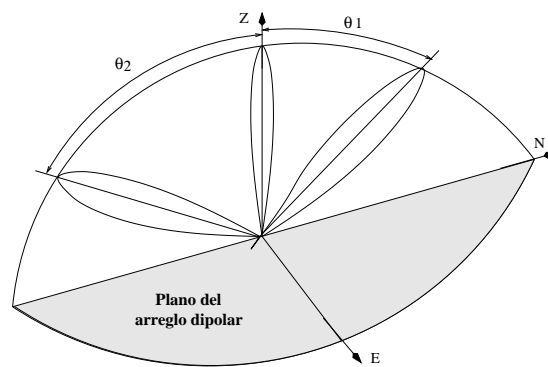


Figura 10: Ejemplo de posicionamiento de los lóbulos generados por la matriz de Butler, con respecto al plano del arreglo dipolar.

0.3.1. Sol

El tránsito que sigue el Sol se refiere al movimiento aparente que éste tiene desde nuestro punto de vista sobre la Tierra; Sin embargo, en realidad la variación en el tránsito es dependiente del movimiento de rotación y traslación terrestres. Entonces, de acuerdo a la época del año en que es realizada la observación del tránsito, el Sol se ubicará en cierta altitud, la cual es medida tomando como referencia el meridiano local del arreglo dipolar del radiotelescopio (eje Norte-Sur) hasta llegar a observar su paso por el cenit local en una fecha determinada. Lo descrito anteriormente es también observado en la tabla de la figura 11.

Para las pruebas de observación del tránsito con la matriz de Butler se considerarán los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006, cuya altitud es $71^{\circ}46'06''$, $72^{\circ}07'52''$ y $72^{\circ}33'15''$, respectivamente; esto se observa en la figura 12. Considerando el meridiano local del MEXART, estos valores corresponden al tránsito del Sol en la dirección Sur-Norte a una altitud de: $18^{\circ}13'54''$ para el día 24, $17^{\circ}52'08''$ para el día 25 y $17^{\circ}26'45''$ para el día 26. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.12 (la cual muestra los valores de declinación de los lóbulos, obtenidos de manera teórica y simulada), para dichos valores de altitud el tránsito corresponde a la utilización del lóbulo R3 de la matriz para la observación

TRÁNSITO DE FUENTES POR EL MERIDIANO LOCAL EN EL MEXART MARZO DEL 2006

KSTARS 2006(0.15-0.26)

	30144	30405	30461			
	CRAB NEBULA	CYGNUS A	CASIOPEA	VIRGO A	SOL	Altitud
			(25:23:29.88:48.34)		(horas)	(grms)
	5:34 53:22:01:14	10:00:07:37:03:12	(25:25:05:52: 9:00)	12:31:09,12:21: 1		
			Xochimilco			
DÍA	(horas)	(horas)	(min:s)	(horas)		
1	19:41:00	10:09:00	13:37:02	02:40:00	12:55:00	62°45'33"
2	19:40:00	10:05:00	13:30:00	02:36:00	12:55:00	63°08'18"
3	19:36:00	10:01:00	13:26:11	02:32:00	12:55:00	63°31'21"
4	19:32:00	09:57:00	13:22:15	02:28:00	12:55:00	63°54'30"
5	19:28:00	09:53:00	13:18:19	02:24:00	12:55:00	64°17'47"
6	19:24:00	09:49:00	13:14:23	02:20:00	12:54:00	64°41'01"
7	19:20:00	09:45:00	13:10:27	02:16:00	12:54:00	65°04'22"
8	19:16:00	09:41:00	13:06:31	02:12:00	12:54:00	65°27'46"
9	19:12:00	09:37:00	13:02:35	02:08:00	12:54:00	65°51'16"
10	19:08:00	09:33:00	12:58:39	02:04:00	12:57:00	66°14'47"
11	19:04:00	09:29:00	12:54:43	02:00:00	12:57:00	66°38'20"
12	19:00:00	09:25:00	12:50:47	01:56:00	12:56:00	67°54'42"
13	18:56:00	09:21:00	12:46:51	01:52:00	12:56:00	67°25'31"
14	18:52:00	09:18:00	12:42:56	01:49:00	12:56:00	67°49'08"
15	18:48:00	09:14:00	12:39:00	01:45:00	12:55:00	68°12'53"
16	18:44:00	09:10:00	12:35:04	01:41:00	12:55:00	68°36'33"
17	18:40:00	09:06:00	12:31:08	01:37:00	12:55:00	69°00'18"
18	18:37:00	09:02:00	12:27:12	01:33:00	12:54:00	69°24'01"
19	18:33:00	08:58:00	12:23:16	01:29:00	12:54:00	69°47'11"
20	18:29:00	08:54:00	12:19:20	01:25:00	12:54:00	70°11'44"
21	18:25:00	08:50:00	12:15:24	01:21:00	12:53:00	70°35'08"
22	18:21:00	08:46:00	12:11:28	01:17:00	12:53:00	70°58'46"
23	18:17:00	08:42:00	12:07:32	01:13:00	12:53:00	71°22'29"
24	18:13:00	08:38:00	12:03:36	01:09:00	12:52:00	71°46'06"
25	18:09:00	08:34:00	11:59:41	01:05:00	12:52:00	72°07'52"
26	18:05:00	08:30:00	11:55:45	01:01:00	12:52:00	72°33'13"
27	18:01:00	08:26:00	11:51:49	00:57:00	12:52:00	72°56'46"
28	17:57:00	08:22:00	11:47:53	00:53:00	12:51:00	73°20'13"
29	17:53:00	08:18:00	11:43:57	00:49:00	12:51:00	73°43'36"
30	17:49:00	08:14:00	11:40:01	00:45:00	12:51:00	74°06'53"
31	17:45:00	08:11:00	11:36:05	00:42:00	12:50:00	74°30'10"

Figura 11: Tabla de observación de fuentes de radio, correspondiente al mes de marzo de 2006.

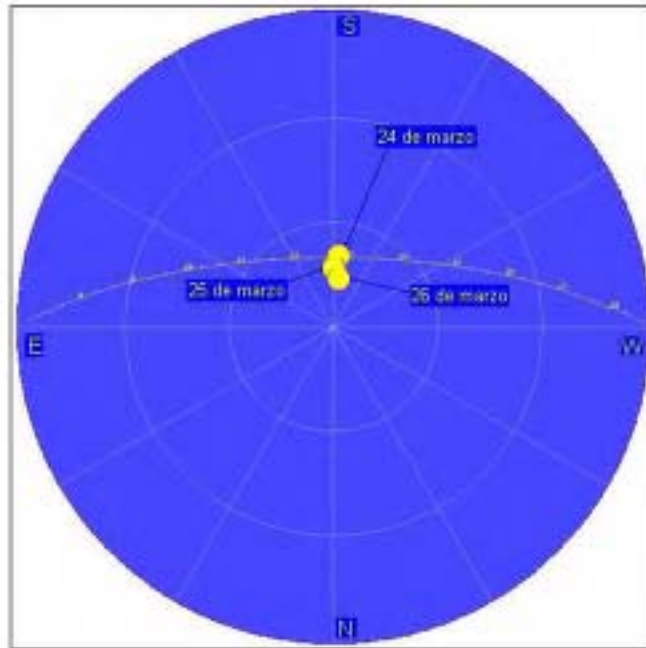


Figura 12: Tránsito del Sol, correspondiente a los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006.

de los tres días.

