

27  
20

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO



ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

“ A R A G O N ”

“ APLICACION DEL METODO DE MOMENTOS  
EN EL ANALISIS Y SINTESIS DE LA  
ANTENA NADENENKO ”

T E S I S

Que para obtener el Título de:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

Presenta:

HECTOR OSORIO RAMIREZ  
CARLOS TRUJILLO GARCIA

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

San Juan de Aragón, Edo. de Méx. 1993



## **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 está 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.

\*\*\*  
APLICACION DEL METODO DE MOMENTOS EN EL ANALISIS  
Y SINTESIS DE LA ANTENA NADENENKO

|   |    |
|---|----|
| INTRODUCCION  | 1  |
| CAPITULO 1. FUNDAMENTACION TEORICA DE LA ANTENA NADENENKO | 6  |
| 1.1 Clasificación de Antenas                              | 7  |
| 1.2 Principio de Operación                                | 12 |
| 1.3 Parámetros Fundamentales de las Antenas               | 18 |
| 1.3.1 Patrón de Radiación                                 | 18 |
| 1.3.2 Patrones Isotrópico, Direccional y Omnidireccional  | 20 |
| 1.3.3 Patrones Principales                                | 21 |
| 1.3.4 Lóbulos del Patrón de Radiación                     | 21 |
| 1.3.5 Regiones de Campo                                   | 24 |
| 1.3.6 Densidad de Potencia de Radiación                   | 26 |
| 1.3.7 Intensidad de Radiación                             | 27 |
| 1.3.8 Directividad  | 27 |
| 1.3.9 Ganancia  | 28 |
| 1.3.10 Eficiencia de Antena                               | 29 |
| 1.3.11 Ancho de Banda                                     | 29 |
| 1.3.12 Polarización                                       | 30 |
| 1.3.13 Impedancia de entrada                              | 31 |
| 1.4 Dipolo Infinitesimal                                  | 32 |
| 1.4.1 Campos de radiación                                 | 34 |
| 1.4.2 Densidad de Potencia y Resistencia de Radiación     | 37 |
| 1.4.3 Región de Campo Cercano ( $kr \ll 1$ )              | 41 |
| 1.4.4 Región de Campo Intermedio ( $kr > 1$ )             | 43 |
| 1.4.5 Región de Campo Lejano ( $kr \gg 1$ )               | 45 |
| 1.4.6 Directividad  | 46 |
| 1.5 Dipolo Pequeño  | 48 |

|   |   |     |     |
|---|---|-----|-----|
| 1.6   | Región de Separación  | 53  |     |
| 1.6.1   | Región de Campo Lejano (Fraunhofer)                           | 56  |     |
| 1.6.2   | Región de Radiación de Campo Cercano (Fresnel)                | 58  |     |
| 1.6.3   | Región Reactiva de Campo Cercano                              | 61  |     |
| 1.7   | Antena de Nadenenko   | 64  |     |
| CAPITULO 2. FUNDAMENTACION TEORICA DEL METODO DE MOMENTOS.          |   |     | 66  |
| 2.1   | Descripción del Método de Momentos                            | 66  |     |
| 2.2   | Patrón de Radiación   | 76  |     |
| 2.3   | Ancho del Haz Principal de Radiación                          | 79  |     |
| 2.4   | Relación de intensidad de Campo Hacia el Frente y Hacia Atrás | 80  |     |
| 2.5   | Impedancia de Entrada   | 80  | -   |
| 2.6   | Ganancia  | 81  |     |
| CAPITULO 3. APLICACION DEL METODO DE MOMENTOS A LA ANTENA NADENENKO |   |     | 83  |
| 3.1   | Sistema de Coordenadas  | 83  |     |
| 3.2   | Segmentación  | 84  |     |
| 3.3   | Matriz de Impedancias   | 86  |     |
| 3.4   | Distribucion de Corrientes                                    | 89  |     |
| CAPITULO 4. OPTIMIZACION DE PARAMETROS DE DISEÑO                    |   |     | 97  |
| 4.1   | Impedancia de Entrada   | 97  |     |
| 4.2   | Pruebas y Resultados  | 99  |     |
| 4.3   | Modelo Experimental   | 107 |     |
| CAPITULO 5. CONSTRUCCION Y PRUEBAS                                  |   |     | 110 |
| 5.1   | Cobre   | 110 |     |
| 5.2   | Acrílico  | 111 |     |

|       |                           |     |
|-------|---------------------------|-----|
| 5.3   | Cable Coaxial             | 112 |
| 5.4   | Construcción              | 113 |
| 5.5   | Pruebas                   | 116 |
| 5.5.1 | Conexión del Equipo       | 116 |
| 5.5.2 | Procedimiento de Medición | 119 |
| 5.5.3 | Resultados                | 119 |

CONCLUSIONES 126

APENDICE 128

BIBLIOGRAFIA 138

..

**APLICACION DEL METODO DE MOMENTOS EN EL ANALISIS Y SINTESIS  
DE LA ANTENA NADENENKO.**

**INTRODUCCION**

El funcionamiento de una antena se describe a partir de ciertos parámetros inherentes a ella, específicamente, en términos de sus patrones de radiación (campo E y campo H) y de su impedancia.

En la mayoría de las antenas prácticas, sus patrones de radiación son tan complejos que no se dispone de expresiones matemáticas para describirlos. Aún cuando en algunos casos si se dispone de éstas, su forma es muy compleja y su desarrollo requiere de un tiempo considerable.

El funcionamiento de una antena depende de varios factores tales como su frecuencia de operación, geometría, método de excitación y la proximidad a objetos circundantes. Debido a sus geometrías complejas, sólo un número limitado de antenas ha sido investigado analíticamente. Para muchas otras su funcionamiento (impedancia de entrada) se ha determinado experimentalmente.

Dentro de los métodos utilizados para calcular la impedancia y los patrones de radiación de una antena podemos citar los siguientes:

1. Método de valores en la frontera.

2. Método de la línea de transmisión.

3. Método del vector de Poynting.

Con los sistemas de computación de alta velocidad ahora disponibles, la solución de las expresiones matemáticas que describen los patrones de radiación puede destinarse a los métodos numéricos.

Dentro de las técnicas numéricas para la solución de ecuaciones integrales que definen las características de radiación de una antena se cuenta con una relativamente nueva y de poca difusión :el Método de Momentos.

La impedancia de una antena se puede encontrar utilizando el método de momentos el cuál es una extensión de otro llamado método del elemento finito que es una técnica numérica de aproximación lineal por segmentos que produce resultados muy satisfactorios a partir de un nivel muy elemental en la matemática necesaria para definir los segmentos y la programación en computadora, pudiendo aplicarse este método a cualquier forma geométrica.

La solución aproximada de un problema físico mediante elementos finitos puede considerarse constituida por las siguientes etapas:

1. Creación de una red de elementos finitos. Esto es, subdivisión de la región del problema en elementos (segmentos).
2. Definición de fuentes y de los valores de frontera impuestos al problema.
3. Construcción de la representación matricial de cada

elemento

4. Ensamble de todos los elementos.
5. Solución de las ecuaciones resultantes (algebraicas).

Este es el punto de partida del presente trabajo en donde se selecciona una antena: Dipolo de Nadenenko, para la cual no se ha desarrollado un modelo matemático que describa sus parámetros en forma total, pero en cambio, se conoce su geometría y su aplicación. Si se quisiera un análisis de su comportamiento, se partiría de las ecuaciones de un dipolo haciendo las adaptaciones necesarias para la geometría particular de la antena y posteriormente aplicar algún método o métodos que determinen sus parámetros (Método de la F.E.M. inducida, vector de Poynting, etc.). El proceso anterior resulta impráctico para el análisis de antenas con geometrías diferentes a la de un dipolo simple, por el manejo de las ecuaciones, con el Método de Momentos este problema no existe pues maneja las ecuaciones que lo fundamentan de tal forma que es aplicable a cualquier antena independientemente de la geometría que ésta tenga, requiriendo solamente en cada caso los datos que definan cada geometría en particular.

Así, en el presente trabajo se pretende demostrar la relativa sencillez y eficacia del Método de Momentos para el análisis de antenas. La obtención del patrón de radiación de la antena Nadenenko será el objetivo

principal.

En el primer capítulo se describe al método de momentos como una técnica numérica mediante la cual se resuelven las ecuaciones integrales de antenas (ecuaciones de Maxwell), las cuales permiten calcular el patrón de radiación y a partir de éste, parámetros tales como el ancho de haz, impedancia de entrada, ganancia, etc., de una antena de geometría cualquiera.

En el capítulo dos se definen los conceptos representativos de las antenas hasta particularizar con el dipolo de Nadenenko.

El capítulo tres describe el proceso que se lleva a cabo para la aplicación del método de momentos a la antena Nadenenko, consistente en un programa para computadora codificado en lenguaje Fortran 77 estructurado el cual comprende: segmentación de la geometría de la antena Nadenenko, identificación de los segmentos mediante coordenadas cartesianas, obtención de la matriz de impedancias (propias y mutuas) compleja a partir del número de segmentos, obtención de la distribución de corrientes en el dipolo, obtención de la impedancia de entrada, patrones de radiación y ganancia de la antena.

En el capítulo cuatro se presentan las pruebas

realizadas con el fin de determinar un patrón de radiación óptimo, variando algunas características de la antena. También se muestran gráficas con los resultados obtenidos y se propone el modelo experimental.

En este último capítulo se describe el procedimiento de la implementación física del modelo propuesto, materiales, costos , así como el desarrollo y los resultados de las pruebas realizadas.

CAPITULO I  
FUNDAMENTACION TEORICA DE LA ANTENA NADENENKO

Una antena es un medio para radiar o recibir ondas electromagnéticas . Es decir, la antena es la estructura de transición entre la onda electromagnética y el medio que recibe o genera la onda, [Belotserkovskii,1977] como se muestra en la figura 1.1:

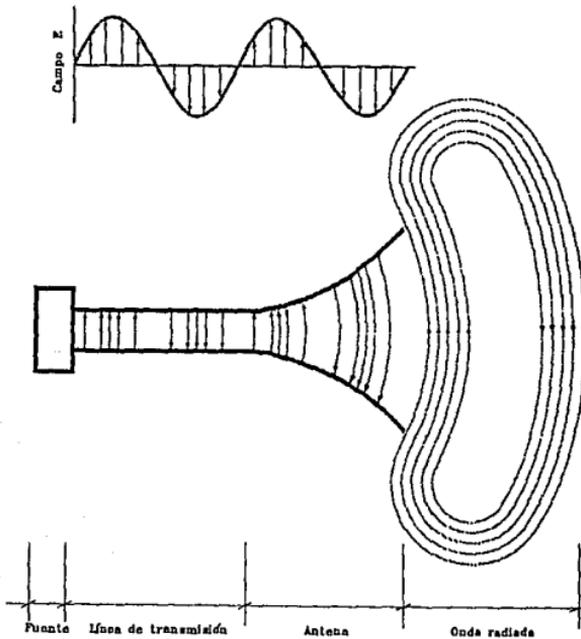


Figura 1.1 Antena como dispositivo de transición.

El dispositivo guía o línea de transmisión puede ser una línea coaxial o una guía de ondas y se usa para transportar energía electromagnética desde el transmisor hasta la antena, o desde la antena hasta el receptor. En el primer caso se tiene una antena transmisora y en el segundo una antena receptora.

Además, para recibir o transmitir ondas electromagnéticas se requiere que la antena transforme la energía electromagnética en ondas radiadas. La antena actúa como un concentrador direccional de ondas radiadas, además como un dispositivo de detección. La antena puede tomar varias formas para satisfacer las necesidades particulares y puede ser desde una pieza de alambre conductor, una apertura, un arreglo de elementos, un reflector o un lente, hasta diseños planares o ranuras. [Balanis, 1982]

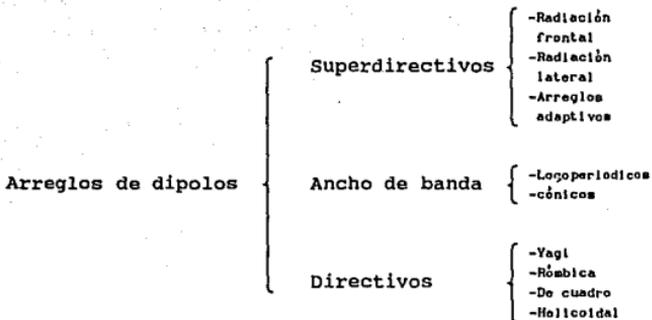
#### 1.1- CLASIFICACION DE ANTENAS

La siguiente clasificación se basa en la geometría de las antenas; los usos que pueden tener son los siguientes: difusión, comunicación, mediciones electrónicas, radar, radioastronomía, biomedicina y otros.

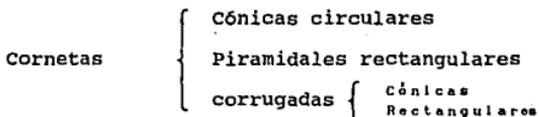
|         |   |             |
|---------|---|-------------|
| ANTENAS | } | LINEALES    |
|         |   | DE APERTURA |

- LINEALES

- Dipolo de Hertz
- Dipolo de Marconi
- Dipolo de lazo



- APERTURA

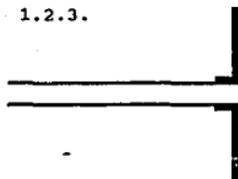


Parabólicas {  
 Simples  
 Compuestas {  
 Cassegrain  
 Offset  
 Gregorianas

Lente

Planas {  
 Circulares  
 Rectangulares  
 Impresos

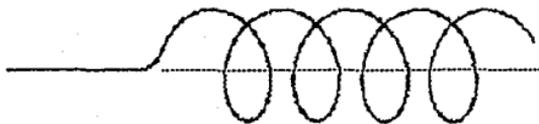
En las siguientes dos paginas se ilustran configuraciones típicas de antenas, Figuras 1.2.1, 1.2.2, 1.2.3.



Dipolo



Circular o de lazo

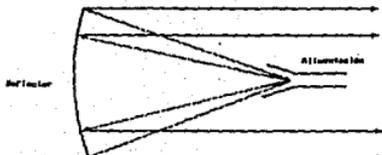


helicoidal

Figura 1.2.1 Antenas de Alambre



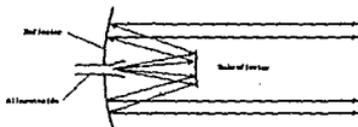
Corneta piramidal rectangular



Reflector parabólico con alimentación frontal



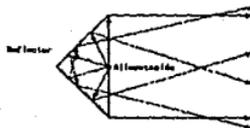
Corneta cónica



Reflector parabólico con alimentación Cassegrain

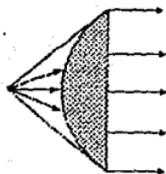


Cufa de onda rectangular

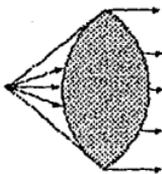


Reflector angular

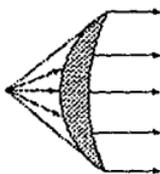
Figuras 1.2.2 Antenas de Apertura (izquierda) y Reflectores típicos (derecha).



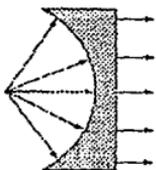
Plano-Convexo



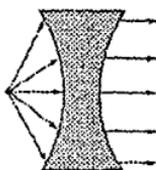
Convexo-Convexo



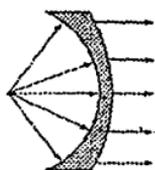
Concavo-Convexo



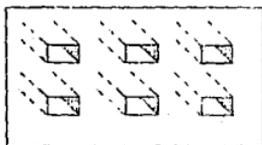
Plano-Concavo



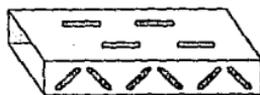
Concavo-Concavo



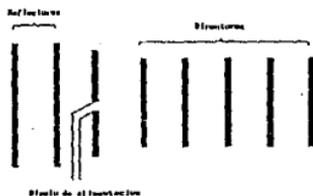
Convexo-Concavo



Arreglo de aperturas



Arreglo de guíasondas rotadas



Arreglo Yagui-Uda

Figuras 1.2.4-1.2.5 Antenas de Lente típicas y arreglos de aperturas y alambre.

## 1.2 PRINCIPIO DE OPERACION

Las ondas electromagnéticas libres son el conjunto de los campos eléctrico y magnético que se propagan en el espacio a la velocidad de la luz.

Si en la etapa de salida de un transmisor se tuviese conectado inductivamente un circuito oscilante cerrado LC como se muestra en la figura 1.3, tendríamos concentrado al campo eléctrico en el espacio de separación entre las placas del condensador, mientras que el campo magnético abarcaría un espacio alrededor de la bobina del circuito.

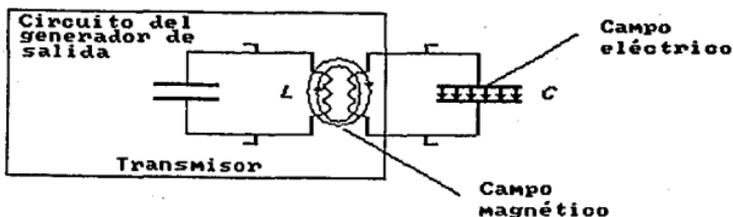


Figura 1.3 Circuito oscilante cerrado LC

En las ondas electromagnéticas los campos eléctrico y magnético no están separados en el espacio; en el caso del circuito oscilante cerrado, estando separados los campos,

la obtención de ondas electromagnéticas (radiación) es prácticamente imposible. En un circuito oscilante abierto la característica de radiación, si se da, y podemos pasar a éste partiendo del circuito cerrado LC separando las placas del condensador y aumentando su tamaño para conservar invariable la frecuencia propia del circuito (figura 1.4).

[Belotserkovskii, 1977]

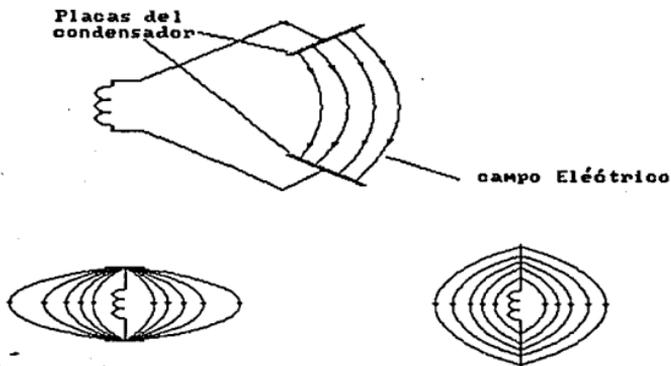
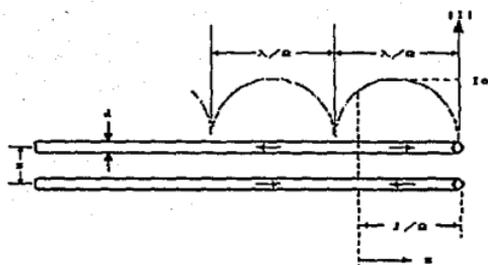


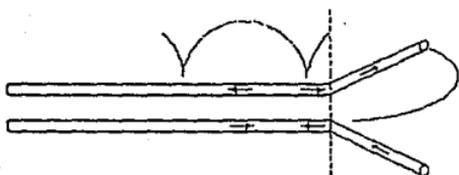
Figura 1.4 Esquema de la transformación de un circuito oscilante cerrado en una antena.

En la antena obtenida de la conversión del circuito oscilante cerrado al abierto se distingue su geometría simétrica (dipolo), este radiador se puede obtener también de una línea de transmisión abierta, pues " una línea de transmisión que funcione en régimen de onda estacionaria es equivalente a un circuito oscilante " (figura 1.5).

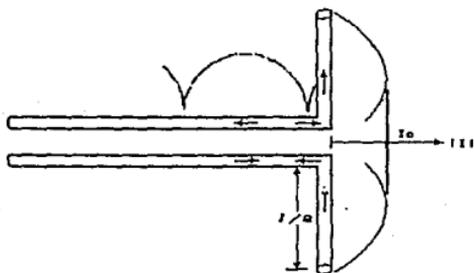
[Balanis, 1982]



(a) Línea de transmisión de dos conductores



(b) Línea de transmisión acampanada



(c) Dipolo lineal

Figura 1.5 Distribución de corriente en una línea de transmisión sin pérdidas, línea de transmisión acampanada y dipolo lineal.

En los sectores simétricos del dipolo resultante

(1-1', 2-2', 3-3'....) (figura 1.6) existe una inductancia distribuida a lo largo de los conductores con una capacitancia entre ellos.

Al aplicar una tensión alterna a la entrada de la antena, en las inductancias aparece una corriente de conducción, mientras que en las capacitancias aparece una corriente de desplazamiento indicada en la figura 1.6 con unas flechas. Como la corriente de desplazamiento abarca un volumen muy grande (en el espacio) resulta posible la eficaz radiación de ondas electromagnéticas. [Belotserkovskii, 1977].

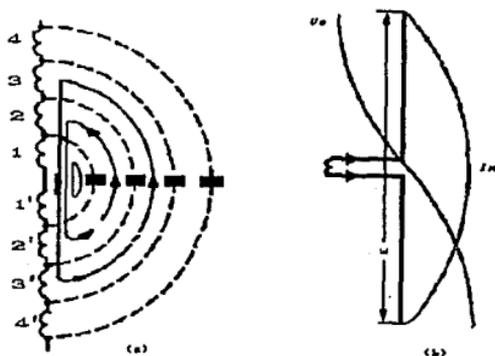


figura 1.6 Distribución de la corriente y el voltaje en un dipolo simétrico.

La separación de las ondas guiadas por la antena para crear las ondas en el espacio libre, puede entenderse mediante una comparación con las ondas generadas en el agua por la caída de un cuerpo en ésta. Cuando el disturbio en el agua se ha iniciado las ondas que se han creado empiezan

a viajar externamente, si el disturbio cesa, las ondas no paran ni se extinguen por si mismas, sino que, continuan su curso de viaje. Si el disturbio persiste, se crean continuamente nuevas ondas las cuales viajan detrás de las primeras. Lo mismo sucede con las ondas electromagnéticas creadas por un disturbio eléctrico. Si el disturbio eléctrico causado por una fuente es corto en duración, las ondas electromagnéticas creadas viajarán dentro de la línea de transmisión, después dentro de la antena y finalmente serán radiadas al espacio libre, aún cuando la fuente eléctrica deje de existir. Si el disturbio eléctrico es de manera continua, las ondas electromagnéticas existirán continuamente y seguirán en su viaje detrás de las primeras. Cuando las ondas electromagnéticas están dentro de la línea de transmisión o de la antena, su existencia está asociada con la presencia de las cargas dentro de los conductores, sin embargo, cuando las ondas son radiadas, forman curvas cerradas y no hay cargas para justificar su existencia. Esto nos conduce a concluir que se requiere de las cargas eléctricas para excitar los campos, pero no son necesarias para sostenerlos y poder existir en su ausencia.

Para explicar el mecanismo por el cual las líneas eléctricas de fuerza se separan de la antena para formar las ondas en el espacio libre vamos a considerar una antena pequeña donde el tiempo de propagación es despreciable. La figura 1.7 muestra las líneas de fuerza creadas entre los brazos de un dipolo pequeño de alimentación central en el primer cuarto del período durante el cual el tiempo de

carga ha alcanzado su valor máximo (asumiendo una variación de tiempo senoidal) y las líneas han viajado externamente una distancia radial  $\lambda/4$ . En este ejemplo, vamos a suponer que el número de líneas formadas es tres.

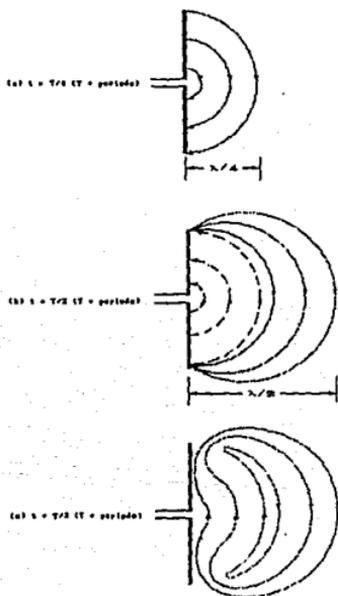


Figura 1.7 Formación y separación de líneas de campo eléctrico en un dipolo corto.

