



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

A LOS ASISTENTES A LOS CURSOS DE LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA

Las autoridades de la Facultad de Ingeniería, por conducto del Jefe de la División de Educación Continua, otorgan una constancia de asistencia a quienes cumplan con los requisitos establecidos para cada curso.

El control de asistencia se llevará a cabo a través de la persona que le entregó las notas. Las inasistencias serán computadas por las autoridades de la División, con el fin de entregarle constancia solamente a los alumnos que tengan un mínimo del 80% de asistencias.

Pedimos a los asistentes recoger su constancia el día de la clausura. Estas se retendrán por el período de un año, pasado este tiempo la DECFI no se hará responsable de este documento.

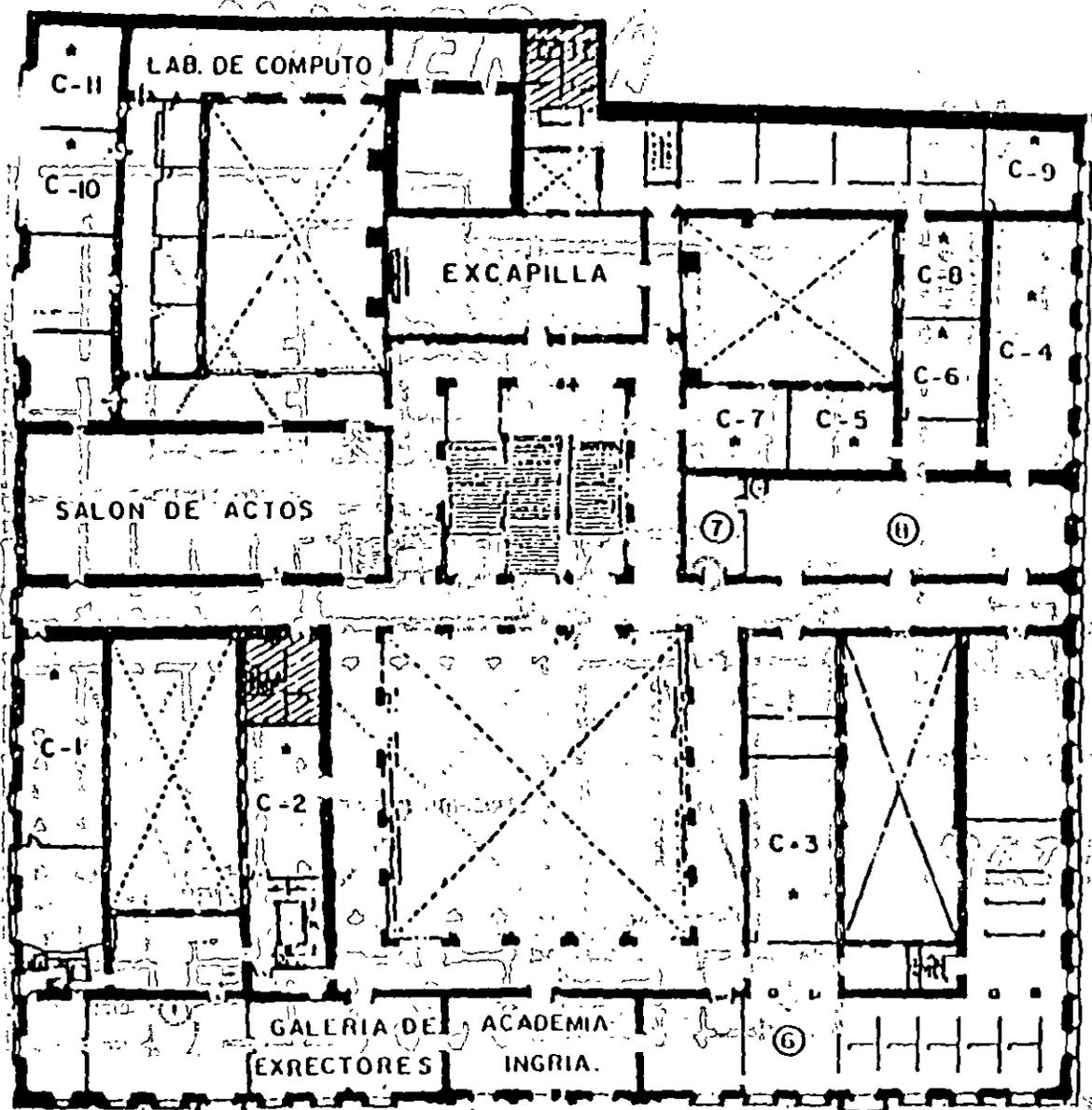
Se recomienda a los asistentes participar activamente con sus ideas y experiencias, pues los cursos que ofrece la División están planeados para que los profesores - expongan una tesis, pero sobre todo, para que coordinen las opiniones de todos los interesados, constituyendo verdaderos seminarios.

Es muy importante que todos los asistentes llenen y entreguen su hoja de inscripción al inicio del curso, información que servirá para integrar un directorio de asistentes, que se entregará oportunamente.

Con el objeto de mejorar los servicios que la División de Educación Continua ofrece, al final del curso deberán entregar la evaluación a través de un cuestionario diseñado para emitir juicios anónimos.

Se recomienda llenar dicha evaluación conforme los profesores impartan sus clases, a efecto de no llenar en la última sesión las evaluaciones y con esto sean más fehacientes sus apreciaciones.

¡ GRACIAS !



GUIA DE LOCALIZACION

- 1- ACCESO
- 2- BIBLIOTECA HISTORICA
- 3- LIBRERIA UNAM
- 4- CENTRO DE INFORMACION Y DOCUMENTACION "ING. BRUNO MASCANZONI"
- 5- PROGRAMA DE APOYO A LA TITULACION
- 6- AULAS
- 7- OFICINAS GENERALES
- 8- ENTREGA DE MATERIAL Y CONTROL DE ASISTENCIA.
- 9- SALA DE DESCANSO
- 10- SANITARIOS

1er. PISO

DIVISION
FACULTAD
DE INGENIERIA

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS
TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS
1995**

VIERNES 10 DE FEBRERO

M.en C.Amanda Gómez González

(16:00 a 17:30) Introduccion
Parametros fundamentales

Ing Eduardo Alvarez Guzman

(17:30 a 19:00) Dipolo
Antenas lineales

M.en C.Jorge Sosa Pedroza

(19:00 a 21:00) Antenas de banda ancha

SABADO 11 DE FEBRERO

Ing.Victor D.Pinilla Morán

(9:00 a 11:00) Antenas de apertura

Ing.Gerardo Neyra Romero

(11:00 a 12:00) Antenas de Ranura

Ing.Jorge Ceja

(12:00 a 13:00) Metrología de antenas

Ing.Rosario Barragán Paz

(13:00 a 14:00) Ejemplos prácticos

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS
 FECHA: 10 y 11 de febrero de 1995.

CONFERENCISTA	DOMINIO DEL TEMA	USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	COMUNICACION CON EL ASISTENTE	PUNTUALIDAD
M.C. Amanda Gómez González				
Ing. Eduardo Álvarez Guzmán				
M.C. Jorge Sosa Pedroza				
Ing. Víctor D. Pinilla Morán				
Ing. Gerardo Neyra Romero				
Ing. Jorge Ceja Cayetano				
Ing. Rosario Barraquán Paz				

EVALUACION DE LA ENSEÑANZA

ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL CURSO	
GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL CURSO	
ACTUALIZACION DEL CURSO	
APLICACION PRACTICA DEL CURSO	

EVALUACION DEL CURSO

CONCEPTO	CALIF.
CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
CONTINUIDAD EN LOS TEMAS	
CALIDAD DEL MATERIAL DIDACTICO UTILIZADO	

ESCALA DE EVALUACION: 1 A 10

1 - ¿LE AGRADO SU ESTANCIA EN LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA?

SI	NO
----	----

SI INDICA QUE "NO" DIGA PORQUE.

2 - MEDIO A TRAVES DEL CUAL SE ENTERO DEL CURSO:

PERIODICO EXCELSIOR		FOLLETO ANUAL		GACETA UNAM		OTRO MEDIO	
PERIODICO EL UNIVERSAL		FOLLETO DEL CURSO		REVISTAS TECNICAS			

3 - ¿QUE CAMBIOS SUGERIRIA AL CURSO PARA MEJORARLO?

4 - ¿RECOMENDARIA EL CURSO A OTRA(S) PERSONA(S)?

SI		NO	
----	--	----	--

5 - ¿QUE CURSOS LE SERVIRIA QUE PROGRAMARA LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA.

6 - OTRAS SUGERENCIAS:



FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS, TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS

PRAMETROS FUNDAMENTALES

M.C. AMANDA GOMEZ GONZALEZ

CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS. TEORÍA, APLICACIONES Y MEDIDAS

M. en C. Amanda Gómez González

PARAMETROS FUNDAMENTALES

Cuando se define la forma en que se comporta una antena, se requiere fundamentar los parámetros en características físicas como son material, geometría, frecuencia, medio en que se propaguen las ondas, potencia de transmisión, y otros.

Desde el momento en que el conductor de la antena no es un conductor perfecto, implica pérdidas, que se manifiestan en temperatura principalmente en la región cercana, éste efecto que en principio puede suponerse poco favorecedor, resulta útil y aprovechable como se verá mas adelante.

Los parámetros fundamentales que nos indican el comportamiento de una antena cualquiera son:

Ganancia, potencia radiada, resistencia de radiación, impedancia de entrada, patrones de campo eléctrico en el plano vertical y horizontal, directividad, ancho de haz de potencia media, eficiencia, tamaño y posición de los lóbulos laterales, polarización, nivel de contrapolar, productos de intermodulación múltiple (PIM's), abertura equivalente, ancho de banda, frecuencia de trabajo, potencia de recepción. Aunque cabe aclarar que no todos ellos se presentan en todas las antenas, ya que dependerán de otros factores de diseño para considerarlos

CONCEPTO DE ANTENA ISOTROPICA

Cuando pensamos en una carga puntual radiante, suponemos de acuerdo a la ley de Gauss que el campo eléctrico a una distancia r se comporta como una esfera con igual intensidad en toda la superficie cerrada de radio r .

$$E_r = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \quad \left[\frac{V}{m} \right]$$

Si se pudiera contar con este comportamiento, implicaría que la antena fuera una esfera puntual y que la carga no tuviera dirección preferente, sin embargo para fines teóricos conviene considerar este concepto.

Una antena isotrópica radia igual a todas direcciones, y esta medida se considera la referencia para el concepto ganancia, dado que en una isotrópica la ganancia es 1, y la corriente se considera constante.

En cualquier antena, la corriente se distribuye como ya hemos visto en una forma diferente a lo largo de el conductor, y eso afecta la forma de radiación.

INTENSIDAD DE RADIACION

En una dirección dada, se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido, la intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y se calcula

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 W_0 \sin \theta / r^2 = W_0 \sin \theta$$

donde W_0 es la densidad máxima de potencia y θ es el ángulo al analizar la intensidad de radiación en una zona lejana del patrón de radiación se considera la intensidad debida al campo en θ y en ϕ

$$U(\theta, \phi) = r^2 / \eta \quad |E(r, \theta, \phi)|^2 = 1/2\eta (|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2)$$

GANANCIA:

Pese a ser un concepto que tradicionalmente se aplica a circuitos activos, en antenas, la idea es (pese a no contar la antena con elementos activos en el conductor) un concepto de mejora de radiación de campo electromagnético, pero con una dirección definida, haciendo una analogía podemos verlo de la siguiente manera:

A pesar de que el agua es la misma, en r_a se acumula mayor cantidad que en r_b , pero en una superficie mas pequeña.

Igual sucede con las antenas, éstas no aumentan su potencia radiada total, sino que la potencia total la enfocan en alguna dirección.

GANANCIA DIRECTIVA:

Es una relación que existe entre la densidad de potencia radiada en esa dirección particular y la potencia radiada por una antena isotrópica ideal.

Como es una relación de potencias, es una medida adimensional, aunque se maneja en decibeles, siempre mayor que 1.

$G_d = 4\pi$ intensidad de radiación / potencia total suministrada

$$G_d = 4\pi (U (\theta, \phi)) / P_{in}$$

DIRECTIVIDAD:

Es un concepto que se relaciona directamente con la ganancia directiva, dado que en el punto donde la ganancia directiva es máxima; ésta medida es la directividad de la antena, para el caso de una eficiencia al cien por ciento. Podemos pensar también en la directividad como el valor donde la

ganancia en una dirección particular, muestra un valor máximo. En el caso de antenas isotrópicas, donde la radiación es igual a cualquier parte, o sea el radio de la magnitud de la ganancia es igual, en éste caso , la directividad es unitaria, o sea que no existe ganancia. Sin embargo en el caso de radiadores que no son isotrópicos, la directividad es el radio máximo del patrón de radiación.

Directividad = 4π máxima intensidad de radiación/ Potencia radiada total

$$D = 4\pi U_{\max} / P_{\text{rad}}$$

GANANCIA DE POTENCIA

Una antena no es un radiador ideal, y por lo mismo su eficiencia no es 100%, por lo que la ganancia de la antena real es:

$$G = \eta D$$

donde η = eficiencia de la antena. y D es la directividad.

Cuando se desea saber la ganancia en dB

$$G_{\text{db}} = 10 \log (G)$$

RESISTENCIA DE RADIACION:

Es la relación de la potencia radiada por una antena entre la corriente en el punto de alimentación al cuadrado.

Dado que de acuerdo a la ley de ohms:

$$P = R I^2$$

$$P_{\text{r prom}} = R_r I_0^2$$

$$R_r = \frac{P_{\text{r prom}}}{I_0^2}$$

Éste es un valor calculado y como la potencia radiada promedio depende de la frecuencia, la resistencia R_r es un equivalente de resistencia en un circuito de sintonía en paralelo.

RESISTENCIA DE PERDIDAS

Dado que el conductor está calculado para radiar óptimamente una frecuencia, cuando la longitud del conductor es diferente que la óptima, se presentan pérdidas en la superficie del conductor, éstas pérdidas pueden manifestarse como disipación de calor en la superficie y por consiguiente, la resistencia de radiación ahora deberá de considerar la resistencia de pérdidas R_l .

$$R_{rl} = R_r (R_r / (R_r + R_l)) \dots\dots\dots$$

y la potencia radiada disminuirá en esta misma proporción. $P_r = R_{rl} I_0^2$
Se debe de tener en cuenta que no siempre representa una desventaja este calentamiento que se presenta y que disipa energía, dado que mas adelante cuando veamos la aplicación de antenas al area médica, justamente se trabaja en la zona de disipación térmica.

DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA

Cuando una onda viaja en el espacio, la energía que llega a un receptor de superficie limitada que se encuentra separada del transmisor una distancia r , se denomina flujo de potencia instantánea por unidad de área, a esta magnitud se expresa en watts/m^2 y se denomina vector de Pointing.

El producto $p \cdot a$ es la potencia por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a .

$W_{rad} = \mathbf{e} \times \mathbf{H} =$ densidad de potencia radiada instantánea

$$\mathbf{e} = \Re \{ \mathbf{E} (x, y, z) e^{j\omega t} \}$$

$$\mathbf{H} = \Re \{ \mathbf{E} (x, y, z) e^{j\omega t} \} / \eta$$

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_{\mathcal{S}} W_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \iint_{\mathcal{S}} W_{rad} \cdot \mathbf{n} \cdot da$$

DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO:

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

$$W_{rad} = \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \} + \Re \{ \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} e^{j2\omega t} \}$$

La potencia promedio

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \}$$

POTENCIA PROMEDIO RADIADA

Es la densidad de potencia en todo el volumen de radiación :

$$\begin{aligned} P_{prom} &= \iint_{\mathcal{S}} W_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \iint_{\mathcal{S}} W_{prom} \cdot d\mathbf{s} \\ &= 1/2 \iint_{\mathcal{S}} \Re \{ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \} \cdot d\mathbf{s} \end{aligned}$$

considerando que la dirección de \mathbf{E} es ortogonal a \mathbf{H} , la máxima en el plano ortogonal a \mathbf{E} y \mathbf{H} .

AREA EFECTIVA:

Se define como la relación entre la potencia recibida por la antena entre la densidad de potencia de Poynting y es una superficie en donde se absorbe la máxima potencia

$$A = \frac{P_{recep}}{P}$$

LONGITUD EFECTIVA:

Debido a que el conductor lineal cuenta con un grosor y una longitud, la impedancia de la antena se ve afectada en dos partes, en la parte real R y en la parte imaginaria jX , donde se puede apreciar que la parte X depende de la frecuencia, por lo que el conductor presenta efectos inductivos y capacitivos, dependiendo de la frecuencia de diseño, por lo que aunque a nivel teórico en principio presenta una impedancia puramente real en una longitud de $l = \lambda/2$, en realidad ésta tiene una longitud eléctrica, como de una antena mayor, es decir, que presenta efectos inductivos por lo que se calcula la longitud real menor que la longitud óptima para tener solo parte real en su frecuencia de trabajo.

$$L_{efectiva} = \frac{1}{I_0} \int I(z) dz = (I_{prom} / I_0) \cdot L$$

POTENCIA DE RECEPCION:

$$\left(\frac{\lambda^2}{4\pi R}\right)^2 g_1 g_2 P = P_{Rec}$$

En éste punto es conveniente aclarar que ésta potencia es la que capta el receptor en toda su superficie limitada, y de la potencia original P_T del transmisor, ha pasado una distancia R , además que tal potencia se ve modificada debida a la forma del patrón de radiación de la antena transmisora, misma que le agrega ganancia G_1 , una vez viajada la distancia R y teniendo una frecuencia f , con su correspondiente longitud de onda.

La señal se capta por una antena 2 agregándole ganancia G_2 , por lo que:

$$P_{recibida} = P_{transmitida} \left[g_1 g_2 \frac{\lambda^2}{(4 \pi R)^2} \right]$$

g_1, g_2 = ganancia en unidades de potencia

G_1, G_2 = ganancia en decibeles.

PATRONES DE RADIACION:

Cuando se evalúa el campo eléctrico en un punto cualquiera situado en coordenadas x, y, z , se cuenta con el valor de E en forma puntual, mas si se mantiene fija la distancia R , pero se varía la posición en forma esférica, ya que sea θ fijo y ϕ variable o a la inversa, se obtiene el comportamiento.

TIPOS DE PATRONES:

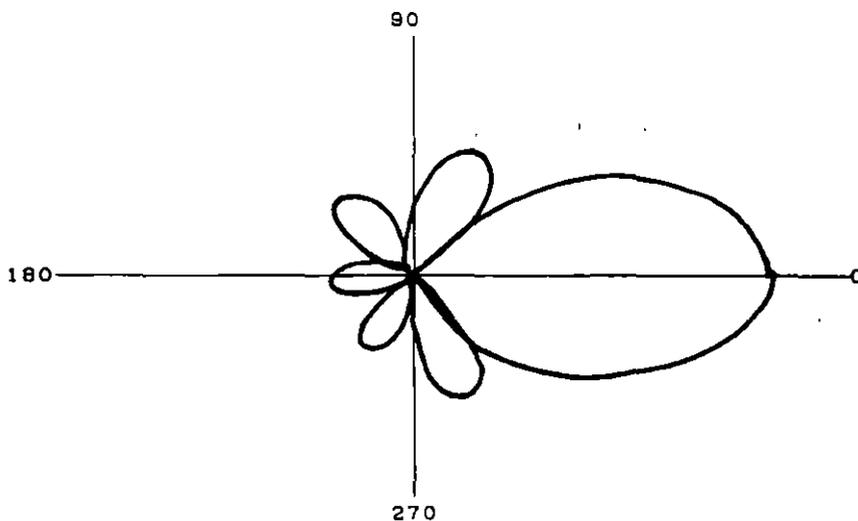
Dentro de los tipos de patrones de radiación podemos identificar las isotrópicas, la cual se supone que la radiación de la antena es igual en cualquier dirección, esto dado que la distribución de K corriente siempre tiene una dirección y no es igual en todas direcciones, sin embargo este concepto es conveniente como referencia.

PATRON OMNIDIRECCIONAL

Es el tipo de patrón el cual muestra la propiedad de directividad, dado que tiene direcciones donde se recibe o transmite con mayor eficiencia, por ejemplo Fig 1 la cual tiene su patrón la forma de un toroide cuyo centro es el conductor mismo, y la cual en el plano E (fig) su patrón parece un 8, pero en el plano H es un círculo por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a P es una magnitud vectorial y por lo mismo tiene dirección y sentido.

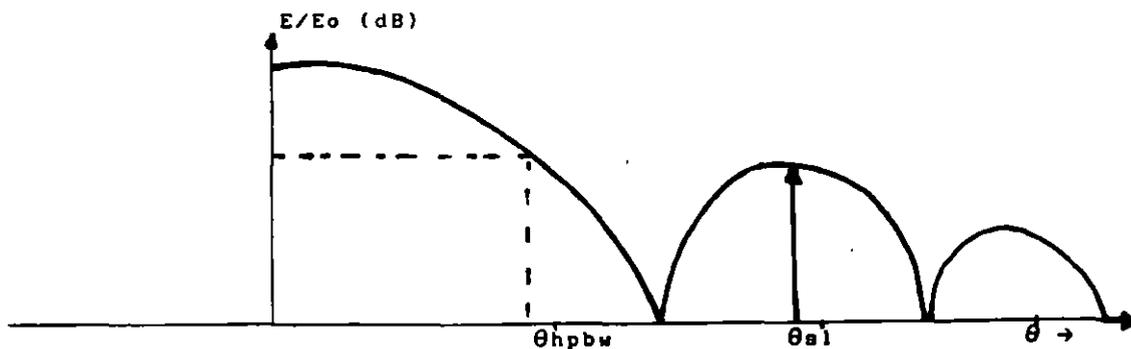
PATRONES POLARES Y CARTESIANOS

El patrón polar es la representación de la forma que radia una antena plasmada en un plano polar, cuyas variables son, el ángulo θ ó ϕ y la magnitud del campo., de ésta manera se puede ver la dirección de máxima radiación del campo, el valor del ángulo cuando la potencia baja a la mitad y las características de amplitud y ángulo de los lóbulos laterales.



Patrones de radiación cartesianos:

Es la representación del patrón de radiación en ejes de coordenadas cuya absisa es el ángulo y la ordenada es la magnitud relativa, aquí también pueden verse la magnitud de los lóbulos laterales, el valor del ancho de haz de potencia media y el comportamiento del patrón a diferentes ángulos.



Lóbulos laterales: Son los valores máximos que se presentan al graficar la forma del patron de radiación, se considera lobulo lateral a partir del valor máximo de ganancia, al segundo, tercer , cuarto etc. valor que se presente, éstos valores indican en realidad pérdidas o desvios de la señal, y para muchos casos éstos valores de señal invaden lugares que no eran los deseados. por lo que se pretenden evitar siempre que se puedan. Los valores pico de los lóbulos laterales son parte de las normas internacionales para la homologación de antenas. y se mide la máxima en referencia al lóbulo principal E_{sl}/E_{max} y se dá el valor en dB.

Ancho de haz de potencia media :

Es el ángul. donde la potencia se baja a la mitad y se expresa en grados, se mide a la mitad de la potencia en ambas direcciones. θ_{hpbw}

POLARIZACION:

La polarización en una antena en una dirección dada, se define como la polarización de la onda radiada cuando la antena está alimentada. Alternativamente la polarización de una onda incidente desde una dirección dada resulta de la máxima potencia en las terminales de la antena. Cuando la dirección no esté especificada la polarización es en donde exista la máxima ganancia. En la práctica la polarización de varias energías radiantes con la dirección en el centro de la antena, dá diferentes patrones y por lo tanto diferentes polarizaciones.

Existen dos tipos de polarizaciones: la polarización lineal y la polarización circular.