La gráfica obtenida para el 24 de marzo es la que se muestra en la figura 13; para el día 25 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 14; y para el día 26 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 15. Se puede observar en las tres gráficas que el tiempo de tránsito observado fue coincidente con el tiempo de tránsito calculado; además el nivel de potencia fue prácticamente el mismo para las gráficas en los tres días de observación.

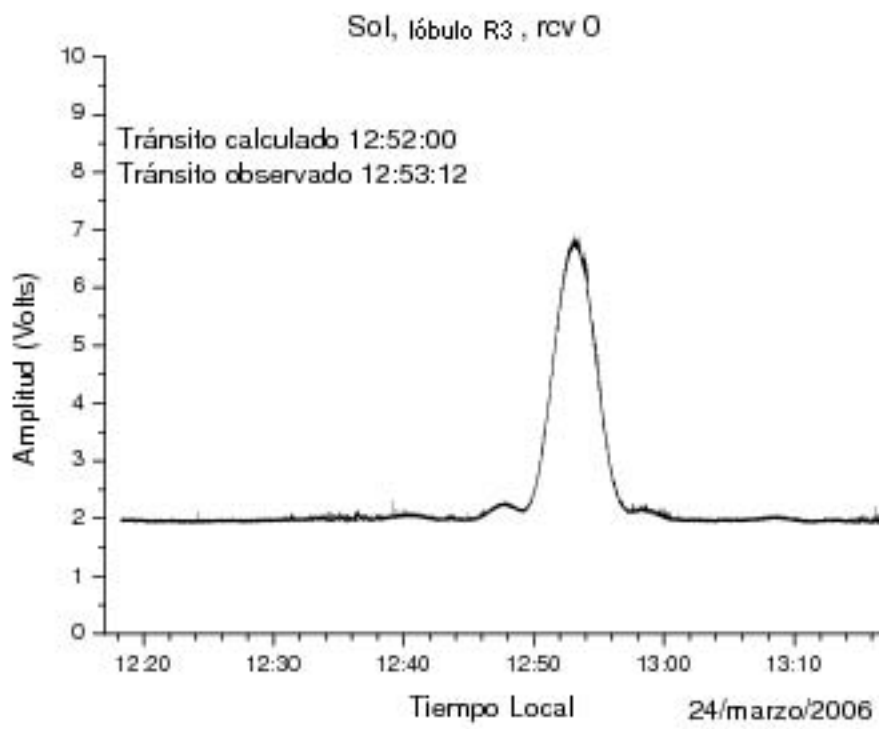


Figura 13: Tránsito del Sol, correspondiente al 24 de marzo de 2006.

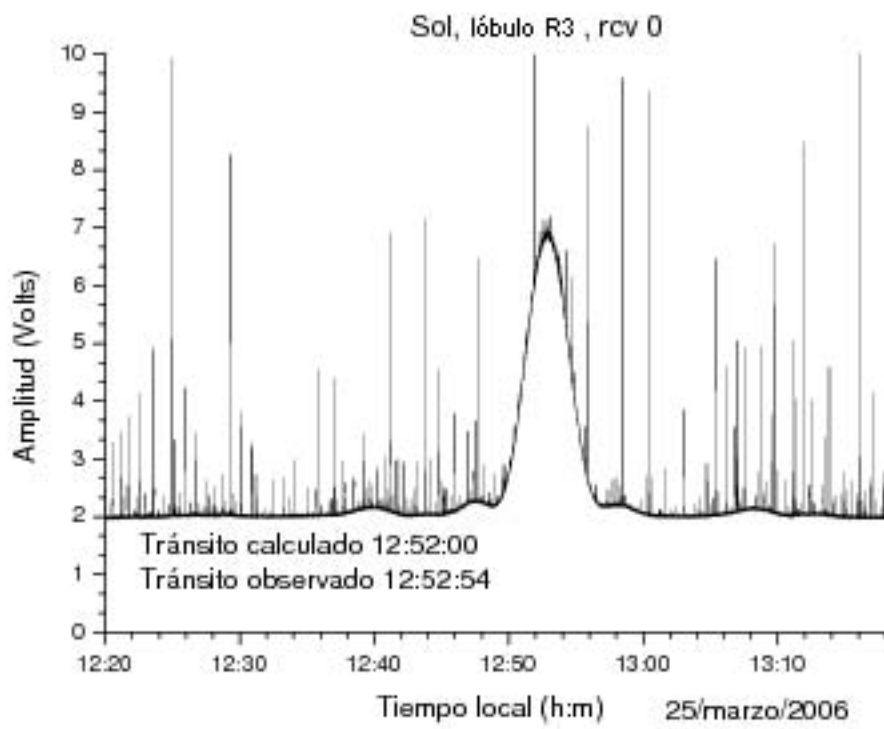


Figura 14: Tránsito del Sol, correspondiente al 25 de marzo de 2006.

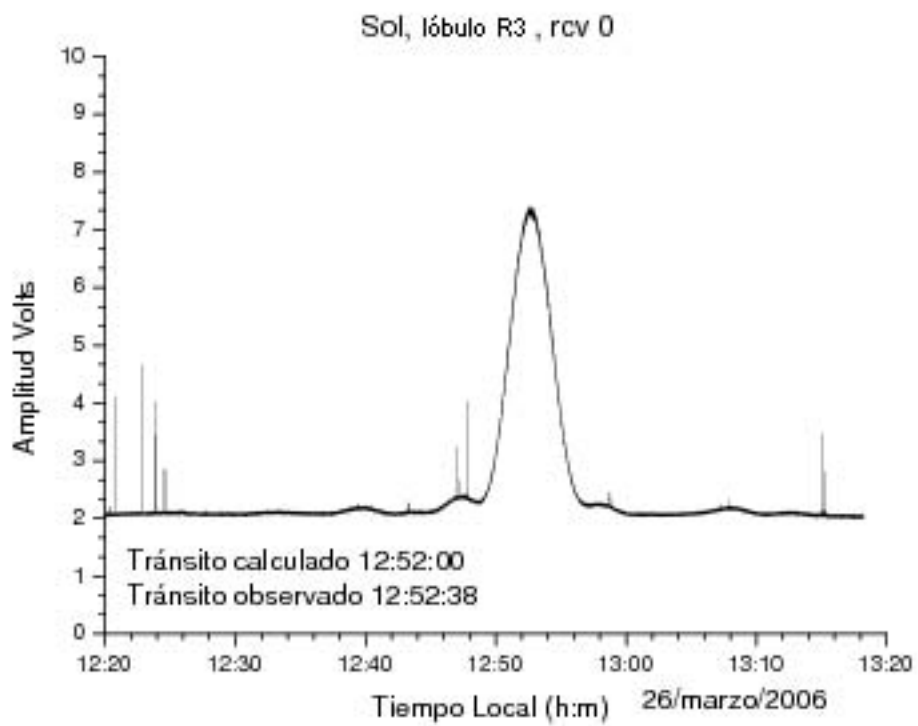


Figura 15: Tránsito del Sol, correspondiente al 26 de marzo de 2006.