Durante el próximo cuarto de período, las tres líneas originales viajan un adicional  $\lambda/4$  (para un total de  $\lambda/2$  desde el punto inicial) y la densidad de carga en los conductores comienza a disminuir, hasta que se alcanza la primera mitad del período, en donde las cargas de los

conductores se neutralizan. A partir de la segunda mitad del período se introducen cargas opuestas. Las líneas de fuerza creadas por las cargas opuestas son tres y viajan una distancia  $\lambda/4$  durante el segundo cuarto de la primera mitad y están mostradas punteadas en la figura 1.7(b). El resultado final es que hay tres líneas de fuerza punteadas hacia abajo en la primera  $\lambda/4$  de distancia y el mismo número de líneas dirigidas hacia arriba en la segunda  $\lambda/4$ . Puesto que no existe carga neta en la antena, las líneas de fuerza deben ser forzadas para separarse por sí mismas de los conductores y para unirse formando curvas cerradas. Esto se muestra en la figura 1.7(c). En la restante segunda mitad del período, se sigue el mismo procedimiento pero en dirección opuesta. Después de eso, el proceso se repite y continúa indefinidamente. [Balanis, 1982]

### 1.3 PARAMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS

Para describir el funcionamiento de una antena es necesario definir ciertos parámetros, algunos de ellos están interrelacionados y no todos necesitan especificarse para completar la descripción del funcionamiento de una antena.

#### 1.3.1 PATRON DE RADIACION

El patrón de radiación de una antena se define como " la representación gráfica del campo eléctrico de la antena en función de las coordenadas en el espacio. En la mayoría de los casos el patrón de radiación se determina en la

región de campo lejano y se representa como una función de las coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación incluyen intensidad de radiación, intensidad de campo, fase o polarización ". La propiedad de radiación de mayor interés es la distribución tridimensional de la energía radiada como una función de la posición del observador a lo largo de un radio constante. Un sistema de coordenadas en el que se puede representar adecuadamente lo anterior es el que se muestra en la figura 1.8.

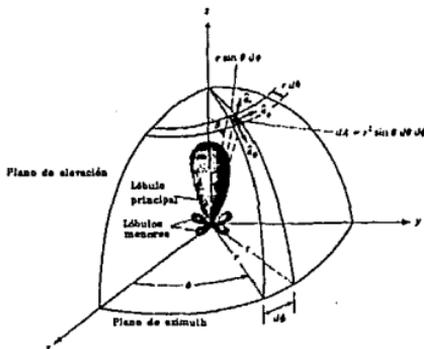


Figura 1.8 Sistema de coordenadas para el análisis de antenas.

Al trazo de la potencia recibida en un radio constante se le llama *PATRON DE POTENCIA*. Por otra parte, una gráfica de la variación espacial del campo eléctrico (o magnético) a lo largo de un radio constante se le llama *PATRON DE CAMPO*. En la práctica, el patrón tridimensional se mide y registra en patrones bidimensionales, manteniendo fija una coordenada ( $\theta$  ó  $\phi$ ) y variando la otra. [Balanis, 1982]

### 1.3.2 PATRONES ISOTROPICO, DIRECCIONAL Y OMNIDIRECCIONAL.

Un transmisor isotrópico se define como " una antena hipotética que tiene una radiación igual en todas direcciones ". Un ejemplo de este tipo de radiador sería una fuente puntual, aunque esto es ideal y no es físicamente realizable, frecuentemente se toma como referencia para expresar las propiedades directivas de antenas prácticas. Una antena direccional " es aquella que tiene la propiedad de radiar o recibir ondas electromagnéticas con mayor eficiencia en unas direcciones que en otras ". Un ejemplo de antena con el patrón de radiación direccional se muestra en la figura 1.9.

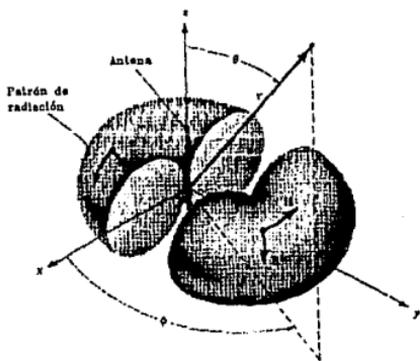


Figura 1.9 Patrón de una antena direccional (omnidireccional).

Se puede observar que este patrón es no direccional en el plano azimutal [ $f(\phi)$ ,  $\theta = \text{cte}$ ] y direccional en el plano de elevación [ $g(\theta)$ ,  $\phi = \text{cte}$ ]. Este tipo de patrón se llama

OMNIDIRECCIONAL, y se define como " aquel que tiene un patrón no direccional en el plano de azimuth y un patrón direccional en el plano de elevación ". Un patrón omnidireccional es un tipo especial de patrón direccional. [Balanis, 1982]

### 1.3.3 PATRONES PRINCIPALES

El funcionamiento de una antena se describe frecuentemente en términos de sus patrones principales E y H. Para una antena polarizada linealmente, el patrón del plano E se define como " el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de la radiación máxima ", y el plano H como " el plano que contiene al vector de campo magnético y la dirección de radiación máxima ". [Balanis, 1982]. Generalmente se orienta las antenas de manera que, por lo menos, uno de los patrones de plano principal coincida con uno de los planos geométricos principales como se puede ver en la figura 1.10.

Para este caso, el plano X-Z es el plano principal E y el plano X-Y es el plano principal H, pudiéndose seleccionar otras coordenadas de orientación.

### 1.3.4 LOBULOS DEL PATRON DE RADIACION.

Las partes de un patrón de radiación se conocen como lóbulos, los cuales se clasifican en *principal*, *inferior*, *lateral* y *posterior*.

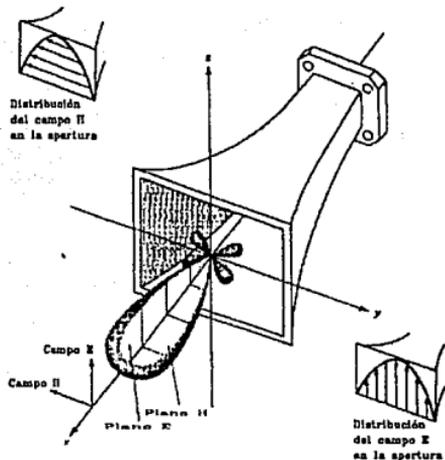


Figura 1.10 Patrones principales E y H de una antena de corneta piramidal.

Un lóbulo de radiación es " una parte del patrón de radiación que está limitada por regiones de intensidad de radiación relativamente débil ". En la figura 1.11(a) se muestra un patrón polar tridimensional simétrico con varios lóbulos de radiación, algunos con mayor intensidad de radiación que otros.

En la figura 1.11(b) se ilustra un patrón bidimensional lineal (un plano de la figura 1.11(a)) donde se indican las mismas características del patrón.

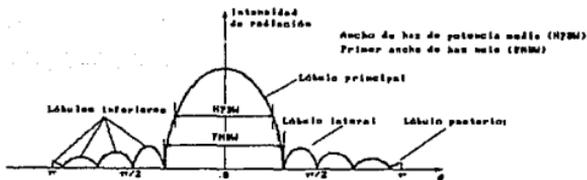
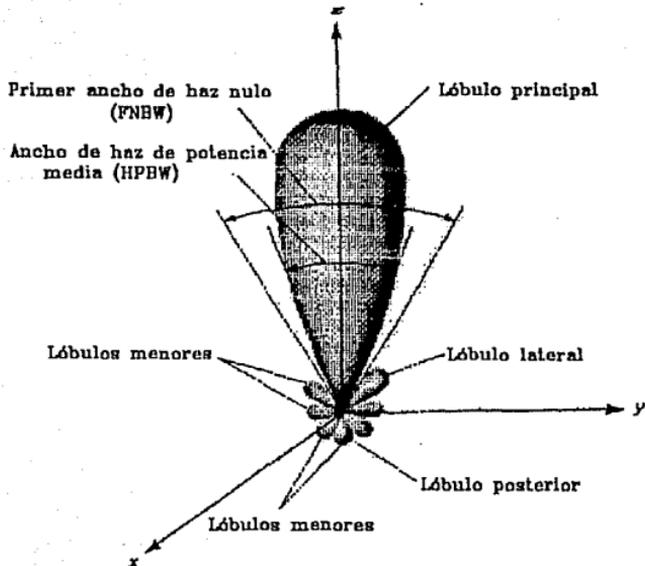


Figura 1.11 (a) Lóbulos de radiación y anchos de haz de un patrón de antena. (b) Dibujo lineal del patrón de potencia con sus lóbulos y anchos de haz asociados.

El **LOBULO PRINCIPAL** se define como " el lóbulo de radiación que contiene la dirección de radiación máxima ". En algunas antenas puede existir más de un lóbulo

principal. Un *LOBULO INFERIOR* es cualquiera distinto del principal. Un *LOBULO LATERAL* es " un lóbulo de radiación con dirección distinta al principal ". Generalmente un lóbulo lateral es adyacente al lóbulo principal. Como *LOBULO POSTERIOR* se conoce generalmente al lóbulo inferior que ocupa la dirección opuesta al lóbulo principal.

Los lóbulos inferiores representan generalmente radiación en direcciones no deseadas y deben ser minimizados. Normalmente los lóbulos laterales son los más grandes de los lóbulos inferiores. El nivel de lóbulos inferiores generalmente se expresa como una relación de su densidad de potencia con la del lóbulo principal. Esta relación se denomina relación de lóbulo lateral ó nivel de lóbulo lateral, el cual, siendo de -20 dB o menor indica que no son nocivos en la mayoría de las aplicaciones. [Balanis, 1982]

#### 1.3.5 REGIONES DE CAMPO.

El espacio que rodea a una antena se divide en tres regiones: (a) campo cercano reactivo, (b) campo cercano radiante (Fresnel) y (c) campo lejano (fraunhofer), mostradas en la Figura 1.12.

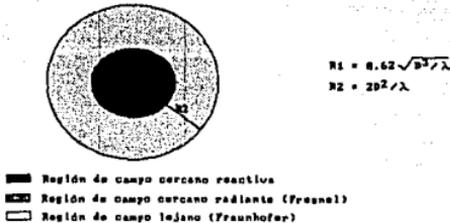


Figura 1.12 Regiones de campo de una antena

**REGION DE CAMPO CERCANO REACTIVO** se define como " la región del campo que inmediatamente circunda a la antena y en donde predomina el campo reactivo ". El límite exterior de esta región se toma comúnmente a una distancia  $R < 0.62 \sqrt{D^3 / \lambda}$  desde la superficie de la antena, donde  $\lambda$  es la longitud de onda y D es la dimensión de la antena.

**REGION DE CAMPO CERCANO (FRESNEL)** se define como " la región intermedia, entre el campo cercano y el lejano, donde predominan los campos de radiación y su distribución angular depende de la distancia desde la antena. Si la antena tiene una dimensión muy pequeña, comparada con la longitud de onda, ésta región puede no existir ". De otra

forma, el límite inferior está dado por la distancia  $R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  y el exterior por la distancia  $R < 2D^2/\lambda$ . En ésta región el patrón de campo es por lo general una función de la distancia radial y la componente de campo radial puede ser apreciable.

REGION DE CAMPO LEJANO (FRAUNHOFER) es " aquella donde la distribución de campo angular es independiente de la distancia hacia la antena. Si la antena tiene una longitud  $D$ , la región de campo lejano se considera a distancias mayores de  $2D^2/\lambda$  a partir de la antena ". En esta región, los componentes de campo son esencialmente transversales y la distribución angular es independiente de la distancia radial en donde se hagan las mediciones. El límite exterior de esta región es el infinito. [Balanis, 1982]

### 1.3.6 DENSIDAD DE POTENCIA DE RADIACION.

Las ondas electromagnéticas se usan para transportar información a través de un medio inalámbrico o una estructura guía. Por esto, es natural asumir que la potencia y energía están asociadas con campos electromagnéticos. Así, el valor medio del flujo de energía electromagnética que pasa en la unidad de tiempo a través de la superficie que envuelve a la antena se conoce como densidad de potencia de radiación. La potencia de radiación es predominantemente real (activa) y se expresa como:  $W_{rad}(x,y,z) = 1/2 \text{ Re} [ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* ] (W/m^2)$

Partiendo del vector de Poynting que representa la potencia asociada con una onda electromagnética, tenemos que la potencia radiada promedio puede ser escrita como:

$$P_{rad} = P_{prom} = 1/2 \iint R_e (E \times H^*) \cdot ds \quad (W)$$

[Balanis, 1982]

### 1.3.7 INTENSIDAD DE RADIACION

La intensidad de radiación en una dirección dada es " la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido (steradián) ". La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano y se puede obtener multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. Matemáticamente se expresa como:

$$U = r^2 W_{rad}$$

donde: U = intensidad de radiación  
(Watts/unidad de ángulo sólido)

$W_{rad}$  = densidad de radiación  
(Watts/m<sup>2</sup>)

r = Distancia de radiación

[Balanis, 1982]

### 1.3.8 DIRECTIVIDAD

La GANANCIA DIRECTIVA ( $D_0$ ), en una dirección dada, se define como " la relación de la intensidad de radiación en esa dirección a la intensidad de radiación de una antena de referencia ".

$$D_0 = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}$$

La antena de referencia es una fuente isotrópica. La *DIRECTIVIDAD* es " el valor de la ganancia directiva en la dirección de su máximo valor ", o bien, la relación de la máxima intensidad de radiación de una antena entre la intensidad de radiación de una fuente isotrópica. Matemáticamente:

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}}$$

donde:  $D_0$  = ganancia directiva (adimensional)  
 $D_0$  = directividad (adimensional)  
 $U$  = intensidad de radiación (W/steradián)  
 $U_{\max}$  = intensidad de radiación máxima (W/steradián)  
 $U_0$  = intensidad de radiación de fuente isotrópica (W/steradián)  
 $P_{\text{rad}}$  = potencia total radiada (W)

[Balanis, 1982]

### 1.3.9 GANANCIA

Se define como la razón de la máxima intensidad de radiación en una dirección dada a la máxima intensidad de radiación producida por una antena de referencia (isotrópica) a la cual se le ha alimentado con la misma potencia de entrada. [Weeks, 1974]

$$G = \frac{\text{densidad de potencia máxima producida por la antena}}{\text{densidad de pot.promedio de una antena de referencia}}$$

### 1.3.10 EFICIENCIA DE ANTENA

En la eficiencia total de una antena ( $e_t$ ) se toman en cuenta las pérdidas en las terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Estas pérdidas pueden ser debidas a:

- Reflexiones por desacoplo de impedancias entre la línea de transmisión y la antena.
- Pérdidas  $I^2R$ .

La eficiencia total se puede escribir como:

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (\text{adimensional})$$

donde:

- $e_r$  = eficiencia de reflexión (adimensional)  
(desacoplo de impedancias)
- $e_c$  = eficiencia de conduccion (adimensional)
- $e_d$  = eficiencia dieléctrica (adimensional)

[Balanis, 1982]

### 1.3.11 ANCHO DE BANDA

El ancho de banda de una antena es " el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de una antena , con respecto a ciertas características, conforma un estándar determinado ". El ancho de banda se considera como el rango de frecuencias, a ambos lados de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia del

dipolo), donde las características de la antena tales como la impedancia de entrada, patrón de radiación, ancho de haz, polarización, nivel de lóbulo lateral, ganancia, dirección de haz, eficiencia de radiación están dentro de un valor cercano al que se tiene en la frecuencia central. En las antenas de banda ancha es la relación de la frecuencia superior a la inferior de operación aceptable. (10:1 indica que la frecuencia superior es 10 veces mayor que la inferior). Para antenas de banda angosta, un 5% del ancho indica que la diferencia de frecuencia aceptable es el 5% de la frecuencia central, arriba de este porcentaje se deben tener en cuenta antenas de ancho de banda extendido. [Balanis, 1982]

### 1.3.12 POLARIZACION

La polarización de una antena es el lugar geométrico que describe el campo eléctrico de una onda electromagnética variante en el tiempo. La polarización es lineal, circular o elíptica. Cuando el vector que describe al campo eléctrico en un punto en el espacio, como una función del tiempo, está siempre dirigido a lo largo de una línea se dice que el campo está *linealmente polarizado*.

La polarización elíptica ocurre cuando la onda posee las dos componentes transversales del campo eléctrico ( $E_x$  y  $E_y$ ), pero con diferente fase. Como las componentes están fuera de fase, alcanzan sus máximos en diferentes instantes de tiempo. Habrá por lo tanto un vector eléctrico

resultante cuya dirección varía con el tiempo describiendo una elipse. (figura 1.13).

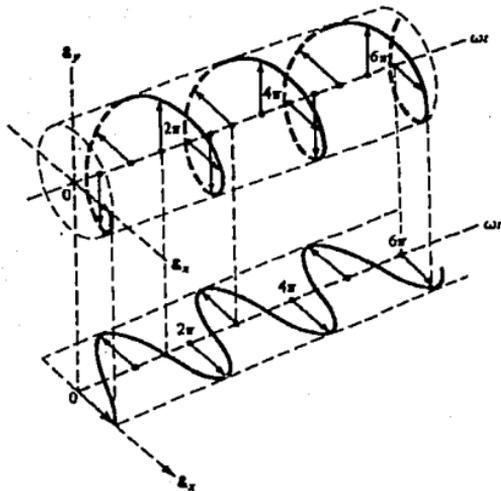


Figura 1.13 Rotación de una onda electromagnética plana.

La polarización circular es un caso particular de la elíptica, en la que  $E_x$  y  $E_y$  tienen la misma magnitud y están en cuadratura (diferencia de fase de  $90^\circ$ ), por lo tanto el vector de campo eléctrico resultante describe un círculo. [Balanis, 1982]

### 1.3.13 IMPEDANCIA DE ENTRADA

Es " la impedancia que presenta una antena en sus terminales o la relación del voltaje a la corriente en las terminales o la relación de las componentes de los campos

eléctrico y magnético en un punto ". La relación del voltaje a la corriente en las terminales de una antena define a la impedancia de entrada como:

$$Z_A = R_A + jX_A$$

donde:

$Z_A$  = impedancia de la antena en sus terminales ( $\Omega$ )

$R_A$  = resistencia de la antena en sus terminales ( $\Omega$ )

$X_A$  = reactancia de la antena en sus terminales ( $\Omega$ )

la parte resistiva de la impedancia de entrada consta de dos componentes:

$$R_A = R_r + R_l$$

donde:

$R_r$  = resistencia de radiación de la antena

$R_l$  = resistencia de pérdidas de la antena

La impedancia de entrada de una antena es una función de la frecuencia y depende de factores tales como su geometría, su método de excitación y su proximidad a objetos circundantes. [Balanis, 1982]

#### 1.4 DIPOLO INFINITESIMAL

Algunas antenas de alambre, lineales y curvas, son las más antiguas, simples, baratas y en muchos casos las más versátiles para muchas aplicaciones. Así, el análisis de antenas inicia considerando algunos de los tipos más antiguos y simples.

Las antenas lineales se consideran constituidas por un

gran número de conductores muy pequeños conectados en serie, esto es de interés, pues de el conocimiento de las propiedades de radiación de conductores cortos, podemos proceder al estudio de conductores lineales largos, los cuales se utilizan en la práctica.

Un conductor lineal corto, se conoce como dipolo corto. Si el dipolo es infinitamente corto, es un dipolo infinitesimal.

Un conductor lineal infinitesimal se coloca simétricamente en el origen de un sistema de coordenadas y se orienta a lo largo de eje Z, como se muestra en la figura 1.14(a). Aunque los dipolos infinitesimales no son muy prácticos, se usan para representar antenas de capacitor de placas. Además se utilizan para construir blocks de geometría más compleja

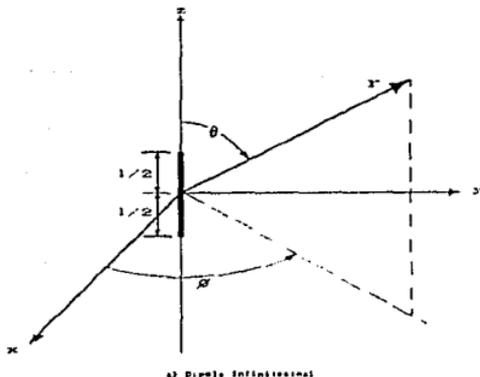


Figura 1.14 (a) Arreglo geométrico de un dipolo infinitesimal.

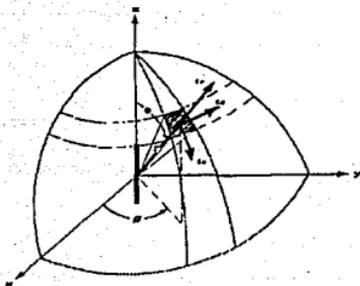


Figura 1.14 (b) Componentes de campo eléctrico sobre una superficie esférica asociados a un dipolo infinitesimal.

El conductor, además de ser muy corto ( $l \ll \lambda$ ), es muy delgado. La corriente se supone constante y dada por:

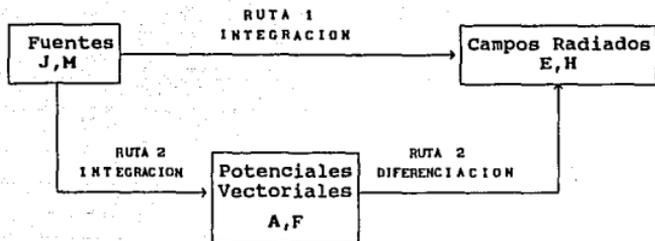
$$I(z') = \hat{a}_z I_0 \quad (1)$$

donde  $I_0 =$  constante

[Kraus, 1950]

#### 1.4.1 CAMPOS DE RADIACION

Para encontrar los campos radiados por el elemento de corriente, se utiliza el procedimiento indicado en el siguiente diagrama de bloques:



Se necesitará determinar primero A y F y luego encontrar los campos E y H. La relación funcional entre A y la fuente J, y entre F y la fuente M están dadas por:

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_c I_o(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dt' \quad (2)$$

$$F = \frac{c}{4\pi} \int_c I_m(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dt' \quad (3)$$

Dado que la fuente sólo transporta una corriente eléctrica  $I_o$ ,  $I_m$  y la función potencial F son cero. Para encontrar A:

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c I_o(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dt' \quad (4)$$

donde  $(x, y, z)$  representa las coordenadas del punto de observación,  $(x', y', z')$  representa las coordenadas de la fuente, R es la distancia desde cualquier punto en la fuente hasta el punto de observación, y la trayectoria C es

a lo largo de longitud de la fuente. Para la figura 1.14(b)

$$I_0(x', y', z') = \hat{a}_z I_0 \quad (5)$$

$$x' = y' = z' = 0 \text{ (dipolo infinitesimal)} \quad (6)$$

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ = r = \text{constante} \quad (7)$$

$$dl' = dz' \quad (8)$$

así, el potencial A se puede escribir como

$$A(x, y, z) = \hat{a}_z \frac{\mu I_0}{4\pi r} e^{-jk r} \int_{-l/2}^{+l/2} dz' = \hat{a}_z \frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jk r} \quad (9)$$

El siguiente paso será encontrar  $H_A$  usando:

$$H_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times A \quad (10)$$

y luego  $E_A$  usando:

$$E_A = -\nabla \phi_e - j\omega A = -j\omega A - j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \nabla (\nabla \cdot A) \quad (11)$$

con  $J = 0$

Después de hacer una transformación de coordenadas rectangulares a esféricas en la expresión del potencial A (para aprovechar la simetría), se desarrolla la expresión del campo  $H_A$  en coordenadas esféricas para escribirse, en forma simplificada, como:

$$H = \hat{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (12)$$

reduciéndose ésta a:

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (13)$$

$$H_\phi = j \frac{k I_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] \quad (13-a)$$

El campo eléctrico E se calcula usando:

$$E = EA = -\nabla\phi_e - j\omega A = -j\omega A - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla (\nabla \cdot A) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times H \quad (14)$$

en coordenadas esféricas:

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos\theta}{2\pi r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (15)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{k I_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (16)$$

$$E_\phi = 0 \quad (17)$$

Las componentes de los campos E y H son válidas en todas partes, excepto en la fuente misma, y se esbozan en la figura 1.14(b) sobre la superficie de una esfera de radio r. [Balanis, 1982]

#### 1.4.2 DENSIDAD DE POTENCIA Y RESISTENCIA DE RADIACION

La impedancia de entrada de una antena, la cual consiste de partes real e imaginaria, se discutió anteriormente. Para una antena sin pérdidas, la parte real de la impedancia de entrada se designó como resistencia de

radiación. Es por medio de la resistencia de radiación que la potencia se transfiere del guíaondas a la onda electromagnética. Para encontrar la resistencia de entrada de una antena sin pérdidas, el vector de Poynting se forma en terminos de los campos E y H radiados por la antena. Integrando el vector de Poynting sobre una superficie cerrada (generalmente una esfera de radio constante), se encuentra la potencia total radiada por la fuente. La parte real de está relaciona a la resistencia de entrada.