Otra clasificación adicional es la rotación de ésa polarización , ya sea en el sentido de las manecillas del reloj, a la cual se le designa polarización de mano derecha, ó en contra de las manecillas del reloj, a la que se le denomina polarización de mano izquierda.

$$\mathcal{E}(z;t) = \hat{a}_x \mathcal{E}_x(z;t) + \hat{a}_y \mathcal{E}_y(z;t)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_x(z;t) &= \Re [E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = \Re [E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_y(z;t) &= \Re [E_y e^{j(\omega t + kz)}] = \Re [E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned}$$

NIVELES DE CONTRAPOLAR:

Cuando en una antena se está trabajando en polarización lineal, conviene mantener filtrada la otra polarización en la cual no se está trabajando, por ejemplo, si se trabaja en polarización vertical, se requiere que la intensidad máxima en horizontal sea lo suficientemente pequeña como para no afectar por componentes vectoriales a la polarización vertical, estamos hablando de niveles alrededor de - 40 decibels bajo la posición de trabajo. En el diseño de antenas, ésta medida se realiza colocando el detector a 90 grados que la polarización de trabajo.

PRODUCTO DE INTERMODULACION MULTIPLE PIM'S

En una antena se presentan fenómenos asociados al material, a la frecuencia y al ruido de fondo .

En un ancho de banda determinado, cuando se tienen dos o mas portadoras , se presentan componentes armónicos, los de 3er y 5to orden, llegan a sumarse y producir una componente no deseada dentro del canal, los cuales deben de evitarse para mantener la calidad de las portadoras.

Los causantes de los productos de intermodulación son elementos no lineales como son: los TWT (tubos de onda progresiva) , las propiedades dieléctricas de la antena, las guías de onda, los cables, los acoplamientos metal-metal, y cuando existe un cambio de medio de transmisión, asociado ésto con la temperatura y la diferencia de coeficiente de expansión térmica de cada material.

Por lo mismo es conveniente considerar este fenómeno al realizar los acoplamientos antena- red de distribución cuidando que la superficie se mantenga perfectamente acoplada, que no existan contaminantes externos y que los tornillos tengan el ajuste correcto y procurando que sea la misma fuerza de ajuste.

ANCHO DE BANDA:

Se define como el rango de frecuencia en el cual las características óptimas de la antena con respecto a otras características presentan una mejora en una especificación establecida. El ancho de banda se puede considerar también como el rango de frecuencias en la cual a partir de una frecuencia central (frecuencia de diseño de la antena) las características de la antena como son : impedancia de entrada, patrones, polarización, nivel de lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación, etc, cuentan con un valor aceptable para ésta frecuencia, y en donde se mantienen dentro de ciertos límites aceptables.

Por ejemplo un ancho de banda 10:1 indican que el ancho de banda es en la frecuencia mayor diez veces mas grande que la menor, lo que nos está indicando que la forma mejor de representar el ancho de banda es la relación de la frecuencia mayor a la frecuencia menor. Otras veces se indica en porcentajes digamos: 5% en ancho de banda indica que la diferencia de frecuencia entre la frecuencia central y la frecuencia de operación se considera aceptable dentro de un $\pm 5\%$.

Existen antenas de ancho de banda pequeño las cuales son como el dipolo de $\lambda/2$ cuyo ancho de banda es de un 5% y otro tipo de antenas con diseños muy específicas, se pueden ampliar el ancho de banda hasta valores realmente grandes, cuyo límite en si es la geometría de la antena, el peso de la misma ó el material de construcción; un caso muy sencillo es el de los arreglos logoperiódicos, donde el diseñador elige la frecuencia máxima y la frecuencia mínima de trabajo, y a partir de ellas, se generan las longitudes y las separaciones de los elementos que contiene.

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

Es la medida con respecto a una línea de transmisión o fuente de impedancia característica, tiene una relación directa con el voltaje de la onda que se refleja.

Z_a es la impedancia de la antena

Z_o es la impedancia característica del medio.

ρ El coeficiente de reflexión de una onda

$$\rho = (Z_a - Z_o) / (Z_a + Z_o)$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$R_a = R_r + R_l$$

donde R_r es la resistencia de radiación de la antena

R_l es la resistencia de pérdidas de la antena

X_a reactancia en las terminales de la antena

la resistencia de radiación la encontramos anteriormente como una relación de la potencia radiada y la corriente de alimentación de la antena.

$$X_a = (\omega L_a - 1/\omega C_a)$$

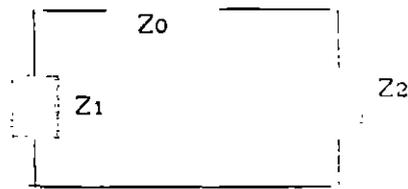
cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto se da cuando

$$\omega L_a = 1/\omega C_a$$

En el diseño de líneas de transmisión y antenas, los valores de L_a y C_a

Acoplamiento de impedancias:

Cuando se conecta una antena a un circuito cualquiera, la impedancia de la antena se debe acoplar de tal manera para que el resultado del acoplamiento de las impedancias dé como resultado una impedancia puramente real y de un valor alto, claro es que en principio esto será lo deseable pero para el caso real, la antena puede presentar impedancia de parte resistiva de valores pequeños y la parte reactiva con algún valor. y el acoplamiento con la impedancia del circuito debe ser analizado como un circuito.



$$Z_1 = R_1 + jX_1$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

$$1/Z_4 = 1/Z_3 + 1/Z_1$$

$$1/z_4 = Z \text{ total} = Z \text{ de radiación}$$

DISEÑO DE REFLECTOR PARABOLICO PARA TV RURAL VIA SATELITE MORELOS

Amanda O. Gómez
Guillermo Festerling
Miguel Escobar
Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de Ingeniería
División de Estudios de Posgrado
A.P. 70-358
04510 MEXICO, D.F.

Abstract

In the design of terrestrial stations for TVRO there are some parameters which can be optimized according to: geographic position, quality requirement and power isotropic radiation from specific place of the world.

This paper presents the design of a parabolic reflector for rural television reception, using the Mexican Morelos Satellite, good quality and low cost is obtained as a result of the optimal design.

Resumen

En el diseño de estaciones terrenas para recepción de señales vía satélite, existen algunos parámetros que pueden ser optimizados de acuerdo a la posición geográfica, la calidad requerida y la potencia isotrópica radiada por el satélite sobre un lugar específico del mundo.

Esta publicación presenta el diseño de un reflector parabólico para recepción de televisión rural utilizando el Satélite Mexicano Morelos, buena calidad y bajo costo son el resultado del diseño optimizado.

Introducción

A raíz de contar en México con el Sistema de Satélite Morelos las expectativas de su utilización surgieron en todo el país, con la inquietud natural de no contar hasta ese momento con estaciones terrenas para fines específicos con diseño nacional.

Fue con este panorama que se inició el diseño de estaciones rurales para recepción de televisión, tomando la siguiente metodología:

Planteamiento del problema específico de recepción de televisión vía satélite para usos rurales.

Selección de límites mínimos de recepción en base a la calidad requerida.

Cálculo de parámetros de enlace y optimización de alguna variable a nuestro alcance.

Trabajo sometido a revisión en enero y aprobado para su publicación en agosto de 1988.
Memoria del XIV Congreso, Dares Reservados © 1988, Academia Nacional de Ingeniería, A.C.

Toma de decisiones de diseño con un criterio propio y de acuerdo a las características que tan particularmente presenta un enlace del tipo rural con el Satélite Morelos en todo el territorio nacional.

Realización del prototipo e integración al sistema de recepción.

Planteamiento del problema.

La televisión rural presenta un panorama muy particular en lo que respecta a sus receptores, dado que la población a la que va dirigida este tipo de transmisión, ya que no cuenta con el personal calificado para el mantenimiento y traslado con que se cuenta en estaciones urbanas, por lo que se debe de cumplir al menos con las siguientes condiciones:

- facilidad de manejo (tamaño, geometría, etc)
- poco peso (pensando en el medio con que va a ser transportada)
- facilidad de instalación (teniendo en cuenta que el que la va a instalar no es un experto en antenas parabólicas)
- calidad adecuada (de acuerdo a un criterio cualitativo)

Límites de calidad

El criterio de límite mínimo de imagen que se desea, se debe de tomar de acuerdo al receptor, para el caso rural se encontró que con un C/N de 8 dB se cumplía con una señal aceptable. [Maddox 83].

Cálculo de parámetros de enlace

La calidad de una recepción esta dada por su relación portadora a ruido. (Maral 86).

$$C/N = \text{PIRE} + G/T - L - BW - K \text{ dB} \quad (1)$$

PIRE= POTENCIA ISOTROPICA DE RADIACION EFECTIVA (del transmisor, en el caso de TVRO es el pire del satélite, para el Morelos en banda C es de 36.0 dB).

C/T = Figura de mérito de la estación receptora.

L = pérdidas totales del enlace, donde están incluidas pérdidas por medio de transmisión, pérdidas por lluvia, por apuntamiento, por polarización, por cable etc.)

BW = ancho de banda, para el Morelos en Banda C y con todo el transpondedor angosto para el canal de TV es de 36 MHz.

k = constante de Boltzmann = -228.6 dB.

La ganancia de la antena esta dada por su diámetro y la frecuencia en que se trabaje, así como el material de que este construida. [Maral 86].

$$G = \eta (\pi D/\lambda)^2 \quad (2)$$

La eficiencia depende de lo reflectora que resulte la superficie parabólica para la onda electromagnética, pero se pretende siempre tener un η mayor que 60% = .60.

La temperatura total esta dada por [Searcy 83]

$$T = TA/L + TLNA \quad (3)$$

TLNA = Temperatura del amplificador de bajo ruido

TA = Temperatura de la antena

L = Pérdidas de la antena

Se consideró un valor fijo y comercial para el de la temperatura del preamplificador LNA, dado que el objetivo de este proyecto es realizar el reflector parabólico, por lo que se eligió un LNA de 60 grados Kelvin.

La temperatura de la antena TA queda sujeta a variación de la elevación de la estación receptora de la siguiente manera: [J. Searcy 83]

$$TA = \int_{\Omega_1} G_1 [1 - G_1] T_1^{d\Omega} / 4\pi + \int_{\Omega_2} G_2 [\rho T_c + (1-\rho) T_g]^{d\Omega} / 4\pi + T_g \dots \quad (4)$$

Donde la primera parte de la ecuación, incluye la afectación de la temperatura debida a la parte que mira al cielo, y la segunda incluye la parte que ve a la tierra. T_g es la temperatura solar, sin embargo y considerando que la temperatura solar no influye en gran medida en el foco de la antena, si esta no funciona como colimador solar que es el caso de cuando no se encuentran mirando de frente al sol, por lo que la temperatura solar se agrega a las pérdidas de la ecuación (2) y no se incluirá como temperatura del sistema. Esto se logra con las características del diseño que se pondrán a continuación que incluyen la forma de minimizar la colimación solar en el sistema.

De acuerdo con la Fig. 1 podemos encontrar que la siguiente relación es válida para las Elevaciones en México [J. Searcy 83]

$$TA/L = 14 + 180/\text{elevación} \quad (5)$$

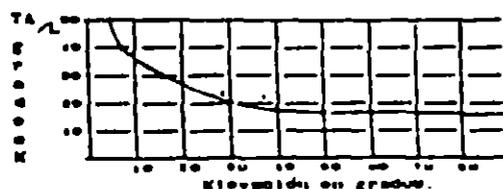


Fig. 1 Temperatura de la antena Vs. Angulo de elevación

De acuerdo con esto, se analizó la elevación mínima que se puede tener de cualquier parte del territorio nacional con respecto al satélite Morelos y se encontró que es de 52 grados, con lo que realizando cálculos para el peor de los casos, basando nuestras observaciones en las láminas de orientación Universal (R. Meri 86) llegamos a:

$$TA = 17.46 \quad (5)$$

Se realizó un programa para el cálculo de parámetros de enlace para recepción de Televisión con los datos siguientes:

$$C/N \geq 8 \text{ dB}$$

$$TA/L = 17.46 \text{ grados}$$

$$TLNA = 60 \text{ grados}$$

$$T = 60 + 17.46 \text{ grados} = 77.46 \text{ dB}$$

optimizando la ganancia de la antena.

$$G/T = C/N - FINE + L - 228.6 + BW$$

$$G/T = 8 - 36 + 198 - 228.6 + 75 \text{ (dB)}$$

$$G/T \text{ MINIMA} = 16.4 \text{ dB}$$

Se llega a $G = 35.2 \text{ dB}$ que es la ganancia para una antena de 1.5 metros de diámetro con una ganancia de 65%.

Determinación de la relación F/D óptima.

Para la determinación de la relación F/D, conviene considerar la forma que tiene el patrón de radiación del alimentador, en nuestro diseño se tomó el patrón de un alimentador tipo corneta cónica corrugada a 90 grados, dado que este tipo de alimentador es ideal para cuando la recepción es posible en las dos polaridades (como es usual en transmisiones normales de cualquier satélite utilizado para televisión), además de tener menos problemas de polarización cruzada. Se encontró que con valor de .39 de F/D daba que los bordes de la parábola contaban con una ganancia muy pequeña para evitar errores de frontera por difracción de señal con alta ganancia.

El ancho de haz lo determinamos por: [ASTI-83]

$$\theta = 18.28 / fD \dots \dots \quad (6)$$

Donde f es la frecuencia en GHz y D es el metro de la antena quedando para nuestra s de 2.56 grados.

Construcción

Se procedió a realizar el reflector parabólico con la geometría requerida, se pensó en aumentar su diámetro a 1.7 metros por razones de seguridad de recepción ya que por el espacio que ocupa el alimentador se pierde un cierto porcentaje de ganancia y como nuestro cálculo era muy exacto se tomó un margen de seguridad.

Con F/D de 0.39, esqueleto de viga de acero cuadrado de 1/2", estructura en forma de gajoco mo se muestra en la figura 2.

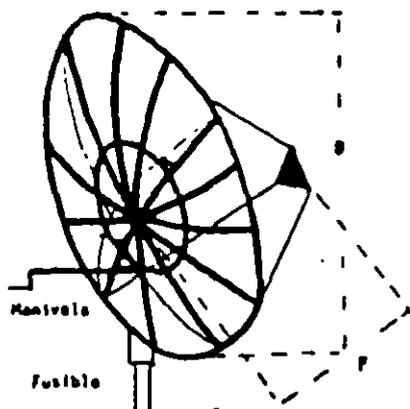


Fig. 2 Geometría de la antena

Para el material de la superficie se decidió que fuera de malla por razones de costo y resistencia al viento, siempre y cuando la malla fuera de una cuadrícula menor que $\lambda/10$.

Cuando se emplea malla, las uniones de los alambres, causan rugosidad en las superficies, lo cual se traduce en pérdidas. En nuestra antena, la rugosidad fue menor que 1 mm con lo que las pérdidas causadas por esta rugosidad la calculamos de acuerdo con: [ASTI-83]

$$\text{Pérdidas } R = 800 (R_r \text{ en } \lambda)^2 \quad (6)$$

que nos dieron unas pérdidas por rugosidad de la malla de 0.125 dB, sin tomar en cuenta las pérdidas causadas por no ser esta una superficie sólida, ya que para nuestro caso la malla era de 8 cuadrados por pulgada lo cual nos agrega pérdidas por 2 dB de acuerdo al espaciamiento de los cuadros y al grosor de los alambres que forman la malla la relación al respecto encontrada fue de: [S.A. Canfield]

$$\begin{aligned} S/D &= 6.38 \\ D/\lambda &= 1 \times 10^{-2} \end{aligned}$$

S = Espaciamiento entre cuadros
D = Diámetro de los alambres
 λ = Longitud de onda

Con lo que la eficiencia de nuestra antena de malla fue de 63%. Calculándola de acuerdo a

ecuación (2), aunque cabe aclarar que esta eficiencia sería solo en el caso que se logre una superficie completamente parabólica, cosa que para la malla, técnicamente no nos fue posible, lo cual agrega pérdidas.

El tipo de alineación que se seleccionó fue el polar, para facilidad de instalación, y para que solo requiera de ajustar una manivela.

El alimentador quedó fijado por tres ejes por que en el caso de 1 eje se encontró que cualquier cambio de dirección del viento o algún movimiento natural de la estación, podía cambiar el patrón de radiación.

Se agregó a la antena un medidor de elevación de características muy sencillas para que el usuario solo requiera localizar su ángulo dentro del sector previamente marcado para cada estación de acuerdo a la Carta de Orientación Universal [R. Mexi-86], Fig. 3

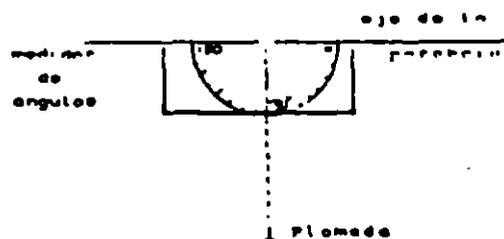


Fig. 3 Medidor de ángulo de elevación de la antena

Para evitar destrucción en condiciones desfavorables de viento, se agregó un fusible mecánico, para que cuando la superficie parabólica tuviera una fuerza muy grande del viento, esta se colocara sola en una posición que opusiera menos resistencia.

Pruebas

Una vez construida se orientó al Satélite Morelos, tomando como antena piloto, una antena comercial de malla de 3 metros de diámetro, un amplificador de bajo ruido de 60 grados, y los resultados fueron los siguientes:

Calidad de imagen:	
Antena Rural	Muy buena
Antena Piloto	Muy buena
Calidad de sonido:	
Antena Rural	Excelente
Antena Piloto	Excelente
Costo:	
Antena Rural	200 mil pesos
Antena Piloto	765 mil pesos
Peso sin base:	
Antena Rural	15 kilos
Antena Piloto	45 kilos

Tiempo de instalación

Antena Rural 1 hora
 Antena Piloto 2.5 horas

Superficie requerida para transporte:

Antena Rural 1.7 x 0.5 x 0.5
 Antena Piloto 3 x 1 x 1

Número de satélites que recibe con calidad al menos buena (8 dB de C/N)

Antena Rural 6
 Antena Piloto 8

Resultados y conclusiones

La antena resultó ser de 1.7 metros de diámetro quedando por mejorar este diámetro al mejorar el material de la superficie para dar una mayor eficiencia en la antena.

El peso de la antena quedó de 15 kg, con lo que cumple con ser fácilmente transportable.

Se concluye que la antena esta dentro de los lineamientos planteados para el caso rural, / queda por mejorar la eficiencia al variar el material de la superficie.

Agradecimientos

Los autores desean agradecer al Dr. Rodolfo Teri Vela, las facilidades de su Carta Universal de Orientación.

Bibliografía

1. ASTI (The avoidance/suppression approach to eliminating terrestrial interference at TVRO earth stations). Division of Microwave Filter Company RJ.
2. S.A. Canfield "Testing reinforced plastic for Ku and C band antennas". TVRO Technology, Jan. 1986, pp. 36-46.
3. G. Maral and M. Bousquet, "Satellite Communications System". Ed. John Wiley & Sons, pp. 400, 1986.
4. R. Maddox, "Satellite TV System", Tab Book 1985.
5. R. Mexi, "Carta de Orientación Universal de Satélites", 1986 (patente).
6. J. Scarry, "Principles of Satellite Communications" and "Noise Temperature and G/T of Satellite Receiving System", Communications Symposium 83 Satellite and Broadband Technologies. Scientific Atlanta.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS, TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS**

ANTENAS IND. DE LA FRECUENCIA

M.C. JORGE SOSA PEDROZA

ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

A medida que el espectro electromagnético fue expendiéndose, los requerimientos exigidos a las antenas fueron cambiando; así a frecuencias hasta 300 KHz, la exigencia primaria fue la eficiencia ya que, aunque grandes en tamaño, normalmente se trataba de antenas cortas debido a la gran longitud de onda en esas frecuencias. En frecuencias medias (300 KHz a 3 MHz) en las que quedan incluidas las antenas de radiodifusión, las torres transmisoras eran diseñadas no solo para buena eficiencia sino también para producir patrones de radiación con características direccionales específicas. Sin embargo, en frecuencias altas (3 - 30 MHz), muy altas (30 - 300 MHz) y ultra altas (300 MHz - 3 GHz), además de eficiencia y directividad hubo otro elemento a considerar: banda ancha. Esta condición está basada por un lado en las complicadas y variadas comunicaciones militares y por otro en la proliferación de canales de TV con 6 MHz cada uno. Una antena de banda ancha es aquella que mantiene la misma impedancia y las características de radiación sobre un amplio rango de frecuencias, aunque el término puede ser muy subjetivo, en la actualidad es posible diseñar antenas de banda ilimitada en el sentido de que el diseñador puede especificar arbitrariamente los límites de baja y alta frecuencia, por tal razón a las antenas logarítmicas periódicas que son las más usadas para estos fines se les conoce como antenas independientes a la frecuencia.

Varias son las estructuras independientes de la frecuencia, sin embargo todas las antenas que poseen esta característica están basadas en el mismo principio, establecido por V.H Rumsey, quien propuso que las estructuras debían estar definidas por ángulos y no por longitudes como las antenas existentes hasta entonces. A partir del principio de ángulos, fueron diseñadas varias antenas, como la espiral equiangular o la cónica espiral y otras, sin embargo la que dio mejores resultados fue la antena logarítmica periódica ideada

por R. H. DuHamel.

A pesar del exitoso intento, en lo que refiere a ancho de banda, en las antenas en espiral el patrón de radiación era demasiado ancho y bidireccional con el máximo sobre el eje de la espiral, lo que llevó a DuHamel a buscar estructuras más adecuadas. Siguiendo el concepto de ángulos, ideó una estructura con discontinuidades localizadas apropiadamente, que lo llevó a construir la antena de la figura II.4.39.

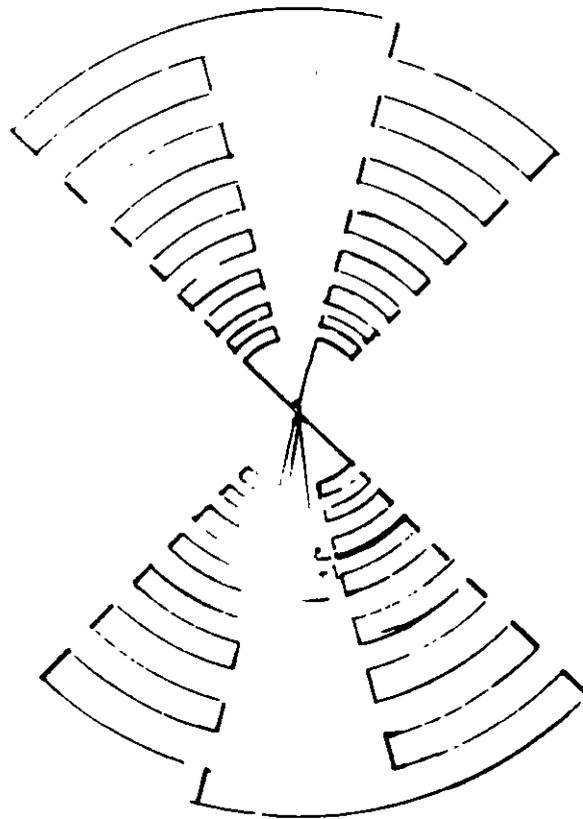


Figura II.4.39

II.4.137

La estructura consiste en una hoja metálica a la cual se le han hecho cortes. La localización de dientes sucesivos está determinado por una relación constante τ definida por:

$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} \quad (\text{II.4.244})$$

La constante τ también define las longitudes y los anchos de dientes sucesivos. La antena no es precisamente independiente de la frecuencia, sin embargo el comportamiento de un diente a una frecuencia determinada es el mismo que el de otro diente a otra frecuencia cuya longitud de onda guarda una relación similar que la del primero con su frecuencia. De hecho, el comportamiento de la estructura a una frecuencia f será el mismo a las frecuencias τf , $\tau^2 f$, $\tau^3 f$, etc. Graficadas en escala logarítmica estas frecuencias quedan espaciadas con un período igual al logaritmo de τ .

De acuerdo con la ecuación (II.4.244), la constante τ es menor que 1 y como el comportamiento de la antena es el mismo a frecuencias discretas por $\tau^n f$, para obtener una respuesta casi independiente de la frecuencia se requiere que τ sea muy cercano a 1.