0.3.2. Nebulosa del Cangrejo

Para las pruebas de observación de la entrada de la nebulosa del Cangrejo con la matriz de Butler fueron considerados los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006, cuya altitud es $22^{\circ}01'14''$ y fue aproximadamente la misma para los tres días. Considerando el meridiano local del MEXART, estos valores corresponden al tránsito de la fuente a una altitud de $2^{\circ}12'25''$, es decir prácticamente a cenit. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.12, para tal valor de altitud el tránsito corresponde a la utilización del lóbulo L1 de la matriz para la observación de los tres días.

La gráfica obtenida para el 24 de marzo es la que se muestra en la figura 16; para el día 25 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 17; y para el día 26 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 18. Se puede observar en las tres gráficas que el tiempo de tránsito observado fue bastante coincidente con el tiempo de tránsito calculado; además, aunque el nivel de potencia fue prácticamente el mismo, fueron observadas interferencias en las gráficas de observación en los tres días.

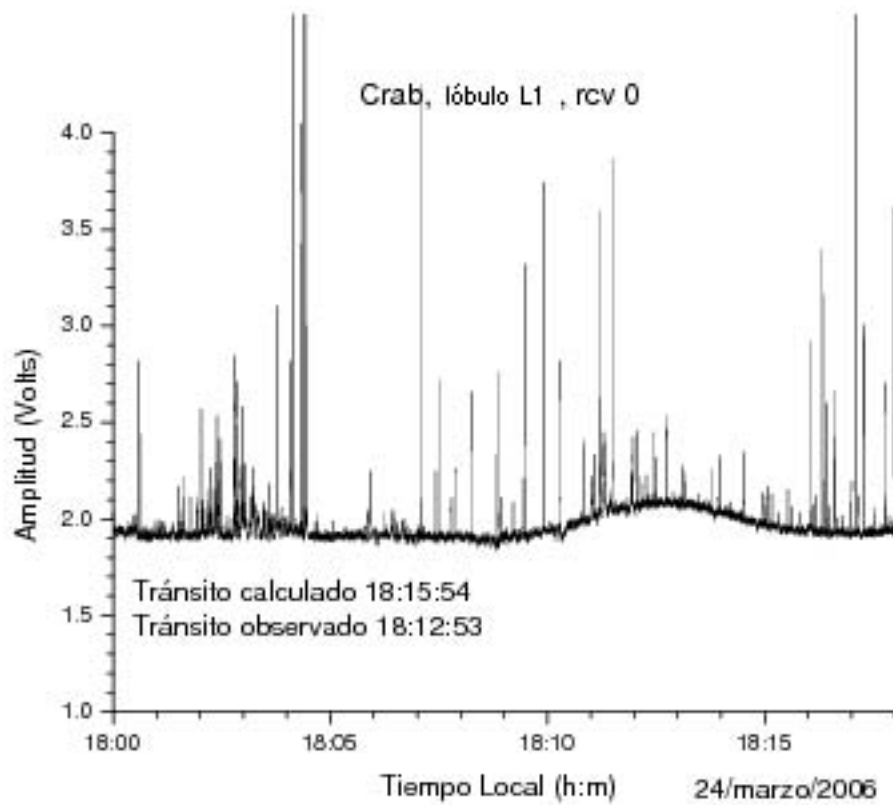


Figura 16: Tránsito de la Nebulosa del Cangrejo, correspondiente al 24 de marzo de 2006.

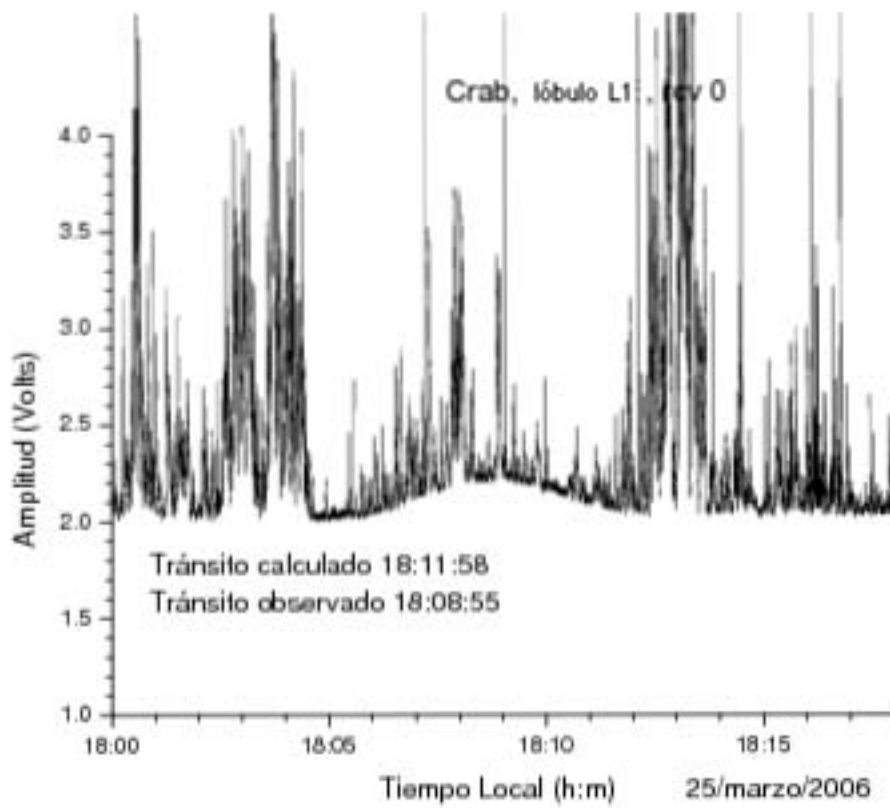


Figura 17: Tránsito de la Nebulosa del Cangrejo, correspondiente al 25 de marzo de 2006.