Para el dipolo infinitesimal, el vector de Poynting complejo se escribe como:

$$W = \frac{1}{2} (E \times H^*) = \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_r + \hat{a}_\theta E_\theta) \times (\hat{a}_\phi H_\phi^*) \quad (18)$$

$$= \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_\theta H_\phi^* - \hat{a}_\phi E_r H_\theta^*) \quad (19)$$

cuyas componentes radial  $W_r$  y transversal  $W_\theta$  estan dadas, respectivamente, por:

$$W_r = \frac{\eta}{8} \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \quad (20)$$

$$W_\theta = j\eta \frac{k |I_0 \ell|^2 \cos \theta \sin \theta}{16\pi^2 r^3} \left[ 1 + j \frac{1}{(kr)^2} \right] \quad (21)$$

La potencia compleja moviendose en la dirección radial se obtiene integrando W sobre una esfera cerrada de radio r. Es decir:

$$P = \iint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (\hat{a}_r W_r + \hat{a}_\theta W_\theta) \cdot \hat{a}_r r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad (22)$$

la cual se reduce a

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} W_r r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi = \eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \quad (23)$$

La componente transversal  $W_\theta$  de la densidad de potencia no contribuye a la integral. Así,  $P$  no representa la potencia compleja total radiada por la antena. Ya que  $W_\theta$  es puramente imaginaria no contribuirá a ninguna potencia radiada real. Sin embargo, contribuye a la potencia imaginaria (reactiva) la cual junto con el segundo término de la expresión de  $P$  se usan para determinar la potencia reactiva total de la antena. La densidad de potencia reactiva, la cual es más dominante para valores pequeños de  $kr$ , tiene ambas componentes radial y transversal. Esta cambia hacia afuera y hacia adentro en una proporción de dos veces por ciclo. También se mueve en la dirección transversal como lo sugiere (21).

La ecuación (22), la cual da la potencia real e imaginaria que se mueve externamente, también se puede escribir como:

$$P = \frac{1}{2} \iint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\mathbf{s} = \eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right]$$

$$P = P_{\text{rad}} + j2\omega(\bar{W}_m - \bar{W}_e) \quad (24)$$

donde

P = potencia (en la dirección radial)

$P_{rad}$  = potencia radiada promedio

$\bar{W}_m$  = energía magnética promedio (en la dirección radial)

$\bar{W}_e$  = energía eléctrica promedio (en la dirección radial)

$2\omega(\bar{W}_m - \bar{W}_e)$  = potencia imaginaria (reactiva) promedio (en la dirección radial)

de (23):

$$P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 \quad (25)$$

y

$$2\omega(\bar{W}_m - \bar{W}_e) = -\eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 \frac{1}{(kr)^3} \quad (26)$$

En la ecuación (26) se puede observar que la energía eléctrica radial debe ser más grande que la energía magnética radial. Para valores grandes de  $kr$  ( $kr \gg 1$ ), la potencia reactiva disminuye y se desvanece cuando  $kr = \infty$

Ya que la antena radia su potencia real a través de la resistencia de radiación, para un dipolo infinitesimal ésta se encuentra con la ecuación (25):

$$P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3}\right) \left| \frac{I_0 \ell}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (27)$$

donde  $R_r$  es la resistencia de radiación. La ecuación (27) se reduce a:

$$R_r = \eta \left(\frac{2\pi}{3}\right) \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (28)$$

para el espacio libre ( $\eta \approx 120\pi \Omega$ ). La ecuación (28) representa la resistencia de radiación total.

Para que una antena de alambre sea clasificada como dipolo infinitesimal, su longitud total deberá ser muy pequeña (generalmente  $l \leq \frac{\lambda}{50}$ ).

Debido a que la resistencia de radiación de un dipolo infinitesimal es cerca de 0.3 ohms, presentará un desacople de impedancias muy grande cuando se conecte a líneas de transmisión prácticas, muchas de las cuales tienen impedancias características de 50 o 75 ohms. La eficiencia de reflexión ( $e_r$ ) y por lo tanto la eficiencia total de la antena ( $e_t$ ) serán muy pequeñas.

La reactancia de un dipolo infinitesimal es capacitiva (negativa para  $l \ll \lambda$ ). [Balanis, 1982]

#### 1.4.3 REGION DE CAMPO CERCANO ( $kr \ll 1$ )

Los campos E y H para el dipolo infinitesimal, como los definidos por (13) y (13-a) y (15)-(17), son válidos en todas partes (excepto sobre la fuente misma). Una inspección de éstas ecuaciones revelará que si  $kr \ll 1$  o  $r \ll \lambda$  se pueden reducir a formas mucho más simples:

$$E_r \propto -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi kr^2} \cos\theta \quad (29)$$

$$E_\theta \propto -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi kr^2} \sin\theta \quad (30)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (31)$$

$$H_\phi \propto \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r^2} \sin\theta \quad (32)$$

}  $kr \ll 1$

Los componentes del campo E,  $E_r$  y  $E_\theta$ , están en fase pero están en cuadratura de fase con la componente  $H_\phi$  del campo H. Los campos forman una onda estacionaria, en lugar de una onda viajera, y no existe flujo de potencia promedio asociado con ella. Esto se demuestra formando la densidad de potencia promedio como:

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [E \times H^*] = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ \hat{a}_r H_\theta H_\phi^* - \hat{a}_\theta E_r H_\phi^* \right] \quad (33)$$

la cual, usando (29)-(32), se reduce a

$$W_{\text{prom}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ -\hat{a}_r \cdot j \frac{\eta}{k} \left| \frac{I_0 \ell}{4\pi} \right|^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^3} + \right. \\ \left. + \hat{a}_\theta \cdot j \frac{\eta}{k} \frac{|I_0 \ell|^2}{8\pi^2} \frac{\sin \theta \cos \theta}{r^3} \right] = 0 \quad (34)$$

La condición de  $kr \ll 1$  se puede satisfacer a distancias lejanas moderadas de la antena cuando su frecuencia de operación sea muy baja. Las ecuaciones (29) y (30) son similares a las del dipolo eléctrico estático y por tanto (29)-(32) se conocen como los *campos cuasiestacionarios*.

[Balanis, 1982]

#### 1.4.4 REGION DE CAMPO INTERMEDIO ( $kr > 1$ )

A medida que los valores de  $kr$  empiezan a incrementarse y llegan a ser más grandes que la unidad, los términos que dominaban para  $kr \ll 1$  se hacen más pequeños y eventualmente se desvanecen. Para valores moderados de  $kr$  las componentes del campo  $E$  pierden su condición de fase y se aproximan a la cuadratura de fase. Ya que sus magnitudes no son las mismas, en general, forman un vector rotativo cuya extremidad traza una elipse. Esto es análogo al problema de polarización excepto que el vector rota en un plano paralelo a la dirección de propagación y generalmente se conoce como CAMPO DE CRUCE TRANSVERSAL (*cross field*). En estos valores intermedios de  $kr$ , las componentes  $E_\theta$  y  $H_\phi$  se aproximan a la condición de fase la cual es una indicación

de la formación del flujo de potencia promedio en la dirección radial (fenómeno de radiación).

A medida que los valores de  $kr$  se moderan ( $kr > 1$ ), las expresiones de campo se pueden aproximar otra vez pero en forma diferente. En contraste a la región donde  $kr < 1$ , el primer término dentro de los corchetes en (13a) y (15) se vuelve más dominante y el segundo término se puede despreciar. Lo mismo es cierto para (16) donde los términos segundo y tercero se vuelven menos dominantes que el primero. Así se puede escribir para  $kr > 1$

$$E_r \approx \eta \frac{I_0 I e^{-jkr}}{2\pi r^2} \cos\theta \quad (35)$$

$$E_\theta \approx j\eta \frac{k I_0 I e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (36)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (37)$$

$$H_\phi \approx j \frac{k I_0 I e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (38)$$

El campo eléctrico total está dado por

$$E = \hat{a}_r E_r + \hat{a}_\theta E_\theta \quad (39)$$

cuya magnitud se escribe como

$$|E| = \sqrt{|E_r|^2 + |E_\theta|^2} \quad (40)$$

[Balanis, 1982]

#### 1.4.5 REGION DE CAMPO LEJANO ( $kr \gg 1$ )

Ya que (35)-(38) son válidas sólo para valores de  $kr > 1$ , entonces  $E_r$  será más pequeño que  $E_\theta$  porque  $E_r$  es inversamente proporcional a  $r^2$  y  $E_\theta$  es inversamente proporcional a  $r$ . En una región donde  $kr \gg 1$ , (35)-(38) se pueden simplificar y aproximar por

$$E_\theta \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (41)$$

$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (42)$$

$$H_\phi \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (43)$$

La relación de  $E_\theta$  a  $H_\phi$  es igual a

$$Z_w = \frac{E_\theta}{H_\phi} \approx \eta \quad (44)$$

donde:

$Z_w$  = impedancia de onda

$\eta$  = impedancia intrínseca ( $377 \approx 120\pi \Omega$  para el espacio libre)

Las componentes de los campos E y H son mutuamente perpendiculares, transversales a la dirección radial de propagación, y las variaciones de r son aparte de aquellas de  $\theta$  y  $\phi$ . La forma de los patrones no es una función de la distancia radial r, y los campos forman una ONDA ELECTROMAGNETICA TRANSVERSAL (TEM) cuya impedancia de onda es igual a la impedancia intrínseca del medio. La expresión (44) se aplica en la región de campo lejano de todas las antenas de dimensiones finitas.

#### 1.4.6 DIRECTIVIDAD

La potencia real radiada  $P_{rad}$  por el dipolo se determinó en la sección 1.4.2 DENSIDAD DE POTENCIA Y RESISTENCIA DE RADIACION, está dada por (25). La misma expresión se puede obtener formando primero la densidad de potencia promedio, usando (41)-(43). Es decir

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \frac{1}{2\eta} |\mathbf{E}_\theta|^2 = \frac{\lambda}{2} \frac{\eta}{4\pi} \left| \frac{kI_0 l}{r} \right|^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \quad (45)$$

integrando (45) sobre una esfera cerrada de radio r ésta se reduce a (25).

Asociada con la densidad de potencia promedio (45) está una intensidad de radiación  $U$  expresada por:

$$U = r^2 W_{\text{prom}} = \frac{\eta}{2} \left( \frac{k I_0 \ell}{4\pi} \right)^2 \sin^2 \theta = \frac{r^2}{2\eta} \left| E_{\theta}(r, \theta, \phi) \right|^2 \quad (46)$$

el patrón normalizado de (46) se muestra en la figura 1.15.

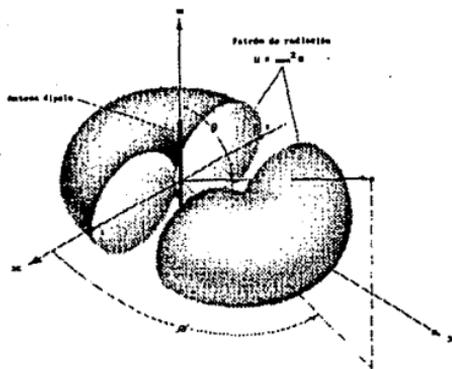


Figura 1.15 Patrón de radiación tridimensional de un dipolo infinitesimal.

El valor máximo ocurre en  $\theta = \pi/2$  y es igual a:

$$U_{\text{max}} = \frac{\eta}{2} \left( \frac{k I_0 \ell}{4\pi} \right)^2 \quad (47)$$

usando (25) y (47), la directividad se reduce a:

$$D_0 = \frac{\eta}{2} \frac{U_{\text{max}}}{P_{\text{rad}}} = \frac{3}{2} \quad (48)$$

y la máxima apertura efectiva a:

$$A_{\text{em}} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) D_0 = \frac{3\lambda^2}{8\pi} \quad (49)$$

La resistencia de radiación de un dipolo se puede obtener según la definición de (27). Ya que la potencia radiada obtenida por la integración de (45) sobre una esfera cerrada es la misma que la dada por (25), la resistencia de radiación usando esta también será la misma que la obtenida previamente y dada por (28).

Integrando el vector de Poynting complejo sobre una esfera cerrada, como se hizo en (22), da por resultado la potencia (real e imaginaria) dirigida en la dirección radial. Algunos de las componentes transversales de la densidad de potencia, como los dados por (21), no contribuirán igual. Sin embargo pertenecen a la potencia total. A causa de esta limitación, este método no se puede usar para deducir la reactancia de entrada de la antena.

[Balanis, 1982]

### 1.5 DIPOLO PEQUEÑO

Las propiedades de radiación de un dipolo infinitesimal (longitud  $l \ll \lambda/so$ ) se discutieron anteriormente. Su distribución de corriente se supuso constante. Aunque una distribución de corriente constante no es realizable, es una herramienta matemática usada actualmente para

representar distribuciones de corriente de antenas que han sido formadas de muchas longitudes pequeñas (dipolos infinitesimales).

Una mejor aproximación de la distribución de corriente de antenas de alambre, cuyas longitudes son generalmente  $\lambda/60 \leq l \leq \lambda/10$ , es la variación triangular de la figura 1.16(a). Las variaciones senoidales de las figuras 1.16(b)-(c) son representaciones más exactas de la distribución de corriente de una antena de alambre de cualquier longitud.

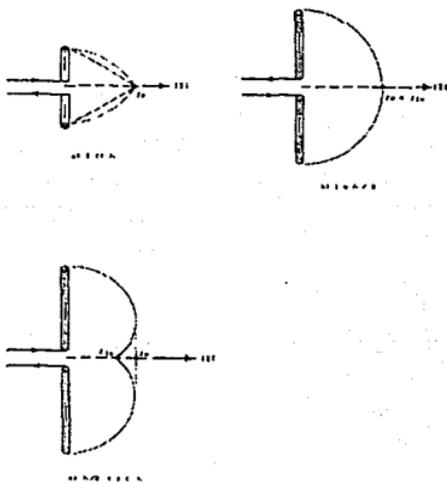


Figura 1.16 Distribución de corriente sobre dipolos lineales.

El arreglo geométrico más conveniente para el análisis

de un dipolo es generalmente: ponerlo simétricamente cerca del origen con su longitud dirigida a lo largo del eje z, como se muestra en la figura 1.17(a). La distribución de corriente en un dipolo pequeño ( $\lambda/80 < l \leq \lambda/10$ ) se muestra en la figura 1.17(b), y está dada por:

$$I_0(x', y', z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z'\right) & 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \hat{a}_z I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z'\right) & -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (50)$$

donde  $I_0$  es constante.

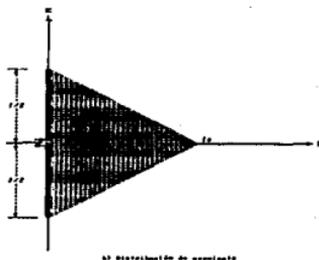
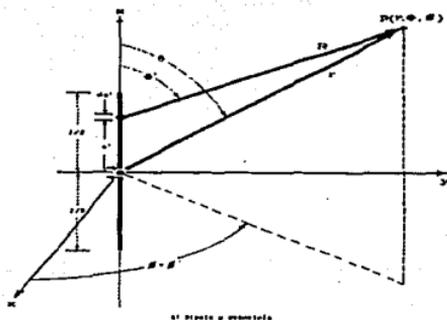


Figura 1.17 Arreglo geométrico del dipolo y distribución de corriente.

Si siguiendo el procedimiento establecido anteriormente, el potencial vectorial definido por (4) se puede escribir, usando (50), como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \left[ \hat{a}_z \int_{-l/2}^0 I_0 \left( 1 + \frac{z}{l} z' \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' + \right. \\
 \left. + \hat{a}_z \int_0^{l/2} I_0 \left( 1 - \frac{z}{l} z' \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' \right] \quad (51)
 \end{aligned}$$

Debido a que la longitud total de dipolo es muy pequeña (generalmente  $l \leq \lambda/10$ ), los valores de  $R$  para diferentes valores de  $z'$  a lo largo de la longitud del alambre ( $-l/2 \leq z' \leq l/2$ ) no difieren mucho de  $r$ . Así,  $R$  se puede aproximar por  $r$  ( $R \approx r$ ) en toda la trayectoria de integración. El máximo error de fase en (51) al hacer  $R = r$ , para una longitud  $\lambda/60 < l \leq \lambda/10$ , será  $kl/2 = \pi/10$  (rad) =  $18^\circ$  para  $l = \lambda/10$ . Valores más pequeños de error ocurrirán para otras longitudes. La cantidad de error de fase generalmente se desprecia ya que tiene efectos muy pequeños en las características de radiación total. Efectuando la integración, (51) se reduce a:

$$\mathbf{A} = \hat{a}_z A_z = \hat{a}_z \frac{1}{2} \left[ \frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \right] \quad (52)$$

La cual es la mitad de la que se obtuvo para el dipolo infinitesimal y dada por (9).

La función potencial dada por (52) se convierte en una

aproximación más exacta a medida que  $kr \rightarrow \infty$ . Esta es la región de interés más práctica, y se designa como la región de campo lejano. Ya que la función potencial para la distribución triangular es la mitad de la correspondiente para la distribución de corriente constante (uniforme), los campos correspondientes de la primera son la mitad de los de la segunda. Por tanto, los campos radiados E y H para un dipolo pequeño son:

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \quad (53)$$

$$E_r \approx E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (54)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \quad (55)$$

con igual impedancia de onda como en (44).

Debido a que la directividad de una antena está controlada por la forma relativa del campo o patrón de potencia, la directividad y la máxima área efectiva de una antena son las mismas que las primeras con la distribución de corriente constante dadas por (48) y (49), respectivamente.

La resistencia de radiación de una antena depende fuertemente de la distribución de corriente. Usando el

procedimiento establecido para el dipolo infinitesimal, se llega a la conclusión de que para el dipolo pequeño su potencia radiada es un cuarto (1/4) de (27). Así, la resistencia de radiación se reduce a:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (56)$$

la cual también es un cuarto (1/4) de aquella obtenida para el dipolo infinitesimal y dada por (28). La forma de sus patrones relativos son los mismos y se muestran en la figura 1.15. [Balanis, 1982]

#### 1.6 REGION DE SEPARACION

Antes de tratar los campos radiados por un dipolo finito de cualquier longitud es conveniente discutir la separación del espacio que rodea a una antena en tres regiones; a saber, la de campo cercano reactivo, campo cercano radiante (Fresnel) y el campo lejano (Fraunhofer). Esto es necesario porque para una antena dipolo de cualquier longitud y cualquier distribución de corriente, la solución de los campos en cualquier parte será demasiado difícil. Se pueden hacer aproximaciones, especialmente para la región de campo lejano (Fraunhofer) la cual es generalmente una de las que tiene más interés práctico, para simplificar la formulación que produzcan soluciones de forma cerrada. Las mismas aproximaciones usadas para simplificar la formulación de los campos radiados para un dipolo finito se usan también para formular los campos

radiados para la mayoría de las antenas prácticas.

Las dificultades para obtener soluciones de forma cerrada que sean válidas en todas partes para cualquier antena práctica provienen de la incapacidad para llevar a cabo la integración de:

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c I_0(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (57)$$

donde

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (58)$$

Para un dipolo finito con distribución senoidal de corriente, la integral de (57) se puede reducir a una forma cerrada que es válida en todas partes. La longitud  $R$  esta definida como la distancia desde cualquier punto sobre la fuente hasta el punto de observación. La integral de (57) se usó para resolver los campos de los dipolos infinitesimal y pequeño. Sin embargo, en el primer caso (dipolo infinitesimal)  $R = r$  y en el segundo caso (Dipolo pequeño)  $R$  se aproximó por  $r$  ( $R \approx r$ ) porque la longitud del dipolo se restringió a  $l \leq \lambda/10$ . La mayor simplificación de (57) será en la aproximación de  $R$ .

Un dipolo muy delgado de longitud finita  $l$  se posiciona simétricamente en el origen con su longitud dirigida a lo largo del eje  $z$ , como se muestra en la figura 1.18(a). Ya que el alambre se asume muy delgado ( $x' = y' = 0$ ), (58) se puede escribir como

$$= \sqrt{x^2 + y^2 + (z - z')^2} \quad (59)$$

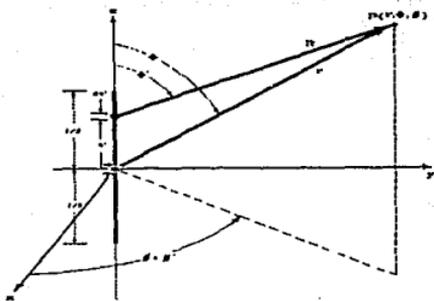
$$= \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2) + (-2zz' + z'^2)} \quad (60)$$

$$= \sqrt{r^2 + (-2rz' \cos \theta + z'^2)} \quad (61)$$

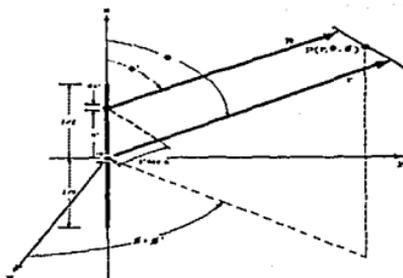
donde

$$r^2 = x^2 + y^2 + z^2 \quad (61a)$$

$$z = r \cos \theta \quad (61b)$$



1.18 Geometría del dipolo finito



1.18 Aproximación de campo lejano

Figura 1.18 Geometría del dipolo finito y aproximaciones de campo lejano.

Usando la expansión binomial, (61) se escribe en una serie

$$R = r - z' \cos \theta + \frac{1}{r} \left( \frac{z'^2}{2} \sin^2 \theta \right) + \frac{1}{r^2} \left( \frac{z'^3}{2} \cos \theta \sin^2 \theta \right) + \dots \quad (62)$$

cuyos términos de orden superior son despreciables haciendo  $r \gg z'$ . [Balanis, 1982]

### 1.6.1 REGION DE CAMPO LEJANO (FRAUNHOFER)

La simplificación más conveniente de (61), otra que  $R \approx r$ , será aproximarla por sus dos primeros términos, es decir:

$$R = r - z' \cos \theta \quad (63)$$

El término menos significativo de (62) es el tercero cuyo máximo valor es:

$$\frac{1}{r} \left( \frac{z'^2}{2} \sin^2 \theta \right)_{\max} = \frac{z'^2}{2r} \quad \text{cuando } \theta = \frac{\pi}{2} \quad (64)$$

Cuando (64) alcanza su valor máximo, el cuarto término de (62) desaparece porque  $\theta = \pi/2$ . Esto demuestra que los términos de orden superior, no mostrados en (62) también desaparecen. Por tanto, aproximando (62) por (63) se introduce un error máximo dado por (64).

Es un hecho que para la mayoría de las antenas prácticas, con longitud total más grande que una longitud de onda ( $l > \lambda$ ), un máximo error de fase de  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ )

no es muy significativo en su formulación analítica. Usando eso como criterio se puede escribir, usando (64), que el máximo error de fase siempre deberá ser:

$$\frac{k(z')^2}{2r} \leq \frac{\pi}{8} \quad (65)$$

el cual para  $(-l/2) \leq z' \leq (l/2)$  se reduce a

$$r \geq 2 \left( \frac{l^2}{\lambda} \right) \quad (66)$$

La ecuación (66) establece simplemente que para mantener el máximo error de fase de una antena en un valor igual o menor que  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ ), la distancia de observación  $r$  debe ser igual o más grande que  $2l^2/\lambda$  donde  $l$  es la dimensión más grande del arreglo de la antena. La simplificación usual para la región de campo lejano es aproximar la  $R$  en la exponencial ( $e^{-jkr}$ ) de (57) por (63) y la  $R$  en el denominador de (57) por  $r$  ( $R \approx r$ ). Estas simplificaciones se designan como aproximaciones de campo lejano y generalmente se denotan como:

**Aproximaciones de campo lejano**

$R \approx r - z' \cos \theta$  Para los términos de fase.

$R \approx r$  Para términos de amplitud. (67)

a condición de que  $r$  satisfaga (66).

Esto es aconsejable para ilustrar la aproximación (67) geoméricamente. Para  $R \approx r - z' \cos \theta$ , donde  $\theta$  es el ángulo medido desde el eje  $z$ , los vectores radiales  $R$  y  $r$  deben ser paralelos entre sí, como se muestra en la figura

1.18(b). Para cualquier otra antena cuya dimensión máxima es D. la aproximación (66) es válida con tal que las aproximaciones sean hechas a una distancia:

$$r \approx \frac{2D^2}{\lambda} \quad (68)$$

Para una antena de apertura la dimensión máxima corresponde con su diagonal.

Para la mayoría de las antenas prácticas cuya longitud total es grande comparada con la longitud de onda aquellas aproximaciones son adecuadas y proporcionan buenos resultados válidos en las predicciones del patrón de radiación. Sin embargo, existen algunas discrepancias que son evidentes en las regiones de baja intensidad (generalmente abajo de -25 dB).