A partir de la antena logarítmica, se desarrollaron nuevos diseños para perfeccionarlas en dos aspectos principalmente: direccionalidad (la antena logarítmica planar radía bidireccionalmente) y facilidad de construcción. El éxito mayor se obtuvo con la antena logarítmica periódica dipolar, construida de un arreglo de dipolos cuyas dimensiones y separación está gobernada por la constante τ de acuerdo con la expresión:

$$\tau = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{d_n + 1}{d_n} \quad (\text{II.4.245})$$

Una antena logarítmica dipolar y su patrón de radiación se muestran respectivamente en la figura II.4.40.

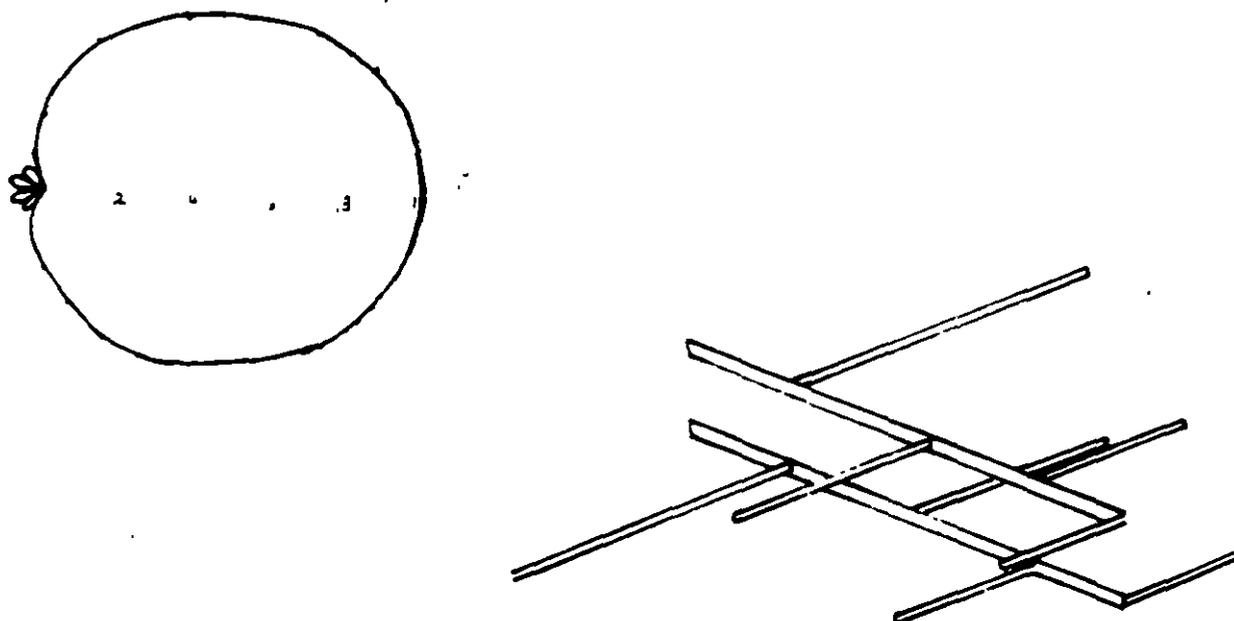


Figura II.4.40

Como se observa en la figura II.4.40, la alimentación de los dipolos introduce un defasamiento de 180° al cruzar la línea de alimentación en cada dipolo. Debido a que la alimentación se hace en el elemento más corto, la antena se comporta como un arreglo de radiación colineal pero con el máximo en la dirección del generador. Esta estructura mantiene las características de independencia de la frecuencia pero con un patrón de radiación unidireccional.

Posteriormente, se demostró experimentalmente que la radiación proviene de los dipolos cuya longitud es comparable con $\lambda/2$ y que las corrientes y voltajes en los dipolos más grandes respecto a $\lambda/2$

son despreciables. La banda de frecuencias de operación está limitada por las dimensiones de los dipolos de los extremos.

Un análisis detallado de una antena logarítmica periódica dipolar, fue hecho por R. L. Carrel como tesis de doctorado, la que se dividía en dos partes: en la primera se representaba en detalle la distribución de corriente y voltaje en la estructura y la segunda un conjunto de curvas y nomogramas así como un procedimiento para determinar las dimensiones de la antena, para cumplir objetivos de diseño.

Por lo que se refiere a la distribución de corriente y voltaje en la línea, los resultados pueden observarse en las figuras II.4.41 y II.4.42.

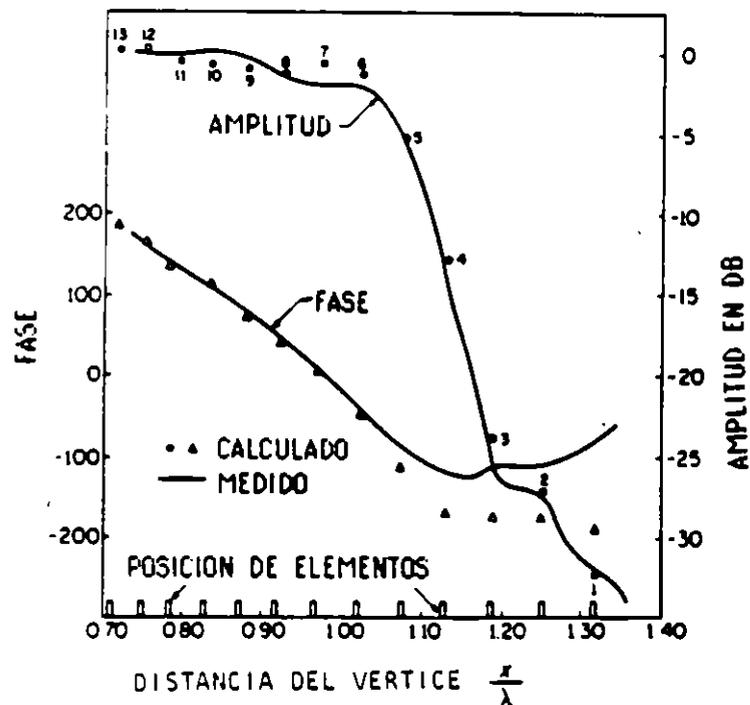


Figura II.4.41

II.4.140

En la figura II.4.41, se muestra la amplitud y fase del voltaje de la línea de transmisión como una función de distancia. En particular, la figura muestra la respuesta para una frecuencia tal que el elemento 4 tiene una longitud igual a $\lambda/2$. En la gráfica se muestra igualmente la posición de los elementos de la antena. Se observa de la figura que el voltaje en la línea de transmisión es casi constante entre el elemento 13 y el elemento 6, lo cual recuerda a una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, es decir, del elemento 6 la línea "ve" una carga igual a su Z_0 , la energía alimentada a la carga se consume en ella lo que explica la brusca caída de voltaje a partir de ese elemento. Por lo que se refiere a la fase, se observa una variación constante lo que indica una onda progresiva sobre la línea cuya velocidad puede calcularse a partir de la variación de la fase con la distancia y que es aproximadamente:

$$V = 0.6 C$$

(II.4.246)

Por la razones expuestas, Carrel llamó a esta parte de la antena región de línea de transmisión.

En la figura II.4.42 se tiene la distribución de corriente de la antena.

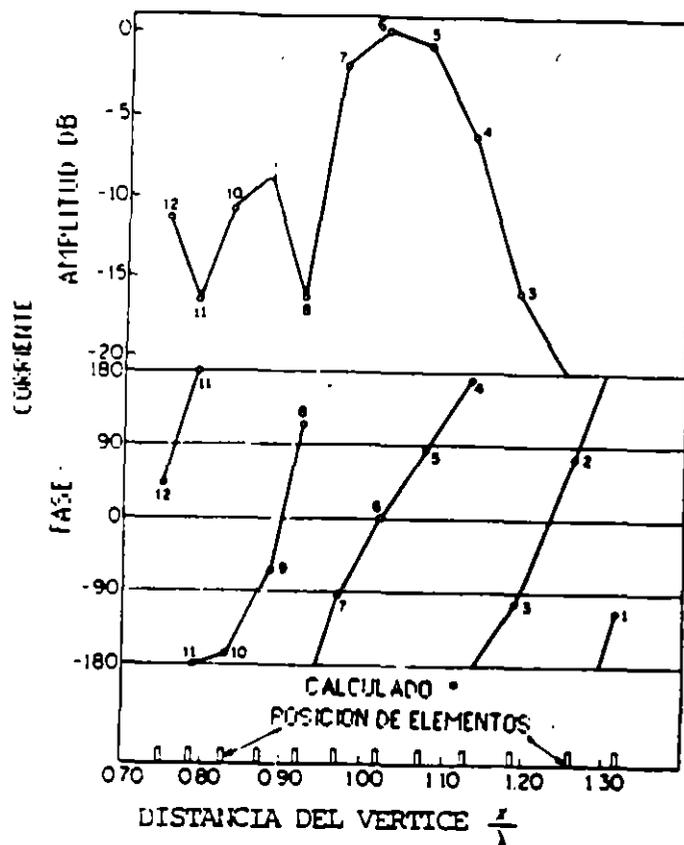


Figura II.4.42

Se observa en la figura II.4.42 que la concentración de corriente está en los elementos 7, 6, 5 y 4, este efecto justifica la caída de voltaje en la línea de transmisión e indica que esos elementos son los responsables de la radiación. Una consecuencia interesante de la distribución de corriente es que su magnitud es muy pequeña para los elementos más largos lo que implica que para

esa frecuencia de trabajo la antena se comporta como si fuera infinita. A esta región se le conoce como región activa. En la curva referente a la fase se observa otro concepto importante: la fase de los elementos de la región activa es lineal y progresiva y recuerda a las características de un arreglo lineal uniforme de radiación colineal pero con fase invertida por lo que el máximo del campo está en la dirección de los elementos más cortos.

Cuando la frecuencia de operación cambia, los patrones generales de voltaje y corriente se mantienen excepto que la región activa se desplaza sobre la antena. Si la frecuencia aumenta, la región activa se mueve hacia los elementos más cortos y si la frecuencia disminuye, la región activa se desplaza hacia los elementos largos. El ancho de banda está determinado por las dimensiones de los elementos de los extremos. Los límites de frecuencia son aquellos en los que el elemento más corto y el más largo son aproximadamente $\lambda/2$ de la frecuencia más alta y más baja respectivamente.

El proceso de diseño, que constituye la segunda parte del trabajo de Carrel, se ilustrará aquí a través de un ejemplo. Supongamos que se desea diseñar una antena logarítmica con las siguientes características:

Ganancia 9 dB.

Banda de trabajo 174-216 MHz (Canales 7-13 de T.V.).

Impedancia de entrada 300 Ω

Las curvas desarrolladas por Carrel son de enorme utilidad en el diseño, en ellas se establecen 3 parámetros de diseño aunque sólo 2 de ellos son variables independientes:

$$\tau = \frac{l_n + 1}{l_n} = \frac{d_n + 1}{d_n}$$

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} \tag{II.4.247}$$

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1-\tau}{4\sigma} \tag{II.4.248}$$

En la figura II.4.43 se muestra una antena con las dimensiones de los diferentes parámetros.

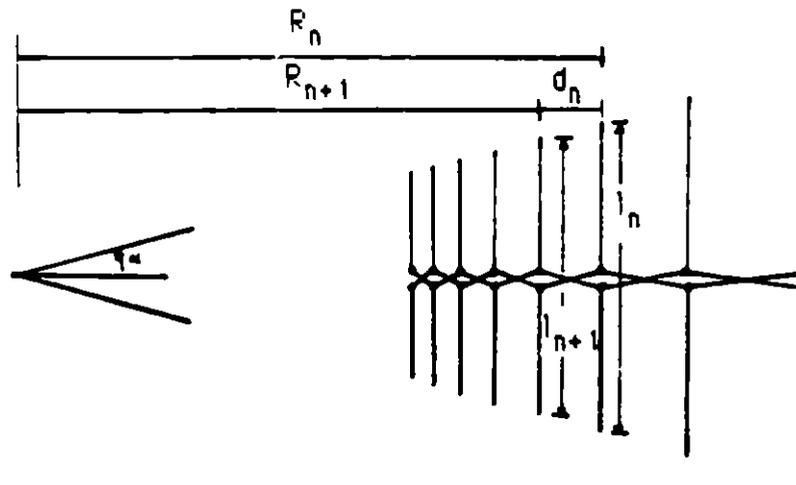


Figura II.4.43

El primer paso del diseño consiste en obtener σ y τ a partir de los contornos de directividad que se muestran en la figura II.4.44. En estos contornos se muestra una línea que representa el

valor óptimo de σ para una ganancia dada. Por lo que se refiere a la impedancia de entrada, depende de σ , τ y la Z_0 de la línea de alimentación, de modo que es posible ajustarla prácticamente a cualquier valor determinando la impedancia característica de la línea de transmisión. Por otro lado el tamaño de la estructura depende del ancho de banda requerido.

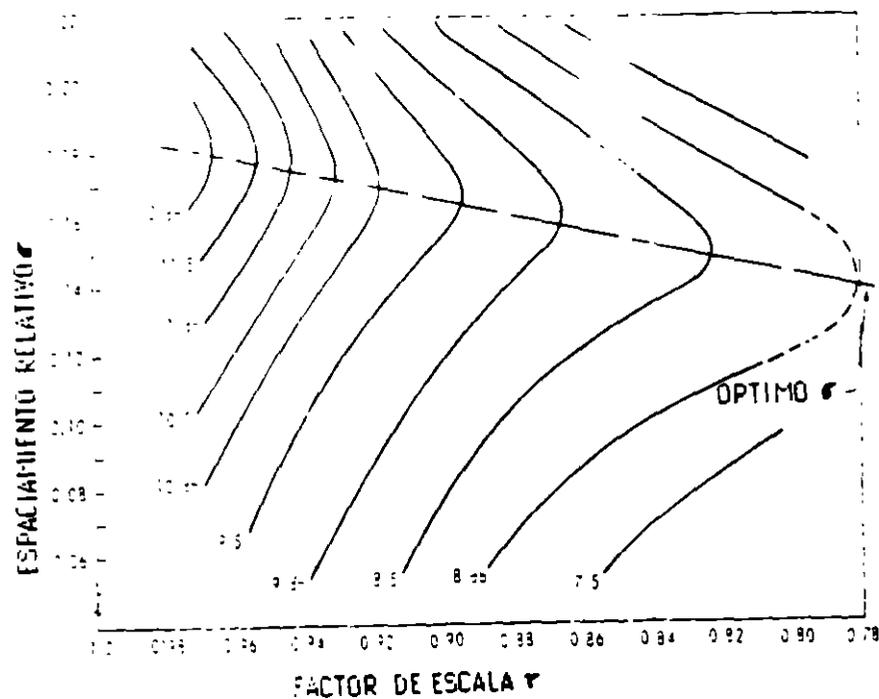


Figura II.4.44

De la figura II.4.44 se observa que para $D = 9$ dB:

$$\begin{aligned} \tau &= 0.865 \\ \sigma &= 0.157 \end{aligned}$$

entonces:

$$\alpha = \operatorname{Tg}^{-1} \frac{1 - 0.865}{4 \times 0.157} = 12^{\circ}$$

Aunque el ancho de banda requerido es $216/174 = 1.24:1$, para asegurar que las frecuencias límites tendrán las mismas características, Carrel recomienda un ancho de banda mayor B_s que está relacionado al ancho de banda requerido por medio de:

$$B_s = B B_{ar} \quad (\text{II.4.249})$$

Al término B_{ar} se le conoce como ancho de banda de la región activa que se relaciona con τ y α en la forma:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1 - \tau)^2 \operatorname{Ctg} \alpha \quad (\text{II.4.250})$$

Para el diseño que aquí se presenta:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1 - 0.865)^2 \operatorname{Ctg} 12^{\circ} = 1.76$$

por lo tanto:

$$B_s = 1.24 \times 1.76 = 2.1824$$

Si la frecuencia central para las dos bandas (B y B_s) es la misma, las frecuencias límites para la banda B_s pueden calcularse a partir de:

$$f_{as} = f_a \frac{B - 1}{B_s - 1} \quad (\text{II.4.251})$$

Y

$$f_{bs} = B_s f_{as} \quad (\text{II.4.252})$$

donde f_a y f_b representan las frecuencias inferior y superior de la banda B y f_{as} y f_{bs} las frecuencias inferior y superior de la banda B_s respectivamente. Las ecuaciones (II.4.251) y (II.4.252) se obtienen igualando las frecuencias medias para ambas bandas utilizando el hecho de que $f_a = B f_{as}$ y $f_b = B f_{bs}$. Para nuestro caso:

$$f_{as} = 1.74 \frac{1.24 - 1}{2.18 - 1} = 122.5 \text{ MHz}$$

$$f_{bs} = 2.18 \times 122.5 = 267 \text{ MHz}$$

El número de elementos de la antena se puede obtener de la expresión:

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log\left(\frac{1}{r}\right)} \quad (\text{II.4.253})$$

Para nuestro caso:

$$N = 1 + \frac{\log(2.1824)}{\log\left(\frac{1}{0.865}\right)} = 6.38$$

Como el número de elementos no puede ser fraccionario se escoge $N = 6$. A criterio del diseñador el número de elementos puede escogerse como el entero superior o inferior de la fracción dependiendo de que se desee mayor seguridad en la frecuencia alta o menos elementos.

El siguiente paso en el diseño es la determinación de las dimensiones de la antena. La longitud del elemento más largo es $\lambda/2$ de la frecuencia más baja de B_s y usando las ecuaciones (II.4.245) y (II.4.247) se obtienen las longitudes de los demás y la separación entre ellos:

$$\lambda_{as} = \frac{3 \times 10^8}{122.5 \times 10^6} = 2.45 \text{ m}$$

y

$$l_1 = \frac{\lambda_{as}}{2} = 1.225 \text{ m}$$

$$l_2 = r l_1 = 0.865 \times 1.225 = 1.06 \text{ m}$$

En la tabla II.4.7, se muestran las longitudes de los 6 elementos. Las distancias entre elementos serán:

$$d_1 = 2\sigma l_1 = 2 \times 0.157 \times 1.225 = 0.384 \text{ m}$$

$$d_2 = 2\sigma l_2 = 2 \times 0.157 \times 1.06 = 0.332 \text{ m}$$

Igualmente en la tabla II.4.7 se muestran las distancias entre los elementos.

TABLA II .7

$l_1 = 1.225 \text{ m}$	$d_1 = 0.384 \text{ m}$
$l_2 = 1.06 \text{ m}$	$d_2 = 0.332 \text{ m}$
$l_3 = 0.916 \text{ m}$	$d_3 = 0.287 \text{ m}$
$l_4 = 0.79 \text{ m}$	$d_4 = 0.248 \text{ m}$
$l_5 = 0.685 \text{ m}$	$d_5 = 0.215 \text{ m}$
$l_6 = 0.59 \text{ m}$	

El diseño de la línea de alimentación se hace para dar la impedancia de entrada que se requiere, la cual depende también de σ y de la impedancia característica promedio de los dipolos que a su vez está determinada por la relación longitud-diámetro de los tubos que forman los elementos, y puede calcularse a partir de:

$$Z_a = 120 \left(\ln \frac{h}{a} - 2.25 \right) \quad (\text{II.4.254})$$

Para nuestro caso: escogemos tubo con un diámetro de 9 mm lo que da una relación promedio para los 6 elementos de 1:100 por lo que:

$$Z_a = 120 (\ln 100 - 2.25) = 282.6 \Omega$$

La impedancia de la línea, normalizada a R_0 (impedancia de entrada requerida), se determina utilizando la gráfica de la figura II.4.45.

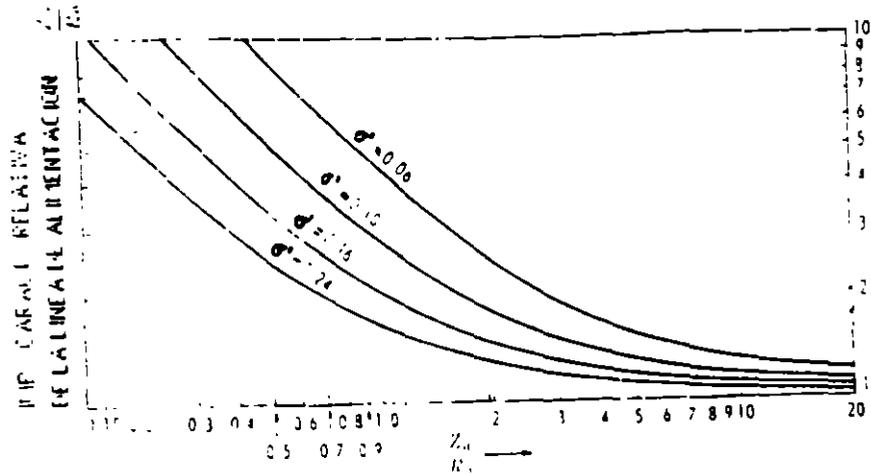


Figura II.4.45

El parámetro σ' de la figura II.4.45 se conoce como espaciamento medio relativo el cual toma en cuenta la variación de la carga que cada elemento presente en la línea de alimentación. Este espaciamento está definido por:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\tau^{1/2}} \quad (\text{II.4.255})$$

Para el presente diseño se tiene:

$$\sigma' = \frac{0.157}{(0.865)^{1/2}} = 0.168$$

Para usar la gráfica de la figura II.4.45, se normaliza Z_a a R_0 y se obtiene la Z_0 normalizada, por lo tanto:

$$\frac{Z_a}{R_0} = \frac{282.6}{300} = 0.942$$

Con todos estos valores de σ' y Z_a/R_0 se obtiene:

$$\frac{Z_0}{R_0} = 2$$

por lo que:

$$Z_0 = 2 \times 300 = 600 \Omega$$

La impedancia característica de una línea de conductores paralelos está dada por:

$$Z_0 = 120 \operatorname{Cos} h^{-1} \frac{d}{D} \quad (\text{II.4.256})$$

donde d representa la separación entre conductores y D su diámetro. La línea de alimentación de la antena puede ser el soporte de los elementos o también un par de conductores paralelos entrecruzados y con un soporte independiente de los dipolos. La selección de una u otra opción está determinada por las dimensiones de la línea. Para el caso de nuestro diseño:

$$\frac{d}{D} = \operatorname{Cos} h \frac{Z_0}{120} = \operatorname{Cos} h \frac{600}{120} = 74.2$$

Como la relación $\frac{d}{D}$ es muy grande es más conveniente tener

un soporte para los dipolos y una línea de transmisión hecha de

conductores delgados. Podemos escoger $D = 1 \text{ mm}$ por lo que:

$$d = 74.2 \times 1 = 74.2 \text{ mm} = 7.42 \text{ cm}$$

Con este cálculo se termina el diseño; como se supondrá el diseño puede no ser óptimo, en la práctica normalmente los resultados son analizados con el fin de mejorar alguna característica de la antena, como su longitud y el número de elementos o algún otro aspecto de la antena y por supuesto, las características óptimas dependerán de cada diseño particular.

ANTENAS HELICOIDALES DE RADIACION AXIAL

ANALISIS HISTORICO SOBRE ANTENAS HELICOIDALES

Cuenta John Kraus en su libro de antenas⁹, que en 1946 asistió a una conferencia en la Universidad de Ohio, sobre tubos de onda viajera en los que un haz de electrones es lanzado dentro de una hélice hecha de alambre y que sirve de amplificador para las ondas que viajan sobre la hélice. El diámetro de la hélice es solo una fracción de la longitud de onda y sirve como guía de onda. Después de la conferencia, preguntó al conferencista, si la hélice podría servir como antena a lo cual contestó que no. Sin embargo Kraus pensó que, si las dimensiones de la antena fueran comparables con la longitud de onda, la antena radiaría en alguna forma, lo cual investigó en casa construyendo una antena de una longitud de onda de circunferencia y 7 vueltas, alimentándola con un oscilador de $\lambda = 12$ cm. (figura 1.1), quedando sorprendido al encontrar que radiaba un haz angosto de polarización circular.

