

**REPORTES INTERNOS 2008-01**

**Enero del 2008**

**DETERMINACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO  
DIPOLAR LINEAL IMPLEMENTADO EN EL MEXART**

**AUTOR:**

ARMANDO CARRILLO VARGAS

Y

ERNESTO ANDRADE MASCOTE

Editor: Ma. Aurora Armienta H.  
Editor Técnico: Silvia Zueck González  
Edición: Mónica Nava Mancilla  
Elizabeth Morales Hernández  
Freddy Godoy Olmedo



Instituto de Geofísica, UNAM  
Ciudad Universitaria  
04510 México, D. F.

# DETERMINACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DIPOLAR LINEAL IMPLEMENTADO EN EL MEXART

## Índice

Introducción

1. Antecedentes

2. Parámetros de Antena

2.1 Patrón de radiación

2.2 Ganancia

2.3 Polarización

3. Arreglo Dipolar Lineal

3.1 Arreglo de dos elementos

3.2 Arreglo lineal de N elementos

3.3 Arreglo broadside

4. Configuración del Arreglo Dipolar Lineal del MEXART

5. Determinación Numérica del Patrón de Radiación

5.1 Determinación numérica del patrón de un arreglo lineal de 16 dipolos

5.2 Determinación numérica del patrón de un arreglo lineal de 64 dipolos

5.3 Determinación numérica del patrón de cuatro subarreglos

6. Observaciones del Tránsito Solar Usando un Arreglo Lineal de 64 Dipolos y un Analizador de Espectros HP-8596E

7. Comentarios Finales

8. Referencias

# DETERMINACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ARREGLO DIPOLAR LINEAL IMPLEMENTADO EN EL MEXART

Armando Carrillo Vargas y Ernesto Andrade Mascote



## INTRODUCCIÓN

Esta comunicación describe el procedimiento teórico y experimental empleado para medir y determinar las características principales del patrón de radiación para un arreglo dipolar lineal de 64 elementos, empleado en el radiotelescopio de centelleo interplanetario, también conocido como el Mexican Array Radiotelescope, MEXART. Parte del estudio comprende la simulación numérica del arreglo usando el software PCAA 5.0. Además, se presentan las primeras observaciones de los tránsitos del Sol detectados con el MEXART. El estudio del arreglo lineal es básico para determinar y evaluar el sistema de lóbulos que empleará el radiotelescopio.

La comunicación se ha integrado en varias secciones, las primeras tres aportan conceptos necesarios para entender las características del arreglo, la cuarta sección

presenta una simulación numérica para el arreglo dipolar y la quinta sección presenta las observaciones del tránsito solar usando un analizador de espectros. En la última sección se presenta el análisis de los estudios realizados y conclusiones obtenidas.

## 1. Antecedentes

La configuración general de un radiotelescopio se puede presentar en cinco subsistemas básicos: la antena, el subsistema de amplificación de bajo ruido (radiofrecuencia), el subsistema de generación y control de lóbulos (matriz de Butler), el subsistema de receptores, y el subsistema adquirente de datos, ver la Figura 1. El conocimiento detallado de cada subsistema permite evaluar el rendimiento en cada componente, subsistema, y aporta datos básicos para optimizar la operación en cada etapa.

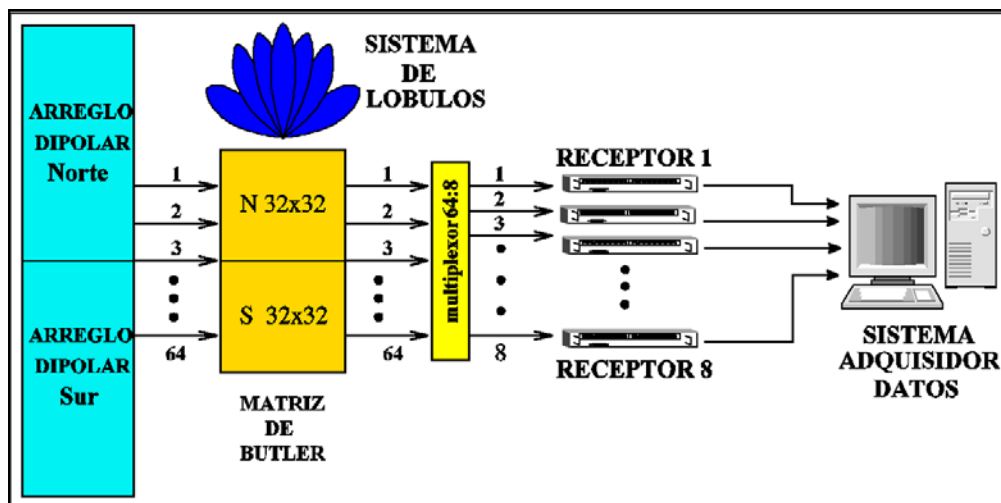


Figura 1. Esquema a bloques de los subsistemas que integran el radiotelescopio de centelleo interplanetario, MEXART.

La evaluación de la señal al final del recorrido de todos los subsistemas permitirá calibrar de modo integral los subsistemas. En esta comunicación se desarrolla información vinculada con el subsistema del arreglo dipolar o antena del MEXART. Es necesario mencionar que en la parte experimental, en varias ocasiones se consideran simplificaciones de los parámetros o se restringe la prueba a condiciones muy específicas. Por ejemplo, en las pruebas del arreglo dipolar se presentan variaciones significativas al evaluar el comportamiento de un dipolo aislado (sin interacción eléctrica con otros dipolos) generando una respuesta eléctrica bastante simple si se compara con la respuesta eléctrica del dipolo al encontrarse rodeado de otros dipolos; esto se debe al fenómeno denominado acoplamiento mutuo, el cual está relacionado directamente con los campos eléctricos que se generan en el entorno de cada dipolo. Nuestras evaluaciones aunque limitadas presentan resultados concretos y cuantitativos que se encuentran en congruencia con los resultados teóricos.

## 2. Parámetros de Antena

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

### 2.1 Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se puede representar gráficamente, presentando la distribución relativa de potencia o propiedades de radiación en función de coordenadas espaciales. En la mayoría de casos, el patrón de radiación es evaluado considerando condiciones en la *región de campo lejano*, y representado en coordenadas direccionales. A la traza de la potencia recibida a un radio constante se le denomina *patrón de potencia*. Un sistema coordenado esférico es empleado en muchas aplicaciones prácticas para desplegar la traza del patrón en 3 dimensiones. En la Figura 2 se presenta un bosquejo de la geometría esférica asociada. El plano

de elevación se determina en función de la variable  $\theta$ , y el plano azimutal está en función de la variable  $\phi$ . La representación gráfica de la variación espacial de los campos eléctrico o magnético, con radio constante, se le denomina *patrón de campo*.

El patrón de radiación para un dipolo ideal es representado por la función **sen $\theta$** , asociada con la variación del campo eléctrico de radiación **E**, y también presenta características de radiación para el campo magnético **H**. El plano que contiene el vector campo eléctrico de radiación se le denomina Plano-E; el plano perpendicular a éste se denomina Plano-H, el cual contiene el vector de campo magnético.

Para medir ángulos en un plano se emplea el *radián*. El *radián* es la unidad de medida de ángulos planos en el Sistema Internacional de Unidades y se define como el ángulo central de una circunferencia en el que la longitud del arco y del radio es igual. Por lo tanto, el ángulo total, en radianes, de una circunferencia de radio  $r$  es  $2\pi$  (rad). Para medir los ángulos en tres dimensiones, se define el *estereorradián*: 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  $r$ .

En los patrones de radiación en los planos  $E_\theta$  y  $E_\phi$ , para determinar el *ancho del lóbulo a potencia media (HPBW)* se mide el ángulo entre los puntos donde se determina la mitad de potencia máxima radiada.

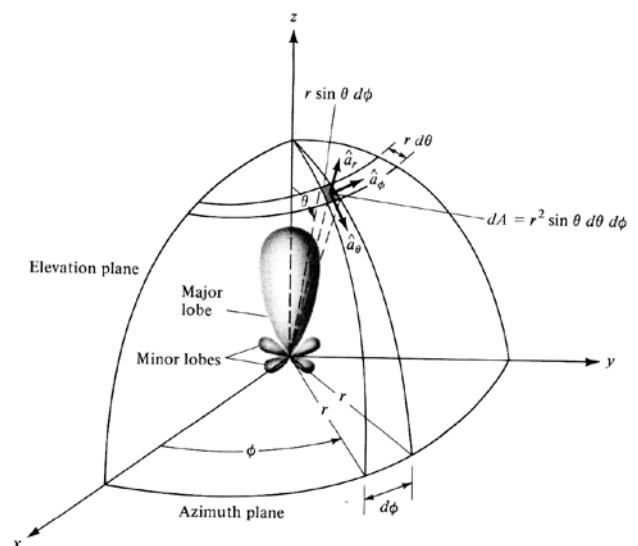


Figura 2. Sistema de coordenadas polares empleado para presentar la traza tridimensional del patrón de potencia de una antena. Tomada de Balanis (1982).