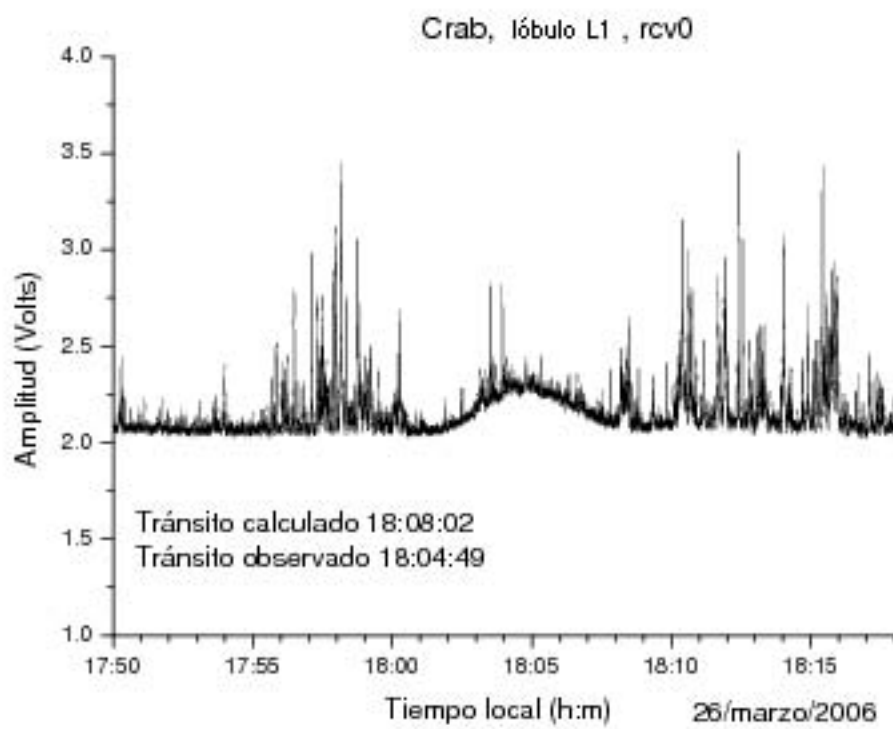


Figura 18: Tránsito de la Nebulosa del Cangrejo, correspondiente al 26 de marzo de 2006.

0.3.3. Cygnus A y Cynus X

Para las pruebas de observación de la entrada de Cygnus A y Cygnus X con la matriz de Butler fueron considerados los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006, cuya altitud es $37^{\circ}03'12''$ y fue aproximadamente la misma para los tres días. Considerando el meridiano local del MEXART, estos valores corresponden al tránsito de la fuente a una altitud de $17^{\circ}14'23''$. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.12, para tal valor de altitud el tránsito corresponde a la utilización del lóbulo L3 de la matriz para la observación de los tres días.

La gráfica obtenida para el 24 de marzo es la que se muestra en la figura 19; para el día 25 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 20; y para el día 26 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 21. Se puede observar en las tres gráficas que el tiempo de tránsito observado fue prácticamente el correspondiente al tiempo de tránsito calculado (tanto para Cygnus A, como para Cygnus X); además, aunque el nivel de potencia fue prácticamente el mismo, fueron observadas interferencias ligeras en las gráficas de observación en los tres días.

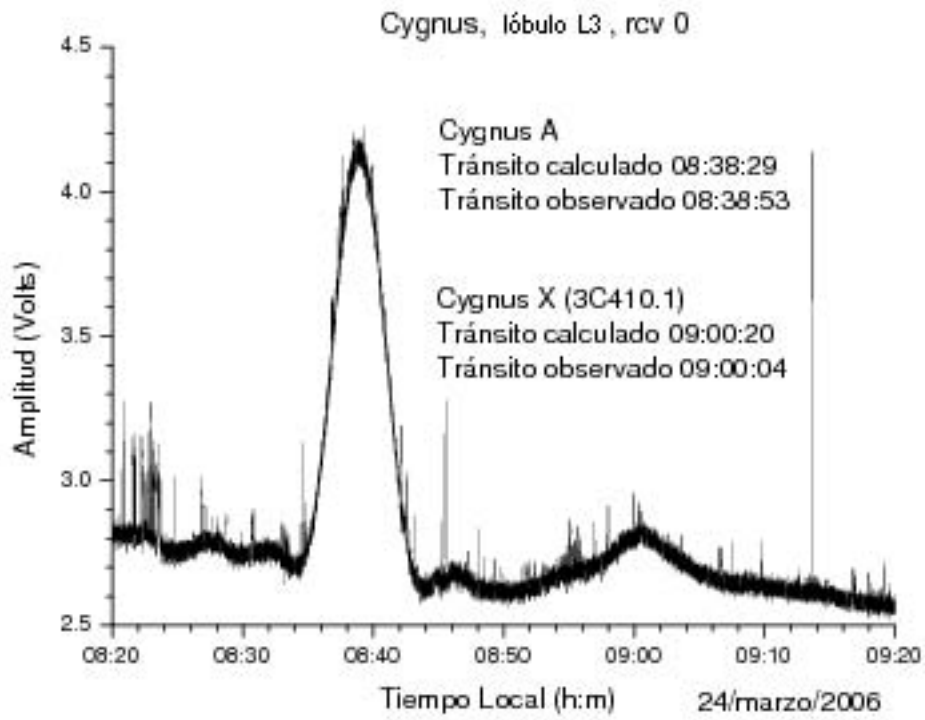


Figura 19: Tránsito de Cygnus A y Cygnus X, correspondiente al 24 de marzo de 2006.

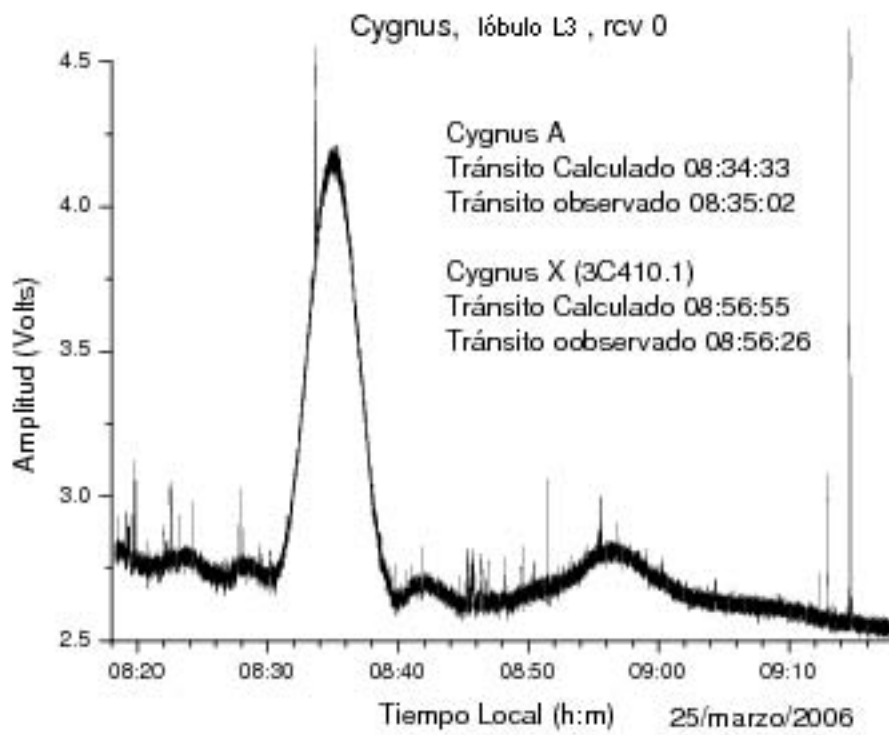


Figura 20: Tránsito de Cygnus A y Cygnus X, correspondiente al 25 de marzo de 2006.