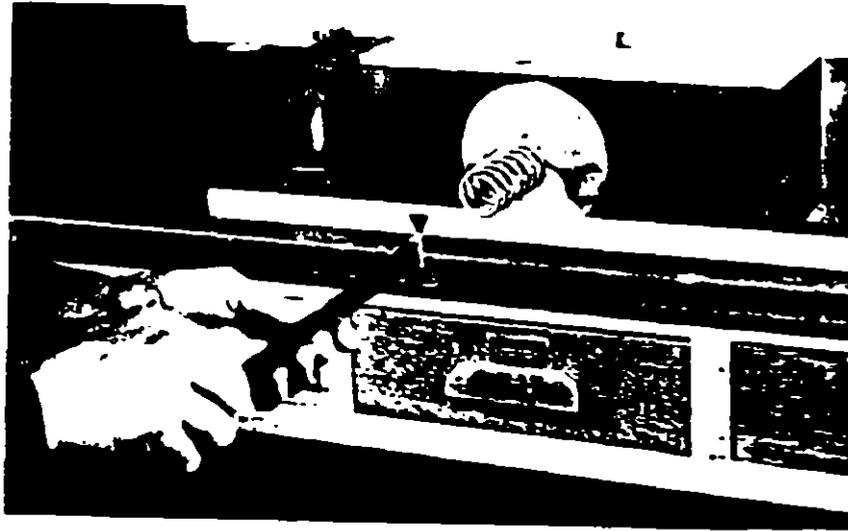


FIGURA 1.1 PRIMEROS EXPERIMENTOS CON ANTENAS HELICOIDALES

Posteriormente construyó más hélices con diámetros diferentes con poco cambio en el comportamiento, sin embargo obtuvo haces más concentrados aumentando el número de vueltas, a partir de entonces estableció, después de años de trabajo intensivo de mediciones y cálculos, sus conceptos básicos, algunos de los cuáles eran, para su época, incluso extraños, como el hecho de que la impedancia sea esencialmente constante y resistiva, sobre un amplio ancho de banda, lo que sugiere que la antena se comporta como una línea de transmisión terminada (acoplada) a pesar de que su extremo terminal está completamente abierto. La respuesta a

varias de las preguntas se obtuvieron cuando Fraus y sus colaboradores midieron la distribución de corriente a lo largo del conductor de la hélice, utilizando un dispositivo como el de la figura 1.2, en el que se hace girar la antena con su plano de tierra mientras que

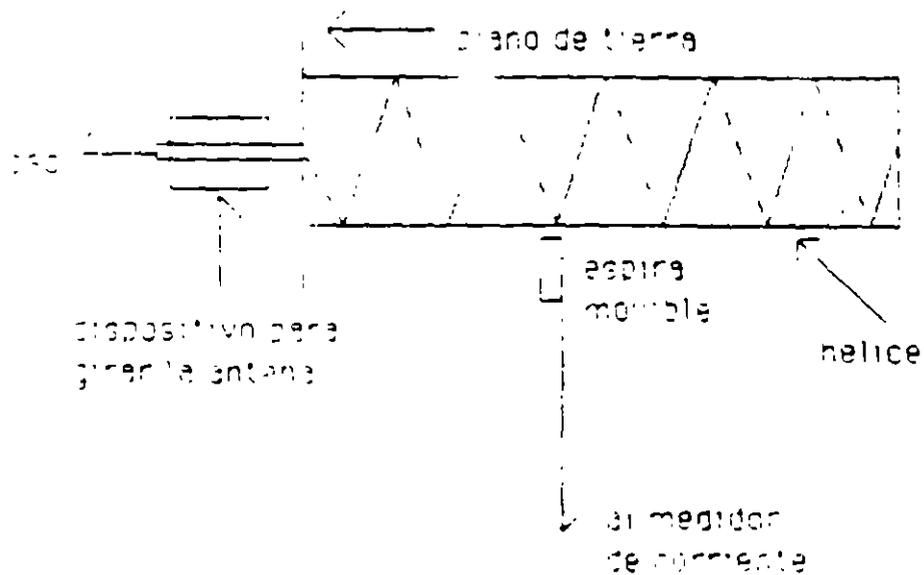


FIGURA 1.2 DISPOSITIVO PARA MEDIR LA CORRIENTE EN LA HELICE

se sostiene una pequeña espira debajo de la antena, capaz de moverse a lo largo de la antena. Cuando la frecuencia de trabajo hacia la circunferencia pequeña, en comparación con la longitud de onda, existía en la hélice una onda estacionaria casi pura (ondas incidente y reflejada casi iguales), pero a medida que la

frecuencia aumentaba, la distribución de corriente cambiaba dramáticamente. Para hélices con circunferencias cercanas a una longitud de onda, tres regiones aparecieron: cerca de la entrada la corriente decae exponencialmente, cerca del extremo abierto existe una onda estacionaria, sobre una distancia corta, mientras que entre ambos extremos, había una distribución uniforme de corriente, extendiéndose en la mayor parte de la antena. La caída de corriente en la entrada puede entenderse como la transición entre un modo de hélice-plano de tierra y un modo puro de hélice. La reflexión de la onda viajera en el extremo abierto decae igualmente en forma exponencial generando una pequeña onda reflejada y dejando sólo la onda viajera como dominante. Un análisis más profundo fue encomendado a J. A. Marsh¹⁰ quien estableció relaciones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Las extensivas mediciones de patrones de radiación, mostraron que el modo de radiación axial persiste sobre un ancho de banda de 2 a 1, centrado en la frecuencia para la que la circunferencia es una longitud de onda.

Los estudios de Kraus y sus colaboradores han sido desde entonces, referencia obligada para cualquier trabajo sobre este tipo de antenas y han servido de base para contribuciones posteriores, como las de Nakano et al^{11,12}, que han estudiado los efectos de elementos parásitos en estructuras helicoidales. Otro

artículo sumamente importante es el de Howard King y Jimmy Wong, quienes hicieron estudios paramétricos experimentales y derivaron expresiones empíricas para ganancia y ancho de banda. Los resultados que obtuvieron fueron comparados con los de Kraus llegando a conclusiones que se consideran tan importantes como los originales¹³.

En contribuciones posteriores se ha trabajado en la modificación de la forma, para mejorar las características de radiación¹⁴, e incluso se ha analizado la antena como radiador primario en reflectores parabólicos¹⁵ la cual es una aplicación de uso común en la actualidad, desde hace un par de años.

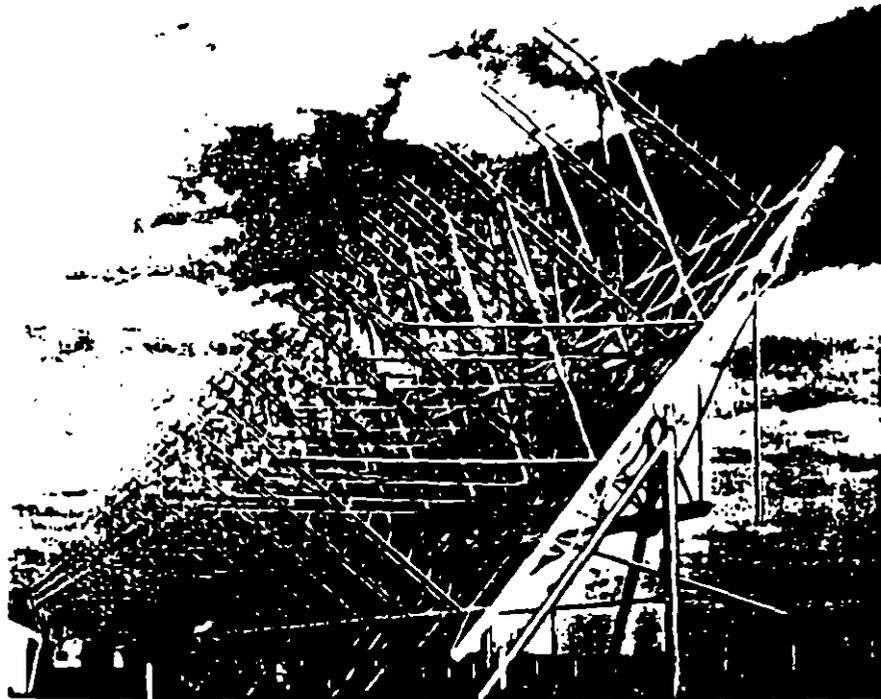


FIGURA 1.3 RADIOTELESCOPIO CON 96 HELICES DE 11 VUELTAS

A partir de su descubrimiento/invencción, como Fraus le llama, la hélice ha tenido muy amplia aplicación. El propio Fraus la utilizó en un radiotelescopio (figura 1.3), construido como un arreglo de 96 hélices de 11 vueltas en 1951, que operaba en frecuencias de 200 a 300 Mhz. el arreglo de 50m de longitud y ganancia de 25 dB produjo algunos de los mapas radioastronómicos más completos¹⁶.

A partir del primer Sputnik la antena helicoidal ha sido utilizada ampliamente en satélites y sondas espaciales (figura 1.4): muchos de los satélites norteamericanos tienen antenas helicoidales y algunos como el Westar utiliza arreglos hasta de 30 hélices. Los satélites soviéticos igualmente las han utilizado, como la serie Ekran equipados con arreglos de 96. La antena helicoidal ha sido llevada a la luna y a Marte o en muchas sondas viajando hacia los planetas o a cometas y se han usado solas, en arreglos o como radiadores primarios en reflectores parabólicos. su polarización circular, alta ganancia y simplicidad las hacen especialmente atractivas para aplicaciones espaciales¹⁷.

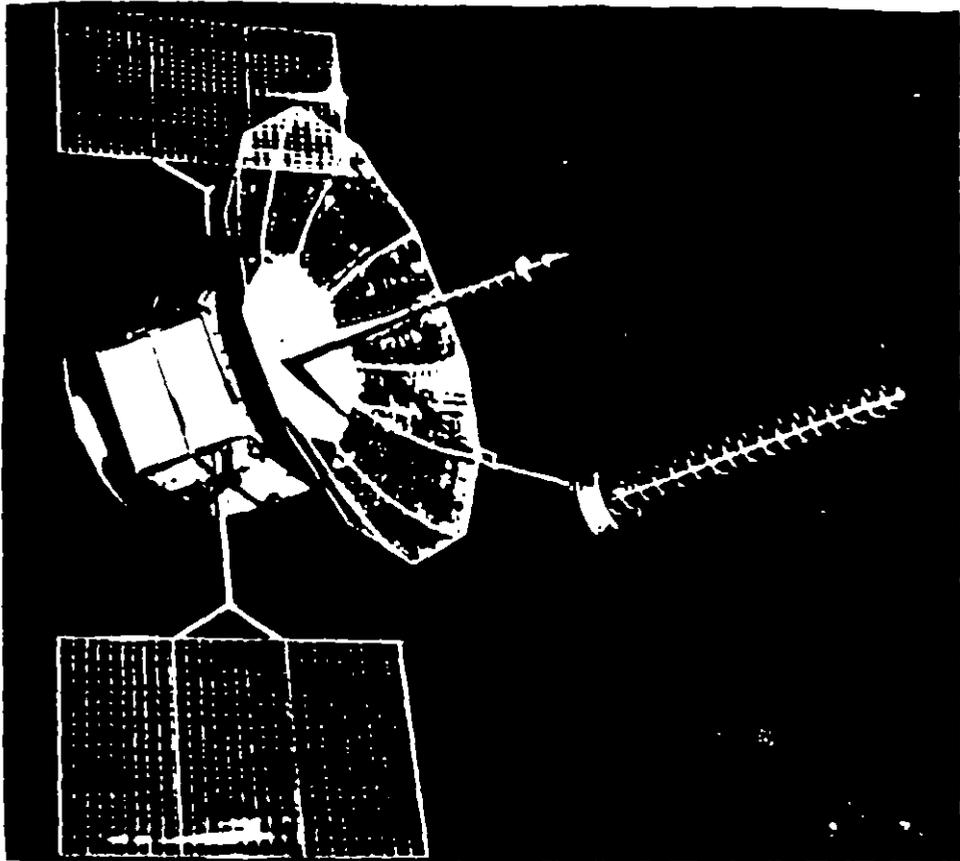


FIGURA 1.4 SATELITE DE COMUNICACIONES QUE UTILIZA HELICES

CAPITULO DOS

ANÁLISIS TEORICO DE ANTENAS HELICOIDALES

GEOMETRIA DE LA HELICE Y MODOS DE OPERACION

Una antena helicoidal es un radiador no lineal que consiste de un conductor devanado en la forma de una cuerda de tornillo con un plano conductor en uno de sus extremos que sirve como plano reflector, cuyas dimensiones deben ser por lo menos de media longitud de onda de diámetro. Usualmente se alimenta por medio de una línea coaxial con el conductor central conectado a la hélice y el conductor exterior conectado al plano de tierra, como muestra la figura 2.1.

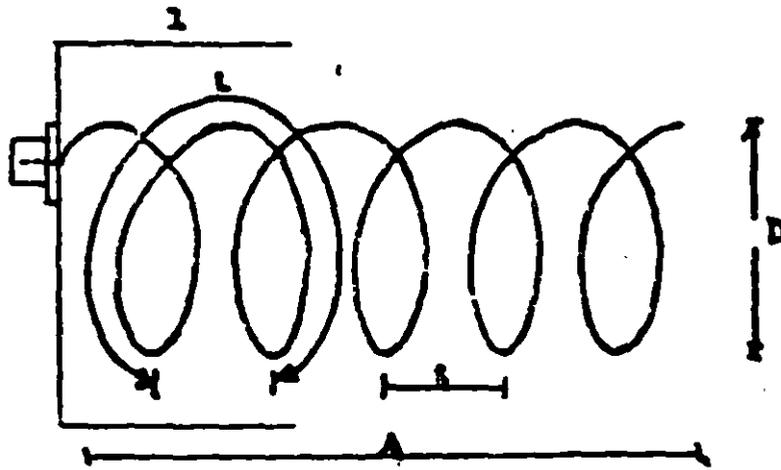


FIGURA 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELICOIDAL

La geometría del sistema queda descrita por su diámetro D , la separación entre espiras S y el número de vueltas N . La longitud total de la hélice es igual a NS y la circunferencia es πD . El ángulo de paso es aquél que una línea tangente al conductor de la hélice forma con un plano perpendicular al eje.

Si una vuelta de la hélice se desenrolla en un plano, la relación entre S , C y la longitud de una vuelta L queda como se ilustra en la figura 2.2,

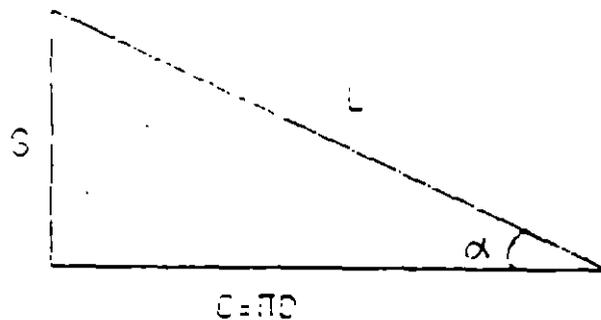


FIGURA 2.2 RELACION ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

$$\text{sen } \alpha = S/L \quad 2.1$$

y

$$\text{tan } \alpha = S/(\pi D) = S/C \quad 2.2$$

$$L = (S^2 + C^2)^{1/2} = (S^2 + \pi^2 D^2)^{1/2} \quad 2.3$$

Las dimensiones de la hélice pueden representarse por una carta de circunferencia-espaciamento diseñada por Kraus¹⁰, como

muestra la figura 2.3. En esta carta las dimensiones de la hélice, pueden expresarse en coordenadas rectangulares por el espaciamiento S_λ y la circunferencia C_λ o en coordenadas polares por la longitud de una vuelta L y el ángulo de paso α . Cuando la separación entre espiras es cero ($\alpha=0$), la hélice se convierte en una espira y por otro lado, cuando el diámetro es cero ($\alpha=90^\circ$) la hélice se convierte en un conductor lineal. En esta forma, el eje de las ordenadas representa espiras y el de las abscisas representa conductores lineales. El área entre ambos ejes, representa el caso general de la hélice.

Las dimensiones de la antena determinan su forma de radiación, cuando son pequeñas comparadas con la longitud de onda, el máximo de radiación está en el plano perpendicular al eje de la hélice, esta forma de radiación se le conoce como modo normal, como muestra la figura 2.4a; en general produce polarización elíptica y en el plano perpendicular a la hélice polarización lineal, en la misma forma que un conductor recto al igual que éstos posee poca eficiencia y ancho de banda limitado.

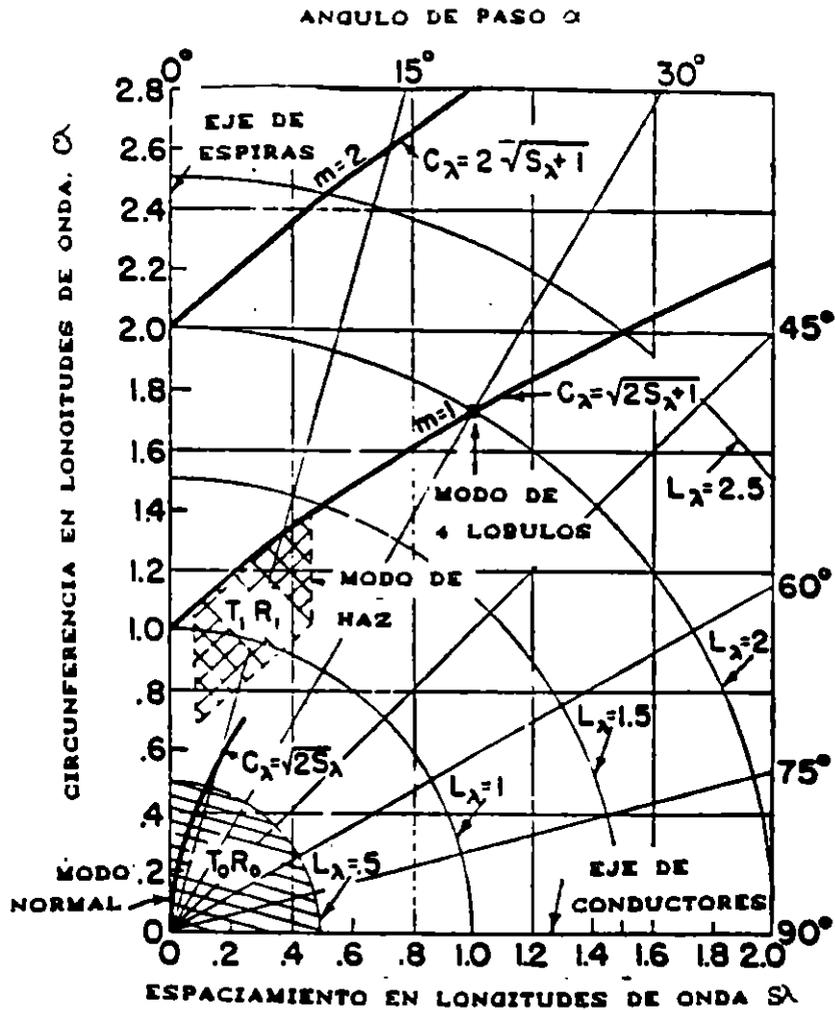


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

Sin embargo, cuando el diámetro y el espaciamento son comparables con la longitud de onda, se obtiene una radiación enteramente diferente. El máximo de radiación está en la dirección del eje, en la forma de un haz direccional con lóbulos secundarios en ángulos oblicuos como muestra la figura 2.4b. La radiación en

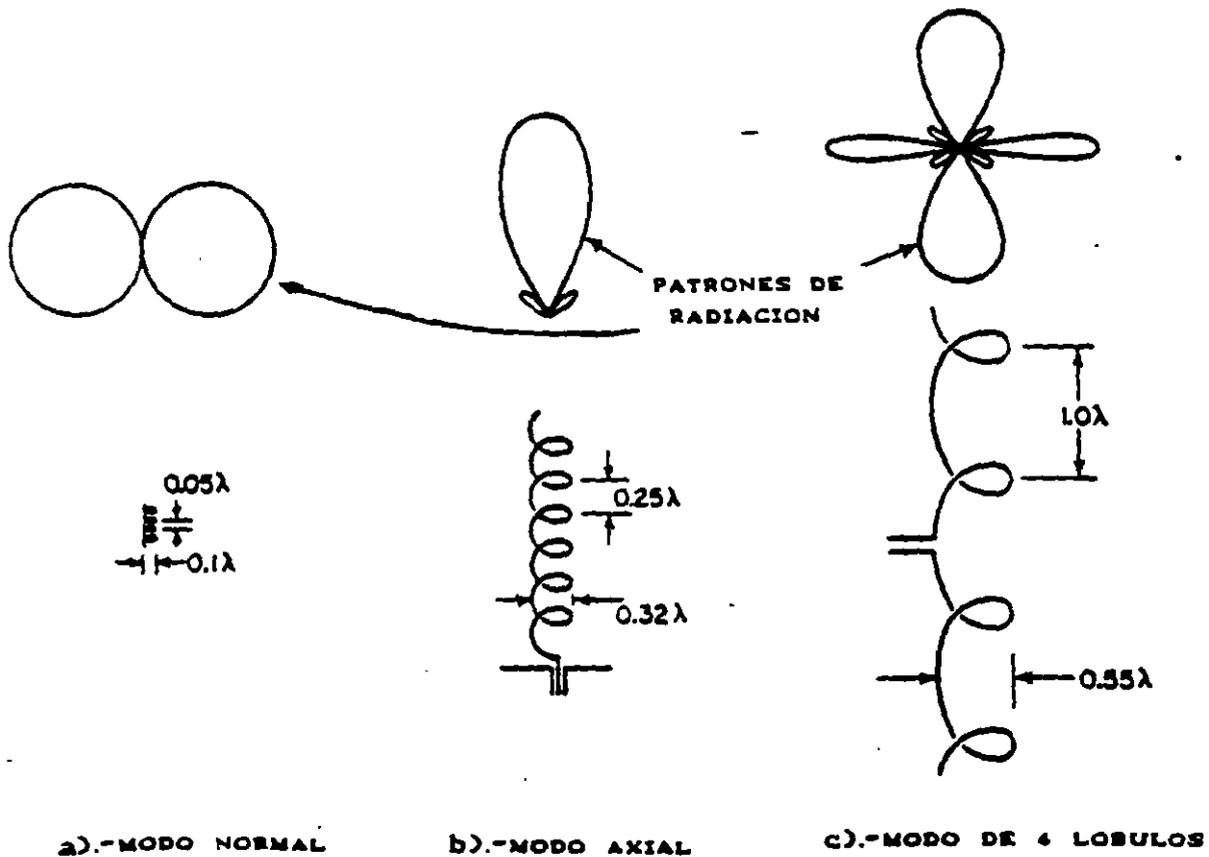


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACION DE ANTENAS HELICOIDALES

el lóbulo es aproximadamente circular y el sentido de la polarización está determinado por el sentido del devanado de la hélice. A esta forma de radiación se le conoce como modo axial¹⁹. Si las dimensiones de la hélice son mayores que la longitud de onda entonces el patrón de radiación se hace multilobular, manteniéndose la radiación axial pero con lóbulos perpendiculares

al plano de la hélice, como muestra la figura 2.4c.

El modo de radiación, es decir la forma del patrón de radiación de la antena, está determinado por el modo de transmisión el cual describe la manera en que un campo electromagnético se propaga sobre la hélice suponiendo que la hélice constituye una línea de transmisión o una guía de onda. El modo más bajo de transmisión tiene regiones de carga positiva y negativa separada por varias vueltas. Este modo se designa como T_0 y la distribución de carga se sugiere en la figura 2.5a. El modo T_0 es importante cuando la longitud de una vuelta es pequeña comparada con la longitud de onda. Como las regiones adyacentes de carga positiva y negativa están separadas por una distancia axial considerable, se presenta una fuerte componente longitudinal de campo eléctrico. Si se selecciona el criterio arbitrario de que el límite de esta región se encuentra en $L_\lambda < 1/3$, las dimensiones de la hélice, para las que este modo es importante, están dentro del área T_0R_0 en la figura 2.3.