## 2.2 Ganancia

Dos definiciones diferentes de la ganancia de una antena, pero relacionadas, son: la *ganancia directiva* y la *ganancia de potencia*. La primera es, algunas veces, denominada *directividad*. La segunda es llamada simplemente *ganancia*. La ganancia directiva es descriptiva del patrón de la antena, y la ganancia de potencia es más usada en aplicaciones de radar.

La Ganancia directiva es la capacidad o habilidad de una antena para concentrar energía en una dirección particular. La ganancia directiva ( $G_D$ ) de una antena transmisora se puede definir como

$$G_D = \frac{I_{RM}}{I_{RP}}$$

donde:  $I_{RM}$  intensidad de radiación máxima, e  $I_{RP}$  es la intensidad de radiación promedio. La ganancia directiva no considera las disipaciones de potencia.

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

$$G = 4\pi \frac{P_{mr}}{P_{na}}$$

Un parámetro estrechamente vinculado con la ganancia es la *abertura efectiva*, también conocida como *abertura efectiva de recepción* o *área efectiva de colección de energía*. Esta puede interpretarse como la medida del área efectiva presentada por la antena para la onda incidente. La relación entre la ganancia ( $G$ ) y el área efectiva ( $A_E$ ) de una antena sin pérdidas es dada por

$$G = \frac{4\pi A_E}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_A A}{\lambda^2} \quad A_E = \rho_A A$$

donde:  $\lambda$  es la longitud de onda,  $A$  es el área física de la antena y  $\rho_A$  es la eficiencia de la apertura de la antena.

## 2.3 Polarización

La dirección de polarización de una onda electromagnética se define como la dirección del vector campo eléctrico. La mayoría de antenas son linealmente polarizadas; esto es, la dirección del vector campo eléctrico es vertical u

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

## 3. Arreglo dipolar lineal

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

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

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

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

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

### 3.1 Arreglo de dos elementos

Para iniciar, suponga que la antena a estudiar es un arreglo de dos dipolos horizontales e infinitesimales, ubicados a lo largo del eje  $z$ , como se muestra en la Figura 3. El campo radiado por dos elementos, asumiendo que no hay acoplamiento mutuo entre elementos, es la suma de los campos individuales, y en el plano Y-Z es dado por (Balanis, 1997):

$$E_T = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 I}{4\pi} \frac{e^{-jkr_1 - (\beta/2)}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{-jkr_2 + (\beta/2)}}{r_2} |\cos\theta_2|$$

donde:  $\beta$  es la diferencia de fase de excitación entre los elementos,  $\hat{a}_\theta$  es el vector unitario en plano  $\theta$ ,  $\eta$  es la impedancia intrínseca del medio, y  $k$  se define como:  $k = \omega^2 \mu \epsilon$ , parámetros asociados con variaciones armónicas temporales de la forma  $e^{j\omega t}$ . La magnitud de excitación de los radiadores es idéntica.

Asumiendo observación de campo lejano y la configuración mostrada en la Figura 4, se consideran las aproximaciones siguientes:

$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$   
 $r_1 \approx r - d/2 \cos \theta$ , y  $r_2 \approx r + d/2 \cos \theta$ , para variaciones de fase,  
 $r_1 \approx r_2 \approx r$ , para variaciones de amplitud,

Luego entonces la expresión para el campo se reduce a

$$E_T = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 I e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| 2 \cos \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)$$

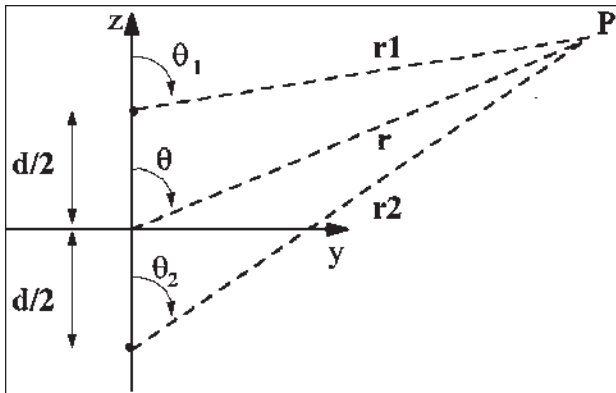


Figura 3. Un par de dipolos infinitesimales, ubicados a lo largo del eje  $z$  en arreglo horizontal. El campo radiado es evaluado en el punto P.

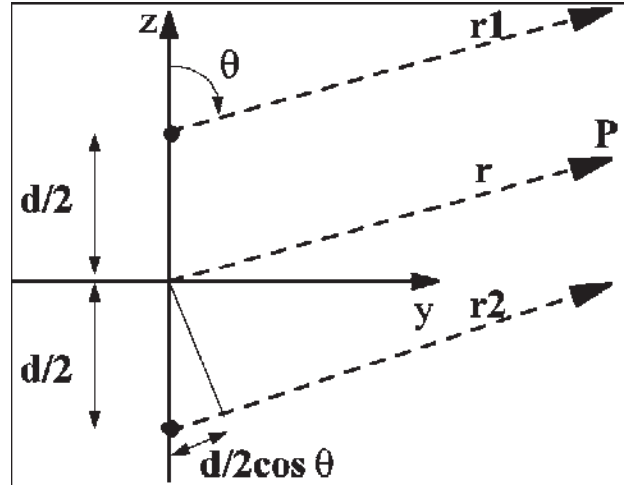


Figura 4. Un par de dipolos infinitesimales: el campo radiado por los dos elementos se evalúa asumiendo observación de campo lejano.

La ecuación anterior muestra que el campo total del arreglo es igual al campo de un sólo elemento, ubicado en el origen, multiplicado por un factor ampliamente conocido como *factor del arreglo (FA)*. Entonces para un arreglo de dos elementos con amplitud constante, el factor del arreglo es determinado por

$$FA = 2 \cos \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)$$

El cual es normalizado y expresado como

$$(FA)_n = \cos \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)$$

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

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

$$E(\text{total}) = [E_{\text{DIPOLO-REFERENCIA}}] [FA]$$

Esta regla se denomina *multiplicación de patrones* para un arreglo de elementos idénticos. Cada arreglo tiene su factor propio. El factor esta en función de: el número de

elementos, la configuración geométrica, las magnitudes relativas, sus fases relativas, y la separación entre elementos. El factor será más simple si los elementos tienen idéntica: amplitud, fase y espaciamientos. Lo cual implica que el factor del arreglo no depende de las características direccionales de los elementos radiadores.

### 3.2 Arreglo lineal de N elementos

Ahora se generalizará el método para un arreglo de N elementos. Considere la geometría de la Figura 5, supóngase que todos los elementos tienen amplitud idéntica, y cada elemento sucesivo tiene una fase progresiva ( $\beta$ ), la separación entre elementos es idéntica ( $d$ ). Un arreglo de elementos idénticos todos de magnitud idéntica y cada uno con fase progresiva se denomina un *arreglo uniforme*. El factor del arreglo puede obtenerse considerando a los elementos fuentes ideales o isotrópicas.

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

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

El factor puede escribirse como

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

Donde  $\psi = kd \cos \theta + \beta$

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

$$FA = \frac{\text{sen } \frac{N}{2}\psi}{\text{sen } \frac{1}{2}\psi}$$

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

$$FA \cong \frac{\text{sen } \frac{N}{2}\psi}{\frac{\psi}{2}}$$

### 3.3 Arreglo broadside

En muchas aplicaciones como son: telefonía móvil, sistemas de radar, arreglos de antenas para radioastronomía,

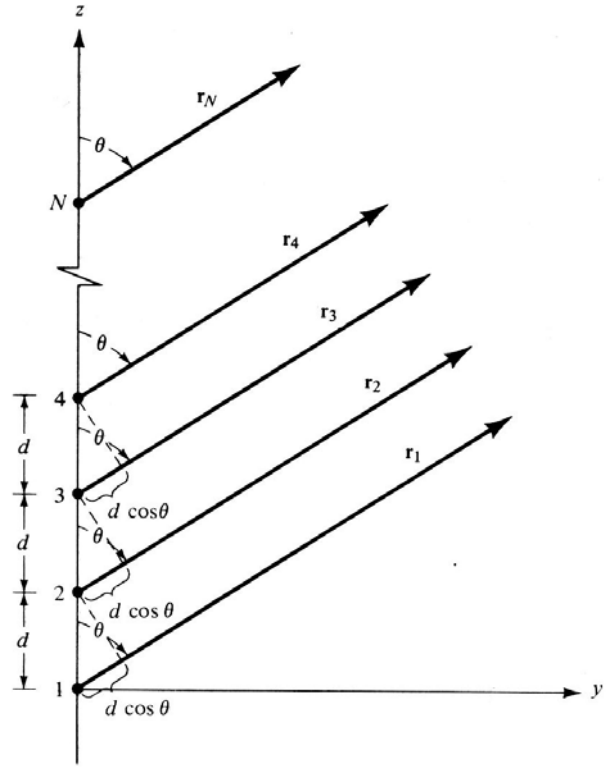


Figura 5. Esquema de una configuración lineal de N dipolos isotrópicos desplegados a lo largo del eje z para una configuración de campo lejano. Las fuentes tienen igual separación ( $d$ ) y amplitud. Además, entre elementos hay una fase progresiva constante.

etc., los arreglos broadside tienen aplicaciones muy importantes, debido a su directividad excelente. Para optimizar el diseño de estos arreglos se necesita que los campos asociados a un elemento y el factor del arreglo estén dirigidos a  $\theta=90^\circ$ . Para conseguir esta condición se requieren de una juiciosa selección de varios parámetros: el tipo de radiadores utilizados en el arreglo, la separación, la excitación individual de cada uno de los elementos, etc.