Parecería que la aproximación de R en (67) para la amplitud es más severa que aquella para la fase. Sin embargo, una observación cuidadosa revelará que este no es el caso. Puesto que las observaciones se hacen a una distancia donde r es muy grande, cualquier error pequeño en la aproximación del denominador (amplitud) no producirá mucha diferencia en la solución. Sin embargo, por la naturaleza periódica de la fase ( $T = 2\pi$  rad) esta puede ser una fracción mayor de un período).

#### 1.6.2 REGION DE RADIACION DE CAMPO CERCANO (FRESNEL)

Si el punto de observación se elige más pequeño que  $r = 2L^2/\lambda$ , el máximo error de fase por la aproximación de

(67) es más grande que  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ ) el cual es indeseable en muchas aplicaciones. Si se necesita elegir una distancia de observación más pequeña que (66), otro término (el tercero) en la serie (62) debe forzarse a mantenerse con un máximo error de fase de  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ ). Haciendo esto, la serie infinita (62) se aproxima por:

$$R = r - z' \cos \theta + \frac{1}{r} \left( \frac{z'^2}{2} \sin^2 \theta \right) \quad (69)$$

el término que se puede despreciar en la serie infinita (62) es el cuarto. Para encontrar el máximo error de fase, introducido por la omisión de los términos sucesivos, debe encontrarse el ángulo  $\theta$  para el cual éste ocurre. Para obtenerlo se deriva el término omitido con respecto a  $\theta$  y el resultado se iguala a cero. Así

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ \frac{1}{r^2} \left( \frac{z'^3}{2} \cos \theta \sin^2 \theta \right) \right] &= \\ = \frac{z'^2}{2r^2} \sin \theta \left[ \sin^2 \theta + 2 \cos^2 \theta \right] &= 0 \end{aligned} \quad (70)$$

el ángulo  $\theta = 0$  no se elige como solución porque para ese valor el cuarto término se hace cero. En otras palabras,  $\theta = 0$  proporciona un error mínimo. El máximo error ocurre cuando el segundo término de (70) desaparece; eso es cuando:

$$\left[ -\sin^2 \theta + 2 \cos^2 \theta \right]_{\theta = \theta} = 0 \quad (71)$$

o

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\pm\sqrt{2}) \quad (71a)$$

si se permite que el máximo error de fase sea igual o menor que  $\pi/8$  rad la distancia  $r$  en la cual esto ocurre se determina de:

$$\begin{aligned} \frac{kz'^3}{2r^2} \cos\theta \sin^2\theta \left| \begin{array}{l} z' = \ell/2 \\ \theta = \tan^{-1}\sqrt{2} \end{array} \right. &= \frac{\pi}{\lambda} \frac{\ell^3}{8r^2} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \right) \frac{2}{3} = \\ &= \frac{\pi}{12\sqrt{3}} \left( \frac{\ell^3}{\lambda r^2} \right) \leq \frac{\pi}{8} \end{aligned} \quad (72)$$

la cual se reduce a

$$r^2 \geq \frac{2}{3\sqrt{3}} \left( \frac{\ell^3}{\lambda} \right) = 0.385 \left( \frac{\ell^3}{\lambda} \right) \quad (73)$$

o

$$r \geq 0.62 \sqrt{\frac{\ell^3}{\lambda}} \quad (73a)$$

un valor de  $r$  mayor que (73a) conducirá a un error menor de  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ ). Así, la región donde los primeros tres términos de (62) son significativos, y la omisión del cuarto introduce un máximo error de fase de  $\pi/8$  rad ( $22.5^\circ$ ), está definida por:

$$\frac{2\ell^2}{\lambda} > r \approx 0.62 \sqrt{\frac{\ell^3}{\lambda}} \quad (74)$$

donde  $\ell$  es la longitud de la antena. esta región se designa como region de radiación de campo cercano (Fresnel) porque la densidad de potencia radiada es mayor que la densidad de potencia reactiva y el patrón de campo (su forma) ES UNA FUNCION DE LA DISTANCIA RADIAL  $r$ . Esta región también se conoce con el nombre de región de Fresnel porque las expresiones de campo en esta región se reducen a las integrales de Fresnel.

Las fronteras para separar las regiones de campo lejano (Fraunhofer), de campo cercano radiante (Fresnel) y de campo cercano reactivo no son muy rígidas. Tanto los campos como las fronteras de una región a otra están mezclados y no cambian abruptamente sino que sufren una transición gradual. [Balanis, 1982]

### 1.6.3 REGION REACTIVA DE CAMPO CERCANO

Si la distancia de observación es más pequeña que la frontera interior de la región de Fresnel, la región abarcada por tal distancia se llama reactiva de campo cercano cuyas fronteras, interior y exterior, están definidas por:

$$0.62 \sqrt{\frac{\ell^3}{\lambda}} > r > 0 \quad (75)$$

donde  $\ell$  es la longitud de la antena. En esta región la densidad de potencia reactiva predomina.

En resumen, el espacio alrededor de una antena está dividido en tres regiones cuyas fronteras están determinadas por:

$$\text{CAMPO CERCANO REACTIVO} \left[ 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \right] \quad (76)$$

$$\text{CAMPO CERCANO RADIANTE} \left[ \frac{2D^2}{\lambda} > r > 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \right] \quad (77)$$

(FRESNEL)

$$\text{CAMPO LEJANO} \left[ \infty \geq r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \right] \quad (78)$$

(FRAUNHOFER)

donde  $D$  es la longitud más grande de la antena ( $D = \ell$  para una antena de alambre). [Balanis, 1982]

Se ha dicho que una antena cualquiera o arreglo de antenas puede considerarse formada por una serie de conductores pequeños (dipolos cortos). De ellos se ha obtenido una serie de ecuaciones que describen completamente sus propiedades de radiación. Por tanto tales ecuaciones serán válidas para encontrar las propiedades de radiación de la antena Nadenenko puesto que puede considerarse constituida por dipolos cortos.

La relación que guarda la antena de Nadenenko y un dipolo se observa en la forma. La antena de Nadenenko es un arreglo de dipolos horizontales con una inclinación en cada extremo como se muestra en la Figura 1.19.



Figura 1.19 Disposición de los dipolos de la antena Nadenenko.

la diferencia entre el dipolo y cada uno de los dipolos de la antena es la inclinación en los extremos y la orientación, éstas diferencias se verán superadas cuando se realice el análisis de las distancias  $R$  (capítulo III) que aparecen en las funciones de potencial  $A$  y sirven para determinar el patrón de radiación. Así, las ecuaciones utilizadas para determinar las características de radiación de la antena Nadenenko serán las obtenidas para el dipolo corto con las modificaciones correspondientes debidas a la inclinación y orientación de los dipolos del arreglo.

## 1.7 ANTENA DE NADENENKO

Esta antena, utilizada generalmente para la banda de frecuencias de onda corta, es un dipolo simétrico horizontal de acuerdo a la estructura propuesta por S.I. Nadenenko, consistente en una serie de conductores paralelos dispuestos según las generatrices de un cilindro de radio 0.25 a 1 m.

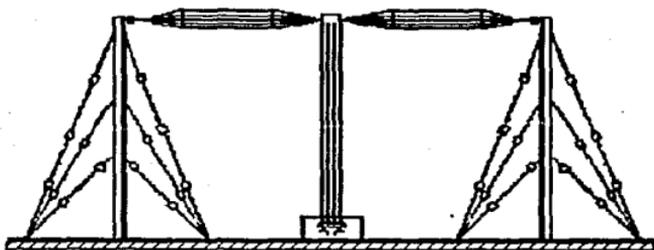


Figura 1.20 El Dipolo de Nadenenko.

El aumento del diámetro conduce a la disminución de su impedancia característica hasta los 250-300 ohms y esto disminuye las variaciones de las componentes activa y reactiva de la impedancia de entrada del dipolo cuando se produce desintonía.

Los cilindros del dipolo se forman con 6-8 conductores montados sobre anillos de hilo de hierro cincado. Para debilitar el aumento de la capacidad distribuida del dipolo a medida que se acerca a la línea de alimentación en los extremos de las mitades de conductor del dipolo se reúnen en un trenzado. Esto facilita la adaptación de la línea de alimentación con el dipolo, que se unen directamente o bien por medio de una línea intermedia que representa el papel de bajada de antena. La línea de bajada de antena sirve de elemento de adaptación: de la línea de alimentación al dipolo. [Markov, 1978]

Los cálculos de los parámetros del dipolo de Nadenenko son los de un dipolo delgado, teniendo en cuenta que el radio de sus brazos no es el del cilindro que forma, sino que hay que calcular este radio en función de los radios del cilindro y del conductor y del número de conductores.

## CAPITULO II

### FUNDAMENTACION TEORICA DEL METODO DE MOMENTOS

El diseño y análisis de antenas de radio es un tema reconocido en ingeniería eléctrica y se basa en la teoría de las ondas electromagnéticas. El diseño y análisis de antenas recibió un impulso sustancial con el advenimiento de la computación electrónica digital, que hizo posible atacar muchos problemas hasta entonces sin solución, con relativa facilidad. La técnica numérica más importante en la solución de las ecuaciones integrales de antenas es la de colocación, conocida también como el *método de momentos*.

El problema que un diseñador de antenas tiene que resolver es el cálculo de las corrientes distribuidas en un cierto arreglo de antenas. Cada miembro del arreglo se excita ya sea directamente o por encontrarse dentro del campo electromagnético de otros elementos. Una vez que se determina por completo la distribución de corriente, no existe mayor problema para obtener el patrón de radiación de un arreglo transmisor.

#### 2.1 DESCRIPCION DEL METODO DE MOMENTOS

La aplicación del método de momentos a un conductor de forma arbitraria consiste inicialmente, en dividirlo en un número  $N$  determinado de segmentos, mismos que pueden tener todos la misma longitud o no. Cada segmento tiene una impedancia propia asociada, además, debido a la proximidad

física entre todos los segmentos del conductor, también existe una impedancia mutua entre cada par de ellos. Por otra parte, al haber un flujo de corriente a lo largo del conductor, existe forzosamente una diferencia de voltaje entre los extremos de cada segmento. La relación entre los voltajes y las corrientes de los segmentos con las impedancias propias y mutuas se puede representar como:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + \dots + I_N Z_{1N} \\
 V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + \dots + I_N Z_{2N} \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 V_N &= I_1 Z_{N1} + I_2 Z_{N2} + \dots + I_N Z_{NN} \quad (1)
 \end{aligned}$$

en donde  $V_i$  es la diferencia de voltaje asociada con el segmento  $i$ , e  $I_i$  es la corriente que fluye en él,  $Z_{ii}$  es su impedancia propia, y  $Z_{ij}$  es la impedancia mutua entre los segmentos " $i$ " y " $j$ ".

Cuando se tiene un arreglo de dos o más conductores también se puede escribir un sistema de ecuaciones simultáneas semejante al anterior.

La ecuación (1) se puede representar en forma matricial:

$$[V] = [Z][I] \quad (2)$$

donde  $[V]$  e  $[I]$  son arreglos de  $N$  elementos y  $[Z]$  es una

matriz de impedancias, cuadrada de orden  $N$ . Si  $[V]$  y  $[Z]$  se conocen, es posible encontrar la distribución de corrientes  $[I]$ , y a partir de ella las características de radiación de la antena. A partir de la ecuación (2), se tiene que:

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (3)$$

Estos conceptos pueden aclararse mediante la figura 2.1, en donde se muestra una sección de un conductor de forma arbitraria.

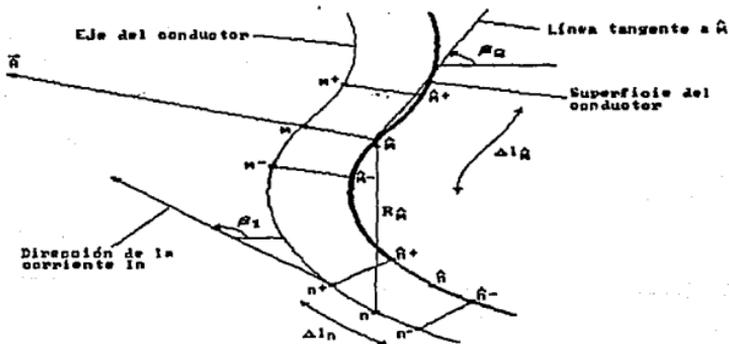


Figura 2.1 Sección de un conductor mostrando los segmentos  $m$  y  $n$ .  
A lo largo de ella se indican dos segmentos, denotados por " $m$ " y " $n$ "; es claro que sus longitudes no son necesariamente iguales.

Debido a la presencia de una corriente y de cargas eléctricas en el segmento n, se produce un campo eléctrico en la superficie del segmento m, que induce una diferencia de potencial entre los extremos del mismo. La dependencia de este campo eléctrico con respecto a la corriente del segmento n y la distribución de cargas asociada con ella, se puede expresar en función del potencial magnético A que produce la primera y el potencial eléctrico V producido por las segundas. Para el punto específico  $\hat{m}$  de la figura, esta relación resulta ser de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell:

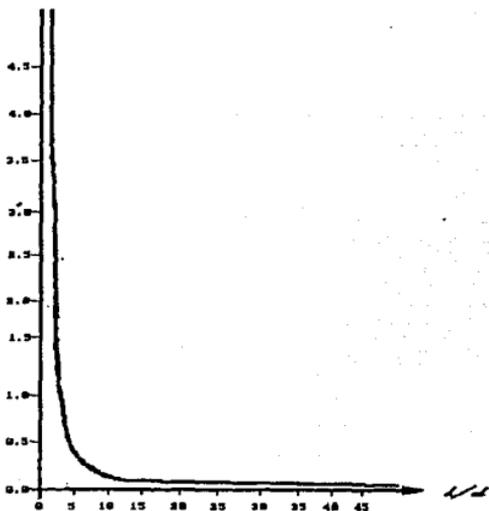
$$E^i(\hat{m}) = -j\omega A(\hat{m}) - \nabla V(\hat{m}) \quad (4)$$

Si la longitud del segmento  $\hat{m}$  es suficientemente pequeña, se puede considerar que el valor promedio de la intensidad de campo eléctrico producida en cualquier punto de su superficie es igual a la del punto medio  $\hat{m}$ . Bajo esta consideración, y usando la ley de Ohm, la impedancia mutua entre los segmentos m y n se puede evaluar como:

$$Z_{mn} = \frac{-E^i(\hat{m}) \cdot \Delta \ell \hat{m}}{I_n} \quad (5)$$

De acuerdo con el conocido efecto piel, la corriente en un conductor fluye sobre o cerca de la superficie del mismo, decreciendo su magnitud exponencialmente hacia el centro del conductor. Sin embargo, Neri y Maclean realizaron estudios para demostrar que la suposición de una corriente axial es válida cuando se toman

segmentos de longitud  $\lambda/10$  como máximo a fin de mantener un mínimo de error aceptable. De su análisis obtuvieron una gráfica mostrando el porcentaje de error como función de la relación longitud-diámetro del conductor, la cual se reproduce en la siguiente gráfica.



El producto escalar de la ecuación (5) indica que si  $\Delta \hat{m}$  se aproxima a una línea recta, entonces es suficiente encontrar la componente tangencial de  $E^i(\hat{m})$  (ecuación (4)) y efectuar un producto ordinario para encontrar la impedancia mutua  $Z_{mi}$ . Esto es válido siempre y cuando la longitud de cada segmento sea igual o menor a  $\lambda/10$ ; además, la superficie del segmento no debe tener cambios bruscos de orientación.

Para poder calcular  $E^i(\hat{m})$  con la ecuación (4), se requiere obtener inicialmente la componente tangencial de

$A(\hat{m})$ . En la figura 2.1, esta componente forma un ángulo  $\beta$  con  $A$ , y puede expresarse como:

$$A_r(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\Delta l_n} I_n \cos \beta \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} dl \quad (6)$$

Dado que la longitud de cada segmento se ve limitada a  $\lambda/10$  ó menos, es posible considerar a cada uno de ellos como un dipolo corto con corriente de magnitud y fase aproximadamente constantes. De aquí que la corriente  $I_n$  en la ecuación (6) se pueda escribir fuera del símbolo de integración, lo que conduce a aproximar la distribución de corrientes a lo largo del conductor por una distribución escalonada. Esto se ejemplifica en la figura 2.2 para un conductor arbitrario dividido en 5 segmentos iguales y dos

### Distribución de corriente

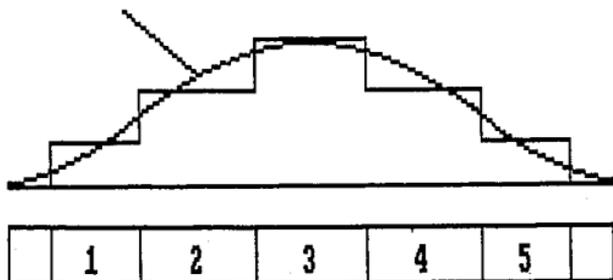


Figura 2.2 Conductor recto dividido en cinco segmentos y posible configuración de una distribución de corriente escalonada.

semi-segmentos en los extremos. Por convención, la corriente en estos semi-segmentos extremos se asume igual a cero, basados en la teoría de líneas de transmisión, ya que una antena se puede interpretar como una línea terminada en circuito abierto.

Aún cuando la corriente en un segmento específico se considere constante en magnitud y fase, su dirección puede cambiar y por lo tanto debe tomarse en cuenta su efecto. De ahí que el ángulo  $\beta$  que es función de  $l$ , debe permanecer en el integrando.

La ecuación (6) se puede re-escribir como:

$$A_T(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} I_n \int_{\Delta l_n} \cos \beta \frac{e^{-jkR\hat{m}}}{R\hat{m}} dl \quad (7)$$

ó

$$A_T(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \Delta l_n I_n \psi(n, \hat{m}) \quad (8)$$

donde:

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{\Delta l_n} \cos \beta \frac{e^{-jkR\hat{m}}}{R\hat{m}} dl \quad (9)$$

y  $k$  es la constante de propagación de onda en el espacio libre.

En la ecuación (4) también se requiere conocer el

gradiente del potencial escalar  $V$ . Un modelo de distribución de cargas eléctricas como el de la figura 2.3 da resultados prácticos muy satisfactorios.

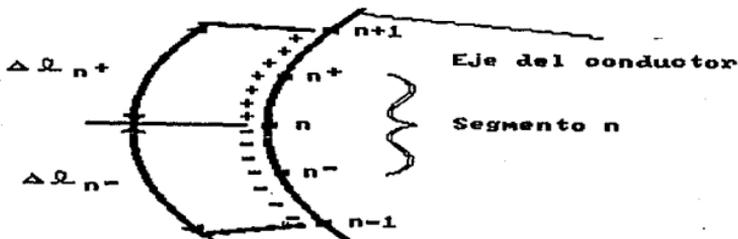


Figura 2.3 Modelo de una distribución de carga para el segmento  $n$ .

Para una corriente  $I_n$  que fluye en el segmento  $n$ , la densidad de carga a lo largo del intervalo  $[n, n+1]$  es igual a:

$$\left(\frac{I_n}{j\omega}\right)\left(\frac{1}{\Delta\ell_{n^+}}\right)$$

acordemente, la densidad de carga a lo largo del intervalo  $[n-1, n]$  es igual a:

$$\left(\frac{-I_n}{j\omega}\right)\left(\frac{1}{\Delta\ell_{n^-}}\right)$$

$\Delta\ell_{n^+}$  denota la longitud del intervalo que une los puntos medios de los segmentos  $n$  y  $n+1$ , y  $\Delta\ell_{n^-}$  denota la longitud del intervalo limitado por los puntos medios de los segmentos  $n-1$  y  $n$ .

El potencial escalar  $V$ , producido por los puntos extremos del segmento  $n$  debido a un filamento de corriente

$I_n$ , se puede expresar en cada caso como la suma algebraica de dos integrales:

$$V(\hat{m}^+) = \frac{1}{4\pi c} \left[ \int_{\Delta t_n^+} \left( \frac{I_n}{j\omega \Delta t_n^+} \right) \left( \frac{e^{-jkR_m^+}}{R_m^+} \right) dt - \int_{\Delta t_n^-} \left( \frac{I_n}{j\omega \Delta t_n^-} \right) \left( \frac{e^{-jkR_m^+}}{R_m^+} \right) dt \right]$$

$$V(\hat{m}^-) = \frac{1}{4\pi c} \left[ \int_{\Delta t_n^+} \left( \frac{I_n}{j\omega \Delta t_n^+} \right) \left( \frac{e^{-jkR_m^-}}{R_m^-} \right) dt - \int_{\Delta t_n^-} \left( \frac{I_n}{j\omega \Delta t_n^-} \right) \left( \frac{e^{-jkR_m^-}}{R_m^-} \right) dt \right]$$

(11)

Ahora bien, el gradiente del potencial escalar está dado por:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial \ell} \quad (12)$$

en donde  $\ell$  denota la variable de longitud a lo largo de la cual varia  $V$ . La derivada de la ecuación (12) se puede aproximar por una diferencia finita sobre el intervalo de diferenciación:

$$\nabla V = \frac{V(\hat{m}^+) - V(\hat{m}^-)}{\Delta \ell_m} \quad (13)$$

Sustituyendo las ecuaciones (9), (10) y (11) en la ecuación (13) se tiene:

$$VV = \frac{I_n}{4\pi\epsilon} \frac{1}{j\omega\Delta\ell} \left[ \psi(n^+, \hat{m}^+) - \psi(n^-, \hat{m}^+) - \psi(n^+, \hat{m}^-) + \psi(n^-, \hat{m}^-) \right] \quad (14)$$

en donde  $\psi(n^+, \hat{m}^+)$  indica que el intervalo de integración tiene como centro a  $n^+$  y que todas las distancias  $R$  se toman a partir de puntos sobre este intervalo hacia el punto  $\hat{m}^+$ . Las funciones de  $\psi$  restantes tienen una interpretación similar.

Al sustituir las ecuaciones (8) y (14) en la ecuación (4), y utilizando la ecuación (5), se llega a la expresión final que permite calcular las impedancias propias y mutuas:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \frac{\Delta\ell_n \Delta\ell_m}{\Delta\ell} \psi(n, \hat{m}) + \frac{1}{4\pi\epsilon j\omega} \left[ \psi(n^+, \hat{m}^+) - \psi(n^-, \hat{m}^+) - \psi(n^+, \hat{m}^-) + \psi(n^-, \hat{m}^-) \right] \quad (15)$$

Al aplicar esta ecuación a todas las parejas posibles de segmentos, para calcular las impedancias mutuas, y a cada segmento en particular, para obtener su impedancia propia, se forma finalmente la matriz de impedancias  $[Z]$ . Después de invertir dicha matriz y sustituir el resultado en la ecuación (3) se obtiene la distribución de corrientes en el conductor (ó conductores, si se trata de un arreglo):

Todos los elementos del vector de voltajes en la ecuación (3) son iguales a cero, con excepción del correspondiente al segmento en donde se alimenta la antena. Por conveniencia este voltaje se toma igual a:  $1/\rho$  Volts; es decir, la distribución de corrientes  $[I]$  es igual a la columna  $i$  de la matriz  $[Z]^{-1}$  cuando la antena es alimentada en el segmento  $i$ .

Una vez conocida la distribución de corrientes en el conductor ó conductores de la antena, el procedimiento para determinar sus propiedades eléctricas es relativamente simple, haciendo uso de las ecuaciones de Maxwell, como se indica a continuación.

## 2.2 PATRON DE RADIACION

Para graficar el patrón de radiación se requiere calcular la intensidad de campo eléctrico producida por la distribución de corrientes  $[I]$  en puntos  $P(x,y,z)$  de observación. Estos puntos se encuentran sobre la superficie de una esfera imaginaria cuyo centro coincide con el punto de alimentación de la antena. El radio de la esfera debe ser igual o mayor a la distancia mínima que define al espacio de campo de radiación. En la figura 2.4 se muestra el sistema de referencia de ejes coordenados para una antena arbitraria y uno de los puntos  $P$  de observación.

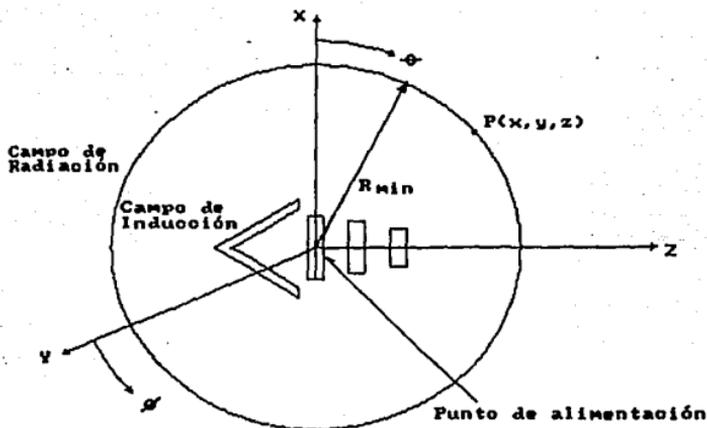


Figura 2.4 Sistema de ejes coordenados para calcular el patrón de radiación de una antena.