Una hélice alimentada para el modo T_0 , radia perpendicularmente a su eje, ya que la corriente puede considerarse uniforme y en fase a lo largo de ella como sucede en una antena corta, sin embargo su resistencia de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de radiación normal (R_0), las componentes del campo varían senoidalmente con el ángulo θ , como muestra la figura 2.6.

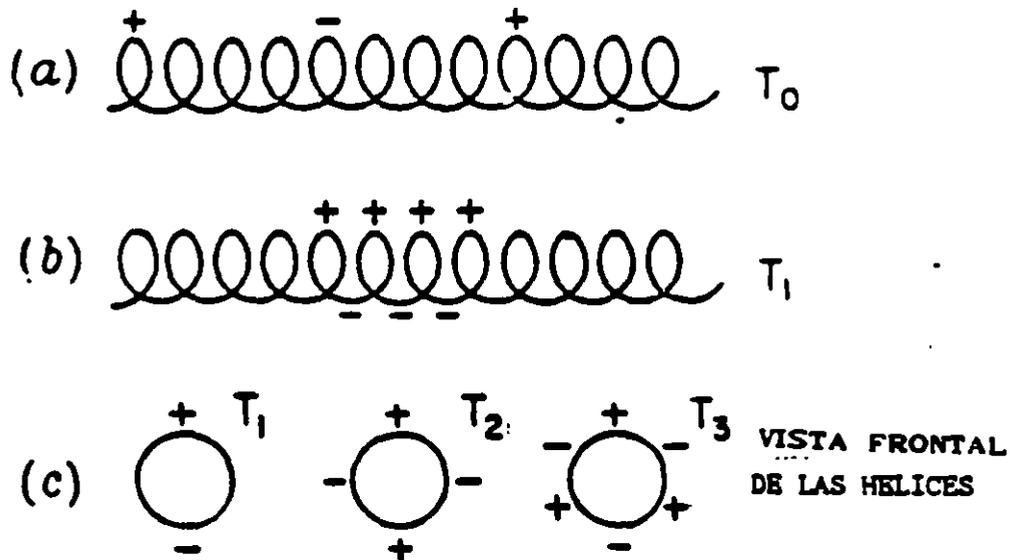


FIGURA 2.5 DISTRIBUCION DE CARGA EN LA HELICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACION

Cuando la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda, se obtiene el modo de transmisión T_1 , para ángulos de paso pequeños, este modo tiene regiones de carga positiva y negativa separadas aproximadamente media vuelta, como muestra la figura 2.5b. Para este tipo de hélices con $n > 1$, se ha encontrado que la radiación es en forma de haz, con el máximo en dirección de su eje por lo que se le llama modo axial de radiación (R1). En la figura 2.3 se muestra la región asociada con T_1 , designada por $T_1 R_1^{20}$.

Otros modos de transmisión de orden mayor, T_2 , T_3 o más, se obtienen para valores mayores de C_λ . Para ángulos de paso pequeños, la distribución aproximada de carga se sugiere en la

figura 2.5c.

En la figura 2.6, se comparan los modos de radiación axial T_1R_1 y normal T_0R_0 , con los patrones de conductores rectos y espiras.

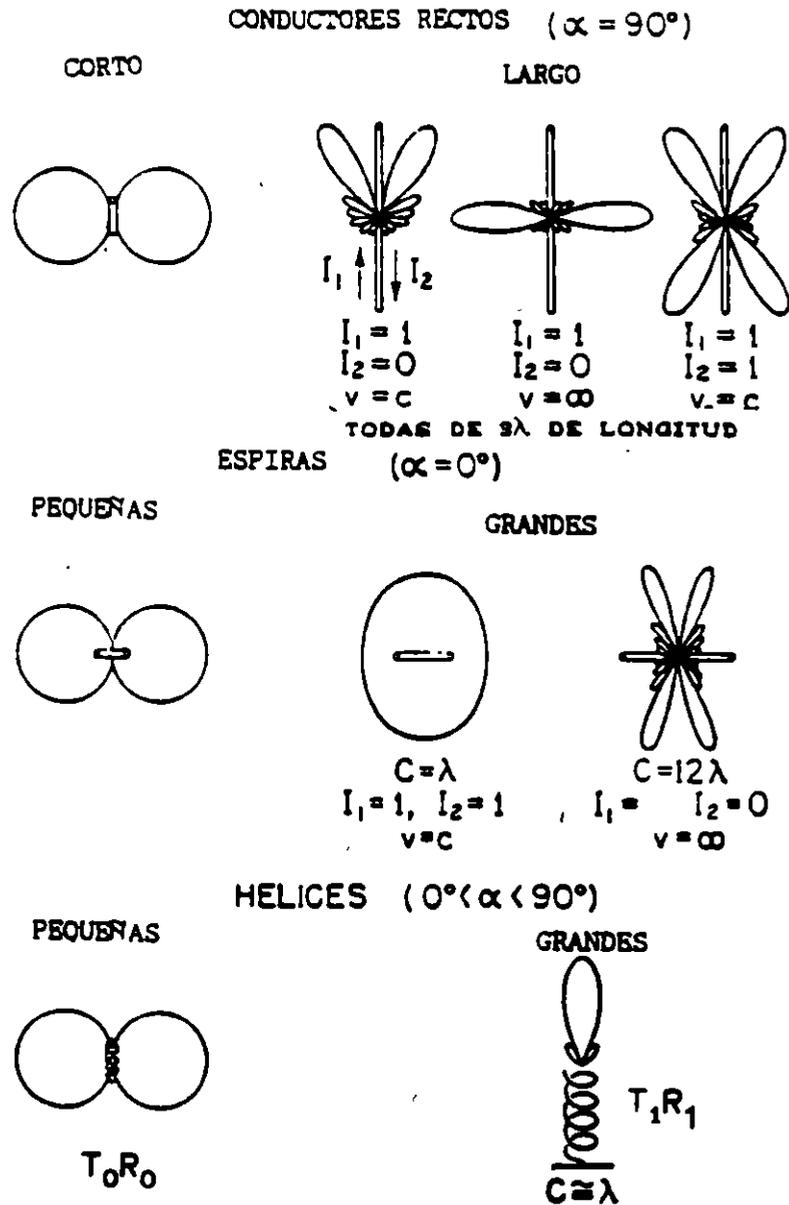


FIGURA 2.6 COMPARACION ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

DISTRIBUCION DE CORRIENTE Y VELOCIDAD DE FASE

A diferencia de la antena dipolo recta el problema de determinar la distribución de corriente sobre la helice es extraordinariamente complicado y no ha sido resuelta completamente. Los son las líneas que se han seguido para resolver este problema, por un lado un procedimiento teórico a partir de la ecuación integral de Hallen, seguido por Mei, Nafaro en el que la geometría del sistema (Figura 2.7) determina las constantes de integración y sobre todo el núcleo de la integral que es una función de Green^{21,22}.

La ecuación de Hallen es la solución de la ecuación de onda del vector potencial magnético que existe cerca de la antena, expresada en función de la corriente en la antena:

$$\int_0^L G(z, z') dz' = \epsilon_0 \cos \beta z - (jV/2Zo) \sin \beta |z| \quad (2.4)$$

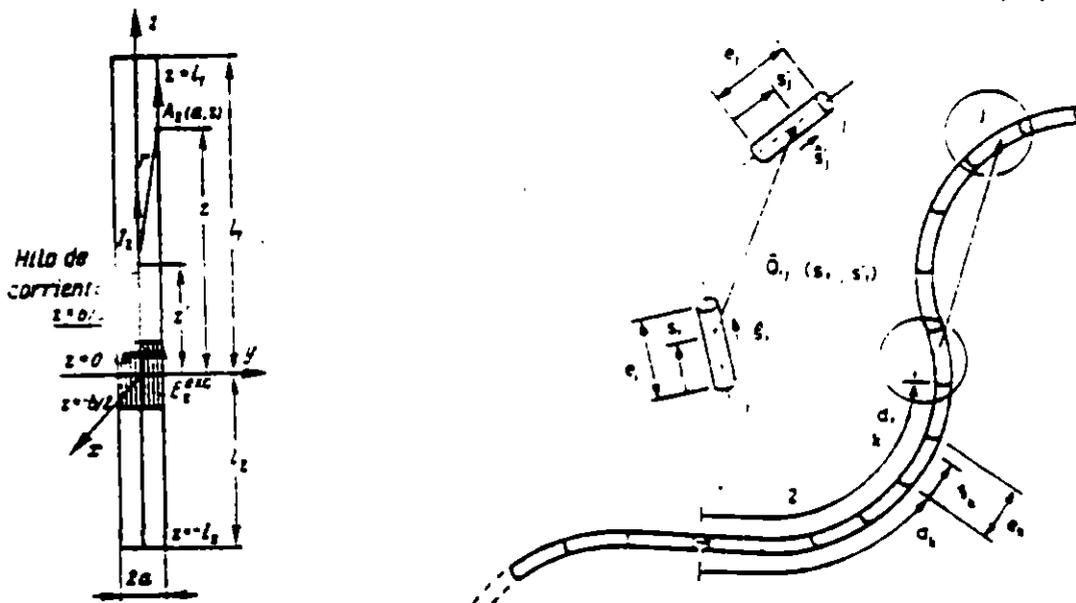


FIGURA 2.7 ESQUEMAS PARA LA DETERMINACION DE LA ECUACION INTEGRAL DE HALLEN

donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green definida en el punto de interés, V el voltaje aplicado y Z_0 la impedancia del medio, z' y z son las variables de posición en la antena y en el espacio respectivamente y B es una constante de integración definida para cada caso particular. Originalmente la ecuación 2.4 fue desarrollada para conductores cilindricos rectos, sin embargo en 1965 K. K. Mei²³ extendió el análisis a cualquier antena curva utilizando un sistema de coordenadas curvilíneas como el que muestra la figura 4.7b, llegando a:

$$\int J(s') \Pi(s, s') ds' = C \cos \beta s - j(1/Z_0) \int E_r^i(r) \sin \beta(s-r) dr \quad 2.5$$

donde Π representa la función de Green para el nuevo sistema de coordenadas, tanto en el espacio como en la propia antena, representado por las variables s , s' y r , y E_r^i el campo inducido en un punto r de la antena. Mei aplicó esta ecuación en antenas circulares y espirales. Posteriormente Hisamatsu Nakano²⁴ la modificó con el fin de simplificarla, llegando a una ecuación definida por sumatorias en lugar de integrales y derivadas, aplicándola posteriormente a antenas helicoidales.

El otro método de determinación de la distribución de corriente es el seguido por el propio Kraus²⁵. Desde el primer desarrollo de la antena helicoidal de radiación axial en 1947 se intentó establecer una expresión de la distribución de la corriente que produjera un campo teórico en concordancia con los resultados experimentales. Kraus propuso una distribución de corriente

formada por dos ondas viajeras de diferente velocidad de fase, una (modo T_0) atenuada y la otra (modo T_1) constante, viajando del punto de alimentación hacia el extremo abierto y otras dos ondas de iguales características viajando en sentido contrario: tal propuesta está basada en los resultados experimentales de Marsh²⁶, quien además propone expresiones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Como las corrientes en la hélice varían armónicamente con el tiempo, deben satisfacer las ecuaciones de Maxwell y es posible obtener expresiones para la distribución de corriente por la superposición de ondas viajeras unidimensionales.

De acuerdo con Marsh, el análisis de una distribución de corriente medida en términos de ondas viajeras, consiste en asignar una amplitud y una velocidad de fase relativas para cada una de las ondas componentes.

Sin embargo, si la corriente medida se supone conformada por varias ondas de amplitud significativa y en general de diferente velocidad de fase, el análisis se dificulta. Marsh supone que cada componente de onda puede expresarse como:

$$I = I_0 \exp(-\alpha x + j(\omega t \pm \beta x)) \quad 2.6$$

donde α es el factor de atenuación, ω es la frecuencia angular y β el factor de fase. La velocidad de fase de la onda se define como $v = \omega/\beta$ y es independiente del factor de atenuación. La corriente medida por Marsh consiste de la suma de dos o más ondas viajeras.

La relación entre la circunferencia de la hélice y la longitud de onda determina cual es la onda viajera que predomina, así para $C_\lambda < 2/3$ el modo T_0 predomina en ambos sentidos generando una onda estacionaria en la antena como muestra la figura 2.8.

Cuando $3/4 < C_\lambda < 4/3$, la antena radia en el modo axial, para este caso las dos ondas de ida pueden combinarse en una sola ($T_0 + T_1$) al igual que las dos reflejadas, para este caso las ondas de ida son considerablemente mayores que las reflejadas.

La onda total de ida se atenúa rápidamente cerca de la entrada pero alcanza un valor relativamente constante en una λ de las terminales de entrada, este valor se mantiene hasta la terminal abierta de la antena como se observa en la figura 2.9.

La caída que muestra la onda total de ida cerca de la entrada se debe a que ambas ondas de ida están en contrafase. La onda total reflejada empieza en el extremo abierto y presenta un comportamiento similar, esta amplitud es usualmente mucho menor que la onda total de ida, de modo que puede usualmente despreciarse en el cálculo de patrones de radiación. Además si la hélice es larga, la onda de ida T_0 puede también despreciarse y el patrón calcularse enteramente a partir de la onda de ida de amplitud constante T_1 .

Marsh²⁷ ha determinado que el predominio del modo T_1 ocurre en un intervalo de frecuencias tales que C_λ toma valores entre 0.8 y 1.3 y aunque el modo T_0 está siempre presente, las ondas

asociadas con el mismo, se atenúan rápidamente de tal forma que el otro modo predomina a pocas vueltas del punto de alimentación. La mayor parte de la energía que llega al extremo abierto se refleja en la forma de ondas T_0 , pero igualmente se atenúa rápidamente con lo que existe sólo una pequeña cantidad que llega al punto de alimentación determinando una impedancia de entrada relativamente constante respecto de la frecuencia.

Partiendo de la suposición de dos ondas viajeras en ambos sentidos, Marsh propuso expresiones empíricas para la distribución de corriente, en la figuras 2.8 y 2.9 se muestran las gráficas, las expresiones de corriente correspondiente.

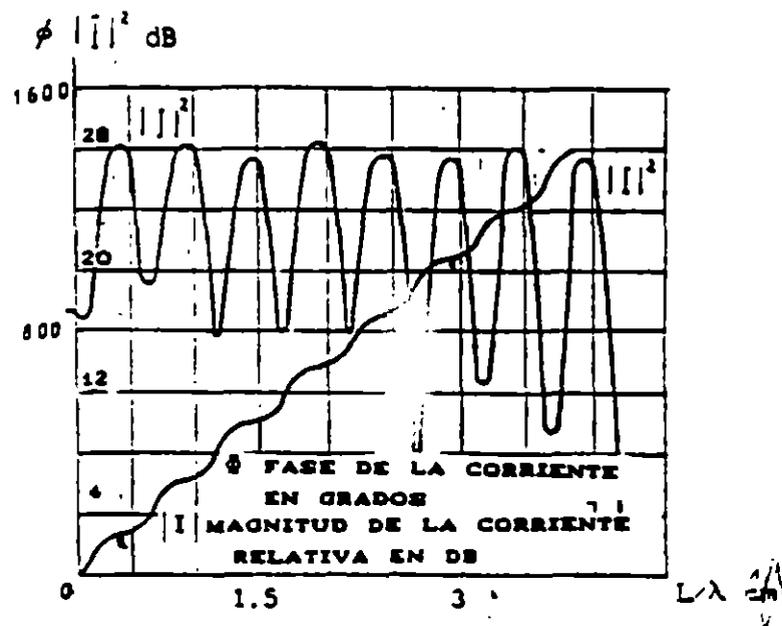


FIGURA 2.8 DISTRIBUCION DE CORRIENTE PARA EL MODO T_0

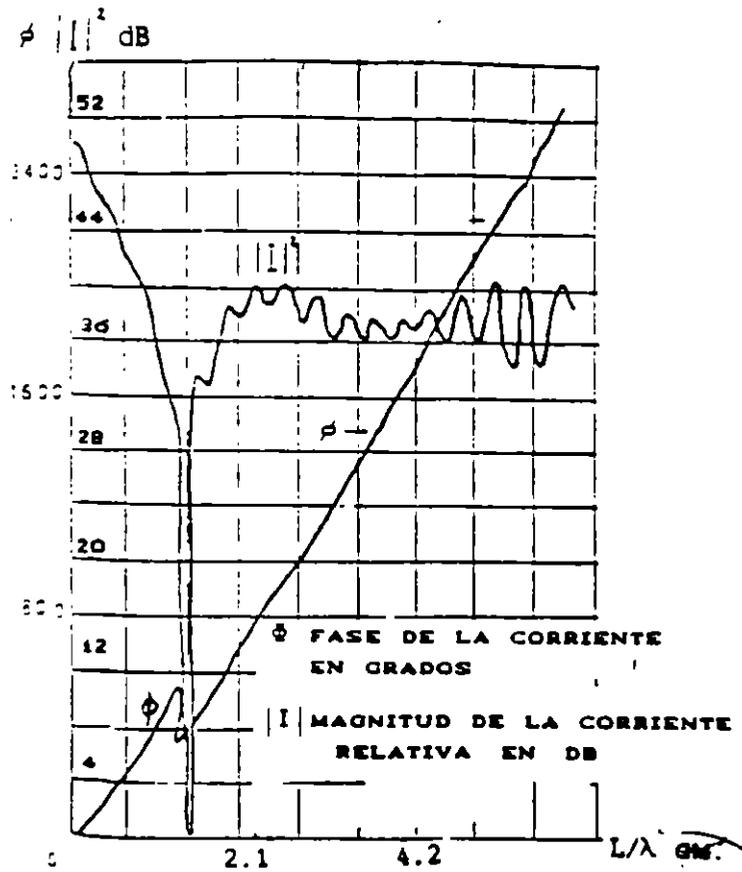


FIGURA 2.9 DISTRIBUCION DE CORRIENTE PARA EL MODO T₁
ANALISIS DE CAMPO

Procedimiento de Kraus

El campo radiado por una antena helicoidal puede obtenerse a partir del principio de multiplicación de patrones; el patrón de radiación de la hélice radiando en el modo axial, es el producto del patrón de una vuelta y el factor de arreglo de un arreglo de n fuentes puntuales, como muestra la figura 2.10, donde n representa

el número de vueltas de la antena²⁸.

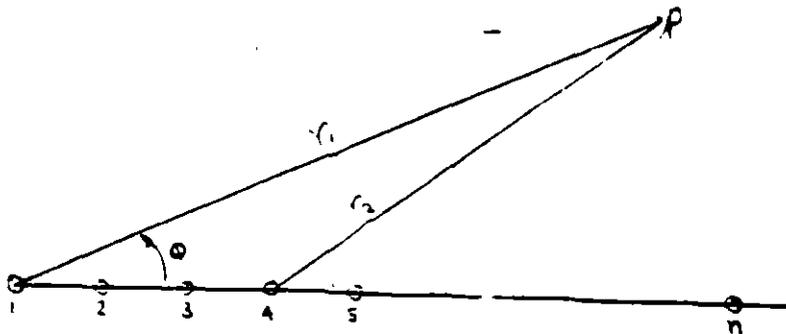


FIGURA 2.10 CAMPO RADIADO POR n FUENTES PUNTUALES

El factor de arreglo de un arreglo lineal uniforme está dado por la ecuación 2.7:

$$F.A. = \frac{\text{Sen } nU/2}{\text{Sen } U/2} \quad 2.7$$

donde:

$$U = 2\pi(S \cos \phi - L/p) \quad 2.8$$

siendo $p = v/c$ la velocidad de fase relativa de la onda que se propaga sobre la hélice, donde v es la velocidad de fase en el conductor de la hélice y c la velocidad de la luz en el vacío.

Para que los campos de todas las fuentes estén en fase en un punto sobre el eje de la hélice, condición de radiación axial, se requiere que:

$$U = -2\pi m \quad 2.9$$

donde $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

el signo menos se debe al retraso de la fase de la fuente 2 por $2\pi L/p$ respecto a la fuente 1, en la misma forma la fuente 3 de la 2, etc. Para radiación axial, el máximo está en $\phi = 0$, por lo que igualando 2.8 y 2.9 para esta condición se tiene:

$$L/p = S + m \quad 2.10$$

cuando $m=1$ y $p=1$, se tiene la relación:

$$L_\lambda - S_\lambda = 1$$

o

$$L - S = \lambda \quad 2.11$$

que es la relación aproximada entre la longitud de una vuelta y el espaciamento requerido para que la hélice radie en el modo axial. De acuerdo con 2.3 es posible escribir:

$$C_\lambda = (2S_\lambda + 1)^{1/2} \quad 2.12$$

La ecuación 2.12 se grafica en la figura 2.3 y define el límite superior de la región de modo de radiación axial y representa el modo de transmisión de primer orden T_1 . Cuando $m=2$ se tiene el modo de transmisión T_2 . En la figura 2.3 también se muestra el límite de este modo marcado con la línea:

$$C_\lambda = (2S_\lambda + 1)^{1/2}$$

Entonces m representa el orden de transmisión para una hélice radiando en el modo axial. El caso más importante y de mayor interés es $m=1$.

La condición $m=0$ no es realizable a menos que $p > 1$, ya que cuando $m=0$ y $p=1$, $L=S$, lo que representa un conductor recto conec-

tado a las fuentes puntuales y como el campo radiado por un conductor recto en la dirección axial es cero, entonces no hay radiación axial en este caso.

En su análisis, teórico experimental, Kraus ha concluido que la antena puede tratarse como un arreglo de directividad incrementada²⁰ en el que el factor de arreglo esta dado por:

$$F.A. = (\text{Sen}\pi/2n)(\text{Sen } nU/2)/(\text{Sen } U/2) \quad 2.13$$

donde:

$$U = - (2\pi m + \pi/n) \quad 2.14$$

al igualar 2.8 en $\phi = 0$ y 2.14 y resolviendo para p se tiene:

$$p = L_{\lambda} / (S_{\lambda} + m + (1/2n)) \quad 2.15$$

para $m=1$, 2.15 es:

$$p = L_{\lambda} / (S_{\lambda} + (2n + 1)/2n) \quad 2.16$$

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

$$p = (\text{sena} + ((2n + 1)/2n)(\text{cosa}) / L_{\lambda})^{-1} \quad 2.17$$

usando p obtenida de 2.16 o 2.17 para calcular el factor de arreglo, Kraus obtuvo resultados teóricos muy similares a los resultados experimentales, igualmente los valores de p son similares a los obtenidos por Marsh en forma experimental. A partir de Kraus se han hecho muchas investigaciones tanto teóricas como experimentales para determinar p , tales resultados se presentan en la figura 2.11.

La curva sólida muestra las mediciones de p en una hélice de 13° y 7 vueltas. Las curvas A_1 y A_2 son calculadas por Bagby

para los modos de transmisión T_1 y T_2 en una hélice infinita de 13° . Las curvas B_1 y B_2 son los valores para un arreglo lineal uniforme y C_1 y C_2 para un arreglo de directividad incrementada. La curva D representa los datos calculados por Chu y Jackson para el modo T_0 .

Se observa de la figura 2.11 que en el intervalo de circunferencia en el que la hélice de 13 vueltas radia en el modo axial ($3/4 < C_\lambda < 4/3$), la curva de directividad incrementada, es la más cercana a la curva medida, la cual representa la velocidad de fase resultante de todos los modos presentes, promediada sobre la región de la hélice entre la tercera y la sexta vuelta desde el punto de alimentación. En general, cada uno de los modos de transmisión se propagan con una velocidad diferente, de tal forma que cuando las ondas de más de un modo de transmisión están presentes, la velocidad de fase resultante es una función de la posición a lo largo de la hélice y puede variar sobre un intervalo de valores considerable. La velocidad de fase medida entre la vuelta 3 y la 6 corresponde muy cercanamente al modo de transmisión T_1 , el modo T_0 también está presente pero sólo es importante cerca de los extremos.