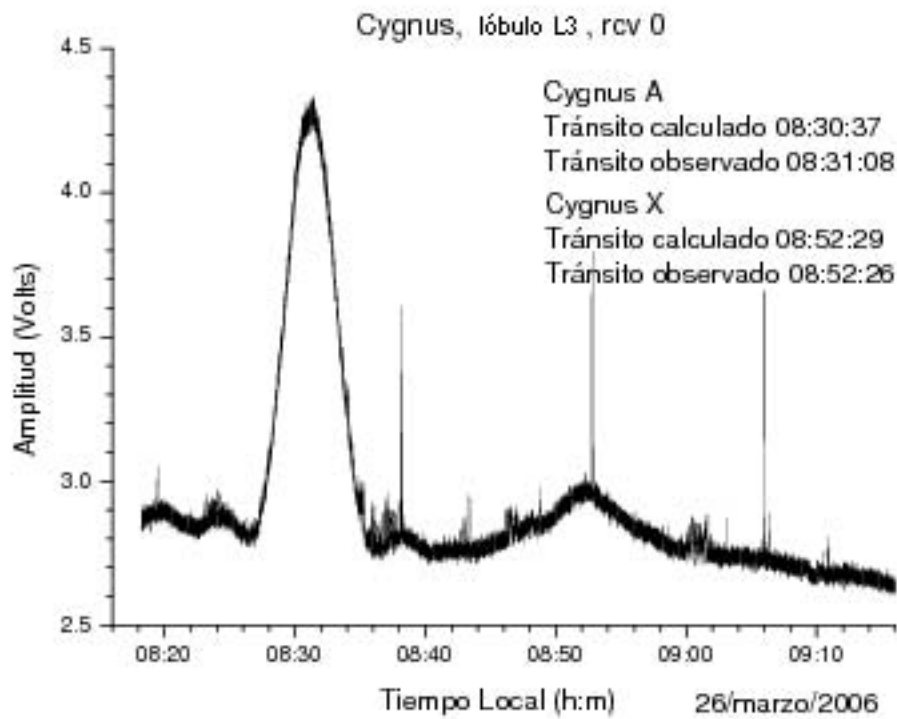


Figura 21: Tránsito de Cygnus A y Cygnus X, correspondiente al 26 de marzo de 2006.

0.3.4. Casiopea

Para las pruebas de observación de la entrada de Casiopea con la matriz de Butler fueron considerados los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006, cuya altitud es $58^{\circ}40'34''$ y fue aproximadamente la misma para los tres días. Considerando el meridiano local del MEXART, estos valores corresponden al tránsito de la fuente a una altitud de $38^{\circ}51'45''$. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.12, para tal valor de altitud el tránsito corresponde a la utilización del lóbulo L5 de la matriz para la observación de los tres días.

La gráfica obtenida para el 24 de marzo es la que se muestra en la figura 22; para el día 25 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 23; y para el día 26 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 24. Se puede observar en las tres gráficas que el tiempo de tránsito observado fue prácticamente el correspondiente al tiempo de tránsito calculado; sin embargo, el nivel de potencia fue prácticamente el mismo para los días 24 y 26 de marzo, mientras que para el día 25 el nivel fue bajo y fueron observadas interferencias en la gráfica de observación.

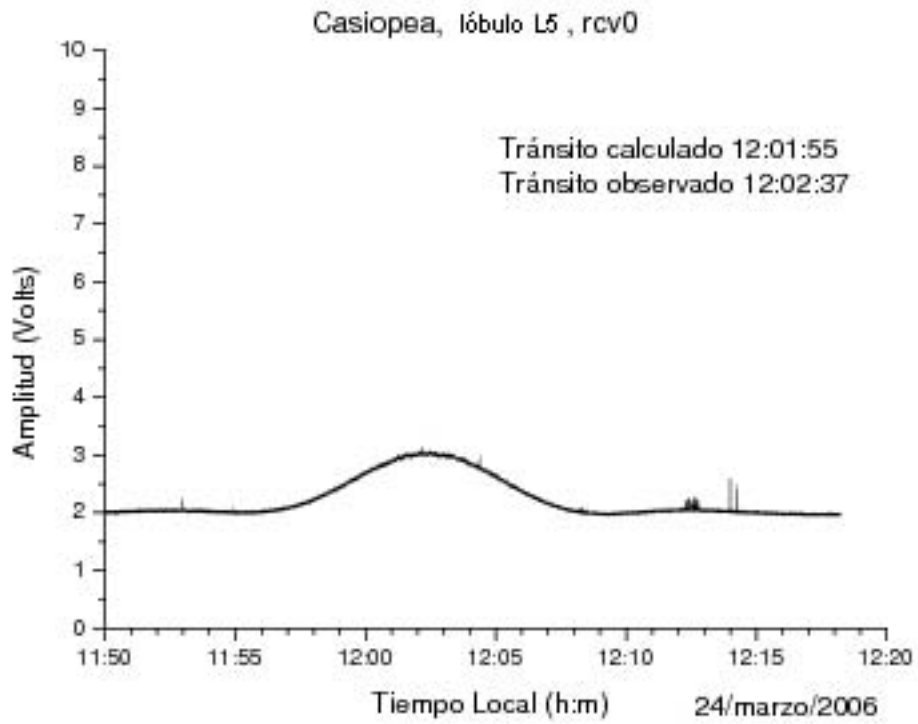


Figura 22: Tránsito de Casiopea, correspondiente al 24 de marzo de 2006.

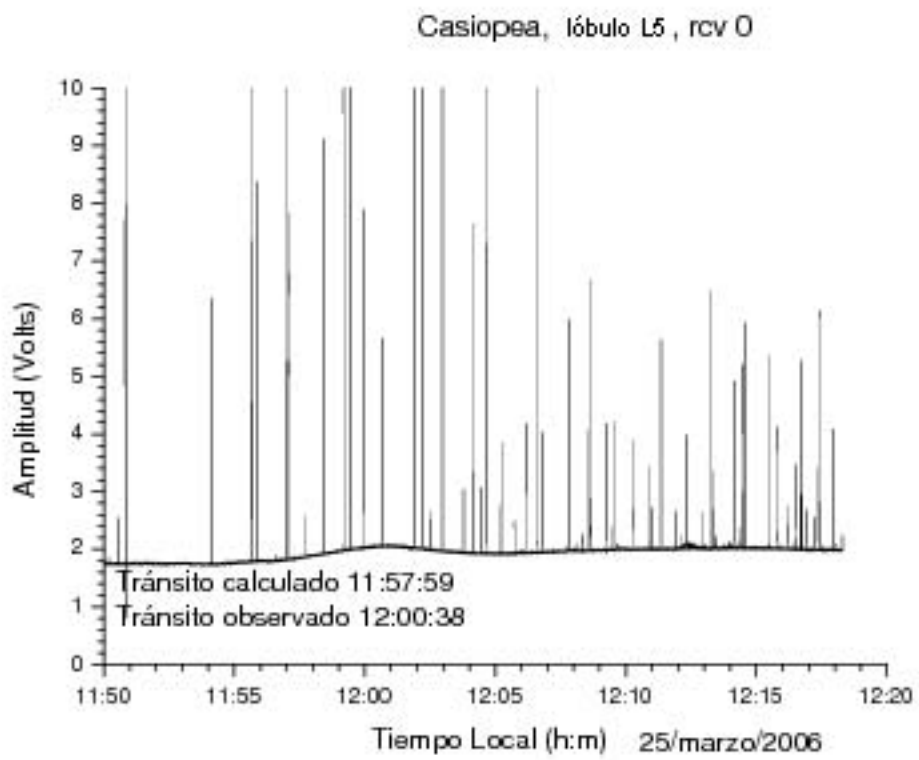


Figura 23: Tránsito de Casiopea, correspondiente al 25 de marzo de 2006.