Los parámetros básicos que permiten al factor del arreglo *radiar o captar* eficientemente en una *configuración broadside* son los siguientes:

El máximo del **FA** ocurre cuando,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0$$

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

$$\psi = kd \cos \theta + \beta_{\theta=90} = \beta = 0$$

Para obtener un máximo del **FA** en un arreglo lineal uniforme dirigido a broadside respecto del eje del arreglo,

es necesario que todos los elementos tengan la misma excitación de fase y la misma excitación de amplitud. La separación entre elementos puede tomar cualquier valor. Para asegurar que no existirá un máximo en otra dirección, la separación entre elementos no deberá ser un múltiplo de la longitud de onda ( $d \neq n\lambda$ ,  $n=1, 2, 3, \dots$ ) cuando  $\beta = 0$ .

Si  $d = n\lambda$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  y  $\beta = 0$ , entonces

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

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

#### 4. Configuración del Arreglo Dipolar Lineal del MEXART

El arreglo de antenas que conforman el MEXART tiene como elemento básico un dipolo de onda completa. El dipolo es fabricado con alambre de cobre, calibre 14-AWG (diámetro de 1.6mm), sin aislante. La frecuencia de sintonía teórica del dipolo es 140 MHz lo que corresponde a una longitud de 2.14 m. En el MEXART se emplea una longitud de onda eléctrica sintonizada para el dipolo de  $\lambda_{\text{sintonía}} = 1.97 \text{ m.}$ , Ver detalles de la configuración y dimensiones básicas del dipolo en la Figura 6.

El arreglo dipolar lineal se configura colinealmente, es decir, los brazos de los dipolos se encuentran desplegados a lo largo de una línea. La polarización de los dipolos es horizontal o paralela a nuestro plano de tierra, ver la Figura 7. Los dipolos son alimentados en paralelo considerando grupos de 16 elementos, esta configuración se denomina un subarreglo. Para coleccionar la energía de un subarreglo o sección se emplea una línea de transmisión paralela desnuda, manufacturada con el mismo alambre usado en los dipolos. La distancia entre hilos paralelos es 2.54 cm., para mantener esta distancia a lo largo de la línea de transmisión se emplean separadores de PVC a cada 40 cm., ver detalles en las Figuras 6 y 7. Los dipolos son polarizados colinealmente en la dirección Este-Oeste geográfica. Esta configuración se denomina polarización x. Los dipolos se emplazan a 2.54 m respecto del nivel de plataforma o tierra física. El arreglo también integra una pantalla reflectora, manufacturada con alambre de acero inoxidable que se ubica paralelamente a 0.53 m por abajo del arreglo de dipolos.

#### 5. Determinación Numérica del Patrón de Radiación

Las características principales del patrón de radiación se determinarán numéricamente empleando el software *Personal Computer Aided Antenna Design*, PCAAD 5.0, (Pojar, 2002). Los programas emplean el método de momentos para realizar el cálculo y no se considera el acoplamiento mutuo entre dipolos. Los parámetros

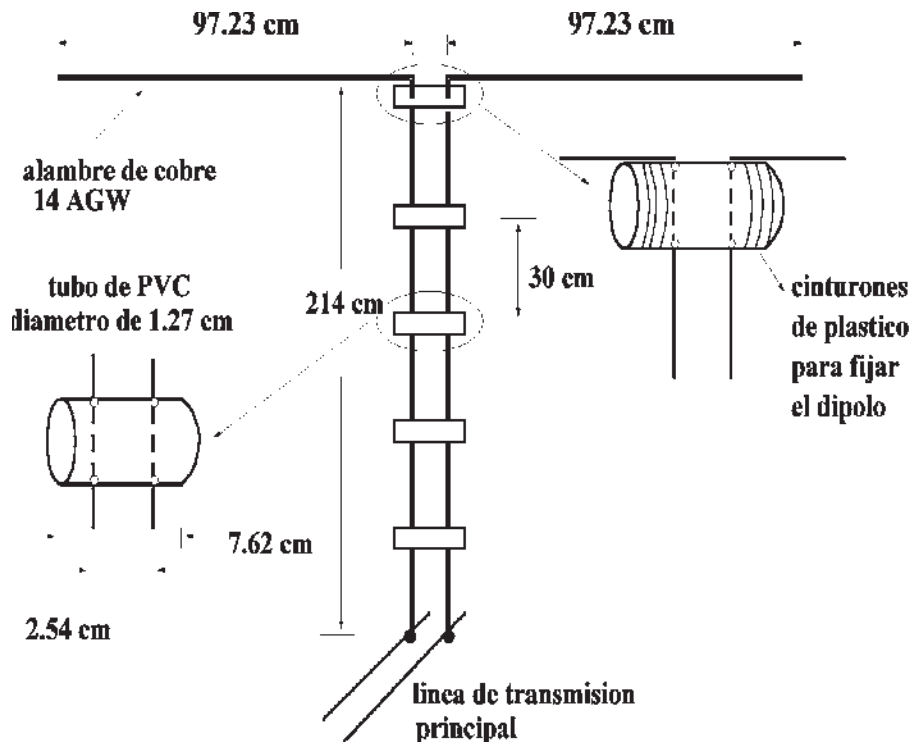


Figura 6. Configuración y dimensiones básicas del dipolo empleado para construir los arreglos dipolar del MEXART.



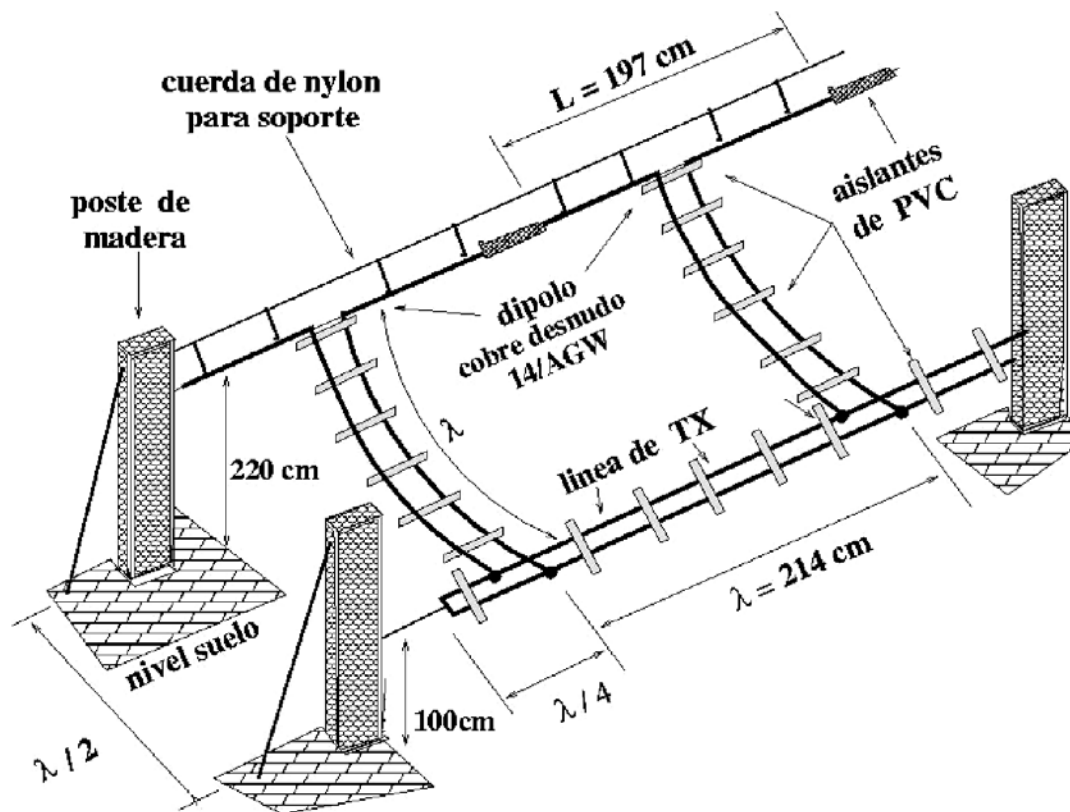


Figura 7. Bosquejo de la configuración de una parte del arreglo lineal dipolar, el acoplamiento a la línea de transmisión, la estructura de soporte, etc. Además de presentar las dimensiones básicas del arreglo.

generales para las evaluaciones son los siguientes:

- Frecuencia central de operación: 140 MHz.
- Tipo de antena: dipolo delgado de alambre con  $\lambda = 1.97$  m.
- Polarizado horizontalmente en la dirección x.
- Pantalla reflectora: 0.53 m.
- Configuración del arreglo: broadside a potencia total.