Cuando la circunferencia C_λ es menor a $2/3$, prácticamente solo está presente el modo T_0 y la velocidad de fase se aproxima a la obtenida por Chu y Jackson. Esta curva indica que cuando la hélice tiene una circunferencia pequeña, la velocidad de fase toma

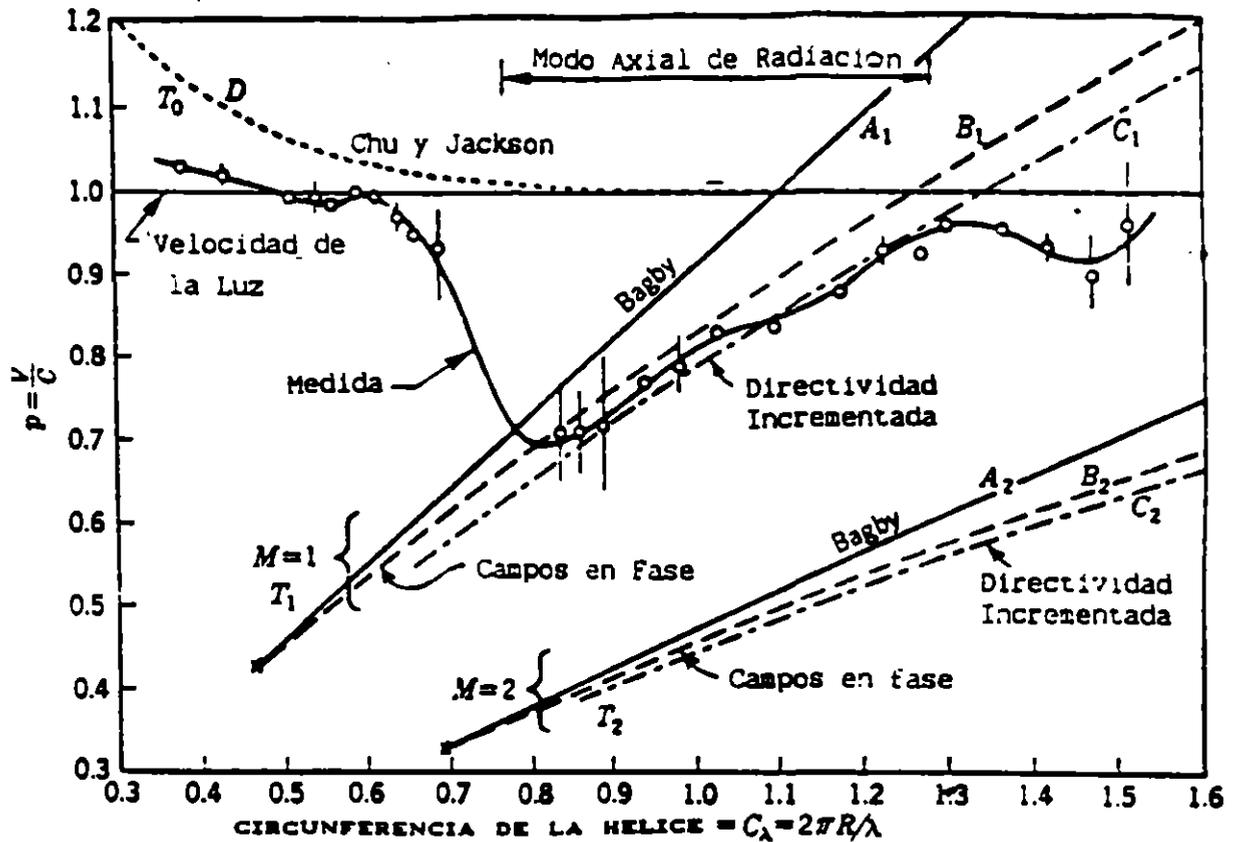


FIGURA 2.11 RESULTADOS TEORICO-EXPERIMENTALES SOBRE EL FACTOR DE VELOCIDAD p

valores mayores a los de la luz, pero en valores de circunferencia cercanos a $2/3$ la curva D decrece a un valor cercano a la unidad y si no hubiera modos superiores de transmisión, la velocidad de fase se aproximaría a la de la luz para circunferencias mayores. Sin embargo como existen los modos de orden superior, cuando C_λ excede $2/3$, la velocidad cae abruptamente, como muestra la curva

medida, este cambio corresponde a la transición del modo T_0 al T_1 . Para una circunferencia en la región de transición, ambos modos tienen la misma importancia.

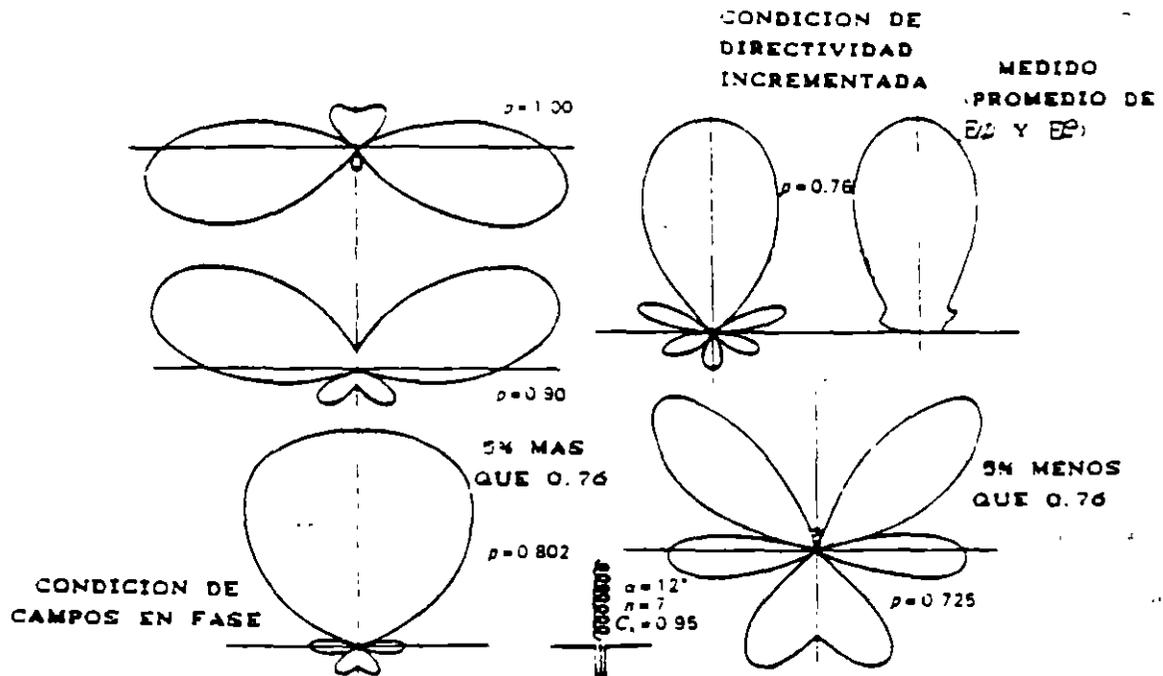


FIGURA 2.12 PATRONES DE RADIACION POR EL METODO DE KRAUS

Cuando C_λ es aproximadamente $3/4$, la velocidad de fase se aproxima al valor asociado con el modo T_1 . Para un incremento mayor de C_λ la velocidad de fase crece aproximadamente en forma lineal, concordando más cercanamente con la curva teórica de la condición de directividad incrementada. Cuando C_λ alcanza un valor cercano a $4/3$ aparece el modo T_2 , causando una caída en la curva medida, pero la radiación ya no es axial.

Para una hélice dada S y L se conocen, por lo que es posible determinar p y por tanto U y el patrón de radiación a partir del factor de arreglo.

Como ejemplo, en la figura 2.12 se muestran los patrones de radiación para una hélice con $C_\lambda = 0.95$, 12° y 7 vueltas, utilizando el factor de arreglo de ganancia incrementada, con campos en fase en la dirección del eje de la antena, para varios valores de p (1, 0.9, 0.76 y 0.725). Se muestra igualmente el campo medido en una antena con las mismas dimensiones con un plano de tierra de 0.88λ de diámetro. Se observa que para $p = 0.76$ el patrón teórico es muy similar al experimental, aunque aquél desprecia el efecto del plano de tierra. Es interesante observar la gran sensibilidad de los patrones con p , ya que cambios de apenas 5%, arriba y abajo de 0.76, provocan patrones de radiación con cambios muy marcados⁸⁰.

El campo total radiado por la antena debe tomar en cuenta el campo radiado por una espira sin embargo, si el número de vueltas es grande, lo que determina prácticamente la forma del patrón de radiación es el factor de arreglo. Kraus ha calculado el campo radiado por una espira suponiendo que tiene sección cuadrada, el resultado lo ha multiplicado por el factor de arreglo obteniendo patrones de radiación con muy pequeñas diferencias respecto al de éste, por lo que considera que para hélices grandes, es suficiente calcular el patrón de radiación a

partir del F.A., haciendo innecesario el cálculo del campo de una espira, excepto para hélices pequeñas. Bajo estas condiciones, el campo lejano de una hélice puede determinarse, en una buena aproximación, a partir del conocimiento de sus dimensiones y usando la condición de directividad incrementada para el cálculo del factor p.

En una mejor aproximación, Kraus propone incluir el efecto del campo de una espira multiplicando el F.A. por $\cos\phi$, de modo que el patrón de radiación se expresa como³¹:

$$E = (\sin(90^\circ/n)) [\sin(nU/2)/\sin(U/2)] \cos\phi \quad 2.18$$

donde:

$$U = 360^\circ [S_\lambda (1 - \cos\phi) + 1/2n] \quad 2.19$$

el primer factor en 2.18 es un factor de normalización que hace 1 el valor máximo del campo.

Procedimiento de Kornhauser

Otro procedimiento de análisis es el seguido por Kornhauser³², quien desarrolló una fórmula para el campo de radiación a partir de la suposición de la distribución de corriente empírica obtenida por Kraus y Marsh. Su análisis llevó a resultados muy cercanos a los obtenidos por Kraus.

Kornhauser siguió el procedimiento clásico de cálculo de campo lejano a partir de la distribución de corriente, utilizando la expresión:

$$E = (i\omega\mu_0/4\pi R) \int [r \times (r \times s)] I_z \exp(-i\omega r/c) d\ell \quad 2.20$$

La figura 2.17 muestra los términos de la expresión 2.20

La corriente se supone de la forma:

$$I = I_0 \exp(-j\beta\phi) \quad 2.21$$

que es congruente con la propuesta de Fraus y Marsh, es decir una onda viajera sin atenuación. El análisis geométrico y vectorial permite evaluar los términos de la ecuación 2.20 quedando el campo eléctrico como:

$$E_\phi = -(j\omega\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})/4\pi R \times \int_{-\phi_0}^{\phi_0} \cos\phi e^{j[(\omega a/c)\sin\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega a/c)\tan\alpha\cos\theta - \beta]\phi} d\phi \quad 2.22$$

y

$$E_\theta = -(j\omega\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})/4\pi R [\tan\alpha \sin\theta \times \int_{-\phi_0}^{\phi_0} e^{j[(\omega a/c)\sin\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega a/c)\tan\alpha\cos\theta - \beta]\phi} d\phi + \cos\theta \int_{-\phi_0}^{\phi_0} \sin\phi e^{j[(\omega a/c)\sin\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega a/c)\tan\alpha\cos\theta - \beta]\phi} d\phi] \quad 2.23$$

Todas las integrales de 2.22 y 2.23 pueden escribirse en la forma:

$$I = \int_{-\phi_0}^{\phi_0} e^{jz\cos\phi} e^{j\nu\phi} d\phi \quad 2.24$$

y a su vez ser desarrolladas en series de Fourier con coeficientes

de funciones de Bessel.

Las soluciones de las integrales quedan entonces:

$$E_{\phi} = E_0 \left(J_0(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu+1} + \frac{\text{sen}(\nu-1)\phi_0}{\nu-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} i^n J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+n+1)\phi_0}{\nu+n+1} + \frac{\text{sen}(\nu+n-1)\phi_0}{\nu+n-1} + \frac{\text{sen}(\nu-n+1)\phi_0}{\nu-n+1} + \frac{\text{sen}(\nu-n-1)\phi_0}{\nu-n-1} \right] \right) \quad 2.25$$

y

$$E_{\theta} = E_0 \left(\text{tana} \text{ sen} \theta \left(J_0(z) \frac{\text{sen} \nu \phi_0}{\nu} + \sum_{n=1}^{\infty} i^n J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+n)\phi_0}{\nu+n} + \frac{\text{sen}(\nu-n)\phi_0}{\nu-n} \right] \right) + \text{cosa} \theta \left[- J_0(z) \left(\frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu+1} - \frac{\text{sen}(\nu-1)\phi_0}{\nu-1} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} i^{n-1} J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+n+1)\phi_0}{\nu+n+1} - \frac{\text{sen}(\nu+n-1)\phi_0}{\nu+n-1} + \frac{\text{sen}(\nu-n+1)\phi_0}{\nu-n+1} + \frac{\text{sen}(\nu-n-1)\phi_0}{\nu-n-1} \right] \right] \right) \quad 2.26$$

donde:

$$E_0 = -j \omega a \mu_0 I_0 e^{-j \omega R/c} / 4 \pi R$$

$$z = (\omega a/c) \text{sen} \theta$$

$$\nu = (\omega a/c) \text{tana} \text{ cos} \theta - \beta \quad 2.27$$

como Tornhauser mismo lo reconoce, las expresiones 2.25 y 2.26 aparecen bastante complicadas para efectos de cálculo debido a las

sumatorias infinitas de funciones Bessel, sin embargo haciendo un análisis cuantitativo ha encontrado que sólo los primeros 2 términos de la expansión son significativos, tomando el valor de a obtenido experimentalmente por Fraus. Las gráficas de los patrones de radiación generados por las ecuaciones 2.25 y 2.26, considerando las aproximaciones que se indican se presentan en la figura 2.14. para comparación se muestran igualmente, los campos propuestos con la aproximación de Fraus, para antenas de 7 vueltas, 12° y $p = 0.85$.

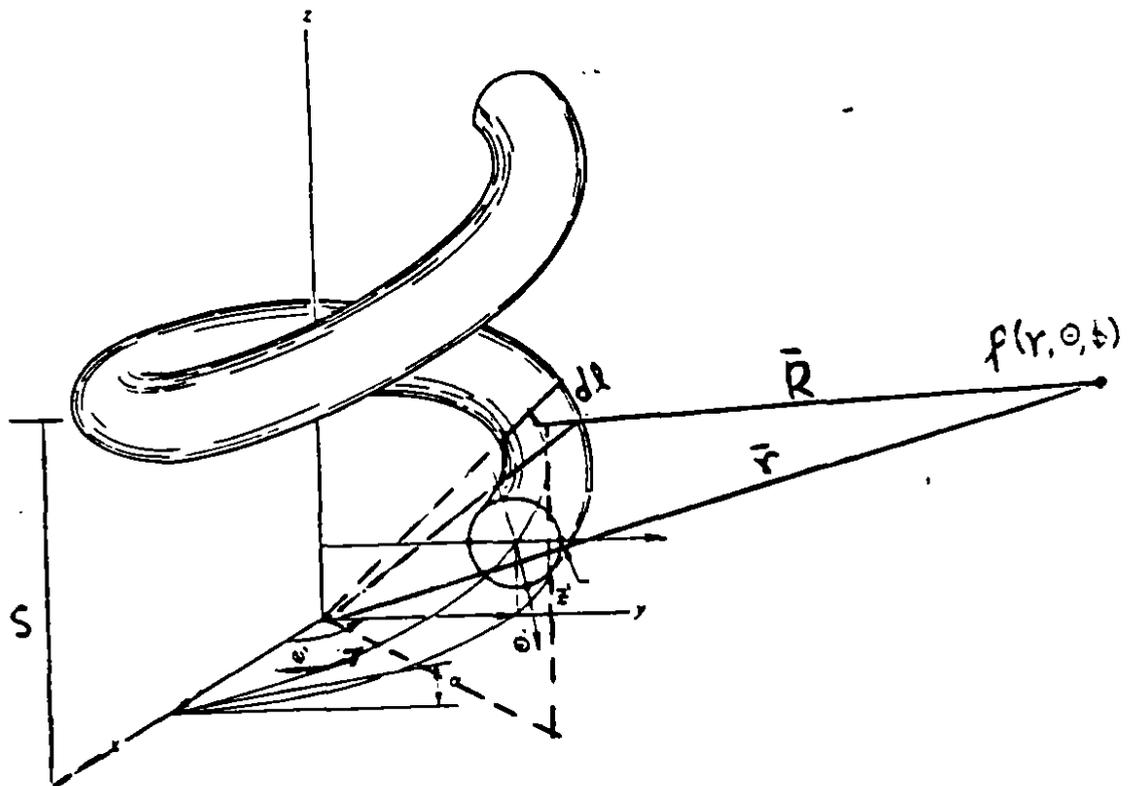
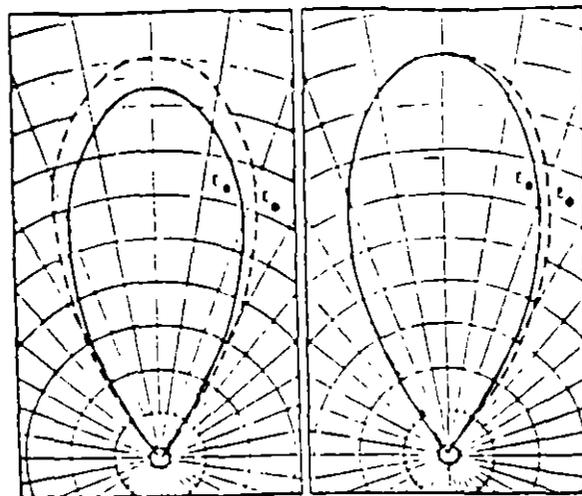


FIGURA 2.13 GEOMETRIA DE LA HELICE Y EL PUNTO DE CAMPO LEJANO



FORMULA RIGUROSA APROXIMACION DE KRAUS

FIGURA 2.14 COMPARACION DE PATRONES DE KRAUS Y HORNHAUSER

Procedimiento de Kai Fong Lee

Un procedimiento similar al de Hornhauser fue seguido por Kai Fong Lee³³ varios años después, sin embargo sus resultados están expresados igualmente por expansiones infinitas de funciones Bessel, por lo que su manejo es también complicado.

Es de esperarse que un análisis de este tipo tenga funciones Bessel como solución, debido a que se parte de una estructura con simetría cilíndrica, a lo que lleva por necesidad la solución analítica de la integral de campo, sin embargo si en lugar de plantear una ecuación integral para después resolverla analíticamente, se plantea una ecuación diferencial que pueda ser resuelta por métodos numéricos utilizando una computadora, los

resultados deberán ser más cercanos a la realidad, ya que únicamente estarán limitados por el número de intervalos utilizados en la integración.

Procedimiento del autor

La solución que se propone a continuación ha sido desarrollada por el autor y sus colaboradores, al igual que Hornhauser parte de la suposición de que existe una sola onda viajera en la antena y también sigue el procedimiento de la determinación del campo a partir del rotacional de la diferencial del potencial magnético, pero la solución se obtiene integrando, por métodos numéricos, en una computadora.

Aunque el procedimiento fue desarrollado en principio para antenas helicoidales, en realidad puede ser aplicado a cualquier estructura delgada de tal manera que ha sido generalizado y de hecho se ha usado para caracterizar otras antenas²⁴. En el Apéndice A1 se describe en detalle y como se observa se requiere definir la distribución de corriente, la geometría del sistema y las variables de posición en la antena y simplemente sustituirlas en las ecuaciones A11 y A12.

En general el campo magnético está relacionado con el potencial magnético por medio de:

$$\mu dH = \text{rot} dA \quad 2.28$$

y el campo eléctrico lejano se puede determinar como:

$$E = Z_0 H$$

2.29

donde Z_0 representa la impedancia del medio. Para obtener el campo magnético y el campo eléctrico es necesario definir A en forma diferencial, para después obtener el rotacional, de acuerdo a 2.28, igualmente en forma diferencial. El campo magnético se obtiene entonces integrando 2.28 pero utilizando métodos numéricos de integración, que pueden ser manejados por una computadora, es en este punto donde el método se diferencia de los seguidos por Hornhauser y Lee y lo que le da la simplicidad, pues no es necesario evaluar sumatorias infinitas de funciones Bessel o de hacer consideraciones adicionales para obtener el resultado final.

La figura 2.15, muestra la geometría de la hélice así como la posición del punto donde se desea obtener el campo, si el punto p está suficientemente lejos (campo lejano) entonces se aplica simetría esférica y las variables del sistema deben estar definidas en coordenadas esféricas.

A partir de la figura 2.14 se definen los elementos de las ecuaciones A3 y A4. Considerando la forma de la antena es conveniente utilizar un sistema de coordenadas helicoidal, por lo que las variables quedan como:

$$s = \phi \tag{2.30}$$

$$r_a = \frac{1}{2\pi} (C_\lambda \cos \phi, C_\lambda \sin \phi, S_\lambda \phi). \tag{2.31}$$

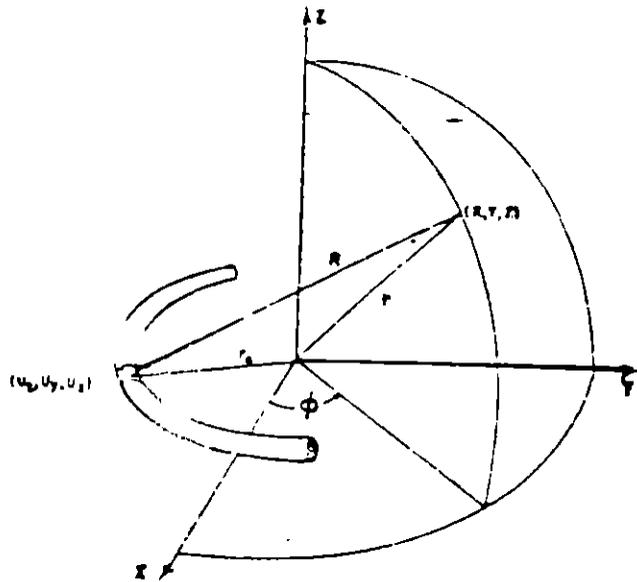


FIGURA 2.15 GEOMETRIA DE LA HELICE

$$dr_a = \frac{1}{2\pi} (-C_\lambda \text{ Sen } \phi, C_\lambda \text{ Cos } \phi, S_\lambda) d\phi \quad 2.32$$

$$\ell = (C_\lambda^2 + S_\lambda^2)^{1/2} \phi \quad 2.33$$

La distribución de la corriente es la propuesta por Fraus²⁸

$$I(\phi) = I_0 e^{-j2\pi\ell/p} \quad 2.34$$

siendo p el factor de velocidad de fase en la hélice

$$p = \left\{ \text{Sen } \alpha + \left[\frac{2n+1}{2n} \right] \frac{\text{Cos } \alpha}{C_\lambda} \right\}^{-1} \quad 2.35$$

y α el ángulo de paso de la hélice. las ecuaciones A11 y A12 se convierten en:

$$H_{\theta} = \frac{j I_0 C}{4 \pi r} \lambda e^{-j2\pi r} \int_{\phi'_i}^{\phi'_f} e^{jF_1} \cos(\phi' - \phi) d\phi' \quad 2.36$$

$$H_{\phi} = \frac{j I_0}{4 \pi r} e^{-j2\pi r} \int_{\phi'_i}^{\phi'_f} e^{jF_1} [C_{\lambda} \cos \theta \sin(\phi' - \phi) + S_{\lambda} \sin \theta] d\phi' \quad 2.37$$

donde

$$F_1 = C_{\lambda} \sin \theta \cos(\phi' - \phi) + \left[S_{\lambda} \cos \theta - \frac{1}{\rho} (C_{\lambda}^2 + S_{\lambda}^2)^{1/2} \right] \phi' \quad 2.38$$

Para determinar H es necesario substituir 2.38 en 2.36 y 2.37 e integrar. es claro que la solución analítica no es factible por lo que la única posibilidad es usar métodos numéricos. pero el uso de la computadora hace posible el trabajo de integración. Para resolver ambas ecuaciones se utilizó lenguaje Fortran y el método de Simpson de integración numérica. En el apéndice A2 se presenta el programa completo de computadora y el listado de resultados para uno de los casos tratados.