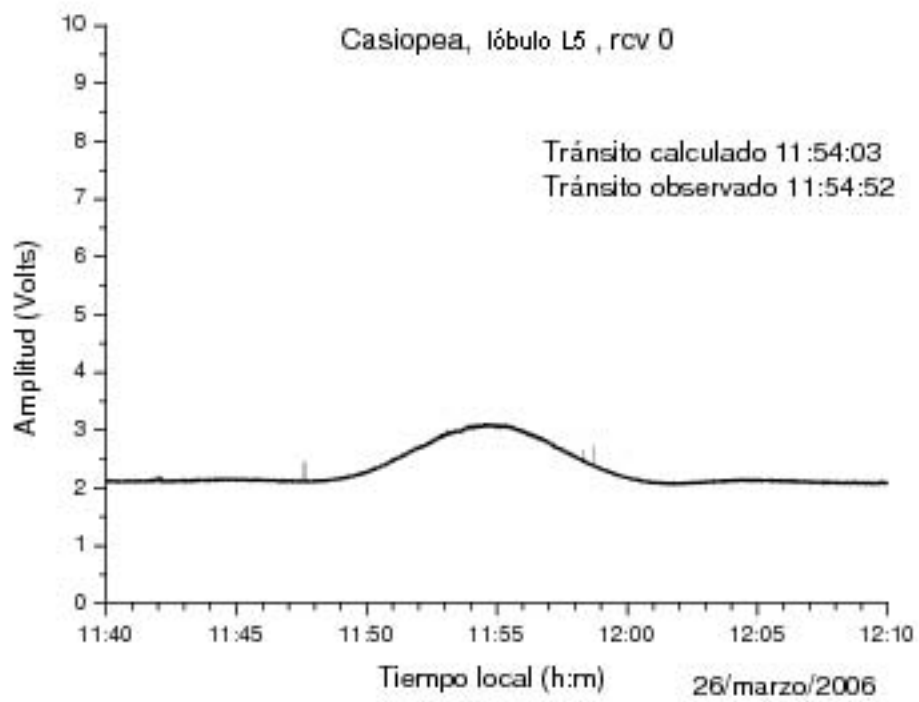


Figura 24: Tránsito de Casiopea, correspondiente al 26 de marzo de 2006.

0.3.5. Virgo

Para las pruebas de observación de la entrada de Virgo con la matriz de Butler fueron considerados los días 24, 25 y 26 de marzo de 2006, cuya altitud es $12^{\circ}21'11''$ y fue aproximadamente la misma para los tres días. Considerando el meridiano local del MEXART, estos valores corresponden al tránsito de la fuente a una altitud de $7^{\circ}27'38''$. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.12, para tal valor de altitud el tránsito corresponde a la utilización del lóbulo R1 de la matriz para la observación de los tres días.

La gráfica obtenida para el 24 de marzo es la que se muestra en la figura 25; para el día 25 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 26; y para el día 26 de marzo se obtuvo la gráfica de la figura 27. Se puede observar en las tres gráficas que el tiempo de tránsito observado fue prácticamente el correspondiente al tiempo de tránsito calculado; sin embargo, aunque el nivel de potencia fue prácticamente el mismo para los tres días, para el día 26 de marzo fueron observadas bastantes interferencias en la señal, en comparación con las gráficas de los días 24 y 25 de marzo.

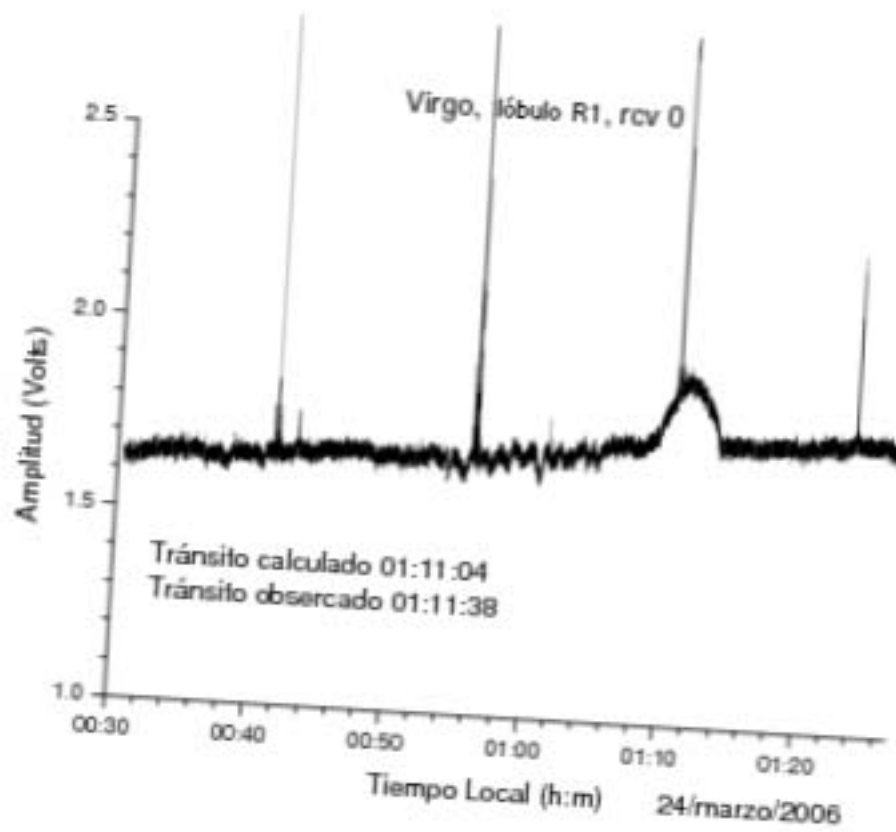


Figura 25: Tránsito de Virgo, correspondiente al 24 de marzo de 2006.