Si se considera el caso general de una antena cuya geometría involucra corrientes con componentes en las direcciones "x", "y" y "z", las tres componentes del vector de potencial magnético A producido en un punto de observación P se pueden calcular como:

$$A_x(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_x} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} dx' \quad (16)$$

$$A_y(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_y} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} dy' \quad (17)$$

$$A_z(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_z} \int_{\Delta L_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dz' \quad (18)$$

en donde  $\mu$  es la permeabilidad del espacio libre,  $n$  es el número de segmentos en la antena,  $k$  es la constante de propagación y  $r_n$  es la distancia entre un punto fuente sobre el eje del segmento  $n$  y el punto de observación  $P$ . Las variables de integración se denotan como  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$  para evitar confusión con los ejes "x", "y", "z", ya que las componentes que fluyen por los ejes de los conductores de la antena no son necesariamente colineales con los ejes del sistema de coordenadas.

Habiendo obtenido las tres componentes del vector  $A$ , se puede determinar el campo magnético producido en el mismo punto de observación mediante:

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A \quad (19)$$

y finalmente el campo eléctrico se obtiene como:

$$E = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times H \quad (20)$$

La magnitud de este campo eléctrico se calcula a partir de los cuadrados de las partes reales e imaginarias de sus tres componentes, "x", "y" y "z":

$$|E_t| = [R_o(E_x)^2 + R_o(E_y)^2 + R_o(E_x)^2 + I_m(E_x)^2 + I_m(E_y)^2 + I_m(E_x)^2]^{1/2}$$

(21)

De esta manera, variando los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  de la figura 2.4, se puede calcular la intensidad de campo eléctrico en puntos P de observación suficientes para graficar los patrones de radiación en cualquier plano.

### 2.3 ANCHO DE HAZ PRINCIPAL DE RADIACION

En la dirección de máxima radiación, el ancho de haz,  $\alpha$ , se define como se indica en la figura 2.5, es el ángulo formado entre las rectas que pasan por el origen y

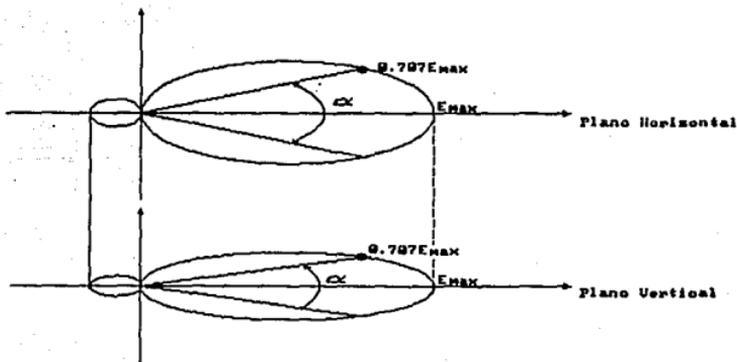


Figura 2.5 Definición del ancho de haz.

los puntos en donde la intensidad de campo eléctrico es igual a  $0.707 E_{\text{máx}}.$

Nótese que, como la radiación puede ser diferente en los planos E y H, los ángulos correspondientes que definen el ancho de haz son diferentes en ambos casos.

#### 2.4 RELACION DE INTENSIDAD DE CAMPO HACIA EL FRENTE Y HACIA ATRAS

Basándose en la figura 2.4 y 2.5, esta relación se define como:

$$R = \frac{E(\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ)}{E(\theta = 90^\circ, \phi = 270^\circ)} \quad (22)$$

suponiendo que la máxima radiación ocurre en la dirección positiva de z.

#### 2.5 IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada de la antena se obtiene a partir de la matriz [Y], es decir,  $[Z]^{-1}$ , que contiene la información de acoplamientos entre el punto de alimentación y el resto de la antena:

$$Z_{\text{entrada}} = \frac{1}{Y_{i,i}} \quad (23)$$

En la ecuación (23), i es el número correspondiente al segmento donde se alimenta el conductor.

## 2.6 GANANCIA

Por definición, la ganancia de una antena A es igual a:

$G = \frac{\text{densidad de potencia máxima producida por la antena A}}{\text{densidad de pot.promedio de una antena de referencia}}$

Si se conoce la intensidad de campo eléctrico en la dirección de máxima radiación,  $E_{\max}$ , el numerador de la relación anterior se calcula como:

$$P_{\max} = \frac{E_{\max}^2}{2Z_0} \quad (24)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica del espacio libre e igual a 377 ohms.

El denominador de la misma relación se obtiene en función de la corriente en el punto de alimentación,  $I_0$ , la parte real de la impedancia de entrada,  $r_{\text{entrada}}$ , y el radio  $R$  de la esfera imaginaria sobre la cual se calculó la intensidad de campo eléctrico.

$$P_{\text{prom}} = \frac{\frac{1}{2} I_0^2 r_{\text{ent}}}{4\pi R^2} \quad (25)$$

Por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones (24) y (25) en la relación original, se tiene que:

$$\text{Ganancia} = \frac{4\pi R^2 E_{\max}^2}{Z_0 I_0^2 r_{\text{ent}}} \quad (26)$$

El desarrollo matemático expuesto en este capítulo nos permite pasar al análisis de cualquier tipo de antena siendo el propósito del presente trabajo el análisis del dipolo de Nadenenko.

### CAPITULO III

#### APLICACION DEL METODO DE MOMENTOS A LA ANTERNA NADENENKO

Durante el desarrollo del presente capítulo se hará referencia a las ecuaciones contenidas en el capítulo segundo y a subrutinas o líneas del programa elaborado, el cual se encuentra en su totalidad en el apéndice 1.

#### 3.1 SISTEMA DE COORDENADAS

Para efectuar el análisis del modelo propuesto usando el método de momentos, es necesario primeramente introducir un sistema de coordenadas que identifique cada punto del arreglo.

La ubicación de la antena en el sistema de coordenadas cartesianas por la cual se optó, es de forma tal que el origen del sistema coincide con el centro del segmento de alimentación y la longitud de la antena se extiende sobre la parte positiva y negativa del eje X, ubicándose las generatrices circulares de la antena en planos Y-Z como se muestra en la siguiente figura.

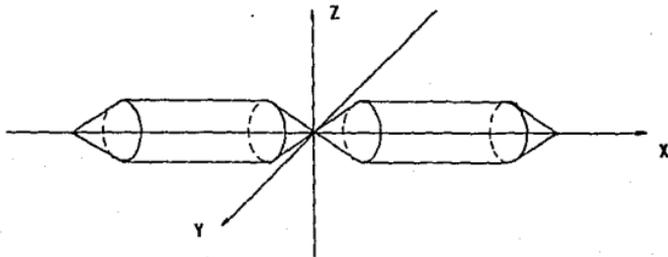


Figura 3.1 Sistema coordenado para la antena Nadenenko.

Con esta configuración y debido a la simetría de la antena tenemos que solamente es necesario calcular las coordenadas de la mitad de un conductor (ver figura 3.2) obteniendo las coordenadas restantes mediante funciones trigonométricas y cambios de signo.

### 3.2 SEGMENTACION

Como se mencionó anteriormente, para la aplicación del método, se requiere dividir el arreglo en segmentos cuya longitud no exceda a  $\lambda/10$ .

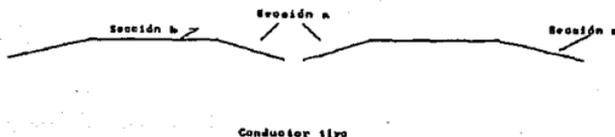


Figura 3.2 Conductor tipo para el cálculo de coordenadas.

Para llevar a cabo dicha división se podría dividir la longitud de cada conductor del dipolo en segmentos menores o iguales a  $\lambda/10$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda de la frecuencia de operación, considerando también que en la

longitud de los segmentos no deben existir cambios bruscos de orientación. Así pues, para la antena de Nadenenko, es preferible no segmentar en forma continua porque en las aristas de los ángulos formados por las secciones a , b y c es conveniente que no existan segmentos, por lo que cada sección se segmenta en forma independiente quedando así, en los puntos de intersección de las secciones, extremos de segmentos y no segmentos doblados.

La segmentación de las secciones a y b se lleva a cabo calculando su longitud, dividiéndola entre uno, se compara con la longitud  $\lambda/10$ , si el segmento resulta mayor se divide entre dos y se compara nuevamente, repitiéndose lo anterior hasta que los segmentos resulten iguales o menores a  $\lambda/10$ , obteniéndose así  $\Delta l$ . En la tercer sección (c) es necesario ubicar un semisegmento en su extremo, de longitud  $\Delta l/2$  al cual se le asigna una intensidad de corriente cero pues se considera que a lo largo del dipolo existe una distribución de corriente que decae conforme se aproxima a los extremos hasta desaparecer. Así, la variante para la segmentación de esta sección consiste en segmentar considerando a este semisegmento de  $\Delta l/2$  en su extremo.

Del procedimiento anterior se puede ver que resultan tres longitudes distintas de segmentos, es decir, para cada sección existe un valor de  $\Delta l$  en sus segmentos.

El inicio de la segmentación esta indicada en el programa con la etiqueta SEGMENTACION.

### 3.3 MATRIZ DE IMPEDANCIAS

Teniendo el número de segmentos de la antena se procede a la asignación de coordenadas a éstos, es decir, la identificación de los extremos y punto medio de cada segmento necesarios para el cálculo de las distancias entre cada par posible de segmentos y así, resolver la ecuación (9)

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{\Delta l_n} \cos \beta \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} dl \quad (9)$$

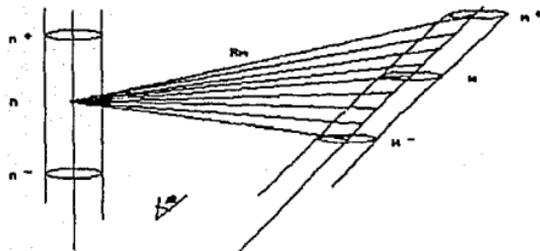


Figura 3.3 Identificación de las distancias  $R_m$  para el cálculo de  $\psi(n, \hat{m})$  mediante (9).

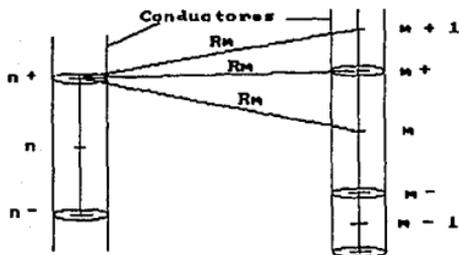
donde  $\beta$  es el ángulo formado por los segmentos  $n$  y  $\hat{m}$ .

Esta integral se soluciona mediante el método numérico Simpson 1/3, señalado en el programa como SUBROUTINA 1 (INTEGRACION).

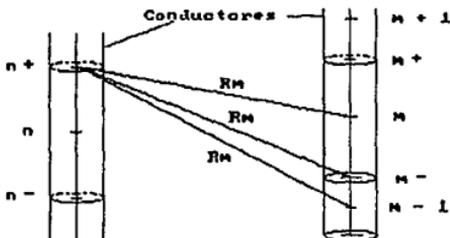
Al resolver esta integral y sus similares, las cuales difieren sólo en el intervalo de integración de  $m$  y el

punto de referencia de  $n$ , como lo indican las siguientes figuras, se obtienen las impedancias propias y mutuas mediante la ecuación (15).

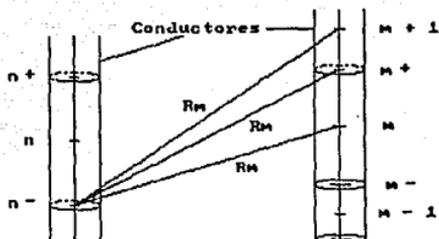
$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \Delta\ell_n \Delta\ell_m \hat{\psi}(n, \hat{m}) + \frac{1}{4\pi\epsilon j\omega} \left[ \psi(n^+, \hat{m}^+) - \psi(n^-, \hat{m}^+) - \psi(n^+, \hat{m}^-) + \psi(n^-, \hat{m}^-) \right] \quad (15)$$



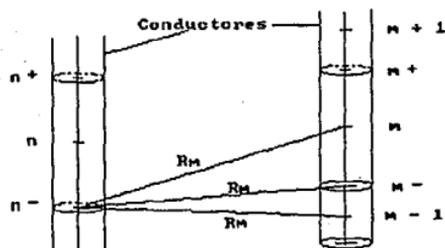
Identificación de las distancias  $R_m$  entre dos segmentos cualquiera utilizadas para el cálculo de  $\psi(n^+, m^+)$



Identificación de las distancias  $R_m$  entre dos segmentos cualquiera utilizadas para el cálculo de  $\psi(n^+, m^-)$



Identificación de las distancias  $R_m$  entre dos segmentos cualquiera utilizadas para el cálculo de  $\psi(n^-, m^+)$



Identificación de las distancias  $R_m$  entre dos segmentos cualquiera utilizadas para el cálculo de  $\psi(n^-, m^-)$

Figura 3.4 Identificación de las distancias  $R_m$  para el cálculo de  $\psi(n^+, \hat{m}^+)$ ,  $\psi(n^-, \hat{m}^+)$ ,  $\psi(n^+, \hat{m}^-)$ ,  $\psi(n^-, \hat{m}^-)$

Ya que estas impedancias se obtienen de la interacción entre todas las combinaciones posibles de elementos, la totalidad de las impedancias obtenidas conforman a la matriz de impedancias [ Z ] la cual resulta

### 3.4 DISTRIBUCION DE CORRIENTES

El objetivo fundamental del método es encontrar la distribución de corrientes en el dipolo valiéndose de la ecuación matricial  $[I] = [Z]^{-1}[V]$ , esto es, invertir la matriz de impedancias  $[Z]$  y multiplicar por la matriz de voltajes  $[V]$  obteniendo así la distribución de corrientes en el dipolo. La inversión de la matriz  $[Z]$  se encuentra señalada en el programa como SUBROUTINA 3 (INVERSION DE UNA MATRIZ COMPLEJA) y la multiplicación de matrices en el DO etiquetado con el número 65 del programa principal.

Teniendo la distribución de corrientes, la obtención del patrón de radiación se lleva a cabo mediante la solución de la ecuación (21), en la parte del programa identificada como CALCULO DE LA CONTRIBUCION DE CADA SEGMENTO AL CAMPO TOTAL y las subrutinas 4, 5, 6 y 7.

La impedancia de entrada y la ganancia del dipolo se obtienen fácilmente, mediante la solución de las ecuaciones (16 a 26) descritas en el capítulo 2, indicadas en el programa principal como ZIN y GANA al finalizar la evaluación del patrón de radiación (etiqueta 74).

Los pasos, operaciones y métodos numéricos requeridos para la aplicación del método de momentos a la antena en estudio se han mencionado de manera muy general en el presente capítulo, un estudio más detallado puede hacerse analizando el programa realizado en lenguaje Fortran 77, el cual se anexa.

A continuación se muestra un ejemplo de respuesta del programa de computadora realizado (apéndice 1), para el cual se han seleccionado datos de entrada no muy prácticos, pero que son demostrativos de la forma en que se introducen y en la que se obtienen los datos. Lo escrito con letras y números remarcados indica que son datos de entrada o resultados del programa.

NUMERO DE PRUEBAS: 1

FRECUENCIA DE TRABAJO (1) (EN Hz): 100E+06

NOMBRE PARA EL ARCHIVO DEL PATRON HORIZONTAL (1): PATH

NOMBRE PARA EL ARCHIVO DEL PATRON VERTICAL (1): PATV

INCREMENTO ANGULAR PARA LA GRAFICA DEL PATRON DE RADIACION  
(EN GRADOS): 15

DISTANCIA DEL ORIGEN AL PUNTO DE OBSERVACION  
(EN LAMBDA): 20

LA LONGITUD DE ONDA ES: 3.0000 METROS

LONGITUD DEL DIPOLO EN FRACCIONES DE LAMBDA: 0.5

LONGITUD DEL SEGMENTO DE ALIMENTACION (EN FRACCIONES DE  
LAMBDA): 0.05

DIAMETRO DEL DIPOLO EN m : 0.4

ANGULO ALFA (DE 0 A 90 GRADOS): 45

ANGULO BETA?, DEBE SER MAYOR A 22.834 GRADOS: 45

CONDUCTORES EN EL DIPOLO: 1

SEPARACION ENTRE CONDUCTORES: 360.000 GRADOS

LONGITUDES:

SECCIONES a Y a': .2828 m.

SECCIONES b Y b': .2750 m.

SECCIONES c Y c': .2828 m.

HAY 1 SEGMENTOS EN LAS SECCIONES a Y a'  
CON LONGITUD DE: LAMBDA/15.91

HAY 1 SEGMENTOS EN LAS SECCIONES b Y b'  
CON LONGITUD DE: LAMBDA/10.91

HAY 1 SEGMENTOS EN LAS SECCIONES c Y c'  
CON LONGITUD DE: LAMBDA/10.61

TOTAL DE DIFERENCIALES EN EL DIPOLO: 7

CALCULANDO PARA LA PRUEBA 1 DE 1

| IMPEDANCIA |   | REAL            | IMAGINARIA       |
|------------|---|-----------------|------------------|
| 1          | 1 | .3033616000E+01 | -.7819474000E+03 |
| 1          | 2 | .3503733000E+01 | .2897971000E+03  |
| 1          | 3 | .5076952000E-04 | .1924674000E-03  |
| 1          | 4 | .1511778000E+01 | .1629227000E+01  |
| 1          | 5 | .2871837000E+01 | .4470539000E+01  |

|   |   |                 |                  |
|---|---|-----------------|------------------|
| 1 | 6 | .1908929000E+01 | .6482356000E+00  |
| 1 | 7 | .1298232000E-04 | -.4256547000E-05 |
| 2 | 2 | .6468048000E+01 | .6201093000E+03  |
| 2 | 3 | .5179057000E+01 | .2217440000E+03  |
| 2 | 4 | .3154849000E+01 | .1180862000E+02  |
| 2 | 5 | .4313005000E+01 | .5803930000E+01  |
| 2 | 6 | .4712130000E+01 | .6556834000E+01  |
| 2 | 7 | .1892472000E+01 | .6877812000E+00  |
| 3 | 3 | .6820797000E+01 | .6928300000E+03  |
| 3 | 4 | .2874793000E+01 | .3042577000E+03  |
| 3 | 5 | .7988181000E-04 | .5788270000E-03  |
| 3 | 6 | .4310556000E+01 | .6627159000E+01  |
| 3 | 7 | .2843610000E+01 | .6048828000E+00  |
| 4 | 4 | .1918845000E+01 | -.8050362000E+03 |
| 4 | 5 | .2873385000E+01 | .3039498000E+03  |
| 4 | 6 | .3141186000E+01 | .1423098000E+02  |
| 4 | 7 | .1501819000E+01 | .1808070000E+01  |
| 5 | 5 | .6844426000E+01 | -.6858770000E+03 |
| 5 | 6 | .5192441000E+01 | .2209353000E+03  |
| 5 | 7 | .5091611000E+04 | .1969523000E+03  |
| 6 | 6 | .6457492000E+01 | -.6202770000E+03 |
| 6 | 7 | .3469053000E+01 | .2730741000E+03  |
| 7 | 7 | .3019704000E+01 | .7968937000E+03  |

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

ZIN(4) = 2.3117950000E+01      -4.7967890000E+02

\*\*\* DISTRIBUCION DE CORRIENTES \*\*\*

|   |                  |                  |
|---|------------------|------------------|
| 1 | 4.7254760000E-05 | 1.8228290000E-04 |
| 2 | 1.0010010000E-04 | 5.1688300000E-04 |
| 3 | 1.0428750000E-04 | 1.0810700000E-03 |
| 4 | 1.0023990000E-04 | 2.0798970000E-03 |
| 5 | 1.0553560000E-04 | 1.0946450000E-03 |
| 6 | 1.0114270000E-04 | 5.3287860000E-04 |
| 7 | 4.7096670000E-05 | 1.8715620000E-04 |

\*\*\*\*\*

PATRON HORIZONTAL

\*\*\*\*\*

|        |                  |
|--------|------------------|
| .00    | 1.3307420000E-03 |
| 15.00  | 1.2420940000E-03 |
| 30.00  | 9.9940950000E-04 |
| 45.00  | 6.6689640000E-04 |
| 60.00  | 3.3388870000E-04 |
| 75.00  | 9.3348460000E-05 |
| 90.00  | 3.0812450000E-05 |
| 105.00 | 9.4909290000E-05 |
| 120.00 | 3.3409060000E-04 |
| 135.00 | 6.6125910000E-04 |
| 150.00 | 9.8528580000E-04 |
| 165.00 | 1.2204370000E-03 |
| 180.00 | 1.3060980000E-03 |

\*\*\*\*\*

PATRON VERTICAL

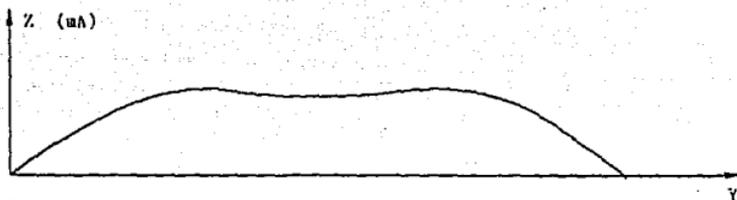
\*\*\*\*\*

|     |                  |
|-----|------------------|
| .00 | 1.3307420000E-03 |
|-----|------------------|

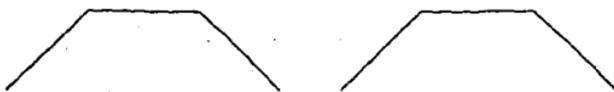
|        |                  |
|--------|------------------|
| 15.00  | 1.3159330000E-03 |
| 30.00  | 1.2770020000E-03 |
| 45.00  | 1.2257820000E-03 |
| 60.00  | 1.1765480000E-03 |
| 75.00  | 1.1414960000E-03 |
| 90.00  | 1.1281530000E-03 |
| 105.00 | 1.1386320000E-03 |
| 120.00 | 1.1698150000E-03 |
| 135.00 | 1.2138940000E-03 |
| 150.00 | 1.2594220000E-03 |
| 165.00 | 1.2936060000E-03 |
| 180.00 | 1.3060980000E-03 |

GANANCIA DE LA ANTENA : 3.2632850000E+00 [DB]

La antena propuesta en el ejemplo anterior correspondería a un dipolo constituido por siete segmentos, en la forma y con la distribución de corriente como se muestra en la figura 3.5.



DISTRIBUCION DE CORRIENTES



DIPOLO

Figura 3.5 Dipolo del ejemplo demostrativo y su distribución de corrientes.

Como se había mencionado, el ejemplo anterior es meramente demostrativo pues ni la frecuencia ni la geometría de la antena son las usuales, debido, a que las pruebas con datos prácticos arrojan un número muy grande

de resultados, así en este ejemplo se seleccionaron datos de entrada de tal forma que el número de segmentos fuese el mínimo de acuerdo a la geometría de la antena, sin embargo, se puede observar claramente la distribución de la corriente en un conductor de los que podrían conformar al dipolo real. La gráfica del patrón de radiación resultante se muestra en la figura 3.6.

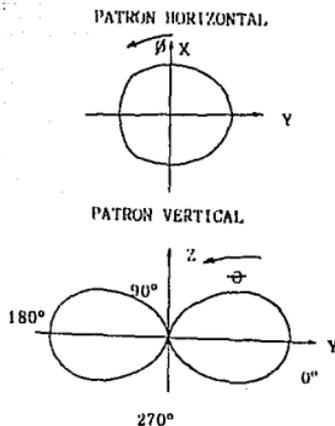


Figura 3.6 Gráfica del patrón de radiación del ejemplo demostrativo.

Se puede observar que el patrón de radiación obtenido corresponde al de un dipolo.

Con los resultados obtenidos por el programa, como se puede observar en la entrada de datos, se han creado dos archivos en la unidad de disco en los cuales se almacenan los patrones horizontal y vertical respectivamente, así como la impedancia y la ganancia de el modelo propuesto en cada prueba.

CAPITULO IV  
OPTIMIZACION DE PARAMETROS DE DISEÑO

La antena Nadenenko posee una geometría particular, y se analiza considerándola compuesta por un número de segmentos cuya cantidad está en función directa de sus dimensiones . A mayor número de segmentos corresponde una mayor exactitud del método de momentos.

Desde el punto de vista eléctrico, se presenta una interacción entre todos y cada uno de los segmentos, esta influencia es conocida con el nombre de impedancia y la aplicación del método de momentos nos lleva a determinar dicha característica que, como ya se ha mencionado, constituye una matriz : matriz de impedancias.