### 5.1 Determinación numérica del patrón de un arreglo de 16 dipolos

En esta sección se evalúa numéricamente el patrón de radiación generado por un arreglo lineal dipolar con 16 elementos. La configuración geométrica de los dipolos es colineal y polarizada a lo largo del eje x, como se presenta en la Figura 8. Cada dipolo tiene una longitud de 1.97 m, la separación entre centros de dipolos es 2.14 m, la frecuencia usada para el cálculo es 140 MHz; y se considera igual potencia y configuración broadside. El patrón de radiación el plano E-phi presenta características particulares: el patrón presenta una traza casi semiesférica, en coordenadas polares, que no tiene asociada ninguna directividad, es decir, su lóbulo principal tiene un ancho a potencia media de  $119.2^\circ$ , y la dirección en que apunta, se

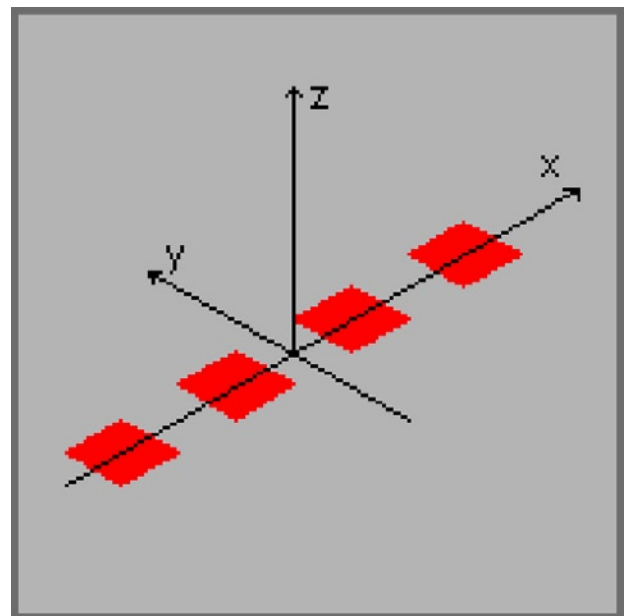


Figura 8. Geometría considerada para las simulaciones numéricas de los arreglos dipolares lineales usando el PCAAD 5.0. Los dipolos se emplazan en un sistema cartesiano x-y-z, a lo largo del eje x. Los dipolos son representados por rectángulos.

puede considerar, es de  $0^\circ$ . Con esta geometría es difícil determinar o asignar una directividad al patrón de radiación E-phi, ver la Figura 9.

La evaluación numérica en el plano E-theta presenta resultados muy contrastantes con los encontrados para el plano E-phi. El patrón de radiación es bastante directivo (20 dB), presenta un lóbulo primario bien definido, que

apunta ortogonalmente respecto del arreglo, es decir a  $0^\circ$ , y desde nuestra referencia geográfica a nuestro cenit. También se presentan lóbulos laterales en una configuración simétrica. Los lóbulos secundarios presentan un nivel de potencia de -14 dB. Lóbulos laterales de menor nivel aparecen simétricamente hasta desvanecerse a los -40 dB, ver la Figura 9. En la Tabla 1 se presentan los parámetros básicos del arreglo lineal con 16 dipolos.

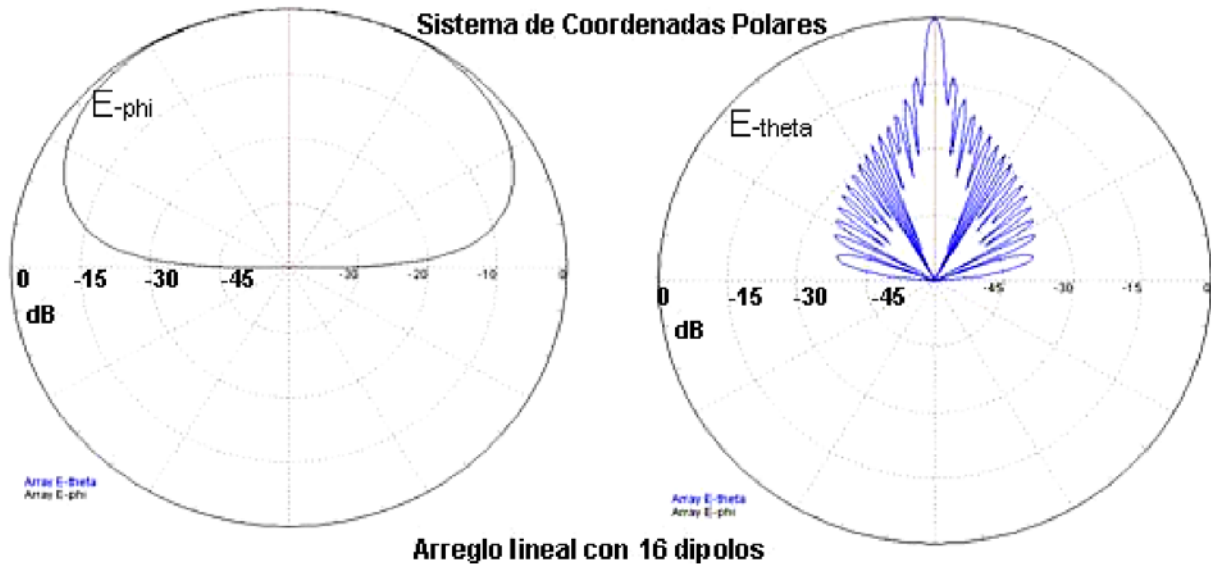


Figura 9. Simulación numérica del patrón de radiación en coordenadas polares de arreglo colineal de 16 dipolos polarizados horizontalmente. La gráfica en el lado izquierdo corresponde al plano E-phi o plano y-z. La gráfica en el extremo derecho corresponde al patrón de radiación en el plano E-theta o plano x-z.

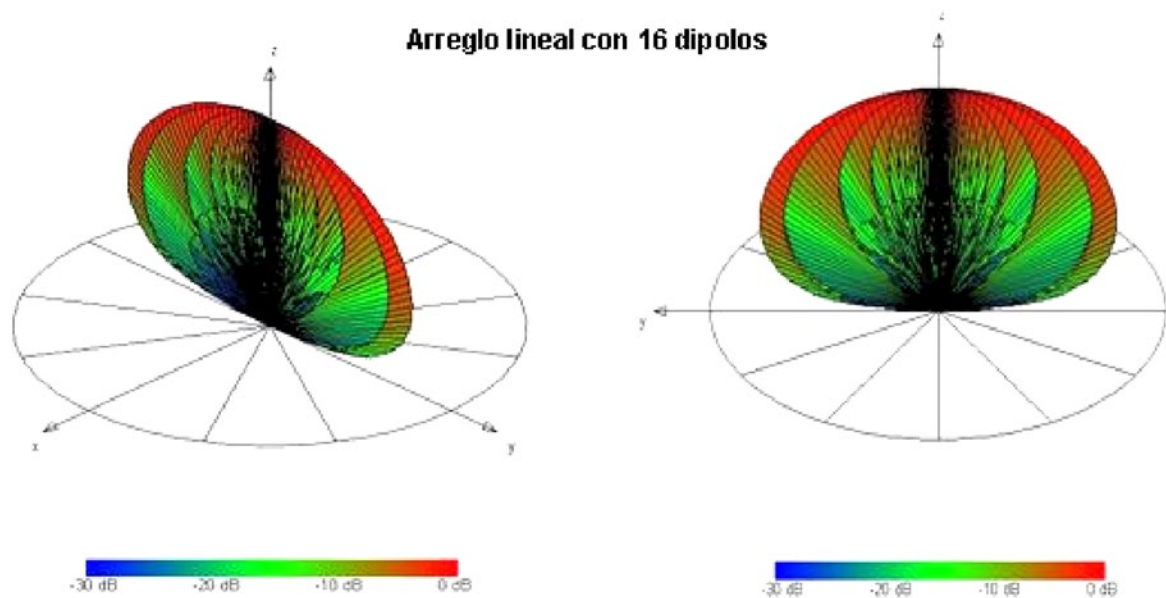


Figura 10. Vista tridimensional (x-y-z) del patrón de radiación de un arreglo colineal de 16 dipolos.