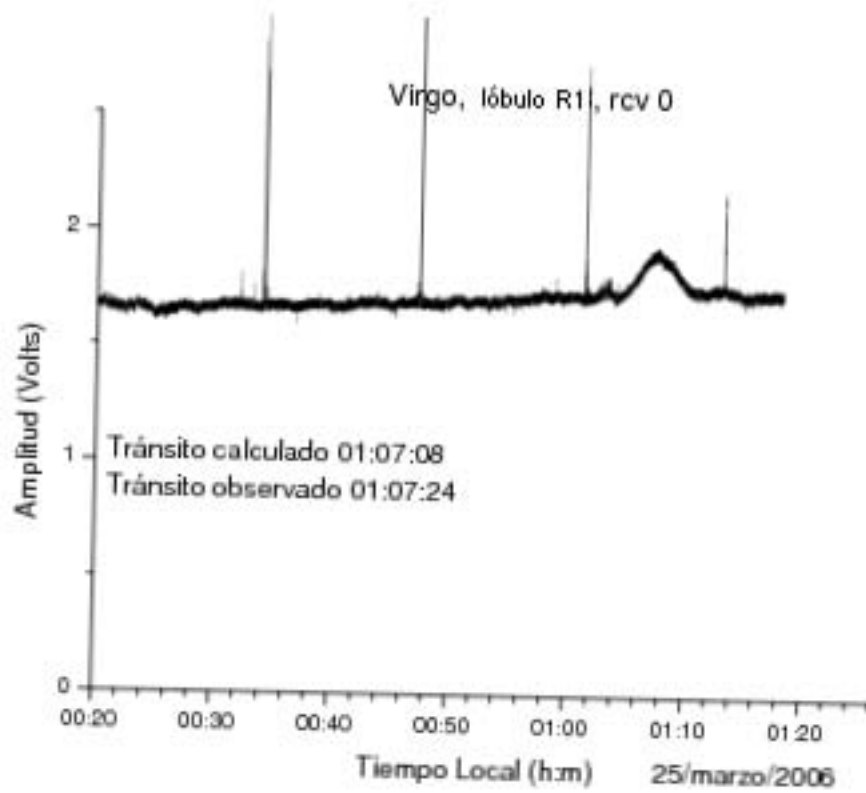


Figura 26: Tránsito de Virgo, correspondiente al 25 de marzo de 2006.

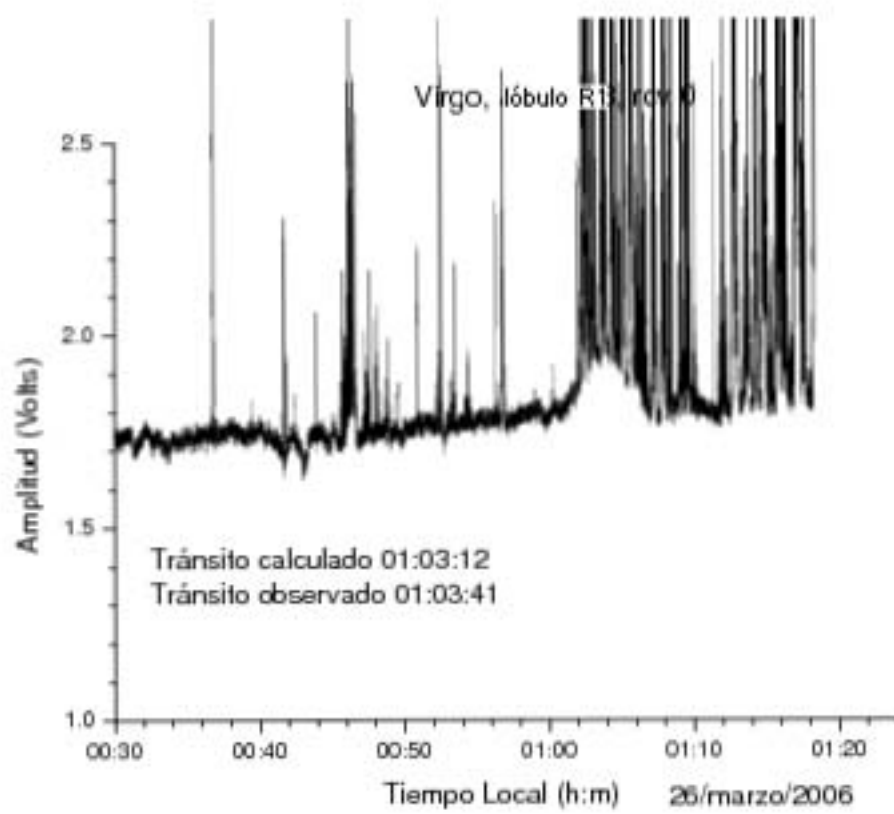


Figura 27: Tránsito de Virgo, correspondiente al 26 de marzo de 2006.

Conclusiones

El desarrollo de esta tesis ha establecido una idea clara y fundamental del uso de un sistema de direccionamiento electrónico para la observación y estudio del comportamiento de nuestra principal fuente de energía, de algunas fuentes de radio, de los fenómenos que ocurren en el medio interestelar y su influencia en el ambiente terrestre, ya que el objetivo principal es detectar cualquier tipo de actividad que afecte la evolución humana y el progreso tecnológico.

De las ventajas observadas en el diseño y construcción de la matriz de Butler de 16 puertos se adquirió de conocimiento, experiencia en la manufactura y calibración de sus dispositivos. Además, con base en los cálculos teóricos determinados para la formación de los lóbulos y las simulaciones realizadas que comprobaron dichos resultados, se ha comprendido el barrido en fase y en frecuencia que realizan los dispositivos de la matriz y con ello la capacidad de formación de lóbulos ortogonales al plano del arreglo dipolar (situado sobre el eje Norte-Sur) para establecerlos como meridiano local, o punto de referencia, para realizar las observaciones de tránsito.

De las rutinas de observación empleadas para la calibración de la matriz de Butler, establecidas con base en la observación del Sol y de algunas fuentes de radio en una fecha determinada, se logró establecer una metodología bien definida para realizar las observaciones. Entonces, al ser asociado el tránsito de estas fuentes (basado en la tabla de observación del programa de búsqueda de fuentes) con el lóbulo de declinación teórico y con el lóbulo simulado correspondiente, se obtuvieron resultados óptimos de implementación. Esto es: al Sol y a la nebulosa del Cangrejo les fue asociado un lóbulo cercano al cenit, en el caso de Cygnus un lóbulo cercano a 17 grados, a Casiopea un lóbulo cercano a 38 grados, y para Virgo un lóbulo cercano a 7 grados. En todos los casos el tiempo de tránsito observado fue coincidente con el tiempo de tránsito calculado, esto significa que la elección del lóbulo con la declinación asociada fue donde efectivamente ocurrió el tránsito de las fuentes y con ello se afirma que el diseño, construcción e implementación de la matriz de Butler se realizó óptimamente.