Por tanto, La matriz de impedancias, representa completamente la interacción de todos y cada uno de los segmentos (impedancia mutua y propia); la impedancia mutua afecta los valores de corriente y voltaje que tienen como origen una onda electromagnética incidente o bien una fuente de voltaje directamente conectada a los extremos del segmento de alimentación (voltaje unitario en nuestro caso). Con la matriz de impedancias es posible conocer la distribución de corrientes y con ella los campos radiados a través de las ecuaciones de Maxwell.

#### 4.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada es un parámetro que relaciona al voltaje de entrada con la corriente de

alimentación. Su importancia radica en el hecho de que señala el grado de acoplamiento que existe entre la antena y el equipo de transmisión (o recepción), a través de la línea que conecta a ambos. Asimismo es importante porque en ella está indicado el aprovechamiento que se tiene de la energía radiada en comparación con la que recibe del generador (en el caso de una antena transmisora), o bien la energía aprovechada en comparación con la recibida (si se trata de una antena receptora).

La impedancia de entrada está compuesta de una parte real y una parte imaginaria (reactancia). Por tanto, para obtener un óptimo acoplamiento eléctrico y aprovechar al máximo la energía electromagnética es necesario hacer que la reactancia tienda a cero.

Para lograr una reactancia cero es necesario variar características de la antena tales como: longitud del dipolo, longitud del segmento de alimentación, diámetro del dipolo, ángulos de inclinación ( $\alpha$  y  $\beta$  tales ángulos indican la inclinación de los segmentos, donde se unen los conductores, con respecto al eje X), y número de conductores. Variando una característica y manteniendo las demás constantes, dará por resultado una combinación de características tal que la impedancia de entrada tenga una reactancia aproximada a cero. A continuación se presentan las pruebas realizadas para tal propósito.

#### 4.2 PRUEBAS Y RESULTADOS

Las pruebas aquí realizadas, utilizando el programa del apéndice 1, tienen la finalidad de mostrar el comportamiento de la impedancia de entrada de acuerdo a la variación de las características geométricas de la antena, buscando aquella combinación para la cual la reactancia tenga un valor aproximado a cero. Tal combinación determinará la propuesta del modelo experimental de la antena Nadenenko.

Las operaciones con matrices empleando algún método numérico regularmente requieren una cantidad considerable de tiempo, más aún, tratándose de matrices con elementos de índole compleja. Para ahorrar tiempo en las pruebas a realizar se convino en utilizar frecuencias y número de conductores con los cuales se obtuviera un número de segmentos tal que el tiempo de cómputo empleado en la obtención de la matriz de impedancias fuera relativamente corto. Lo anterior encaminado a observar el comportamiento de la impedancia de entrada para determinar en que valores la reactancia se aproxima a cero para posteriormente realizar pruebas con la frecuencia que se desea utilizar.

Para esta primera prueba se utilizaron los siguientes datos:

Frecuencia de operación: 100.9MHz (F.M.)

Longitud de onda,  $\lambda$  : 2.9732 m

Longitud del dipolo : VARIABLE

Separación del segmento de alimentación:  $\lambda/20 = 0.05\lambda$ .

Dímetro del dipolo : 0.3 m

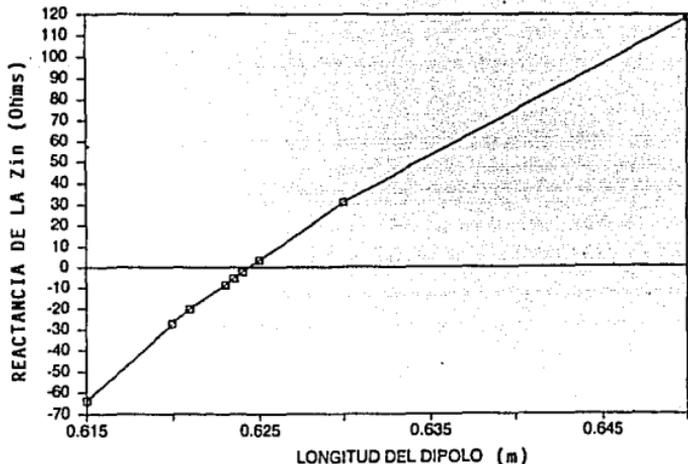
Angulo  $\alpha$  :  $30^\circ$   
 Angulo  $\beta$  :  $15^\circ$   
 Número de conductores : 2

En este apartado cabe aclarar que la separación del segmento de alimentación está referida a la longitud de onda. Por esa razón, tal longitud aparece como  $\lambda/20 = 0.05\lambda$  indicando que la longitud del segmento de alimentación es igual a  $0.05(2.9732 \text{ m}) = 0.1486 \text{ m}$  y el valor empleado para la corrida del programa es 0.05. Similar interpretación tiene el dato referente a la longitud del dipolo.

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.1. En dicha tabla aparecen valores comprendidos entre 0.615 y 0.650, este rango de valores encontrado está respaldado por una gran cantidad de pruebas efectuadas que, por razones de espacio, no se presentan.

| Longitud del dipolo<br>(m) | Impedancia de entrada<br>(ohms) |          |
|----------------------------|---------------------------------|----------|
| 0.6500                     | 195.0542                        | 118.9607 |
| 0.6300                     | 128.3152                        | 31.0199  |
| 0.6250                     | 112.6278                        | 3.5800   |
| 0.6240                     | 109.5312                        | -2.2113  |
| 0.6235                     | 107.9717                        | -5.1776  |
| 0.6230                     | 106.4061                        | -8.1886  |
| 0.6210                     | 100.0832                        | -20.0971 |
| 0.6200                     | 96.8630                         | -27.2904 |
| 0.6150                     | 80.3169                         | -63.8437 |

Tabla 4.1



Gráfica 4.1 Longitud del dipolo contra reactancia.

Grificando los valores de la tabla 1 (gráfica 4.1) se puede observar que: el valor de la reactancia aumenta al aumentar la longitud del dipolo y que el valor aproximado a cero está comprendido entre 0.624 y 0.625. De esta manera, podemos establecer que la longitud del dipolo para la cual es posible encontrar un valor de reactancia aproximadamente igual a cero esta comprendida en un intervalo de valores alrededor de 0.6. Esta es nuestra referencia. A partir de este valor se hicieron pruebas para determinar la influencia de los demás parámetros de la antena en la reactancia, y obtener, finalmente, los valores para los cuales la reactancia de la impedancia de entrada sea aproximadamente cero. Para tal fin se

utilizaron los siguientes valores:

Frecuencia de operación: 27.23 MHz.

Longitud de onda,  $\lambda$  : 11.0172 m

Longitud del dipolo : 0.61

Separación del segmento de alimentación: VARIABLE.

Díametro del dipolo : 0.6 m

Angulo  $\alpha$  : 20°

Angulo  $\beta$  : 20°

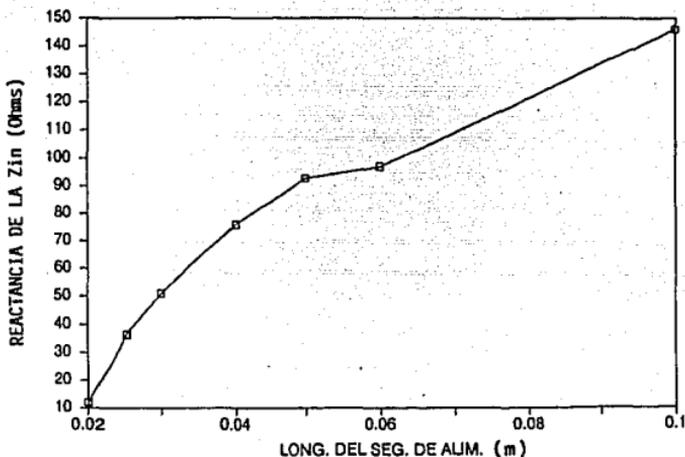
Número de conductores : 2

La frecuencia de trabajo es 27.23 MHz que corresponde a la frecuencia media de la banda civil de onda corta cuyo rango se especifica de: 26.96 - 27.5 MHz.

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.2.

| Longitud del segmento de alimentación (m) | Impedancia de Entrada (Ohms) |          |
|---|------------------------------|----------|
| 0.100                                     | 208.7974                     | 145.9036 |
| 0.060                                     | 246.3475                     | 96.9121  |
| 0.050                                     | 245.5336                     | 92.8330  |
| 0.040                                     | 250.1199                     | 76.2430  |
| 0.030                                     | 256.8408                     | 51.0968  |
| 0.025                                     | 259.4490                     | 36.4508  |
| 0.020                                     | 262.6505                     | 12.0258  |

Tabla 4.2



Gráfica 4.2 Segmento de alimentación contra reactancia.

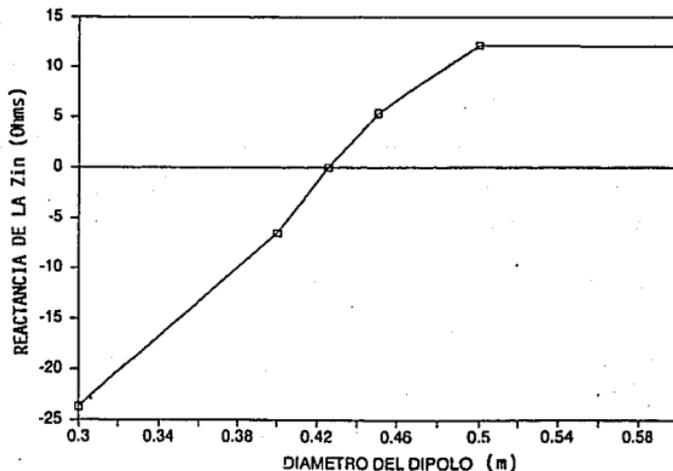
Graficando los valores de la tabla 4.2 (gráfica 4.2) se observa que: " al aumentar la longitud del segmento de alimentación aumenta la reactancia ".

Veamos ahora como varia la reactancia al variar el diámetro del dipolo. Para ello consideramos los mismos datos empleados en la prueba anterior a excepción del que se refiere a la longitud del segmento de alimentación que ahora tendrá un valor de 0.02 ( $\lambda/50$ ) (valor donde se detectó una reactancia cercana al cero). Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.3.

| Dímetro del Dipolo<br>(m) | Impedancia de Entrada<br>(Ohms) |
|---------------------------|---------------------------------|
| 0.300                     | 186.9845 -23.6918               |
| 0.400                     | 203.0927 - 6.5285               |
| 0.425                     | 210.4893 - 0.0018               |
| 0.450                     | 217.9084 5.3459                 |
| 0.500                     | 233.1436 12.1451                |
| 0.600                     | 262.6505 12.0258                |

Tabla 4.3

En la gráfica 4.3 se muestran los valores de la tabla 4.3 y en ella se puede observar que: " al aumentar el diámetro del dipolo aumenta la reactancia ".



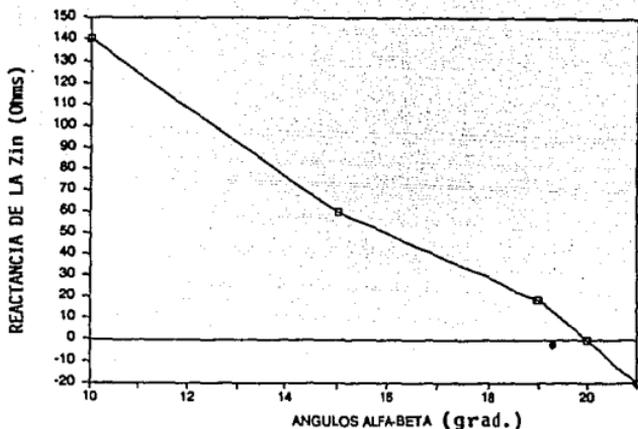
Gráfica 4.3 Diámetro del dipolo contra reactancia.

La siguiente prueba mostrará la variación de la reactancia con los ángulos de inclinación  $\alpha$  y  $\beta$ , los datos utilizados son los de la prueba anterior a excepción del diámetro del dipolo que ahora tiene el valor de 0.425 m. Los resultados se muestran en la tabla 4.4.

| Angulo $\alpha$<br>(Grad) | Angulo $\beta$<br>(Grad) | Impedancia de entrada<br>(Ohms) |          |
|---------------------------|--------------------------|---------------------------------|----------|
| 10                        | 10                       | 197.9205                        | 140.6661 |
| 15                        | 15                       | 310.1763                        | 59.6081  |
| 19                        | 19                       | 220.4884                        | 19.0510  |
| 20                        | 20                       | 210.4893                        | -0.0184  |
| 21                        | 21                       | 202.0141                        | -19.8658 |

Tabla 4.4

La gráfica 4.4 muestra la variación de los valores de la tabla 4.4, en ella se observa que: " al aumentar la abertura de los ángulos disminuye la reactancia ".



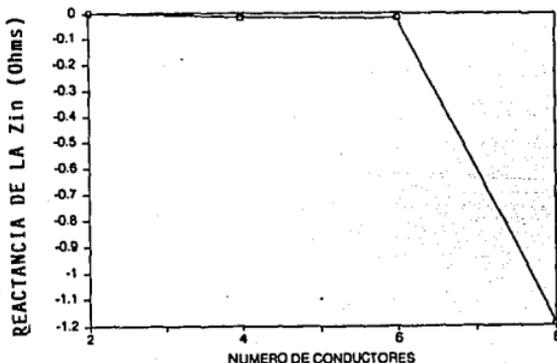
Gráfica 4.4 Ángulos de inclinación contra reactancia.

A continuación se mostrará la variación de la reactancia con el número de conductores. Los datos empleados son iguales a los de la prueba anterior con los ángulos iguales a  $20^{\circ}$  (valor en donde se observó la característica deseada). Los resultados se muestran en la tabla 4.5.

| Número de Conductores | Impedancia de Entrada (Ohms) |
|-----------------------|------------------------------|
| 2                     | 210.4893 -0.0184             |
| 4                     | 244.2944 -17.1957            |
| 6                     | 248.4286 -19.3503            |
| 8                     | 8.8932 -1195.5300            |

Tabla 4.5

La gráfica 4.5 muestra la variación de los valores de la tabla 4.5. En ella se observa que: " al incrementar el número de conductores la reactancia disminuye.



Gráfica 4.5 Número de conductores contra reactancia.

#### 4.3 MODELO EXPERIMENTAL

Con los resultados hasta aquí obtenidos estamos en condiciones de proponer un modelo experimental de antena. Los datos a utilizar son los siguientes:

Frecuencia : 27.23 MHz.

$\lambda$  : 11.0173 m

Longitud del dipolo : 0.6

Longitud del Segmento de Alimentación : 0.02

Díametro : VARIABLE (en metros)

$\alpha$  :  $20^\circ$

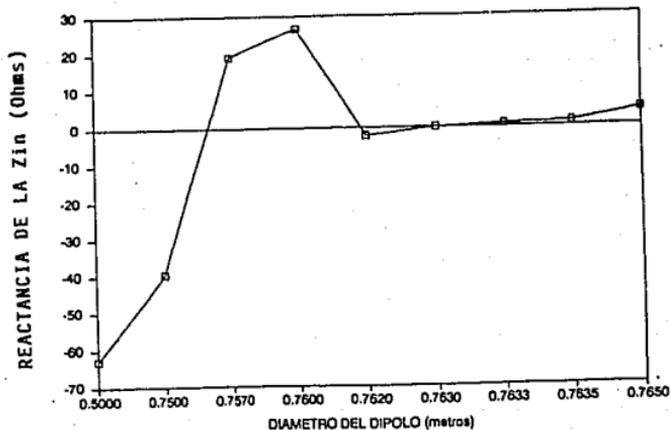
$\beta$  :  $20^\circ$

Número de Conductores : 6

los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.6.

| Dímetro del dipolo<br>(m) | Impedancia de entrada<br>(Ohms) |          |
|---------------------------|---------------------------------|----------|
| 0.5000                    | 188.7271                        | -62.8773 |
| 0.7500                    | 237.3332                        | -39.6399 |
| 0.7570                    | 149.0397                        | 19.1708  |
| 0.7600                    | 149.1102                        | 26.5582  |
| 0.7620                    | 145.2519                        | - 2.2583 |
| 0.7630                    | 145.8792                        | - 0.1093 |
| 0.7633                    | 146.0464                        | 0.5418   |
| 0.7635                    | 146.1518                        | 0.9752   |
| 0.7650                    | 146.8305                        | 4.2630   |
| 1.0000                    | 46.7926                         | 104.1692 |

Tabla 4.6



Gráfica 4.6 Diámetro del dipolo contra reactancia.

En la gráfica 6 se muestran los valores de la tabla 6, en ella se puede observar que para un diámetro de 0.7630 m la reactancia es aproximadamente igual a cero.

Por lo que el modelo experimental tendrá las siguientes especificaciones:

Frecuencia : 27.23 MHz.

$\lambda$  : 11.0173 m

Longitud del dipolo : 0.6

Longitud del Segmento de Alimentación : 0.02

Díametro : 0.763 m

$\alpha$  :  $20^{\circ}$

$\beta$  :  $20^{\circ}$

Número de conductores : 6

CAPITULO V  
CONSTRUCCION Y PRUEBAS

En el capítulo anterior se obtuvo un modelo para la antena Nadenenko cuyo patrón de radiación es el óptimo para la frecuencia seleccionada. En el presente capítulo se describirá el procedimiento tanto de construcción del modelo como el de la medición de su patrón de radiación para comparar este último, con el obtenido teóricamente.

La construcción del modelo implica primeramente la selección de los materiales adecuados, los cuales debido a la geometría de la antena son pocos (un aislante y un conductor esencialmente) y de fácil adquisición, así, los seleccionados para tal fin fueron los siguientes: cobre, acrílico y cable coaxial, además de los accesorios necesarios para la sujeción. A continuación se describen algunas de las características de los materiales mencionados.

### 5.1 COBRE

El cobre es uno de los mejores conductores metálicos y el más importante como conductor comercial. Por su elevada conductividad y moderado costo se usa mucho más para conductores que cualquier otro material. Tiene muy buenas cualidades tales como la ductilidad, alta resistencia a la tracción, escaso desgaste, poca corrosión por los agentes

atmosféricos y facilidad de soldadura. Algunas de sus características eléctricas son:

|                               |                               |
|-------------------------------|-------------------------------|
| Peso específico               | 8.85                          |
| Resistividad                  | 1.724 $\mu\Omega/\text{cm}^2$ |
| Punto de fusión               | 1083 °C                       |
| Temperatura máxima de trabajo | 260 °C                        |
| Conductividad relativa        | 100                           |
| Conductividad                 | 580000 mhos-cm <sup>-1</sup>  |

## 5.2 ACRILICO

Es una resina sintética proveniente de la síntesis de acetona con ácido cianhídrico, que da lugar a la cianhidrina de acetona. Cuando a este compuesto se le agrega alcohol metílico en presencia del ácido sulfúrico se produce, mediante una serie de reacciones, el monómero de metilmetacrilato. Posteriormente, por un proceso de polimerización, éste llega a convertirse en un plástico granulado y listo para moldearse por inyección o bien para elaborar láminas, tubos o varillas acrílicas.

De las características del acrílico podemos citar dos muy importantes: se comporta como un gran aislante y posee gran resistencia a la interperie. A continuación se mencionan algunas de sus características mecánicas.

|                            |                          |
|----------------------------|--------------------------|
| Peso específico            | 1.19 gr/cm <sup>3</sup>  |
| Resistencia a la flexión   | 1 200 kg/cm <sup>2</sup> |
| Resistencia a la percusión | 20 kg/cm <sup>2</sup>    |
| Resistencia a la presión   | 1 200 kg/cm <sup>2</sup> |

|  |   |
|--|---|
| Resistencia a la tracción                                    | 350-950 $\text{kg/cm}^2$                |
| Alargamiento de rotura                                       | 4 %                                     |
| Alargamiento después de rotura                               | 1 %                                     |
| Modulo de elasticidad  | 30 000 $\text{kg/cm}^2$                 |
| Dureza esclerométrica (MHOS)                                 | 2-3 $\text{kg/cm}^2$                    |
| Resistencia térmica  | 80 °C                                   |
| Conductividad  | 0.16 $\text{Kcal/mHgr}^{\circ}\text{C}$ |
| Coefficiente de dilatación lineal                            | 0.08 $\text{mm/m gr}^{\circ}\text{C}$   |
| Temperatura de moldeaje                                      | 130-150 $\text{mm}^{\circ}\text{C}$     |
| Resistencia interior   | 10 <sup>15</sup> $\Omega/\text{cm}$     |
| Constante dieléctrica  | 3.2                                     |
| Resistencia a la perforación<br>(5 min. para 5mm de espesor) | 40 Kv                                   |
| Indice de refracción $N^{20}\text{D}$                        | 1.492 %                                 |
| Absorción de agua después<br>de siete días                   | 0.1 $\text{gr/cm}^2$                    |

### 5.3 CABLE COAXIAL

Es un cable constituido por dos conductores de forma cilíndrica uno y filiforme el otro, acondicionados de tal forma que el segundo se mantiene en el eje del primero mediante discos aislantes o hélices de material plástico. Tal configuración permite el paso de frecuencias eléctricas de millones de hertz lo que equivale a transmitir por un solo cable varios programas de televisión o bien centenares de conversaciones telefónicas en forma simultánea. En este cable, usado como línea de transmisión, casi es nulo el fenómeno de distorsión.

#### 5.4 CONSTRUCCION

A continuación se describe el procedimiento que se siguió para construir el modelo de la antena obtenido teóricamente, señalando que debido a la gran longitud de las antenas de onda corta (en nuestro caso 6 m), lo que dificulta la instalación y por tanto la realización de las pruebas, se convino en utilizar el principio de escalamiento cuya idea se basa en el hecho que, si todas las dimensiones de una antena se modifican en un factor  $\tau$ , tanto su patrón de radiación como su impedancia permanecen fijos si la longitud de onda de operación también se varía en el mismo factor  $\tau$ , es decir, que el comportamiento de la antena es independiente de la frecuencia si sus dimensiones, medidas en longitudes de onda, se mantienen constantes.

El factor utilizado fue  $\tau = 4.4069$ , tenemos entonces que:  $F = 27.23 \text{ MHz}(\tau) = 120 \text{ MHz}$

$$\lambda = 3 \times 10^8 / 120 \times 10^6 \text{ Hz} = 2.5 \text{ m}$$

$$\text{Longitud del dipolo} = 0.6(\lambda) = 1.5 \text{ m}$$

$$\text{Longitud del segmento de alimentación} = 0.02(\lambda) = 0.05 \text{ m}$$

$$\text{Diámetro} = (0.763)(2.5) / 11.01726037 = 0.173137 \text{ m}$$

El dipolo está constituido por dos monopolos, simétricos entre sí, cuya geometría, un cilindro cuyos extremos se alargan para formar un cono, se puede obtener de una manera sencilla. A continuación se describe el procedimiento de la construcción del monopolo.

Los elementos que le darán la forma geométrica al monopolo son: dos planos de acrílico y seis conductores de cobre cuyo diámetro y longitud son 2 mm y 0.780 m, respectivamente. Los conductores se disponen sobre perforaciones en el acrílico las cuales describen un círculo (0.173 m de diámetro) y cuya separación entre una y otra es de  $60^{\circ}$  respecto al centro ( $6 \times 60^{\circ} = 360^{\circ}$ ).

La distancia entre los círculos de acrílico es de 0.283 m, en esta distancia se genera la parte cilíndrica del monopolo. Las longitudes de alambre sobrante, a ambos lados de la parte cilíndrica, generan la parte cónica del monopolo cuando se unen (soldan) a un punto de una pequeña argolla metálica de donde serán tensados los monopolos y la antena completa; los planos de acrílico pueden desplazarse hasta que los segmentos de los extremos queden del tamaño calculado, resultando así los ángulos requeridos (figura 5.1).

Una vez contruidos los monopolos, estos fueron sujetos a dos mástiles para darle la disposición horizontal a la antena.