**Tabla 1**

Parámetros principales del patrón de radiación de un arreglo dipolar lineal con 16 elementos

Arreglo lineal con 16 dipolos	Plano E-theta	Plano E-phi
Directividad	20 dB	Sin definición
Ancho del lóbulo principal a potencia media	3°	119.2°
Dirección del lóbulo primario	0°	0°
Dirección de los lóbulos secundarios	±10°	Sin definición
Nivel de potencia de los lóbulos secundarios	-14 dB	Sin definición

En resumen, se puede apreciar de las Figuras 9 y 10 que el patrón de radiación presenta un gran lóbulo, con anchura a potencia media de 119°, sin lóbulos secundarios y apuntando hacia el cenit con un lóbulo de éste tipo no se tiene directividad. En el plano E-theta, el patrón de radiación muestra características muy diferentes: el patrón presenta un lóbulo primario y varios lóbulos secundarios con diferentes niveles de potencia, el lóbulo primario tiene un ancho a potencia media de 3°, dirigido al cenit, presentando una directividad de 20 dB. Los lóbulos secundarios de primer orden presentan una potencia de -14 dB, todos simétricos respecto del lóbulo principal. Los lóbulos de tercer orden o menores presentan una potencia inferior a los -20 dB.

5.2 Determinación numérica del patrón de radiación de un arreglo lineal de 64 dipolos

La evaluación numérica de un arreglo dipolar con 64 elementos se desarrolla bajo las condiciones siguientes: el arreglo es colineal y polarizado a lo largo del eje x, con alimentación y fase uniforme, es decir en configuración broadside a potencia total. La separación entre centros de los dipolos es 2.14 m, la longitud del dipolo es 1.97 m, se considera que el dipolo es de alambre delgado, y se agrega una pantalla reflectora ubicada a 0.53 m por debajo del dipolo. La frecuencia central de operación empleada para el cálculo es 140 MHz.

Se aprecia de las gráficas en la Figura 11 que el patrón de radiación, en el plano E-phi, presenta un gran lóbulo, con estructura muy amplia (119°), sin lóbulos secundarios y apuntando hacia el cenit local. El patrón es similar al obtenido para el arreglo de 16 dipolos. En el plano E-theta, el patrón de radiación muestra características muy directivas, ver la gráfica en el extremo derecho de la Figura 11. El patrón E-theta presenta un lóbulo primario y un par de lóbulos secundarios. El lóbulo primario tiene un ancho a potencia media de 0.3°, dirigido al cenit, presentando una directividad de 26.5°. Los lóbulos secundarios de primer orden presentan una potencia de -38 dB y su configuración es simétrica a ±15°, respecto del lóbulo principal. Los lóbulos de tercer orden o menores presentan una potencia inferior a los -40 dB, los cuales no son considerados para el estudio, por no tener contribución significativa en la señal recibida. Los parámetros principales derivados de las simulaciones se presentan en la Tabla 2, y se pueden apreciar gráficamente en la Figura 11.

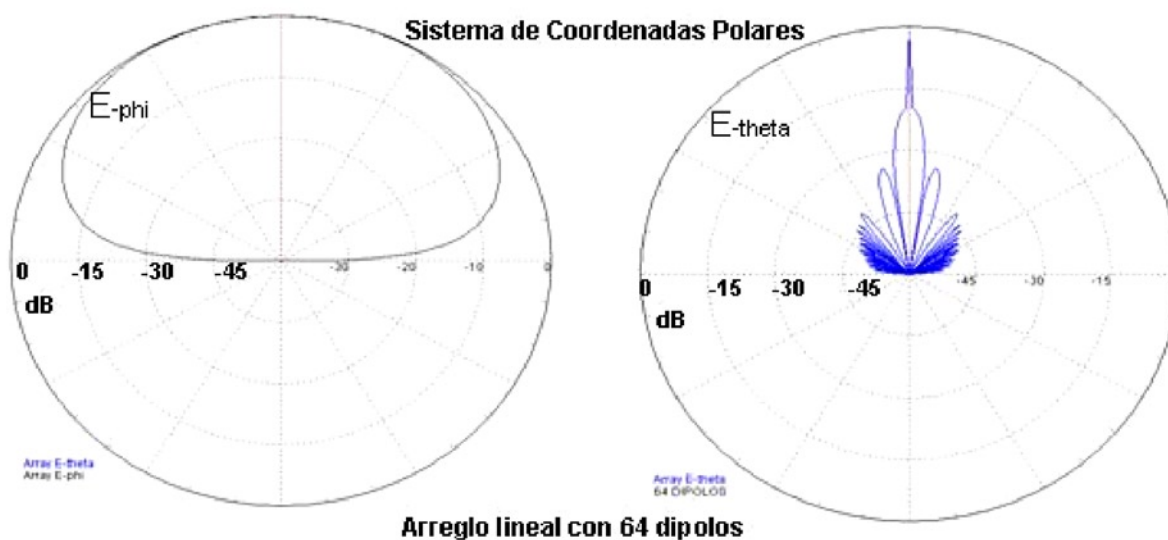


Figura 11. Simulación numérica del patrón de radiación en coordenadas polares de un arreglo colineal de 64 dipolos polarizados horizontalmente. La gráfica izquierda presenta el patrón de radiación en el plano E-phi y la gráfica derecha presenta el patrón en el plano E-theta.

**Tabla 2**

Parámetros principales del patrón de radiación de un arreglo dipolar lineal con 64 elementos

Arreglo lineal con 64 dipolos	Plano E-theta	Plano E-phi
Directividad	26.5 dB	Sin definición
Ancho del lóbulo principal a potencia media	0.3°	119.2°
Dirección del lóbulo primario	0°	0°
Dirección de los lóbulos secundarios	±15°	Sin definición
Nivel de potencia de los lóbulos secundarios	-38 dB	Sin definición

### 5.3 Determinación numérica del patrón de cuatro subarreglos

El arreglo dipolar que integra cada línea en el MEXART está constituido en realidad por cuatro subarreglos dipolares lineales como los descritos anteriormente. Los cálculos realizados en la Sección 5.1 se emplean para determinar el patrón de radiación de un arreglo colineal de cuatro subarreglos, cada subarreglo con 16 elementos. Recordemos que los dipolos están configurados colinealmente, polarizados horizontalmente. La suma de la señal se realiza empleando una configuración del tipo árbol. Un bosquejo de la configuración que se evalúa en esta sección se presenta en la Figura 13.

Las propiedades básicas derivadas de la simulación numérica se presentan a continuación. En el plano E-theta, se aprecia claramente la existencia de un lóbulo principal dirigido al cenit, es decir apuntando a 0°, que tiene un ancho a potencia media de 2.9°. También se presenta un par de lóbulos secundarios, simétricos. La potencia del par de secundarios alcanza los -16 dB, y se encuentran dirigidos a ±5°. También se tienen un par de lóbulos de tercer orden que alcanza una potencia de -25 dB, y apuntan a ±8°. El patrón en general es simétrico y tiende a desaparecer por debajo de los -40 dB. La Tabla 3 presenta los parámetros básicos de este patrón de radiación. El patrón de radiación en el plano E-theta y E-phi se presenta en la Figura 12.