Las figuras 2.16 presentan campos obtenidos experimentalmente por Ling y Wong y los obtenidos, para antenas de las mismas características, siguiendo el procedimiento teórico de integración numérica.

IMPEDANCIA

Poco se ha escrito sobre la impedancia de antenas helicoidales. el análisis se ha hecho fundamentalmente en forma experimental. el problema está obviamente en que la distribución de corriente y la geometría del sistema dan como resultado un campo cercano extremadamente complicado debido a las integrales relacionadas con l.

El trabajo experimental más completo sobre este tema lo desarrolló Fraus en su trabajo inicial sobre antenas helicoidales, los que publicó en 1948 con O. J. Glasser³⁴, concluyendo que la impedancia terminal en antenas helicoidales depende de la circunferencia de la hélice. Cuando C es menor de $2/3$ de la longitud de onda, la impedancia es muy sensitiva respecto a cambios en frecuencia. sin embargo, con antenas de radiación axial, la impedancia es casi constante en función de la frecuencia, comportándose como una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, lo que puede explicarse por la marcada atenuación, tanto de las ondas de corriente totales de ida, como las de reflexión.

ANTENA DE 5 VUELTAS, P. TEO. RAYA CONTINUA, P. E. R. PUNTEADA

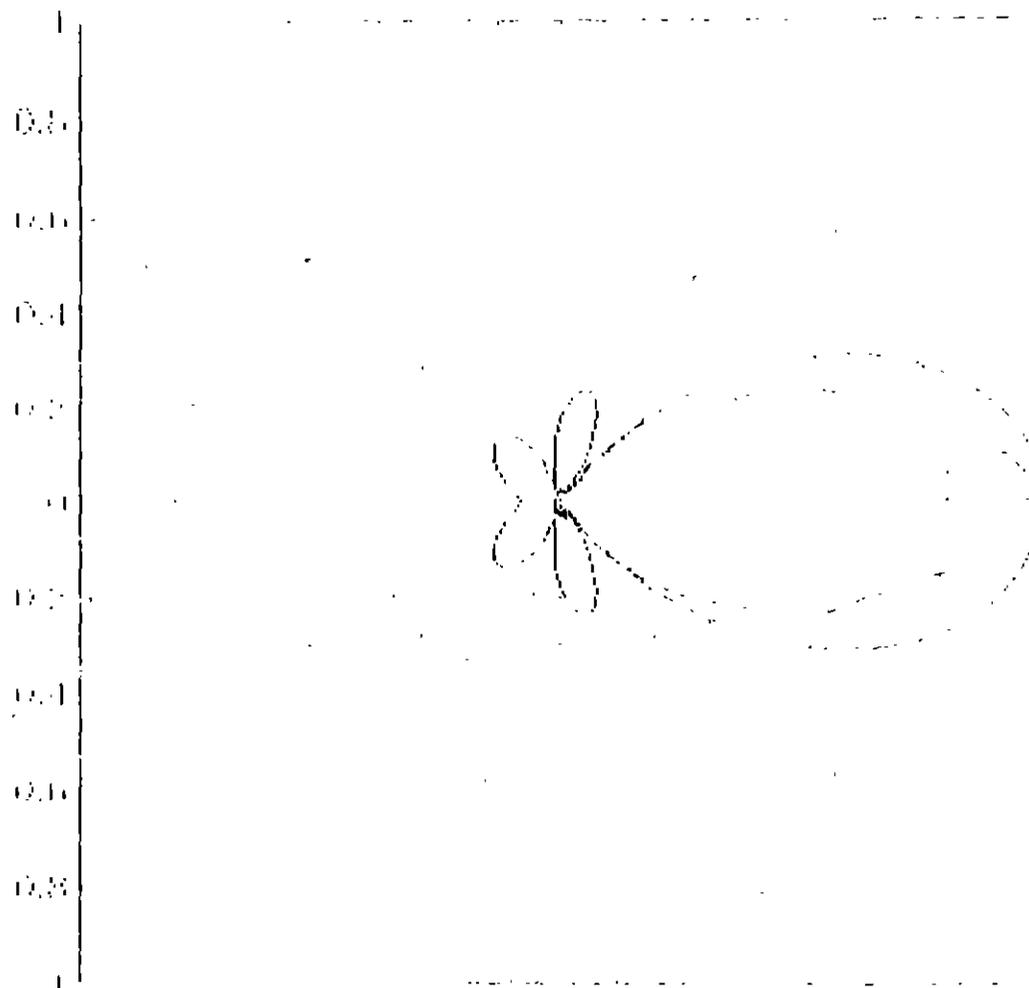


FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS

TEÓRICA ——— EXPERIMENTAL - - -

ANTENA DE 10 VUELTAS, P. 110 PARA CONJUNTO, P. 111 PUNTEADA

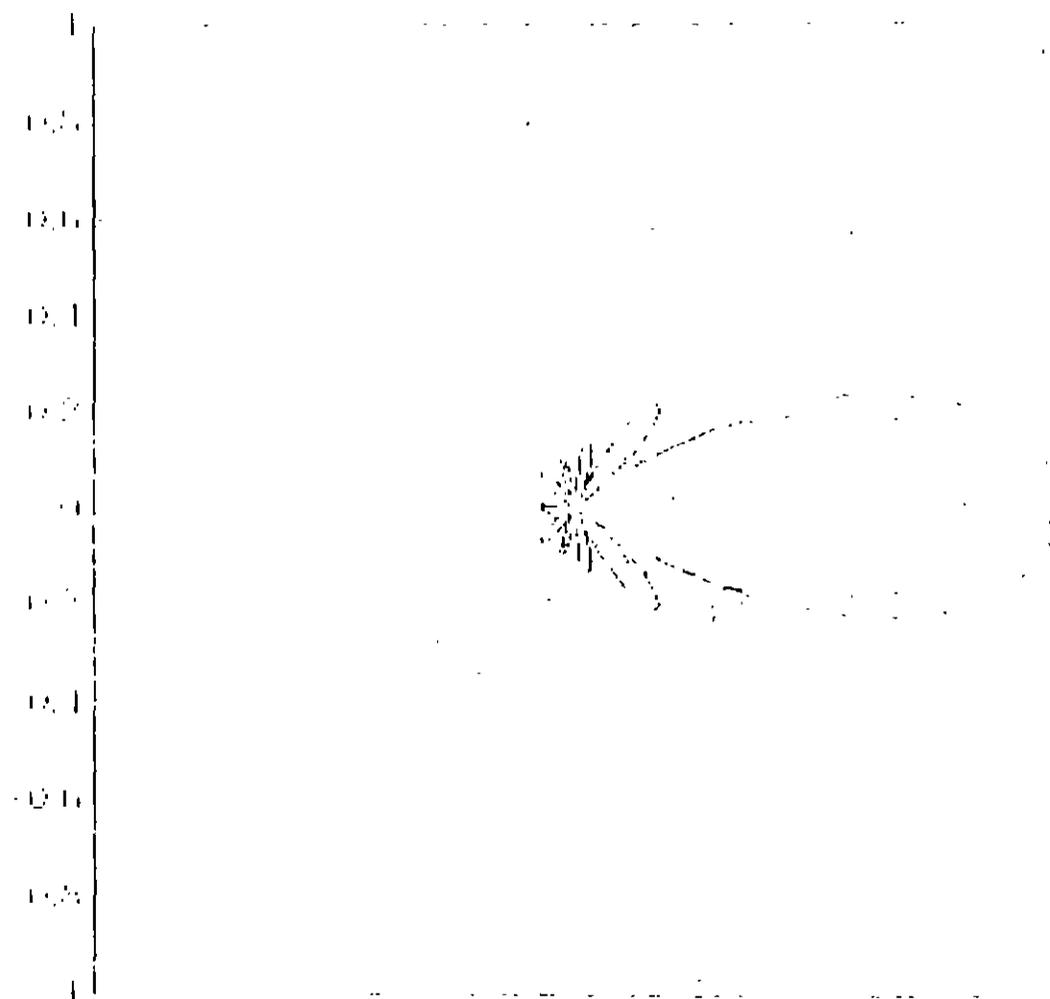


FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS

TEORICA — EXPERIMENTAL - - -

ANTENA DE 18 VUELTAS, PUNTO PARA CONTINUA, EN ESP. PUNTEADA

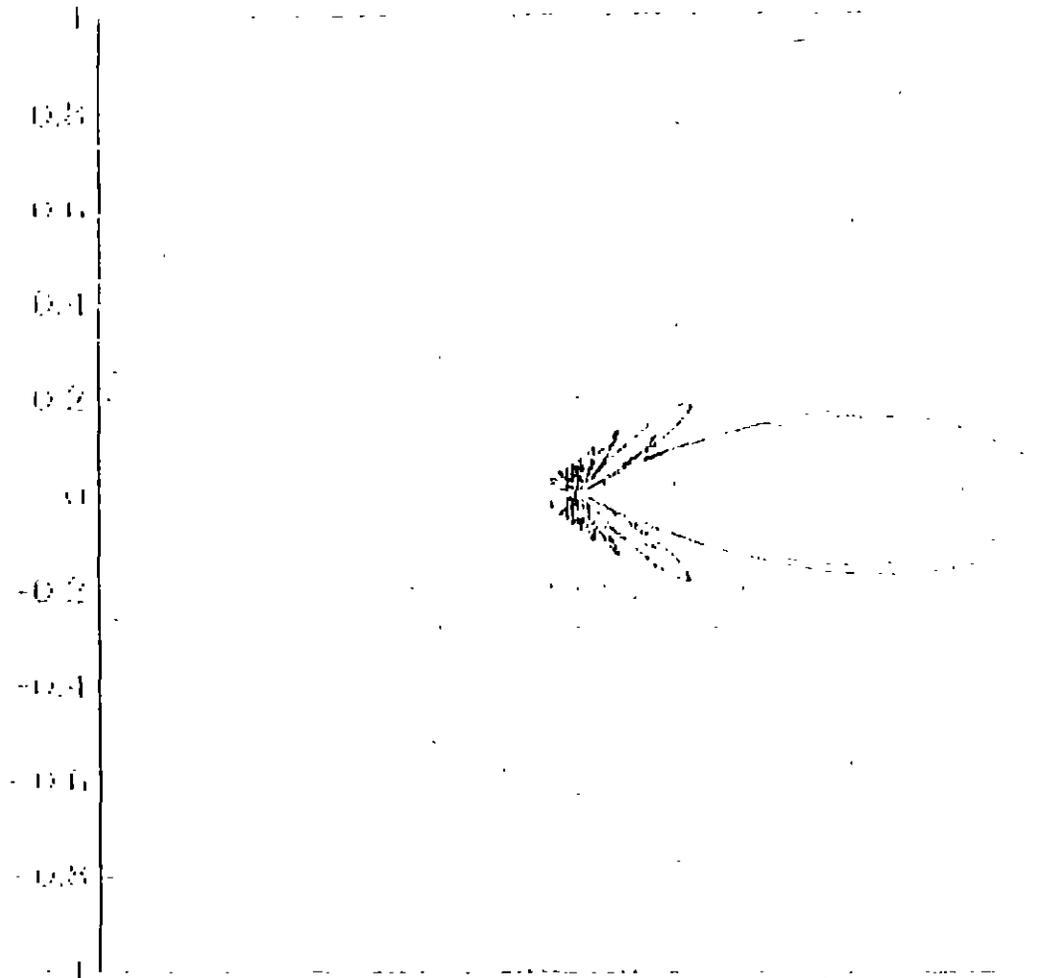


FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

ANTENA DE 35 VUELTAS, P. TEO. RAYA CONTINUA, P. EXP. PUNTEALAS

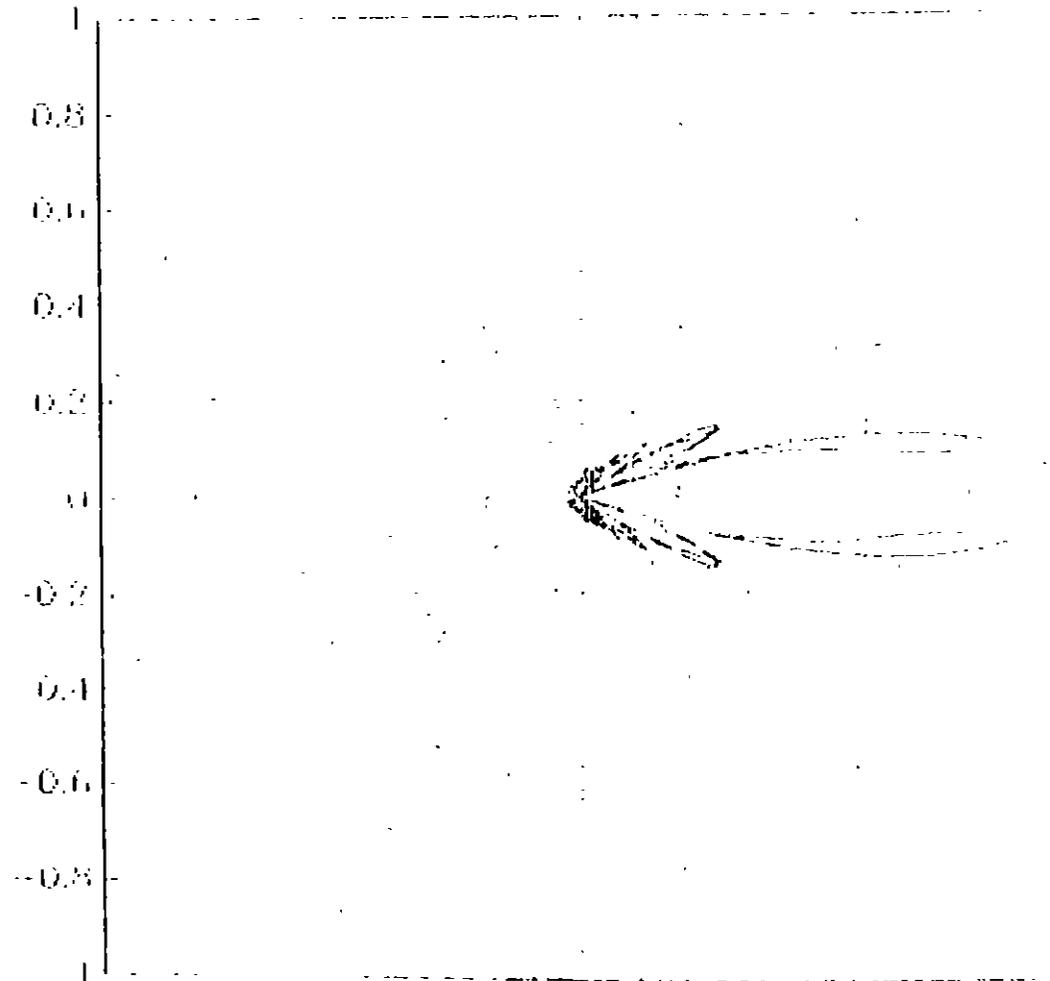


FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

Las figuras 2.17 muestran la variación de impedancia terminal, medida en hélices de 12° y 18° , en función de la frecuencia, la circunferencia de la hélice se indica a diferentes intervalos en las espirales. Las gráficas mostradas se refieren a antenas helicoidales alimentadas en el centro de la circunferencia y en general la impedancia varía entre 100 y 200 Ohms para antenas radiando en el modo axial. Basado en un gran número de mediciones, Kraus propone la expresión empírica:

$$R = 140C_\lambda \quad 2.42$$

con variaciones de $\pm 20\%$ cuando 12° a 18° , $3/4 < C_\lambda < 4/3$ y $n = 1$. Si la alimentación es periférica, es decir sobre la superficie imaginaria del cilindro de la antena, Baker²⁵ ha propuesto que:

$$R = 150/(C_\lambda)^{1/2} \quad 2.43$$

En general estas expresiones empíricas son válidas sobre un ancho de banda considerable (modo de radiación axial) que puede extenderse a una octava.

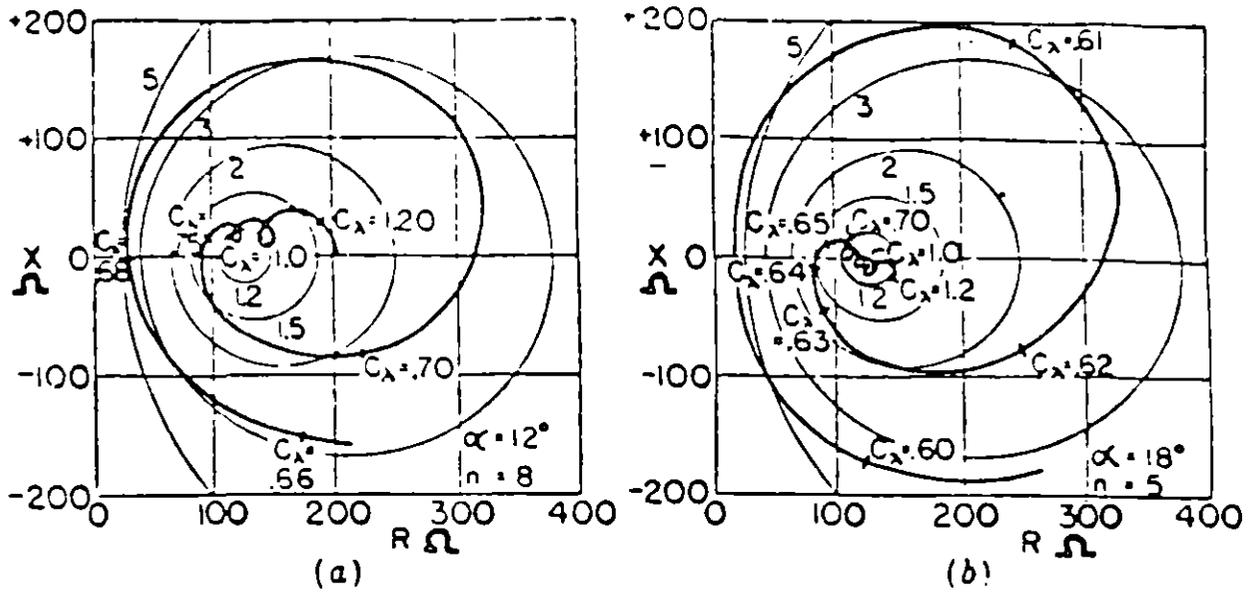


FIGURA 2.17 IMPEDANCIA DE ANTENAS HELICOIDALES



FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS, TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS

LINEALES (III Y IV)

ING. EDUARDO ALVAREZ GUZMAN

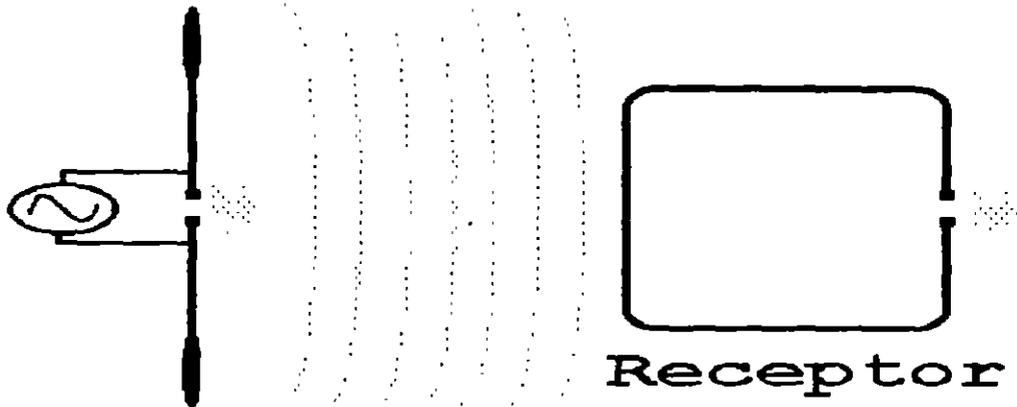
III.- Dipolo

El dipolo es el elemento básico de todas las antenas. Se puede prescindir de cualquier otro elemento menos del dipolo. Este es el componente transductor que nos convierte de energía eléctrica a electromagnética o viceversa.

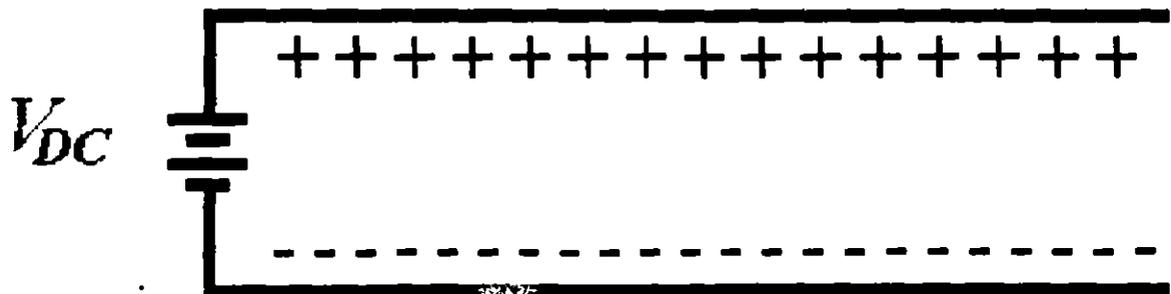
El primer dipolo lo utilizó Heinrich Hertz en sus experimentos, los cuales sirvieron para demostrar las teorías del matemático inglés J.C. Maxwell.

El experimento de Hertz utilizó un dipolo cargado como elemento transmisor y un dipolo de lazo doblado como elemento receptor. Cuando se producía una descarga eléctrica en el extremo del dipolo transmisor, en el dipolo receptor se presentaba a su vez una descarga eléctrica.

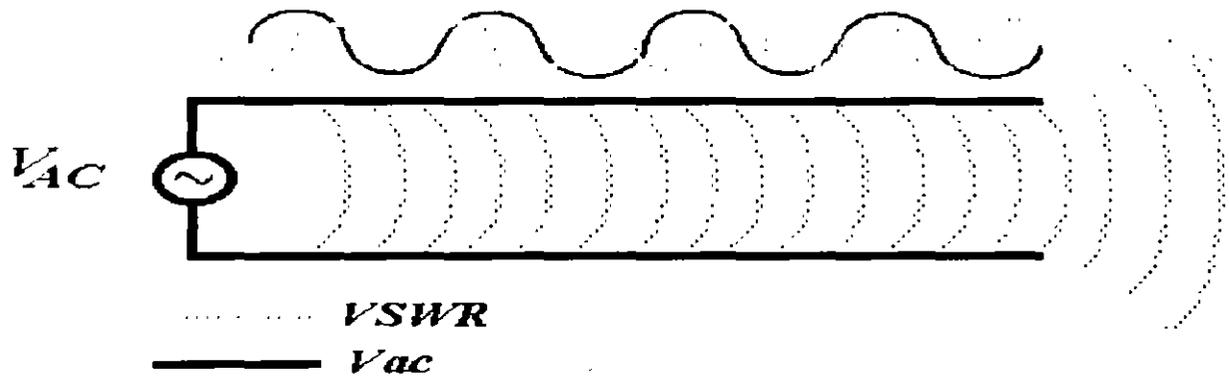
Transmisor



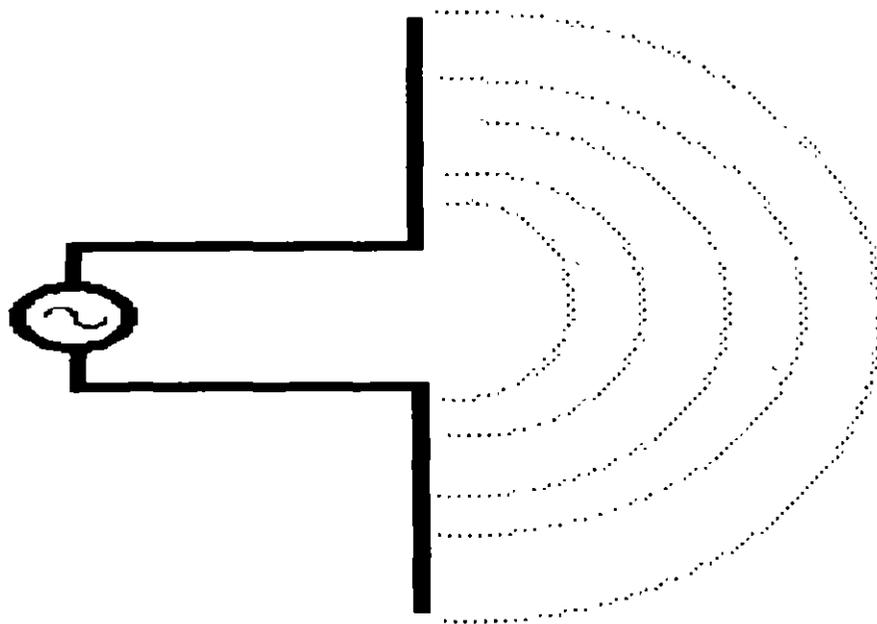
Supongamos que contamos con una línea de transmisión en circuito abierto. Si alimentamos la línea con corriente directa, es decir una señal eléctrica que no tiene variación en el tiempo, una línea de transmisión con una longitud adecuada, funcionará como un elemento capacitor.