Con respecto a las pruebas realizadas, se ha determinado que la sensibilidad del receptor fue de igual manera óptima ya que las gráficas obtenidas en las observaciones de las fuentes muestran que los niveles de potencia no tuvieron variación significativa durante los días de observación. Por el contrario, en las gráficas se observó para algunos casos que la señal no tenía una periodicidad bien definida y se observó también la presencia de señales de interferencia. Esto es debido principalmente a la influencia de

los fenómenos que ocurren en el medio interestelar, al viento solar, al campo magnético terrestre, a las señales de transmisión de otros dispositivos que operan en frecuencias cercanas a la frecuencia de funcionamiento del radiotelescopio y al propio reflejo de las señales recibidas en la malla ciclónica que protege las instalaciones del radiotelescopio.

Finalmente, con la realización de este trabajo me he dado cuenta de la importancia que tiene el diseño y la implementación de este dispositivo para realizar el estudio de las observaciones en el Radiotelesopio de Centelleo Interplanetario en Coeneo, Michoacán, ya que es una tecnología de reciente creación en México (al igual que la técnica empleada por el radiotelescopio para el estudio del Sol y las fuentes de radio) que permite estar observando el cielo en un número máximo de direcciones posibles, en comparación de tener tan sólo un lóbulo apuntando hacia el cenit como originalmente se tiene sin la implementación de la matriz de Butler. Como trabajo futuro para el sistema de observación y direccionamiento del radiotelescopio de centelleo interplanetario, la matriz de Butler puede ser escalable a una matriz de 64 puertos para cubrir la infraestructura del arreglo dipolar y se tenga un sistema de formación de 64 lóbulos para la observación, seguimiento y estudio completo de lo que conforma y acontece en el espacio. Sólo resta mencionar que este trabajo sirvió para aclarar algunas de mis dudas que se generaron en mi mente desde que comencé a observar el cielo por las noches para tratar de comprender aquello que parece alcanzable e inofensivo a nuestra inercia, pero aún queda mucho trabajo que realizar para seguir preservando la vida en la Tierra y descubrir lo que hay en la caja de enigmas que hay afuera, en el grandioso Universo.

Bibliografía

- [1] Aguilar R., E., " *Arreglos para Radiotelescopía*". Tesis de Licenciatura, Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán, UNAM, México, 1997.
- [2] Bahl, I. y Bhartia P., " *Microwave Solid State Circuit Design*". Wiley-Interscience, 2003.
- [3] Balanis, C. A., " *Antenna Theory - Analysis and Design*". John Wiley & Sons Inc., 1982.
- [4] Begovich, N. A., " *Frequency Microwave Scanning Antennas*". Cap.2, Vol. 3, pp.135-214, Academic Press, N.Y., 1966.
- [5] Bravo, S., " *Encuentro con una Estrella*". Fondo de Cultura Económica, México. 1987.
- [6] Bravo, S., " *Plasmas en Todas Partes*". Fondo de Cultura Económica, México. 1993.
- [7] Butler, J. y Lowe, R., " *Beam-forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas*". Electron Design, vol. 9., April 1961.
- [8] Carrillo, V. A., " *Estudio del Viento Solar por medio de CIP y el Arreglo de Gran Área en México*". Tesis de Maestría, Instituto de Geofísica, UNAM, México, 1998.
- [9] Carrillo, V. A., Guerrero, C. M., Andrade, M. E., " *El Radiotelescopio Prototipo para Detectar CIP de Fuentes Estelares de Radio*". Comunicación Técnica, Instituto de Geofísica, UNAM, México, 1996.
- [10] Cheng, Y. " *Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería*". Pearson, 1991.
- [11] Collin, E. R., " *Antennas and Radiowave Propagation*". International Student. McGraw-Hill, 1987.
- [12] Delaney, W. P., " *An RF Multiple Beam-Forming Technique*". IRE Trans., vol. MIL-6, pp.179-186, April 1966.
- [13] Duffet-Smith, P. J., " *The Georgia IPS Array*". Mullard Radio Astronomy Observatory, Cambridge, 1970.
- [14] G-AE SUBCOMM. On Meas. Conc., " *What is the Fast Fourier Transform?*". IEEE Trans. Audio Electroacoustic., vol. AU-15, pp.45-55, June 1967.
- [15] Guerrero, M., Carrillo, V. A., Andrade, M. E., " *Fuentes de Radio Cósmicas que se Observan con el Radiotelescopio de CIP en México*". Comunicación Técnica, Instituto de Geofísica, UNAM, 1997.
- [16] Hagen, J. B., " *Radio Frequency Electronics*". Cambridge University Press, 1996.
- [17] Hayt, W. H., " *Engineering Electromagnetics*". Prentice Hall, 1989.

- [18] Hewish and Burnell S. F., " *Fine Structure in Radio Sources at Metre Wavelengths*". Mon. Not R. Astr. Soc. 150, pp.141-147, June 1970.
- [19] Iskander Magdy, F., " *Electromagnetics Fields & Waves*". Prentice Hall, 1992.
- [20] Jansky, K. G., " *Electrical Disturbances Apparently of Extraterrestrial Origin*". IRE, vol. 21, No. 10, pp.1387, October 1933.
- [21] Krauss, J. D., " *Electromagnetics*". McGraw-Hill, 1976.
- [22] Krauss, J. D., " *Antennas*". McGraw-Hill, 1982.
- [23] Krauss, J. D., " *Radio Astronomy*". McGraw-Hill, 1986.
- [24] Krauss, J. D., " *Radio Telescopes*". Sci. American, vol. 192, pp.36, March 1955.
- [25] Krummer, W. H., " *Feeding and Phase Scanning*". Microwave Scanning Antennas, Cap. 1, vol. 3, pp.1-29, Academic Press, N.Y., 1966.
- [26] Moody, H. J., " *The Systematic Design of Butler Matrix*". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-12, No. 6, pp.786-788, November 1964.
- [27] Pozar, D. M., " *Microwave Engineering*". Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [28] Shelton, J. P., " *Multibeam Planar Arrays*". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 56, pp. 1818-1821, November 1968.
- [29] Shelton, J. P., " *Fast Fourier Transforms and Butler Matrices*". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 56, No. 3, p.350, March 1968.
- [30] Shelton, J. P. y Hassiao, J.K., " *Reflective Butler Matrices*". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, No. 5, 1979.
- [31] Shelton, J. P. y Kelleher, S.S., " *Multiple Beams for Linear Arrays*". IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-9, No. 1, pp.154-161, March 1961.
- [32] Skolnik, M. I., " *Introduction to Radar Systems*". McGraw-Hill, 1990.
- [33] Skolnik, M. I., " *Radar Handbook*". McGraw-Hill, 1990.
- [34] Stark, L., " *Microwave Theory of Phased Array Antennas*". A Review, Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1661-1701, December 1974.
- [35] Stutzman, W. L. y Thiele, G. A., " *Antenna Theory and Design*". Wiley & Sons Inc., 1981.
- [36] The ARRL UHF/VHF Microwave, " *Experiments Manual, Antennas Components and Design*". American Radio Relay League, 1990.
- [37] The ARRL UHF/VHF Microwave, " *Antenna Book*". American Radio Relay League, 1992.
- [38] White, W. D., " *Patterns Limitations in Multiple-Beam Antennas*". IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-10, pp.430-436, July 1962.