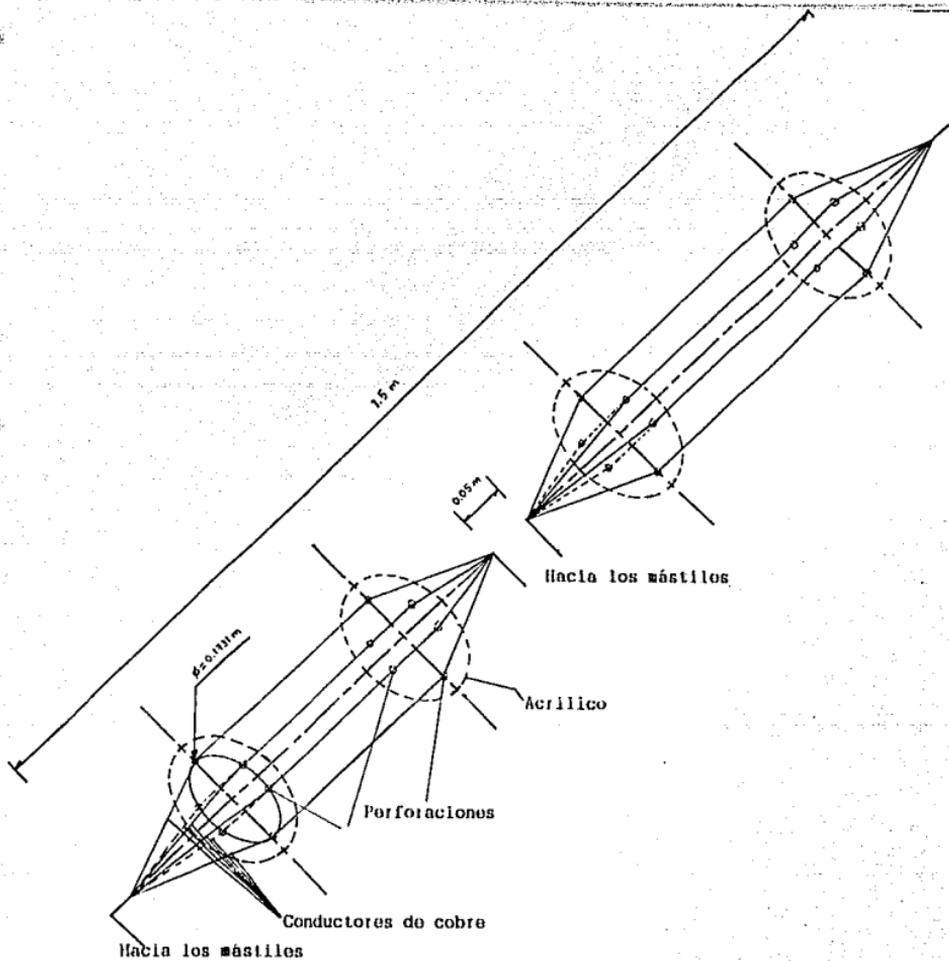


Figura 5.1. Construcción del dipolo de Nadenenko.

## 5.5 PRUEBAS

En el presente apartado se describirá la manera en que se obtuvieron los resultados experimentales.

### 5.5.1 CONEXION DEL EQUIPO

Para llevar a cabo la medición del patrón de radiación se utilizó el siguiente equipo:

- 1) Oscilador de U.H.F.
- 2) Generador de funciones
- 3) Indicador de V.S.W.R.
- 4) Detector coaxial

Las principales características de cada uno de los instrumentos son:

- 1) Oscilador de ultra alta frecuencia: modelo 1362, con rango de frecuencia de 220 a 920 Mhz, precisión de  $\pm 1\%$ , potencia de salida (50 $\Omega$ ) de 160 mW y una impedancia de salida de 3 K $\Omega$ , marca GENERAL RADIO COMPANY.
- 2) Generador de funciones HEWLETT PACKARD modelo 3310A que genera formas de onda senoidal, cuadrada, triangular, pulsos positivo y negativo, rampa negativa y positiva, con una frecuencia de operación de 0.0005 Hz a 50 KHz  $\pm 1\%$ .
- 3) Indicador de V.S.W.R. modelo 6593A de MARCONI INSTRUMENTS con las siguientes características:  
Entrada: 2 canales, alta impedancia 2000  
Rango de frecuencias: 800 - 1200 Hz

Sensitividad: 0.5 $\mu$ V R.M.S

Nivel de ruido: menor a -10dB

4) Detector coaxial tipo 6002 de MARCONI INSTRUMENTS, con las siguientes características:

Rango de frecuencias: 200MHz - 12GHz

Tipo de diodo: CV 2154

Conector de entrada de RF: Tipo N macho

En la figura 5.2 se muestra el diagrama a bloques de la conexión del equipo utilizado para efectuar las pruebas a la antena . En él aparece una distancia de 3 m, medida con respecto al nivel del suelo, con la que se evita la acción de la tierra considerando que esta altura es suficiente para mantener estable la resistencia de radiación en todo el ancho de banda de trabajo [Jordan , 1969].

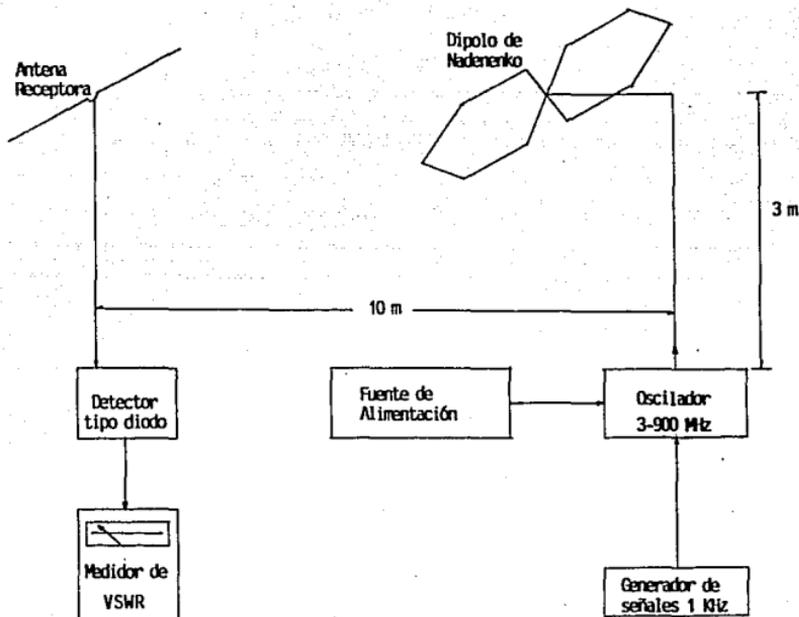


Figura 5.2 Diagrama a bloques que muestra las conexiones utilizadas para efectuar las pruebas a la antena bajo estudio.

La operación de este sistema es como sigue: el generador de señales proporciona al oscilador una onda cuadrada de 1.0 KHz, misma que modula la señal de radio frecuencia ahí producida a frecuencias variables entre 26.96 y 27.5 Mhz. La señal modulada se envía a la antena transmisora (dipolo de Nadenenko), desde donde es transmitida al espacio.

En el lado receptor, la señal es recogida por un dipolo simple, quien a su vez la envía por el cable coaxial hasta el detector tipo diodo, que se encarga de demodularla y entregarla en su forma original al medidor VSWR ( por norma de operación se encuentra sintonizado a la frecuencia de 1 Khz). Este instrumento activa un medidor calibrado en dB de atenuación, de donde es posible obtener lecturas que, después de graficarse, muestran la intensidad de la señal recibida.

#### 5.5.2 PROCEDIMIENTO DE MEDICION

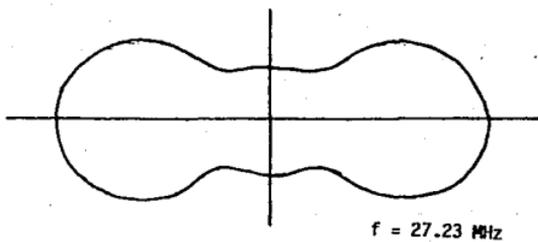
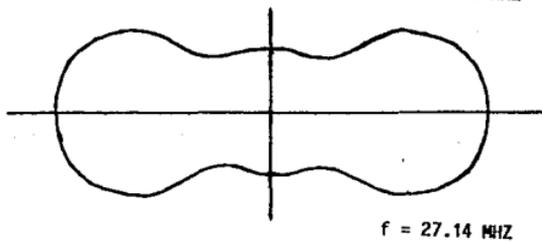
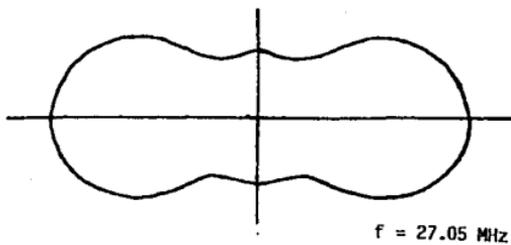
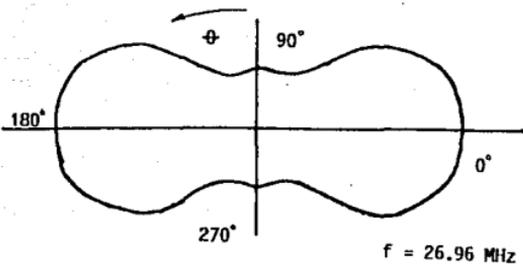
El procedimiento para el registro de las lecturas se describe a continuación.

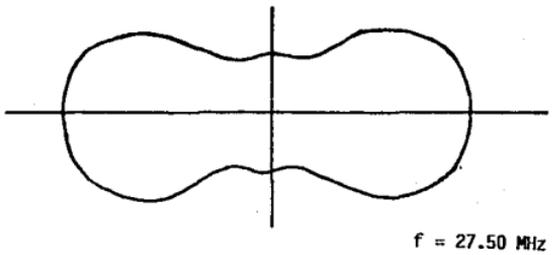
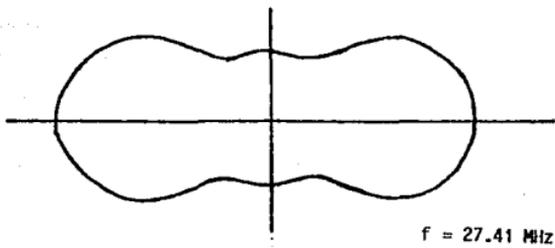
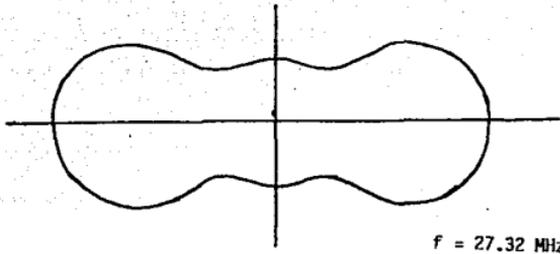
Para iniciar se mantuvo fija la antena receptora con el dipolo dispuesto en forma horizontal, haciéndose girar la antena transmisora en intervalos de 10 grados, tomando como punto de referencia (cero grados) aquel cuyo vértice este más cercano del centro del dipolo receptor. El giro se hizo en el plano horizontal, primero en el sentido de las manecillas del reloj hasta completar  $180^{\circ}$ , y posteriormente en sentido opuesto hasta regresar al punto de partida con lo cual se abarcan los  $360^{\circ}$ .

#### 5.5.3 RESULTADOS

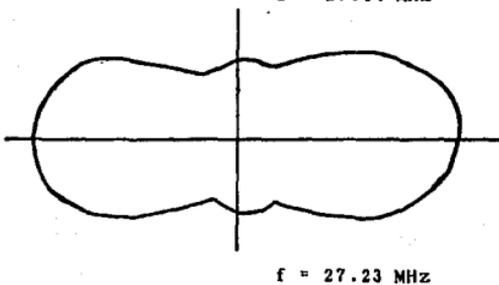
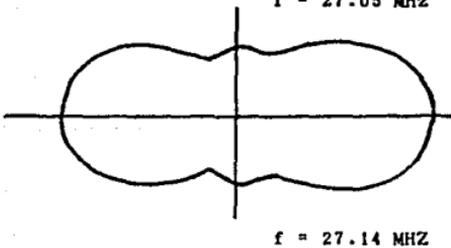
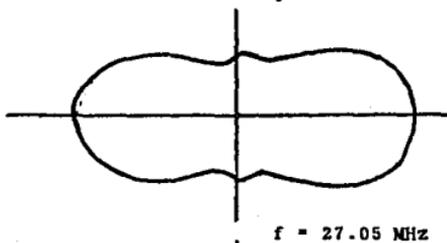
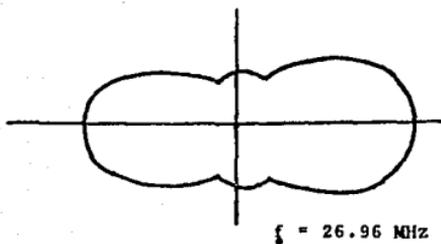
Se realizaron pruebas para siete frecuencias diferentes, desde 26.96 Mhz hasta 27.5 Mhz (afectadas por el factor de escalamiento), midiendo para cada una de ellas el patrón de radiación . En las siguientes gráficas se muestran, en forma comparativa, los patrones medidos y los calculados.

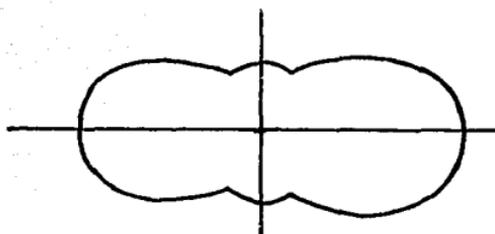
PATRONES VERTICALES MEDIDOS





PATRONES VERTICALES CALCULADOS

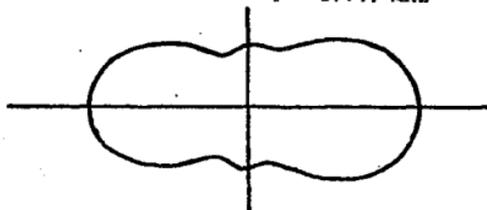




$f = 27.32 \text{ MHz}$

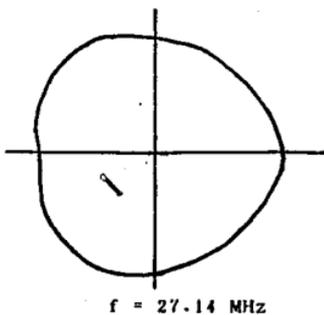
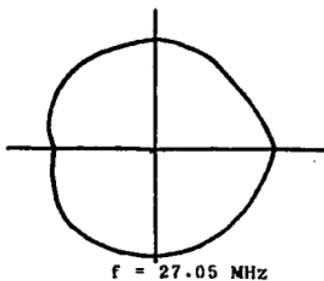
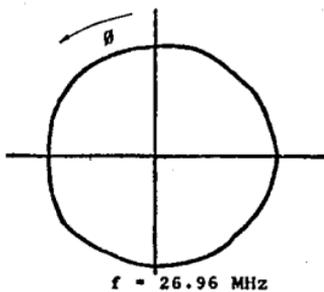


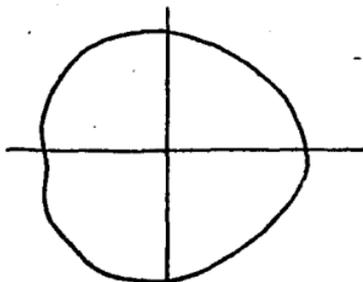
$f = 27.41 \text{ MHz}$



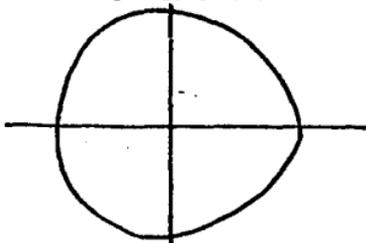
$f = 27.50 \text{ MHz}$

PATRONES HORIZONTALES

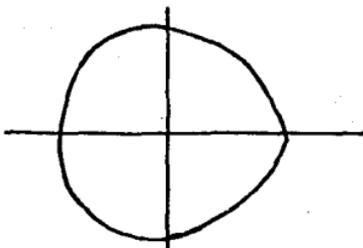




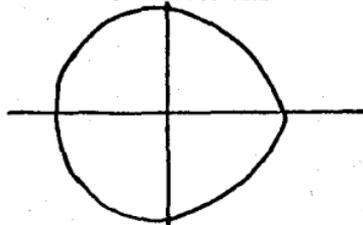
$f = 27.23 \text{ MHz}$



$f = 27.32 \text{ MHz}$



$f = 27.41 \text{ MHz}$



$f = 27.50 \text{ MHz } 125$

## CONCLUSIONES

El método de momentos presenta la ventaja de los métodos numéricos, es decir, que una vez elaborado el programa de computadora, el tiempo en que se pueden lograr resultados es reducido, pues el trabajo se limita a seleccionar valores procesados por la computadora con los cuales se obtienen los resultados que con un método tradicional serían difíciles de lograr en tan corto tiempo y con tal grado de exactitud, ya que aunque el método es aproximado los resultados se apegan al comportamiento real de la antena analizada.

Considerando lo anterior tenemos que con este método es posible ensayar varias alternativas antes de tomar una decisión definitiva, probando con la variación de diferentes parámetros hasta obtener los resultados deseados y entonces implementar físicamente el modelo, otros métodos no permiten esta flexibilidad por ser comunmente muy laboriosos y estar expuestos a errores del calculista.

Además, puede aplicarse a cualquier tipo de antena lineal, teniendo en cuenta solo consideraciones de tipo geométrico (Variando únicamente la sección del programa en donde se define la geometría de la antena), lo que no ocurre con otros métodos, pues aunque parten de una teoría común, siempre será necesario incluir estudios particulares sobre aspectos propios del tipo de antena que se este analizando, tales como aquellos relacionados con su forma física y la interacción de los elementos eléctricos que se conjuguen.

De las gráficas presentadas en el capítulo V podemos decir que el Método de momentos proporciona resultados muy aproximados a los que se obtienen de pruebas físicas o de campo. La variación que se observa se puede atribuir a las diferencias existentes entre el modelo propuesto y el utilizado en la práctica (Factor de escalamiento), así como a la imprecisión de las pruebas, condiciones del equipo y ambientales.

Además la exactitud del análisis depende, no solo de consideraciones de tipo físico, sino principalmente de los métodos auxiliares que se utilicen en conjunción con el método de momentos, para obtener la matriz de impedancias, y aún de la estructura misma de dicha matriz, cuya obtención es el principal objetivo de la aplicación del método de momentos.

Refiriendonos a los resultados obtenidos con la antena construida, se puede decir que cumple con las características propias del género al que pertenece, ya que las características de su patrón de radiación y ganancia se mantienen estables en las frecuencias probadas.

En resumen, podemos concluir que gracias a su relativa simplicidad y adaptabilidad, el Método de Momentos es una herramienta muy útil para el análisis de fenómenos electromagnéticos, por lo cual consideramos que es recomendable incluir su estudio en los programas de teoría electromagnética .

APENDICE

```

*****
*
* PROGRAMA PARA CALCULAR EL PATRON DE RADIACION DE UNA ANTENA ARREGLO *
* LLAMADA DE NADENEK'D, MANEJANDO EL METODO DE MOMENTOS *
*
*
*****
DIMENSION Xn(100),Yn(100),Zn(100),X(100),Y(100),Z(100)
DIMENSION Xp(100),Yp(100),ZP(100),FR(10)
COMPLEX ZIMP(120,120),SUM,F1,PHI,PHI2,ZIN,CD(100),SUMX,SUMY,SUMZ
COMPLEX RX,RY,RZ
DIMENSION ALFCOS(50),BETCOS(50),GAMCOS(50),NAMEH(8),NAMEV(8)
CHARACTER*8 NAMEH,NAMEV
*****ENTRADA DE DATOS*****
WRITE (*,1)
1  FORMAT(' NUMERO DE PRUEBAS:',\ )
   READ(*,*) NF
   DO 6 IE=1,NF
     WRITE (*,2)IE
2    FORMAT (' FRECUENCIA DE TRABAJO (' ,I2,') (EN Hz):',\ )
     READ (*,*) FR(IE)
     WRITE (*,3)IE
3    FORMAT(/' NOMBRE PARA EL ARCHIVO DEL PATRON HORIZONTAL ('
1     ,I2,'):',\ )
     READ(*,5)NAMEH(IE)
     WRITE (*,4)IE
4    FORMAT(/' NOMBRE PARA EL ARCHIVO DEL PATRON VERTICAL ('
2     ,I2,'):',\ )
     READ(*,5)NAMEV(IE)
5    FORMAT(AB)
6    CONTINUE
   WRITE(*,7)
7    FORMAT(/'X,'INCREMENTO ANGULAR PARA LA GRAFICA DEL PATRON DE RAD
IACION (EN GRADOS):',\ )
   READ(*,*) AINC
C >>> DISTANCIA ENTRE EL PUNTO DE OBSERVACION Y EL CENTRO DEL
C >>> DIPOLO RADIADOR : RADIO.
   WRITE(*,8)
8    FORMAT(/'X,'DISTANCIA DEL ORIGEN AL PUNTO DE OBSERVACION',
3     ' (EN LAMBDA):',\ )
   READ(*,*) RADIO

   DO 9 IDZ=1,NF
   OPEN (IDZ,FILE=NAMEH(IDZ),STATUS='NEW',ACCESS='SEQUENTIAL',
4     FORM='FORMATTED')
     IDZ=IDZ+NF
   OPEN (IDZ,FILE=NAMEV(IDZ),STATUS='NEW',ACCESS='SEQUENTIAL',
5     FORM='FORMATTED')
     F=FR(IDZ)
     AMBDA = 3E+8/F
     WRITE (*,10) AMBDA
10    FORMAT (///' LA LONGITUD DE ONDA ES:',F7.4,' METROS')
     IF (IDZ.NE.1)GO TO 90
     WRITE (*,11)
11    FORMAT(///' LONGITUD DEL DIPOLO EN FRACCIONES DE LAMBDA:',\ )
     READ (*,*) D11

```

```

D1=D1*AMBDA
WRITE (*,12)
12 FORMAT ('/' LONGITUD DEL SEGMENTO DE ALIMENTACION (EN FRACCIONES D
6E LAMBDA):',\ )
READ (*,*) D22
D2=D22*AMBDA
WRITE (*,13)
13 FORMAT ('/' DIAMETRO DEL DIPLO EN Mts.:',\ )
READ (*,*) RHO
WRITE (*,14)
14 FORMAT ('/' ANGULO ALFA (DE 0 A 90 GRADOS):',\ )
READ (*,*) ALFA
PI=3.141593589793
ZO=120.0*PI
ANRAD=PI/180.0
RK=2.0*PI/AMBDA
ALPHA = ALFA*174.532E-04
D = (D1-D2)/2
A1 = RHO/(2*TAN(ALPHA))
ET = RHO/(2*(D)-A1)
ETA = (ATAN(ET))/174.532E-04
WRITE (*,15) ETA
15 FORMAT ('/' ANGULO BETA?, DEBE SER MAYOR A 'F7.3,' GRADOS:',\ )
READ (*,*) BETA
BETA = BETA*174.532E-04
WRITE (*,16)
16 FORMAT ('/' CUANTOS CONDUCTORES QUIERES EN EL DIPLO:',\ )
READ (*,*) NC
GAMA = 360/NC
GAMMA = GAMA*174.532E-04
WRITE (*,17) GAMA
17 FORMAT ('/' SEPARACION ENTRE CONDUCTORES: ',FB.3,' GRADOS')
A2 = RHO/(2*TAN(BETA))
S = SQRT(A1**2+(RHO/2)**2)
B = SQRT(A2**2+(RHO/2)**2)
H = (D)-A1-A2
WRITE (*,18) S
18 FORMAT ('/' LONGITUDES:',/14X,' SEGMENTOS a Y A :',FB.4,' mts.')
```

\*\*\*\*\*SEGMENTACION\*\*\*\*\*

```

21 CS=(10*S)/AMBDA
O = 1.5
22 IF (O.GE.CS) GO TO 23
O = O+1
GO TO 22
23 CH=(10*H)/AMBDA
P = 1
24 IF (P.GE.CH) GO TO 25
P = P+1
GO TO 24
25 CB=(10*B)/AMBDA
Q = 1
26 IF (Q.GE.CB) GO TO 27
Q = Q+1
GO TO 26
27 IO=O-0.5
```

```

IP=P
IQ=Q
S1=Q*AMBDA/S
S2=P*AMBDA/H
S3=Q*AMBDA/B
WRITE (*,28) IQ
28 FORMAT (/' HAY',14,' SEGMENTOS EN LAS SECCIONES a y a ')
WRITE (*,29) S1
29 FORMAT (' CON LONGITUD DE: LAMBDA/',F7.2)
WRITE (*,30) IP
30 FORMAT (/' HAY',14,' SEGMENTOS EN LAS SECCIONES b y b ')
WRITE (*,31) S2
31 FORMAT (' CON LONGITUD DE: LAMBDA/',F7.2)
WRITE (*,32) IQ
32 FORMAT (/' HAY',14,' SEGMENTOS EN LAS SECCIONES c y c ')
WRITE (*,33) S3
33 FORMAT (' CON LONGITUD DE: LAMBDA/',F7.2)
ITS=(HC*(10+IP+IQ)*2)+1
WRITE (*,34) ITS
34 FORMAT (/' TOTAL DE DIFERENCIALES EN EL DIPOLO:',15)
IT=10+IP+IQ
PAUSE
WRITE (*,35) ID2,NE
35 FORMAT (///// ' CALCULANDO PARA LA FRUEBA ',12,' DE ',12)
WRITE (*,36)
36 FORMAT (//5X' IMPEDANCIA',9X,' REAL',15X,' IMAGINARIA')