**Tabla 3**

Parámetros principales del patrón de radiación de un arreglo lineal con 4 subarreglos con 16 elementos cada uno

Arreglo lineal con 4 subarreglos	Plano E-theta	Plano E-phi
Directividad	dB	Sin definición
Ancho del lóbulo principal	2.9°	119.2°
Dirección del lóbulo primario	0°	0°
Dirección de los lóbulos secundarios	±5°	-
Nivel de potencia de los lóbulos secundarios	-16 dB	-
Dirección de los lóbulos terciarios	±8°	-
Nivel de potencia de los lóbulos terciarios	-25 dB	-

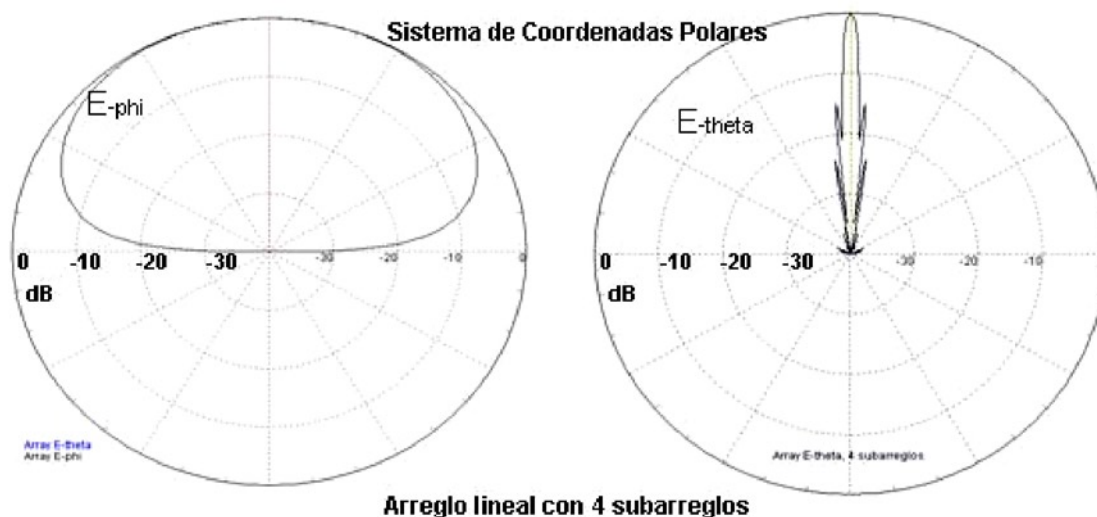


Figura 12. Simulación numérica del patrón de radiación para cuatro subarreglos colineales de 16 dipolos cada uno. El patrón a la izquierda corresponde al plano E-phi y la gráfica derecha presenta el patrón en el plano E-theta.

## 6. Observaciones de Tránsito Solar Usando un Arreglo Lineal de 64 Dipolos y un Analizador de Espectros HP-8596E

Para determinar el patrón de radiación experimental de un arreglo lineal de 64 dipolos se empleó la instrumentación esquematizada en la Figura 13. La fuente emisora de radio seleccionada para nuestras pruebas es el Sol. Debido a que el Sol no es una fuente de radio ideal, es decir, no es puntual, presenta variación de flujo, tanto espacial como temporalmente, se deberá de tener cuidado al realizar las pruebas. A continuación se comentan algunas consideraciones sobre el Sol. La radiación de ondas métricas se origina en la corona, esto es, el brillo asociado a estas frecuencias es de la corona. En ondas centimétricas tanto la corona como la cromosfera contribuyen al brillo observado. La corona es variable en forma y extensión; no existe un mapa ideal simétrico para Sol quieto, (Burke y Gram.-Smith, 2002), y ésta cambia en función de la actividad solar. Es claro que aun para Sol quieto el flujo varía considerablemente. El flujo puede variar drásticamente a bajas frecuencias: se ha reportado un flujo tan bajo como 2000 Jy (50 MHz) durante un mínimo solar, (Thejappa y Kundu, 1992) también se ha reportado para Sol quieto un flujo de 190,000 Jy (245 MHz, Learmonth IPS/US Air Force Patrol Telescope), y cambiar súbitamente durante ráfagas para alcanzar flujos pico de ~300 veces ese nivel, (1 unidad de flujo =  $10^4$  Jy). Además, las variaciones de flujo temporales presentan un amplio rango de escala: desde minutos hasta horas.

Por otra parte, considere que el Sol se desplaza en el cielo recorriendo  $360^\circ$  en un tiempo aproximado de 24 hrs., esta relación nos da un desplazamiento relativo en el cielo

de 10 cada 4 minutos. Para periodos de actividad quieta el Sol se puede considerar como una fuente pequeña que puede trazar el patrón de radiación del arreglo MEXART.

En la parte instrumental se emplea como receptor el analizador de espectros HP-8596E. La antena es un arreglo lineal con 64 dipolos, constituido por cuatro subarreglos de 16 dipolos y sumados en configuración del tipo árbol, ver la Figura 13.

Los parámetros principales del analizador de espectros con los cuales se realizaron las observaciones son los siguientes: frecuencia central 140 MHz, ancho de banda 40 MHz; tiempo de barrido (SWP) 20 ms; ancho de banda de video (VBW) 100 kHz; atenuación 10 dB, y nivel de referencia 0 dB.

En las gráficas mostradas en la Figura 14 se muestra los parámetros básicos del analizador para las observaciones del tránsito solar. El marcador de medición se indica explícitamente con un diamante. La escala en la gráfica es logarítmica y el modo de muestreo es simple. En las gráficas se indica la hora y fecha de la observación.

El procedimiento para generar un perfil aproximado del patrón de radiación de las antenas en el plano determinado por el recorrido del Sol requiere la obtención de series de mediciones de la potencia recibida en función del tiempo. Para lograr esto se sustrae del analizador de espectros las mediciones de potencia en función de la frecuencia y tiempo. La frecuencia se fija, en nuestra prueba a 140 MHz, y se identifica con un marcador en la gráfica para poder obtener un seguimiento de la traza de potencia. Para generar la traza del patrón de radiación se sustraen del

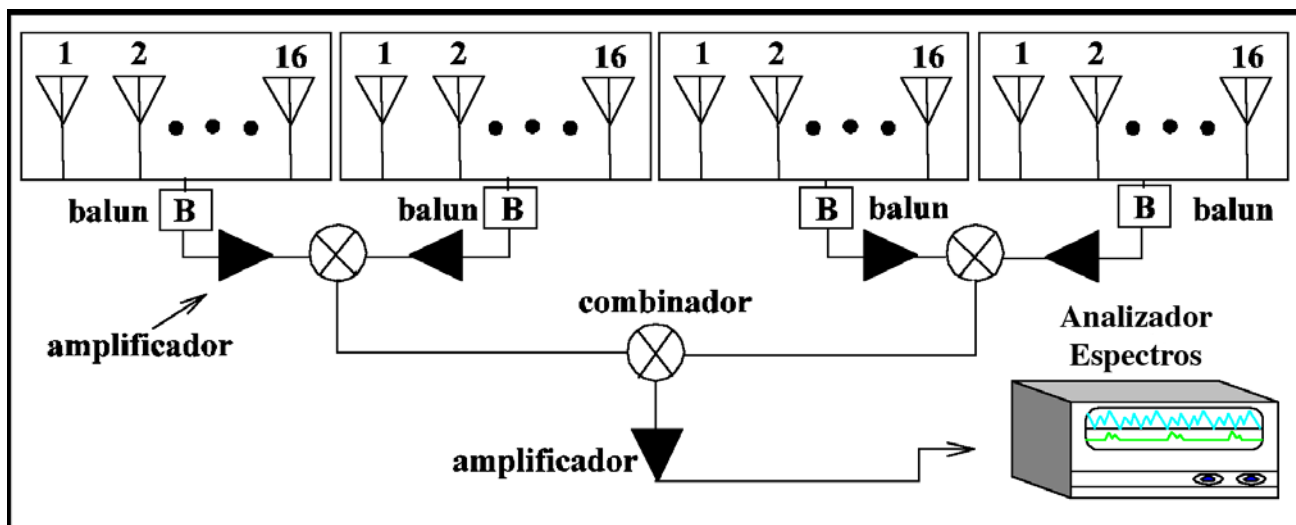


Figura 13. Bosquejo del arreglo lineal integrado con cuatro subarreglos de 16 elementos cada uno, el subsistema de amplificación de bajo ruido y combinación de señal, y el sistema receptor.

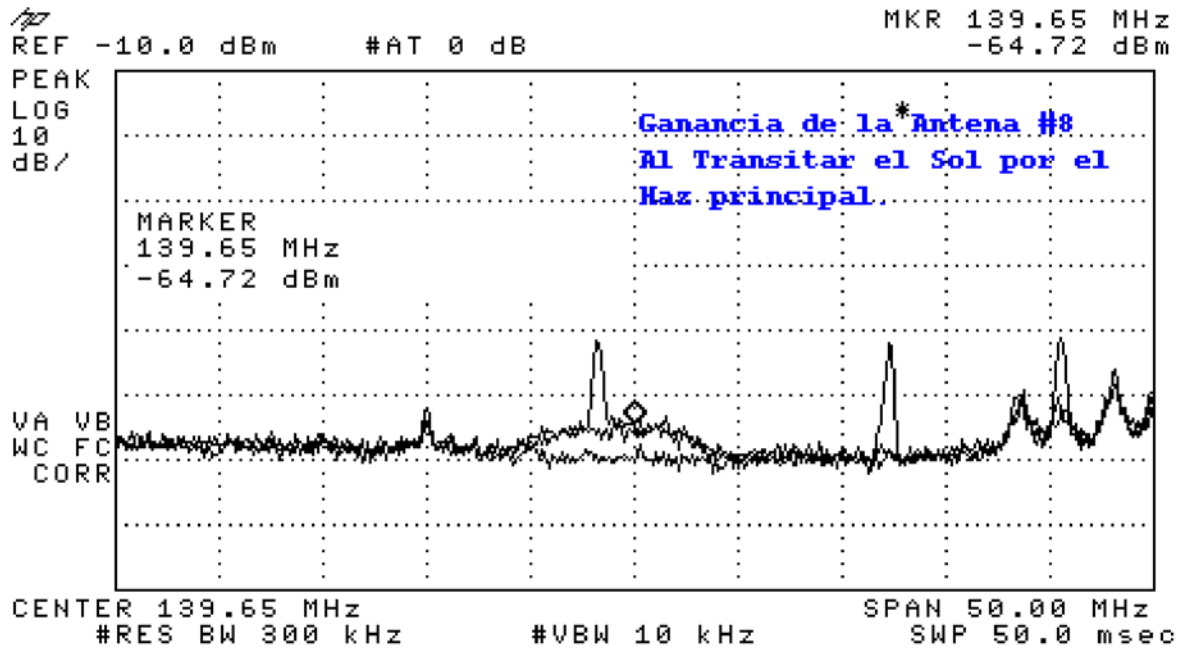


Figura 14. Gráficas características de potencia vs. frecuencia, obtenidas por el analizador de espectros. En la gráfica se presentan un par de trazas que tienen el mismo perfil, en el momento del tránsito solar la potencia de señal recibida alcanza su máximo y se identifica en la traza con un diamante. Los aumentos de potencia para ciertas frecuencias se asocian con interferencias detectadas al momento de la observación.

analizador de espectros las series de datos correspondientes a la potencia y tiempo. Gráficas características de potencia vs. tiempo se presentan en las Figuras 15, 16 y 17.

Para obtener las series de datos se realizaron muestreos a intervalos de 30 segundos, iniciando 30 minutos antes del tránsito solar y finalizando 30 minutos después. En todas las ocasiones se mantuvieron los parámetros mencionados con anterioridad.

A continuación se comentan brevemente un par gráficas de potencia vs. tiempo derivadas de las series de datos generados por el analizador de espectros durante los tránsitos del Sol.

El día 22 de julio se realizaron observaciones con la Antena 10, también denominada Línea 10 del arreglo planar del MEXART. Un importante parámetro para correlacionar las observaciones es el tiempo de tránsito solar por el meridiano central local. En el observatorio se emplea el software **Busca-Fuentes** (De Mendizábal, 2002) para estimar teóricamente el tiempo de tránsito. Este software se puede consultar en la dirección de Internet <http://mexart.unam.mx>. El tiempo de tránsito estimado da una referencia para programar las observaciones y sirve para evaluar la posición del lóbulo principal. El tiempo local para el tránsito solar el día 22 de julio fue 13:54:30 hrs.

Las gráficas mostradas en la Figuras 15 presentan las variaciones de potencia de señal vs. tiempo local detectadas con la Antena 10, usando la configuración bosquejada en la Figura 13. La observación se realizó el día 22 de julio del

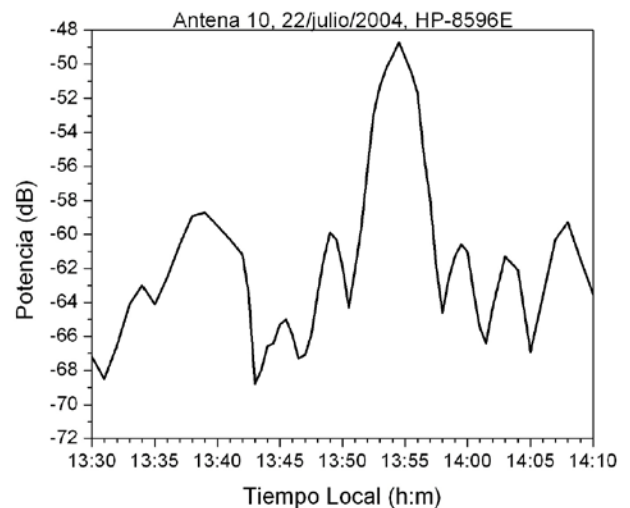


Figura 15. La gráfica muestra potencia contra tiempo, detectado con la antena 10, usando como detector un analizador de espectros. La potencia máxima detectada se presentó a las 13:54:30 hrs. El tiempo observado para la potencia máxima es muy semejante al tiempo estimado para el tránsito del Sol para el día 22 de julio del 2004.

2004. En una primera revisión de la gráfica, Figura 15, se aprecia que la traza de potencia presenta aumentos súbitos de potencia. La observación se presenta de las 13:30 a las 14:10 horas tiempo local. La traza presenta varios “picos” o aumentos súbitos en el nivel de potencia. El aumento de potencia principal inició a las 13:50:30 hrs., alcanzó el máximo a las 13:54:30 hrs., posteriormente disminuyó su valor hasta alcanzar el nivel de referencia a las 13:57:30 hrs.

Considerando el instante donde se inicia el incremento de potencia como *tiempo de inicio*, y el instante donde la potencia regresa al nivel de referencia como *tiempo final*, se define el tiempo de duración como el intervalo entre el tiempo final y el tiempo inicial, el cual corresponde a 7 minutos para el tránsito del día 22 de julio. El *pico* mayor centrado a las 13:54 hrs., alcanzó una potencia de -49 dB. El intervalo donde se presentó el aumento de potencia se asocia con el tiempo de tránsito del Sol a través del patrón de radiación, lo cual determina, aproximadamente, un lóbulo de 1.8°, considerando la observación en el plano del tránsito y el corte del lóbulo a la elevación que presentaba el Sol para ese día.

También se aprecia un par de incrementos simétricos en ambos lados del *pico* principal, presentando máximos parciales a las 13:48 y 13:59. La potencia de los picos menores presenta una potencia significativamente menor respecto del pico principal, alcanzando un valor de hasta -60 dB. El nivel promedio de potencia de referencia se mantuvo en -66 dB. También se presenta un aumento de potencia

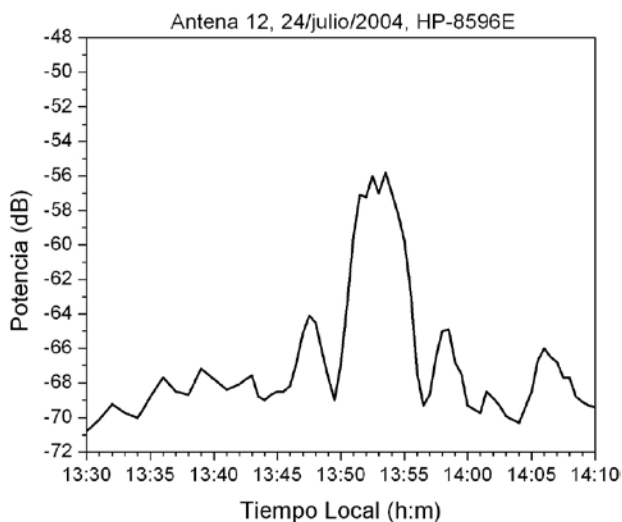


Figura 16. La gráfica muestra la traza de potencia contra tiempo, detectado con la antena 12, usando como detector un analizador de espectros. La potencia máxima se presentó a las 13:53 hrs., tiempo estimado para el tránsito del Sol para el día 24 de julio del 2004.

con un intervalo de tiempo 13:32 a 13:42, presentando un máximo a las 13:38, pero sin presentar simetría, el cual se asocia con alguna interferencia detectada.

Entonces la antena 10 (con base en la gráfica del día 22 de julio) presenta las características siguientes: nivel de referencia de -65 dB, un lóbulo principal con ancho aproximado de 1.8°. Asociado el tiempo de tránsito y el tiempo del máximo de potencia se determina que el lóbulo principal es simétrico, y apunta hacia el cenit local, recibiendo una potencia aproximada de -50 dB. La antena 10 presenta un par de lóbulos secundarios apuntando a  $\pm 1.5^\circ$  respecto del cenit.

El día 24 de julio se realizaron observaciones con la Antena 12, empleando la misma configuración de observación. El tiempo de tránsito del Sol para el día 24 de julio fue 13:52:30 hrs. La gráfica derivada para las observaciones del día 24 de julio se presenta en la Figura 16. La gráfica de potencia en función del tiempo muestra claramente un “pico” principal. El aumento de potencia principal se inicia a las 13:49:30, alcanzando el máximo valor a las 13:53 hrs., y regresando a su valor base a las 13:57 hrs., con una potencia máxima de -55 dB. El intervalo de duración del incremento principal fue de 7.5 minutos el cual se puede asociar con un lóbulo de aproximadamente  $2^\circ$ , considerando (como en el caso anterior) que el patrón de radiación se mide en el plano del tránsito solar, y a la elevación que el Sol presentaba ese día. También se aprecian un par de picos laterales simétricos, respecto del pico principal los cuales se presentan las 13:47:30 y 13:58:30, la potencia alcanzada por ambos es -65 dB, considerando que el nivel de potencia base presentó un valor promedio de -70 dB.