```

\*\*\*\*\*CALCULO DE COORDENADAS DE LOS SEGMENTOS\*\*\*\*\*

```

J3=0
DO 37 I=1,NC
DO 38 K=1,10
J1=J3+K
T1=COS(ALPHA)
T2=SIN(ALPHA)*COS(GAMMA*(I-1))
T3=SIN(ALPHA)*SIN(GAMMA*(I-1))
X(O)=- (D1/2)
Y(O)=0
Z(O)=0
ALFCOS(O)=T1
BETCOS(O)=T2
GAMCOS(O)=T3
Xn(J1)=(K-0.5)*(S/O)*T1-(D1/2)
Yn(J1)=(K-0.5)*T2*(S/O)
Zn(J1)=(K-0.5)*T3*(S/O)
X(J1)=(K*(S/O)*T1)-(D1/2)
Y(J1)=K*T2*(S/O)
Z(J1)=K*T3*(S/O)
Xp(J1)=(K+0.5)*(S/O)*T1-(D1/2)
Yp(J1)=(K+0.5)*T2*(S/O)
Zp(J1)=(K+0.5)*T3*(S/O)
ALFCOS(J1)=T1
BETCOS(J1)=-T2
GAMCOS(J1)=T3
JUMP=2
38 CONTINUE
J3=J1
DO 39 L=1,IP
J1=J3+L
Xn(J1)=A1+((L-1)*(H/IP))-(D1/2)
Yn(J1)=(RH/D/2)*COS(GAMMA*(I-1))
Zn(J1)=(RH/D/2)*SIN(GAMMA*(I-1))

```

```

X(J1)=A1-(D1/2)+((L-0.5)*(H/IP))
Y(J1)=Yn(J1)
Z(J1)=Zn(J1)
Xp(J1)=A1-(D1/2)+(L*(H/IP))
Yp(J1)=Yn(J1)
Zp(J1)=Zn(J1)
ALFCOS(J1)=1
BETCOS(J1)=0
GAMCOS(J1)=0
39 CONTINUE
J3=J1
DO 40 M=1,IQ
J1=J3+H
T4=COS(BETA)
T5=SIN(BETA)*COS(GAMMA*(I-1))
T6=SIN(BETA)*SIN(GAMMA*(I-1))
Xn(J1)=A1+H-(D1/2)+((M-1)*T4*(B/IQ))
Yn(J1)=(B-(M-1)*(B/IQ))*T5
Zn(J1)=(B-(M-1)*(B/IQ))*T6
X(J1)=A1+H-(D1/2)+((M-0.5)*T4*(B/IQ))
Y(J1)=(B-(M-0.5)*(B/IQ))*T5
Z(J1)=(B-(M-0.5)*(B/IQ))*T6
Xp(J1)=A1+H-(D1/2)+(M*T4*(B/IQ))
Yp(J1)=(B-(M*(B/IQ))*T5
Zp(J1)=(B-(M*(B/IQ))*T6
ALFCOS(J1)=-T4
BETCOS(J1)=-T5
GAMCOS(J1)=T6
40 CONTINUE
J3=J1
IF (I.NE.1) GO TO 42
NRG=J1+1
J1=NRG
Xn(J1)=- (D2/2)
Yn(J1)=0.0
Zn(J1)=0.0
X(J1)=0.0
Y(J1)=0.0
Z(J1)=0.0
Xp(J1)=-Xn(J1)
Yp(J1)=0.0
Zp(J1)=0.0
ALFCOS(J1)=1.0
BETCOS(J1)=0.0
GAMCOS(J1)=0.0
41 X(IITS+1)=-X(I0)
Y(IITS+1)=0
Z(IITS+1)=0
ALFCOS(IITS+1)=-ALFCOS(I0)
BETCOS(IITS+1)=-BETCOS(I0)
GAMCOS(IITS+1)=-GAMCOS(I0)
J3=NRG
42 DO 44 N=1,IT
M=J3
J1=J3+H
IF (N.EQ.NRG) J2=N-N
IF (N.EQ.NRG) GO TO 43
J2=M+1-N
43 Xn(J1)=-Xp(J2)
Yn(J1)=Yp(J2)
Zn(J1)=Zp(J2)

```

```

X(J1)=-X(J2)
Y(J1)=Y(J2)
Z(J1)=Z(J2)
Xp(J1)=-Xn(J2)
Yp(J1)=Yn(J2)
Zp(J1)=Zn(J2)
ALFCOS(J1)=-ALFCOS(J2)
BETCOS(J1)=BETCOS(J2)
GAMCOS(J1)=GAMCOS(J2)
IF (ALFCOS(J1).EQ.-1) ALFCOS(J1)=ABS(-ALFCOS(J1))
44 CONTINUE
J3=J1
37 CONTINUE
***** CALCULO DE IMPEDANCIAS*****
C1=2*PI*F*E-07
C2=36E9/(B*PI*F)
45 DO 60 N2=1,ITS
DO 59 N2=1,ITS
IF (N2.LT.NZ) ZIMP(N2,N2)=ZIMP(N2,N2)
IF (N2.LT.NZ) GO TO 56
TETCOS=ABS((ALFCOS(N2)+ALFCOS(N2))+(BETCOS(N2)+BETCOS(N2))+
7 (GAMCOS(N2)+GAMCOS(N2)))
DELLN=SQRT(((Xp(N2)-Xn(N2))**2)+((Yp(N2)-Yn(N2))**2)+
8 ((Zp(N2)-Zn(N2))**2))
DELLM=SQRT(((Xp(N2)-Xn(N2))**2)+((Yp(N2)-Yn(N2))**2)+
9 ((Zp(N2)-Zn(N2))**2))
RRR=C1+DELLN*DELLM
CALL INTEG(X(N2),Y(N2),Z(N2),X(N2),Y(N2),Z(N2),PHI,RK,X(N2),
1 Y(N2),Z(N2),TETCOS)
ZIMP(N2,N2)=CMPLX(0.0,RRR)*(PHI*(2.0,0.0))
SUM=(0.0,0.0)
CALL INTEG(X(N2),Y(N2),Z(N2),XP(N2),YP(N2),ZP(N2),F1,RK,XP(N2)
2 ,YP(N2),ZP(N2),TETCOS)
SUM=SUM+F1
DO 46 L1=1,NC
N22=N2+1
L2=(3*IT1)+1+(2*IT)*(L1-1)
L3=(2*IT1)+1+(2*IT)*(L1-1)
IF (L2.EQ.N2) N22=ITS+1
IF (L3.EQ.N2) N22=NRG
46 CONTINUE
47 CALL INTEG(X(N22),Y(N22),Z(N22),XP(N2),YP(N2),ZP(N2),F1,RK,
3 XP(N2),YP(N2),ZP(N2),TETCOS)
48 SUM=SUM+F1
DO 49 L4=1,NC
N22=N2-1
L2=(2*IT1)+2+(2*IT)*(L4-1)
L3=(IT1+2)+(2*IT)*(L4-1)
IF (L2.EQ.N2) N22=0
IF (L3.EQ.N2) N22=NRG
49 CONTINUE
50 CALL INTEG(X(N22),Y(N22),Z(N22),Xp(N2),Yp(N2),Zp(N2),F1,RK,
4 Xn(N2),Yn(N2),Zn(N2),TETCOS)
51 SUM=SUM-F1
CALL INTEG(X(N2),Y(N2),Z(N2),XP(N2),YP(N2),ZP(N2),F1,RK,
5 XN(N2),YN(N2),ZN(N2),TETCOS)
SUM=SUM-F1
CALL INTEG(X(N2),Y(N2),Z(N2),XN(N2),YN(N2),ZN(N2),F1,RK,XP(N2),
6 YP(N2),ZP(N2),TETCOS)
SUM=SUM-F1
DO 52 L1=1,NC

```

```

      Nzz=Nz-1
      L2=(2*IT)+2+(2*IT*(L4-1))
      L3=(1T*2)+(2*IT*(L4-1))
      IF (L2.EQ.Nz) Nzz=0
      IF (L3.EQ.Nz) Nzz=NRG
55 CONTINUE
56 CALL INTEG(X(Nzz),Y(Nzz),Z(Nzz),XN(Nz),YN(Nz),ZN(Nz),F1,RK,
      B      XN(Nz),YN(Nz),ZN(Nz),TETCOS)
57 SUM=SUM+F1
      CALL INTEG(X(Nz),Y(Nz),Z(Nz),XN(Nz),YN(Nz),ZN(Nz),F1,RK,
      9      XN(Nz),YN(Nz),ZN(Nz),TETCOS)
      SUM=SUM+F1
      SUM=SUM*CMPLX(0.0,-C2)
      ZIMP(Nz,Nz)=ZIMP(Nz,Nz)+SUM
      WRITE(*,5B)Nz,Nz,ZIMP(Nz,Nz)
58 FORMAT(15X,14,2X,14,5X,2E20.10)
59 CONTINUE
60 CONTINUE
      CALL INVERT(ZIMP,ITS)
      ZIN=(1.0,0.0)/ZIMP(NRG,NRG)
      WRITE(*,61)NRG,ZIN
61 FORMAT(//1X,'IMPEDANCIA DE ENTRADA: ZIN(',12,' ) = ',
      1 2(1X,1PE20.10))
      WRITE(10Z,62)ZIN
62 FORMAT(//1X,'IMPEDANCIA ENTRADA:',1PE15.6)
      RESIN=REAL(ZIN)
      pause
      WRITE(*,63)
63 FORMAT(//12X,'*** DISTRIBUCION DE CORRIENTES ***')

      DO 65 I=1,ITS
      CD(I)=ZIMP(I,NRG)
      WRITE(*,42) I,CD(I)
64 FORMAT(3X,14,2(5X,1PE20.10))
65 CONTINUE
      CORIN=CABS(CD(NRG))
      IF (10Z.NE.1)GO TO 66
      AINC=AINC+NRAD
      RADIO=RADIO+ANGDA
66 MPL=0
      PH1=0.0
      WRITE(*,67)
67 FORMAT(//1X,'***** PATRON HORIZONTAL *****')
C >>> PUNTO DE OBSERVACION, P(X,Y,Z).

68 X0=0.0
      IF (MPL.EQ.1) X0=RADIO*SIN(PH1)
      Y0=RADIO*COS(PH1)
      IF (MPL.EQ.1) Y0=RADIO*COS(PH1)
      Z0=RADIO*SIN(PH1)
      IF (MPL.EQ.1) Z0=0.0
      SUNX=(0.0,0.0)
      SUNY=(0.0,0.0)
      SUNZ=(0.0,0.0)
      NRIX=0
***** CALCULO DE LA CONTRIBUCION DE CADA SEGMENTO AL CAMPO TOTAL.
      DO 69 I=1,ITS
***** EVALUACION DEL CAMPO PRODUCIDO POR EL SEGMENTO 'I'.
      CALL EVAL(X0,Y0,Z0,X(1),Y(1),Z(1),Xp(1),Yp(1),Zp(1),

```

```

2          RX,RY,RZ,RK)
          SUMX=SUMX+CD(I)*RX
          SUMY=SUMY+CD(I)*RY
          SUMZ=SUMZ+CD(I)*RZ
69 CONTINUE
          RRR1=-X0+C2
          RX=CMPLX(0.0,RRR1)*SUMX
          RY=CMPLX(0.0,-C2)*SUMY
          RZ=CMPLX(0.0,-C2)*SUMZ
C >>> EVALUACION DE LA MAGNITUD DEL CAMPO ELECTRICIO EN P(X,Y,Z).
          EX=REAL(RX)+REAL(RY)+AIMAG(RX)+AIMAG(RY)
          EY=REAL(RY)+REAL(RZ)+AIMAG(RY)+AIMAG(RZ)
          EZ=REAL(RZ)+REAL(RX)+AIMAG(RZ)+AIMAG(RX)
          ET=SQRT(EX*EX+EY*EY)
          IF (PHI1.EQ.0.0) EMAX=ET
          WRITE (*,70) PHI1/ANRAD,ET
70 FORMAT(3X,F10.2,5X,1PE20.10)
          IF (MPL.NE.1) WRITE (IDZ,71)PHI1/ANRAD,ET
          IF (MPL.EQ.1) WRITE (IDZ,71)PHI1/ANRAD,ET
71 FORMAT (2(1PE15.6))
          PHI1=PHI1+AINC
          IF (ABS(PHI1-AINC).GT.0.0001) GO TO 68
C          IF (PHI.LT.(PI+3.*AINC)) GO TO 68
72 IF (MPL.EQ.1) GO TO 74
          WRITE (*,73)
73 FORMAT (//1X,'***** PATRON VERTICAL *****')
          MPL=1
          PHI1=0.0
          GO TO 68
C >>> FINALIZA LA EVALUACION DEL PATRON DE RADIACION EN LOS
C >>> PLANOS 'H' Y 'V'.
74 GAWA=EMAX*EMAL/(2.0*Z0)
          DEN=CORIN*CORIN*RESIN/2.0
          DEN=DEN/(4.0*PI*RADIO*RADIO)
          GAWA=10.0*ALOG10(GAWA/DEN)
          WRITE (*,75) GAWA
75 FORMAT (//1X,'*** GANANCIA DE LA ANTEJNA : ',1PE20.10,' [ DB ]')
          WRITE (IDZ,76)GAWA
76 FORMAT ('/GANANCIA:',1PE15.6)
          CLOSE (IDZ)
          CLOSE (IDZ)
9 CONTINUE
          STOP
          END
*****SUBROUTINA 1*****
*****SUBROUTINA PARA INTEGRAR*****
SUBROUTINE INTEG(XN1,YN1,ZN1,XM,YM,ZM,AREAF,RK1,XD,YD,ZD,TC)
          COMPLEX AREA,AREAF,FUN,SUM
          N=11
          XI=XN1
          YI=YN1
          ZI=ZN1
          XC=XM
          YC=YM
          ZC=ZM
          XF=XD
          YF=YD
          ZF=ZD
          HX=ABS(XF-XI)
          HY=ABS(YF-YI)
          HZ=ABS(ZF-ZI)

```

```

IF ((XM.EQ.XN1).AND.(YM.EQ.YN1).AND.(ZM.EQ.ZN1)) XF=XC
IF ((XM.EQ.XN1).AND.(YM.EQ.YN1).AND.(ZM.EQ.ZN1)) YF=YC
IF ((XM.EQ.XN1).AND.(YM.EQ.YN1).AND.(ZM.EQ.ZN1)) ZF=ZC
IX=XF-HX
IY=YF-HY
IZ=ZF-HZ
XXX=XF+HX
YYY=YF+HY
ZZZ=ZF+HZ
HXX=(XXX-XX)/11.0
HYY=(YYY-YY)/11.0
HZZ=(ZZZ-ZZ)/11.0
H=SQRT((HXX**2)+(HYY**2)+(HZZ**2))
SUM=(0.0,0.0)
X=XX+HXX
Y=YY+HYY
Z=ZZ+HZZ
DO 4 I=2,N
RM=SQRT((XC-XI)**2+(YC-YI)**2+(ZC-ZI)**2)
IAUX=1
IF (MOD(IAUX,2)) 1,1,2
1 SUM=SUM+(4.0,0.0)*FUN(RK1,RM,TC)
GO TO 3
2 SUM=SUM+(2.0,0.0)*FUN(RK1,RM,TC)
3 X=X+HXX
Y=Y+HYY
4 Z=Z+HZZ
R=H/3.0
RM=SQRT((XC-XX)**2+(YC-YY)**2+(ZC-ZZ)**2)
AREA=CMPLX(R,0.0)*FUN(RK1,RM,TC)
RM=SQRT((XC-XX)**2+(YC-YY)**2+(ZC-ZZ)**2)
AREA=AREA+CMPLX(R,0.0)*(FUN(RK1,RM,TC)+SUM)
RR=SQRT(((XX-IX)**2+(YY-IY)**2+(ZZ-IZ)**2)
AREA=AREA/CMPLX(RR,0.0)
AREAF=(0.5,0.0)*AREA
RETURN
END
*****SUBROUTINA 2*****
*****EVALUACION DE EXP(-J*RK*RM)*****
COMPLEX FUNCTION FUN(RK1,RM,TC)
FRE=(COS(RK1*RM)/RM)*TC
FIM=(SIN(RK1*RM)/RM)*TC
FUN=CMPLX(FRE,FIM)
RETURN
END
*****SUBROUTINA 3*****
*****INVERSION DE UNA MATRIZ COMPLEJA*****
SUBROUTINE INVERT(A,N)
COMPLEX A(12B,12B)
DO 4 K=1,N
DO 1 J=1,N
IF (J.EQ.K) GO TO 1
A(K,J)=A(K,J)/A(K,K)
1 CONTINUE
A(K,K)=(1.0,0.0)/A(K,K)
DO 3 I=1,N
IF (I.EQ.K) GO TO 3
DO 2 J=1,N
IF (J.EQ.K) GO TO 2
A(I,J)=A(I,J)-A(K,J)*A(I,K)
2 CONTINUE
3 CONTINUE

```

```

3 CONTINUE
DO 4 I=1,N
  IF (I.EQ.K) GO TO 4
  A(I,K)=A(I,K)+A(K,K)
4 CONTINUE
RETURN
END

*****SUBROUTINA 4*****
*****EVALUACION DE LA CONTRIBUCION AL CAMPO ELECTRICO DEL SEGMENTO CENTRADO EN 'ZE'.*****
SUBROUTINE EVAL(X,Y,Z,XCE,YCE,ZCE,IE,YE,ZE,RE,RY,RZ,RI)
COMPLEX RI,RY,RZ,SUM1X,SUM1Y,SUM1Z,FUNX,FUNY,FUNZ
N=25
DX=XE-XCE
DY=YE-YCE
DZ=ZE-ZCE
XMAX=XCE+DX
YMAX=YCE+DY
ZMAX=ZCE+DZ
XMIN=XCE-DX
YMIN=YCE-DY
ZMIN=ZCE-DZ
HX=(XMAX-XMIN)/25.0
HY=(YMAX-YMIN)/25.0
HZ=(ZMAX-ZMIN)/25.0
H=SQRT((HX**2)+(HY**2)+(HZ**2))
SUM1X=(0.0,0.0)
SUM1Y=(0.0,0.0)
SUM1Z=(0.0,0.0)
XI=XMIN+HX
YI=YMIN+HY
ZI=ZMIN+HZ
DO 4 I=2,N
RN=SQRT((X-XI)**2+(Y-YI)**2+(Z-ZI)**2)
IAUX=1
IF (MOD(IAUX,2)) 1,1,2
1 SUM1X=SUM1X+(4.0,0.0)*FUNX(RI,RN,Z,ZI)
  SUM1Y=SUM1Y+(4.0,0.0)*FUNY(RI,RN,Z,ZI)
  SUM1Z=SUM1Z+(4.0,0.0)*FUNZ(RI,RN,X,Y,YI)
  GO TO 3
2 SUM1X=SUM1X+(2.0,0.0)*FUNX(RI,RN,Z,ZI)
  SUM1Y=SUM1Y+(2.0,0.0)*FUNY(RI,RN,Z,ZI)
  SUM1Z=SUM1Z+(2.0,0.0)*FUNZ(RI,RN,X,Y,YI)
3 XI=XI+HX
  YI=YI+HY
4 ZI=ZI+HZ
T=H/3.0
RX=CMPLX(T,0.0)*(FUNX(RI,RN,Z,ZMIN)+SUM1X+FUNX(RI,RN,Z,ZMAX))
RY=CMPLX(T,0.0)*(FUNY(RI,RN,Z,ZMIN)+SUM1Y+FUNY(RI,RN,Z,ZMAX))
RZ=CMPLX(T,0.0)*(FUNZ(RI,RN,X,Y,VI)+SUM1Z+FUNZ(RI,RN,X,Y,YMAX))
RETURN
END

*****SUBROUTINA 5*****
COMPLEX FUNCTION FUNX(RI,RN,Z,ZI)
A=3.0/RN**5-(RK1*RI)/(RN+RN*RN)
B=3.0*RI/RN**4
C=RK1*RN
DRA=COS(C)
E=SIN(C)
F=Z-ZI
FRE=F*(A+DRA+B+E)

```

```
FIM=F*(B+DRR-A+E)
FUNX=CMPLX(FRE,FIM)
RETURN
END
```

```
*****SUBROUTINA 6*****
```

```
COMPLEX FUNCTION FUR1(RK1,RN,Z,Z1)
A=3.0/RN**5-(RK1*RK1)/(RN*RN)
B=3.0*RK1/RN**4
C=RK1*RN
DRR=COS(C)
E=SIN(C)
F=Z-Z1
FRE=F*(A+DRR*B+E)
FIM=F*(B+DRR-A+E)
FUR1=CMPLX(FRE,FIM)
RETURN
END
```

```
*****SUBROUTINA 7*****
```

```
COMPLEX FUNCTION FUR2(RK1,RN,X,Y,Y1)
A=2.0/(RN*RN*RN)
B=2.0*RK1/(RN*RN)
C=RK1*RN
DRR=COS(C)
E=SIN(C)
F=3.0/RN**5-(RK1*RK1)/(RN*RN*RN)
G=3.0*RK1/RN**4
H=X*X+(Y-Y1)*(Y-Y1)
FRE=DRR*A+E+B-H*(DRR+F+E*G)
FIM=DRR*B-E+H*(DRR+G-E*F)
FUR2=CMPLX(FRE,FIM)
RETURN
END
```

## BIBLIOGRAFIA

1. Balanis, Constantine A.  
ANTENNA THEORY. ANALYSIS AND DESIGN.  
John Wiley & Sons, New York, 1982.
2. Kraus, John D.  
ANTENNAS  
Mc Graw-Hill, New York, 1950, [Electrical and Electronic Series].
3. Weeks, W. L.  
ANTENNA ENGINEERING  
Mc Graw-Hill, New Delhi, 1974.
4. Belotserkovskii, Gregorii Bentsionovich  
FUNDAMENTOS DE ANTENAS  
Marcombo, Barcelona, 1977.
5. Markov, G. y Sazonov, D.  
ANTENAS  
MIR, Moscú, 1978.
6. Wait, James R.  
INTRODUCTION TO ANTENNAS & PROPAGATION  
Peter Peregrinus Ltd., England, 1986.

7. Rossier, Henri  
ANTENAS COLECTIVAS  
Marcombo, 2<sup>da</sup> Edición, España, 1980.
  
8. Jordan, Edward C. y Balmain, Keith G.  
ONDAS ELECTROMAGNETICAS Y SISTEMAS RADIANTES  
Paraninfo, 3<sup>era</sup> Edición, Madrid, 1983.
  
9. Hayt, William H. Jr.  
TEORIA ELECTROMAGNETICA  
Mc Graw-Hill, México, 1985.
  
10. Reitz, John R. y Milford, Frederick, J.  
FUNDAMENTOS DE LA TEORIA ELECTROMAGNETICA  
U.T.E.H.A., México, 1972.
  
11. Zahn, Markus  
TEORIA ELECTROMAGNETICA  
Nueva Editorial Interamericana, México, 1984.
  
12. Johnk, Carl T.A.  
TEORIA ELECTROMAGNETICA. PRINCIPIOS Y APLICACIONES  
LIMUSA, México, 1981.
  
13. Edminister, Joseph A.  
ELECTROMAGNETISMO  
Mc Graw-Hill, México, 1982, [Serie Schaum].

14. Kraus  
ELECTROMAGNETISMO  
Mc Graw-Hill, México, 1975.
  
15. Temes, Lloyd  
COMUNICACION ELECTRONICA  
Mc Graw-Hill, México, 1982, [Serie Schaum]
  
16. Lehmann, Charles H.  
GEOMETRIA ANALITICA  
LIMUSA, México, 1980.
  
17. Davis, Gordon B. y Hoffmann, Thomas R.  
FORTRAN 77: UN ESTILO ESTRUCTURADO Y DISCIPLINADO  
Mc Graw-Hill, 2<sup>da</sup> Edición, México, 1987.
  
18. McCracken, Daniel D. y Dorn, William S.  
METODOS NUMERICOS Y PROGRAMACION FORTRAN CON  
APLICACIONES EN INGENIERIA Y CIENCIAS  
LIMUSA, México, 1984.
  
19. Luthe R., Olivera A., Schutz F.  
METODOS NUMERICOS  
LIMUSA, México, 1985.
  
20. Neri Vela, Rodolfo  
SELF AND MUTUAL OF THIN DIPOLOS BY MOMENT METHOD  
Electronics letters vol. 15, No. 14, 5th Jul. 1979.

21. Silvester, P.P. y Ferrarri, R.L.

ELEMENTOS FINITOS PARA INGENIERIA ELECTRICA

LIMUSA, México, 1989.