La antena 12 presenta las características siguientes: nivel de referencia -70 dB, un lóbulo principal de  $1.5^\circ$ . El lóbulo principal es simétrico, y apunta hacia el cenit local, recibiendo una potencia aproximada de -55 dB. También se presentan un par de lóbulos secundarios con potencia de -65 dB, apuntando aproximadamente a  $\pm 1.5^\circ$ , respecto del cenit.

Una evaluación de las características básicas de las Antenas que conforman el arreglo planar del MEXART se puede obtener aplicando sistemáticamente el procedimiento descrito en el par de ejemplos anteriores.

La configuración de la prueba es simple y permite obtener información concreta de las características relevantes de cada arreglo lineal: respuesta en el ancho de banda, ganancia de cada antena, el gradiente de fase resultante al sumar subarreglos, etc. En ocasiones se pueden detectar arreglos que no presentan un patrón de radiación

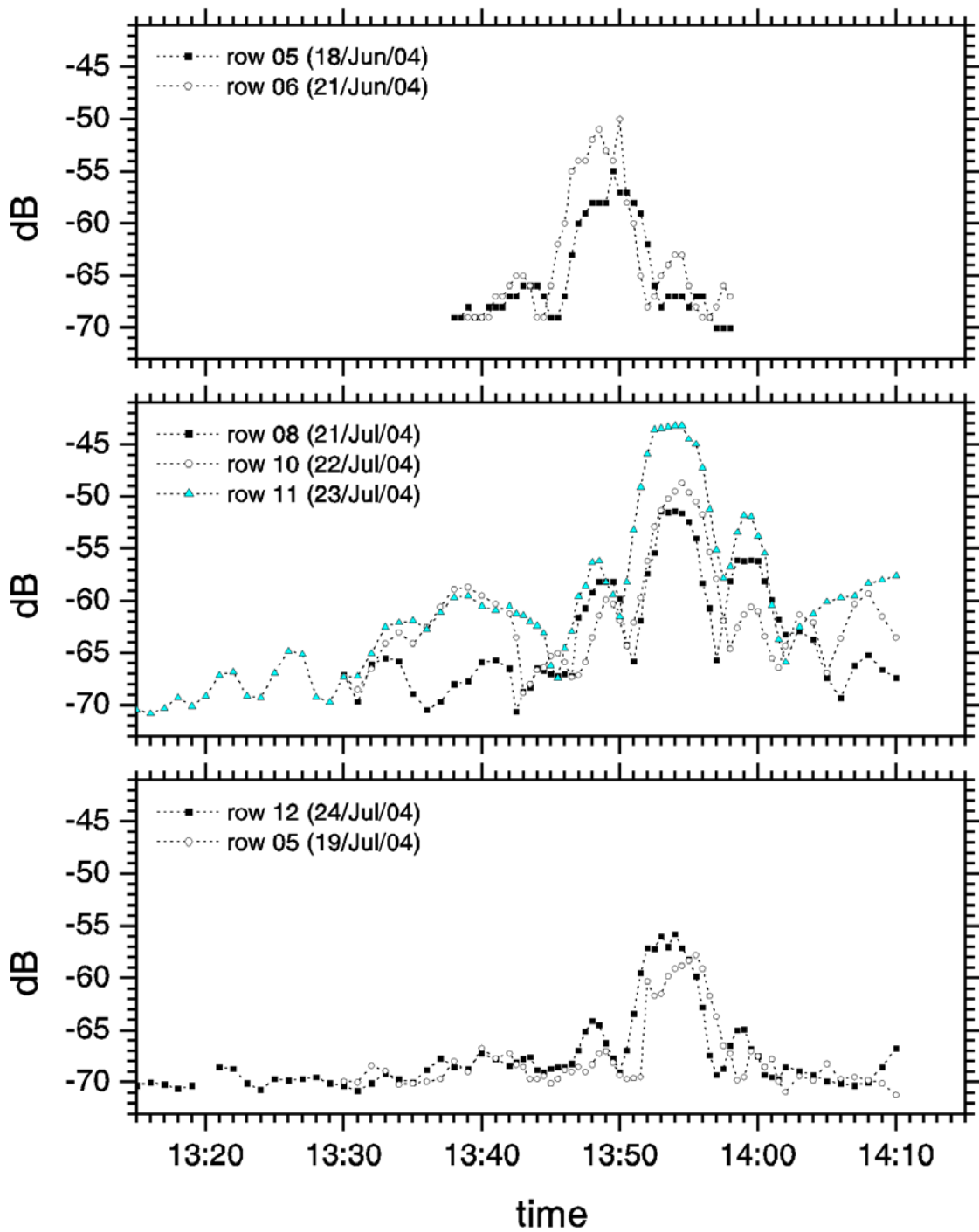


Figura 17. Se presentan tres módulos con las gráficas de los tránsitos del Sol detectados usando las Antenas: 5, 8, 10, 11 y 12 del arreglo planar del MEXART. La comparación directa de las trazas permite evaluar la operación de las Antenas.

con simetría o que presentan menor ganancia. En la Figura 17 se presentan varias gráficas de potencia vs. tiempo asociadas a observaciones con Antenas diferentes. Las gráficas hacen evidente las diferentes ganancias y patrones

que presentan las Antenas. Con base en este grupo de observaciones se puede determinar que la Antena 11 es la que presenta la mejor simetría de traza, y alcanza la mayor ganancia, -43 dB, tomando de referencia el nivel base de



-70 dB. La información derivada de las observaciones llevará a implementar pruebas adicionales para mejorar los parámetros u operación de las Antenas, tratando siempre de establecer un estándar entre ellas. Detalles de los procedimientos de corrección se presentarán en otras comunicaciones técnicas.

## 7. Conclusiones y Comentarios Finales

Comparando las simulaciones numéricas de los patrones de radiación y las observaciones de los tránsitos solares se puede concluir que las Antenas presentan características generales similares, esto es: se tiene un lóbulo principal, el cual es simétrico, direccionado hacia el cenit. También se ha determinado la existencia de lóbulos laterales bastante grandes del orden 30% respecto del lóbulo principal. Este valor no es aceptable y determina que la mayoría de las antenas deberán de revisarse para encontrar los parámetros que no están en los rangos adecuados (habrá de verificarse la fase con que se suman los subarreglos). Además de verificar la ganancia de los amplificadores de bajo ruido correspondientes a cada subarreglo para asegurar la misma ganancia en cada bloque.

Existe una discrepancia respecto al ancho del lóbulo principal, la simulación da un valor de  $2.9^\circ$  y con base en las observaciones se obtiene un ancho promedio de  $1.7^\circ$ . En todos los casos aparece un par de lóbulos secundarios de poca presencia, aunque se tiene una discrepancia entre la dirección calculada ( $\pm 5^\circ$ ) y la dirección observada ( $\pm 1.5^\circ$ ).

La diferencia encontrada para el ancho de los lóbulos puede asociarse con el hecho de que el Sol cruza por el patrón de radiación real haciendo un corte de Este a Oeste a una cierta altura. Para confirmar las observaciones se requiere observar el tránsito del Sol el día que alcanza su máxima elevación y por lo tanto el cruce por el centro del patrón de radiación apuntando al cenit local.

El procedimiento implementado es muy simple y aporta información concreta de los arreglos dipolares empleados en el MEXART. El procedimiento permite determinar rápidamente el estado general de las Antenas y determina directamente cuales no operan satisfactoriamente. Aplicando reiteradamente este procedimiento se puede llegar a estandarizar la operación del conjunto de Antenas o Líneas que conforman el arreglo planar del MEXART.

## 8. Bibliografía

- Balanis C. A., 1982. Antenna Theory: Analysis and Design, 1a edition, John Wiley and Sons, New York, NY.
- Burke B. F., y Gram-Smith F., 2002. An Introduction to Radio Astronomy, Second Edition, Cambridge University Press.
- De Mendizábal C. M. U., 2003. Una Base de datos de Calibradores Para MEXART: Busca-Fuentes, Tesis de Licenciatura, Facultad de Ciencias, Universidad Nacional Autónoma de México.
- Pozar David M., 2002. PCAAAD 5.0: Personal Computer Aided Antenna Design, Antenna Design Associates, Inc, Leverett, MA.
- Thejappa G. y Kundu M. R., 1992. Unusually Low Corona Radio Emission at the Solar Minimum, Solar Phys., 140, pp. 19-39.