Sin embargo, cuando alimentamos la línea de transmisión con una señal eléctrica que varía con el tiempo, se presenta un fenómeno curioso, ya que si bien se presentará una relación de onda estacionaria en la línea de transmisión, no se refleja toda la energía que se alimenta a la línea. Una parte de la energía se disipa como onda electromagnética.



El dipolo aprovecha éste fenómeno para radiar ondas electromagnéticas. Es decir, que un dipolo se puede considerar como una línea de transmisión en circuito abierto, el cual para lograr una mejor emisión de energía se coloca como se muestra en la figura.



Dipolo ultracorto

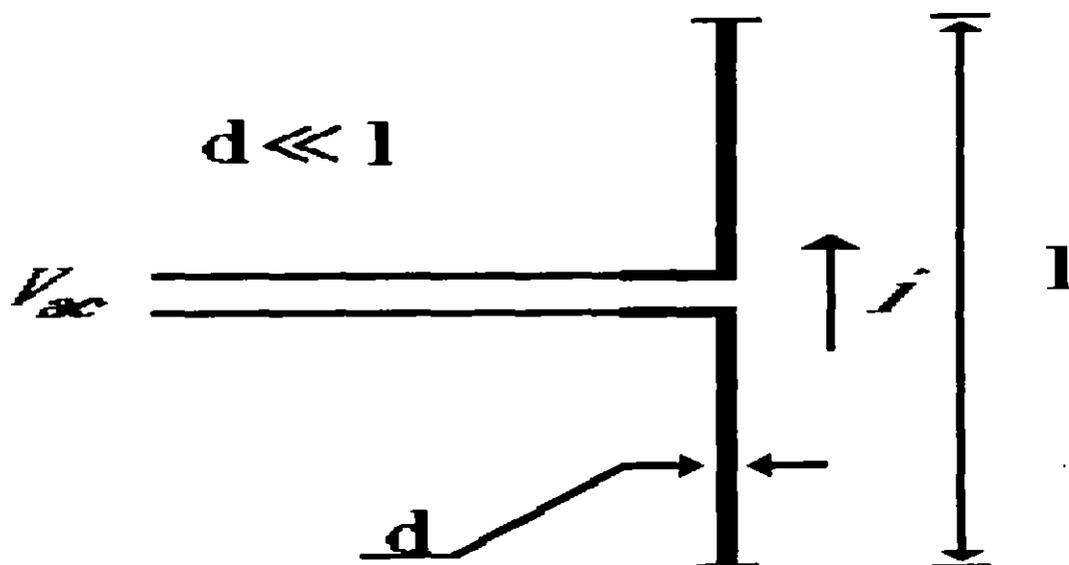
Se entiende por dipolo corto a las antenas de dipolo formadas por un conductor delgado, y con una longitud menor a $\lambda/50$ ó 0.02λ , es decir que las dimensiones físicas de la antena son mucho menores que la longitud de onda que se usa.

Normalmente los dipolos cortos cuentan con placas en sus extremos, los cuales proporcionan una carga capacitiva adicional, lo cual mejora su desempeño. La radiación de las placas se considera despreciable.

Bajo éstas características podemos considerar que la distribución de corriente en el conductor que forma la antena se vuelve uniforme, lo cual facilita su análisis.

El dipolo se encuentra energizado de modo balanceado, es decir, que ambas partes de la línea conducen corriente.

El conductor del dipolo es delgado, esto es, que el diámetro de la antena es mucho menor a su longitud.



Así pues la corriente en el dipolo corto tiene el valor de:

$$I_z(z) = 2\pi J_s(z)$$

donde $J_s(Z)$ es la densidad de corriente superficial a lo largo del conductor. La corriente $I_z(Z)$ se supone continua en la región central de alimentación del dipolo y se supone cero en los extremos, con lo cual la distribución de corriente a lo largo del dipolo tendrá formas variadas pero totalmente dependientes de la relación que su longitud guarde respecto a la longitud de onda λ .

Ahora bien, cuando manejamos antenas o sistemas radiantes, el tiempo de propagación es un factor sumamente importante, es decir, si contamos con una corriente que circula por un dipolo en un momento dado, el efecto que genera la corriente para un punto alejado P, no se recibirá en el mismo instante de tiempo. Necesitamos considerar el efecto de retardo causado por la distancia a la que nos encontramos de la antena. Esto lo podemos expresar de la siguiente manera:

$$[\hat{I}] = I_0 e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$$

donde r es la distancia a la que nos encontramos del dipolo, y c es la constante de la velocidad de la luz, con éste factor tomamos en cuenta el retardo de propagación de la señal.

Al realizar los cálculos correspondientes con las ecuaciones de Maxwell, podemos encontrar a través del potencial magnético vectorial (\hat{A}), calculamos el campo magnético y eléctrico, que resulta en:

$$H_{\theta} = \frac{I_0 L \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}}{rc} - \frac{e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}}{r^2} \right]$$

$$E_{\theta} = 120\pi \frac{I_0 L \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}}{rc} - \frac{e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}}{r^2} \right]$$

En éstas ecuaciones contamos con dos elementos importantes, el campo lejano (para el primer miembro dentro de los corchetes) y el campo cercano (para el segundo miembro dentro de los corchetes). Dado que normalmente nos encontraremos trabajando las antenas en campo lejano, las expresiones más adecuadas resultan ser:

Una forma más simple de expresarlo es evitando dejar las ecuaciones en función del

$$H_{\phi} = j \frac{I_0 e^{j\omega(t-\frac{r}{c})} \sin\theta}{2r} \frac{L}{\lambda}$$

$$E_{\theta} = j \frac{60\pi I_0 e^{j\omega(t-\frac{r}{c})} \sin\theta}{r} \frac{L}{\lambda}$$

retardo de propagación, lo cual nos conduce a las expresiones:

$$H_{\phi} = \frac{I_0 \sin\theta}{2r} \frac{L}{\lambda}$$

$$E_{\theta} = \frac{60\pi I_0 \sin\theta}{r} \frac{L}{\lambda}$$

El resultado de éstas expresiones es un patrón de radiación de tipo toroidal, graficando tanto el campo eléctrico como el campo magnético en hojas de tipo polar. Esto es, que existen regiones en el espacio en las cuales la intensidad del campo electromagnético radiado es mínimo, y zonas donde será máximo.

En cuanto a los demás parámetros de la antena, realizando las operaciones pertinentes se llega a los siguientes valores para la resistencia de radiación y la directividad:

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad [\Omega]$$

$$D_1 = \frac{3}{2}$$

La directividad se considera a partir de un isótropo, y el valor de 3/2 ó 1.5 significa que la energía radiada por el dipolo es 1.5 veces mayor en su dirección de radiación máxima que la energía radiada por el isótropo.

Dipolo corto

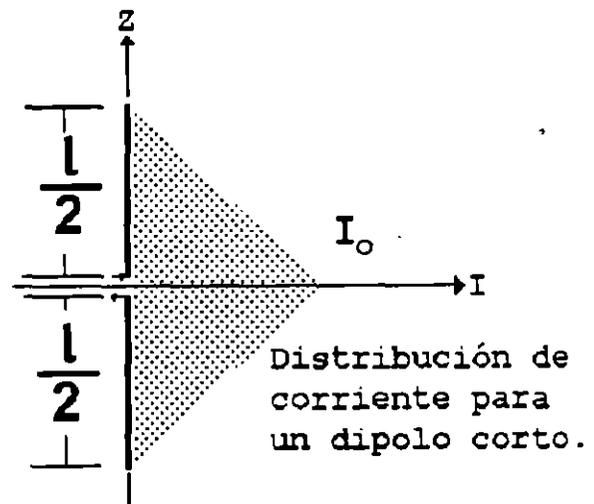
Una vez que conocemos el comportamiento del dipolo ultracorto, podemos entender mejor el funcionamiento del dipolo corto. Consideramos como dipolo corto a aquel que cuenta con una longitud comprendida entre $\lambda/50$ y $\lambda/10$. La distribución de corriente para un dipolo corto se considera mejor como una distribución triangular determinada por las expresiones:

$$I_e(x, y, z) = I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z\right), \quad 0 \leq z \leq \frac{l}{2}$$

$$I_e(x, y, z) = I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z\right), \quad -\frac{l}{2} \leq z \leq 0$$

Al realizar un análisis similar al del dipolo ultracorto llegamos a la conclusión de que el potencial magnético vectorial del dipolo corto es un medio de la magnitud del ultracorto, con lo cual las ecuaciones anteriores pueden aplicarse, siempre y cuando se tome en cuenta esto.

Al realizar las integraciones para el campo eléctrico y magnético tendremos:



$$H_\theta = \frac{j I_0 l e^{-j\omega \left(\tau - \frac{r}{c}\right)}}{8 \pi r} \text{sen} \theta$$

$$E_\theta = \frac{j 15 \pi I_0 l e^{-j\omega \left(\tau - \frac{r}{c}\right)}}{\pi r} \text{sen} \theta$$

La directividad de la antena no se ve afectada por los cambios de dimensión y siguen siendo los mismos, sin embargo la resistencia de radiación de la antena depende de manera importante en la distribución de corrientes. Puede demostrarse que para un dipolo corto la potencia radiada se reduce en un cuarto del ultracorto, con lo cual la

resistencia de radiación del dipolo corto resulta:

$$R_r = 20 \pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad [\Omega]$$

Cuando tratamos con un dipolo corto consideramos que la región de campo lejano se encuentra definida a partir de la distancia radial donde r tiene un valor mayor a dos veces la longitud del dipolo entre la longitud de onda de operación de la antena.

$$\infty > r > \frac{2D^2}{\lambda}$$

Dipolo de $\lambda/2$, $\lambda/4$, etc.

A continuación del dipolo corto contamos con el dipolo de longitud finita. Para simplificar los análisis matemáticos se considera que el diámetro del conductor del dipolo respecto a su longitud es despreciable (idealmente igual a cero). Si consideramos la longitud contra el diámetro se puede ver que la idealización no es tan descabellada.

Realicemos un cálculo para conocer la longitud de onda de una estación de radio de AM.

Tomemos el valor de 828 KHz, para calcular la longitud de onda recurrimos a la ecuación:

$$c = \lambda \times f$$

donde c es la constante de la velocidad de la luz (300 000 km/s), f es la frecuencia de la onda electromagnética y λ es la longitud de onda. Despejando y resolviendo para la frecuencia elegida tenemos:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300\,000\,000 \left[\frac{m}{s} \right]}{828\,000 \left[s \right]}$$

$$\lambda = 362.318 \quad [m]$$

Es decir una longitud de onda de 362 metros, si consideramos que el diámetro de un conductor no supera (normalmente) los 10 centímetros, resulta evidente que comparado con la longitud, el diámetro del conductor no es importante.

Ahora bien, la distribución de corriente que se utiliza para una antena de dipolo de longitud finita puede escribirse como una función de tipo senoidal:

$$I_e(x, y, z) = I_0 \operatorname{sen} \left[k \left(\frac{l}{2} - z \right) \right] \quad 0 \leq z \leq \frac{l}{2}$$

$$I_e(x, y, z) = I_0 \operatorname{sen} \left[k \left(\frac{l}{2} + z \right) \right] \quad -\frac{l}{2} \leq z \leq 0$$

esta distribución de corriente presupone que la antena se alimenta desde el centro, y la corriente se desvanece cerca de los extremos de la antena $\pm l/2$, lo cual se ha verificado en la práctica.

Cuando se realizan los cálculos matemáticos necesarios para conocer el comportamiento del campo eléctrico y del campo magnético, llegamos a las expresiones:

$$H_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\operatorname{sen}\theta} \right]$$

$$E_\theta = j \frac{60 I_0 e^{-jkr}}{r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\operatorname{sen}\theta} \right]$$

En el momento en que analizamos las propiedades de directividad y resistencia de radiación, nos topamos con un serio problema respecto al análisis matemático; ya que los factores senoidales de las ecuaciones de campo eléctrico y de campo magnético nos

llevan a integrales complejas. El resultado es que se llega a ecuaciones las cuales no se pueden considerar "generales" en su solución.

La ecuación que define la resistencia de radiación se expresa como:

$$R_r = 60 [C + \ln(kl) - C_1(kl) - \left(\frac{1}{2} \operatorname{sen}(kl) \times [S_1(2kl) - S_1(kl)]\right) - \left(\frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_1(2kl) - 2C_1(kl) \right] \right)]$$

$C = 0.5772$ constante de Euler

$$C_1(x) = - \int_x^{\infty} \frac{\cos v}{v} dv = \int_{-\infty}^x \frac{\cos v}{v} dv$$

$$= \ln \gamma x - \frac{x^2}{2! \cdot 2} - \frac{x^4}{4! \cdot 4} - \frac{x^6}{6! \cdot 6} - \dots + \frac{(-1)^{n-1} x^n}{n! \cdot n}$$

$$S_1(x) = \int_0^x \frac{\operatorname{sen} v}{v} dv$$

Tratando de salvar el problema de las integrales, se han elaborado tablas matemáticas que expresan para diferentes valores de x su resultado. La directividad de los dipolos también se expresa en forma sumamente compleja:

$$D_0 = \frac{\left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\operatorname{sen} \theta} \right]^2}{Q}$$

$$Q = C + \ln(kl) - C_1(kl) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(kl) [S_1(2kl) - 2S_1(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_1(2kl) - 2C_1(kl) \right]$$

Sin embargo se han graficado resultados para éstas ecuaciones, y a través de ellas se pueden conocer tanto la directividad como la resistencia de radiación para dipolos de longitud finita.

Es importante hacer notar que cuando contamos con un dipolo de longitud menor a λ la directividad de éste, aumenta de modo importante al acercarse a λ . Pero cuando

contamos con longitudes superiores a λ , comienzan a presentarse lóbulos laterales en las antenas, con lo cual disminuye su directividad.

El dipolo de $\lambda/2$ es el más utilizado en las antenas, la razón principal de ésta preferencia es que cuenta con una resistencia de radiación de 73 Ohms. El valor es muy cercano al de los 75 Ohms de las líneas de transmisión, lo cual facilita los acoplamientos de impedancia.

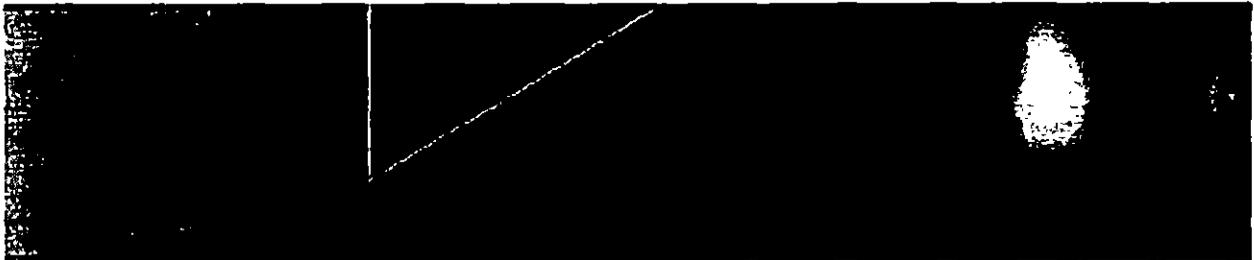
Monopolo vertical

Una vez que conocemos el dipolo, podemos continuar con el monopolo. Puede resultar extraño que se analice primero un caso con dos pares de conductor que un sistema con sólo un conductor. La razón principal se debe a que el monopolo es en realidad un dipolo disfrazado. Cuando tenemos un dipolo cercano a una superficie conductora infinita, tenemos un efecto curioso, causado por el plano conductor, al cual nos referiremos como plano de tierra¹.

El plano de tierra nos simula un "espejo" de nuestro dipolo, y nos causa la impresión de que tenemos dos fuentes emisoras de ondas electromagnéticas.

dipolo real

Receptor

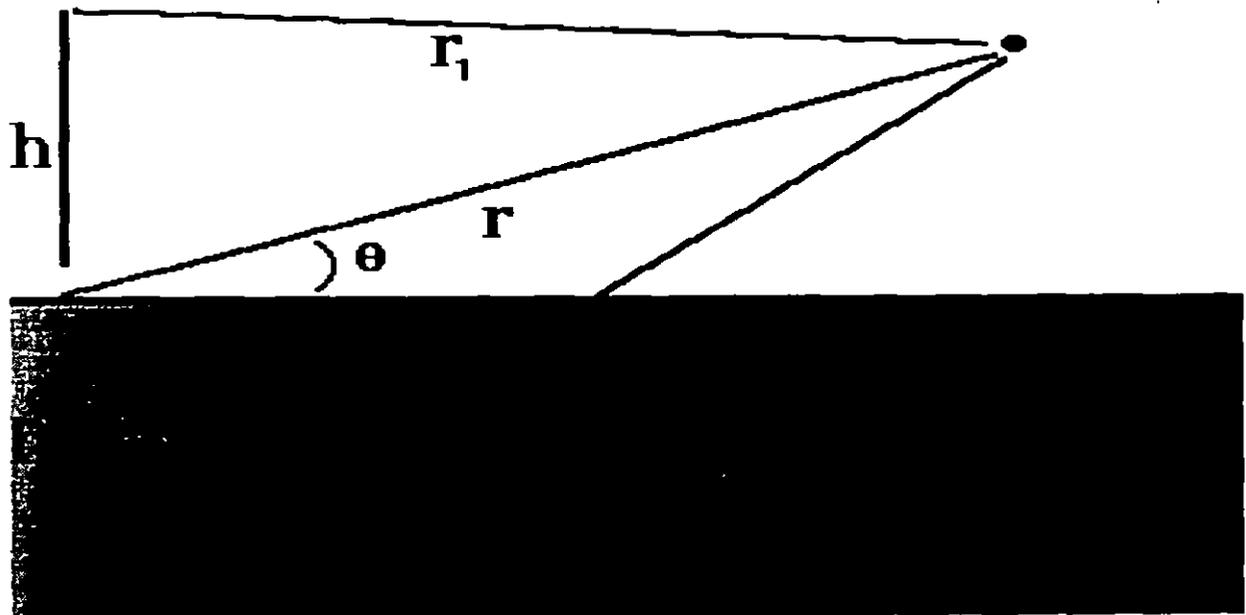
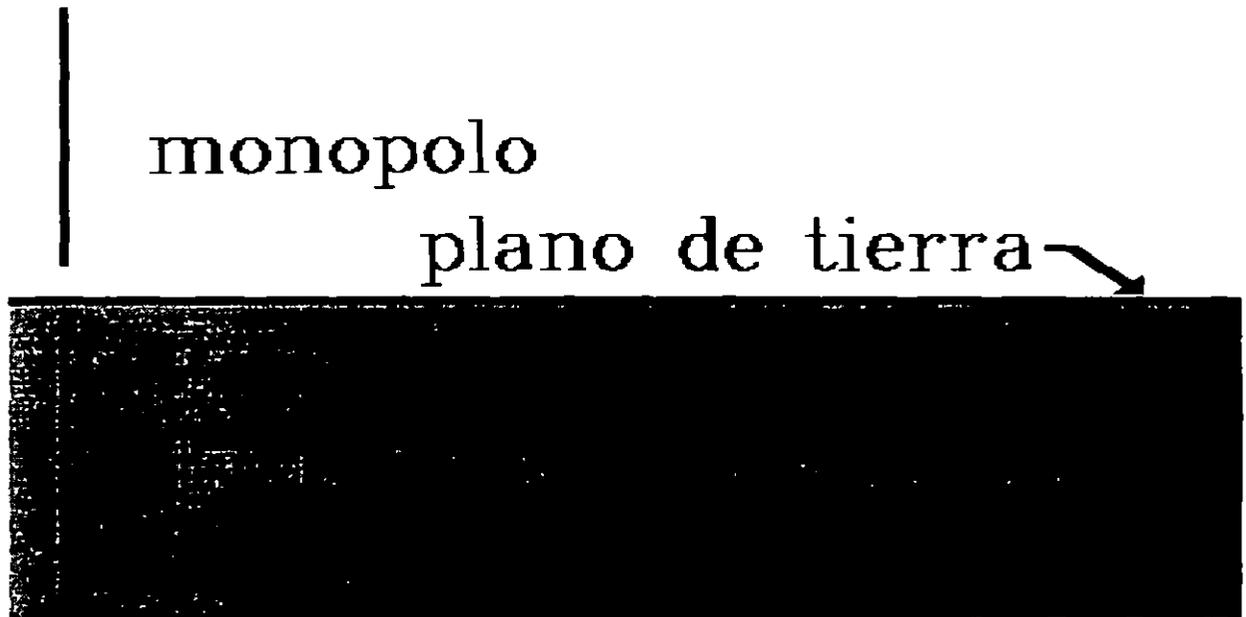


El efecto total sobre el receptor causado por la onda electromagnética directa y por la onda electromagnética reflejada por el terreno puede tener propiedades aditivas o sustractivas. Es decir que las ondas pueden interferirse de modo que la señal total

¹ Idealmente el plano de tierra es una superficie conductora (que refleja toda onda electromagnética que se extiende infinitamente en todas direcciones).

recibida sea nula, o en el mejor de los casos interferirse con un resultado del "doble" de la señal original.

En el caso del monopolo vertical presuponemos un polo en posición vertical, conectado a una de las terminales de alimentación, mientras que la otra terminal se encuentra conectada a un plano de tierra con conductividad infinita.



En el cálculo del campo eléctrico, debemos considerar que el campo total que llega al punto de recepción será igual al campo de la onda incidente directa más el campo de la onda reflejada por el terreno:

$$\begin{aligned} E_{\theta_1} &= E_{\theta_1} + E_{\theta_2} \\ E_{\theta_1} &= j\eta \frac{k I_0 l e^{-jk r_1}}{4 \pi r_1} \text{sen} \theta \\ E_{\theta_2} &= j R_v \eta \frac{k I_0 l e^{-jk r_2}}{4 \pi r_2} \text{sen} \theta \\ \eta &= 120 \pi \end{aligned}$$

donde R_v es el coeficiente de reflexión del terreno, r_1 la distancia desde el monopolo de emisión hasta el punto de recepción y r_2 la distancia teórica recorrida desde el punto de transmisión pasando por el punto de reflexión hasta el receptor.

Al realizar los cálculos simplificamos las distancias con una distancia "promedio" y un factor correspondiente a la altura del receptor y el ángulo respecto al terreno, lo cual nos lleva a las expresiones:

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= j \frac{60 k I_0 l}{r} \text{sen} \theta e^{-jkr} \cos(kh \cos \theta) \\ H_{\phi} &= j \frac{k I_0 l}{2 \pi r} \text{sen} \theta e^{-jkr} \cos(kh \cos \theta) \end{aligned}$$

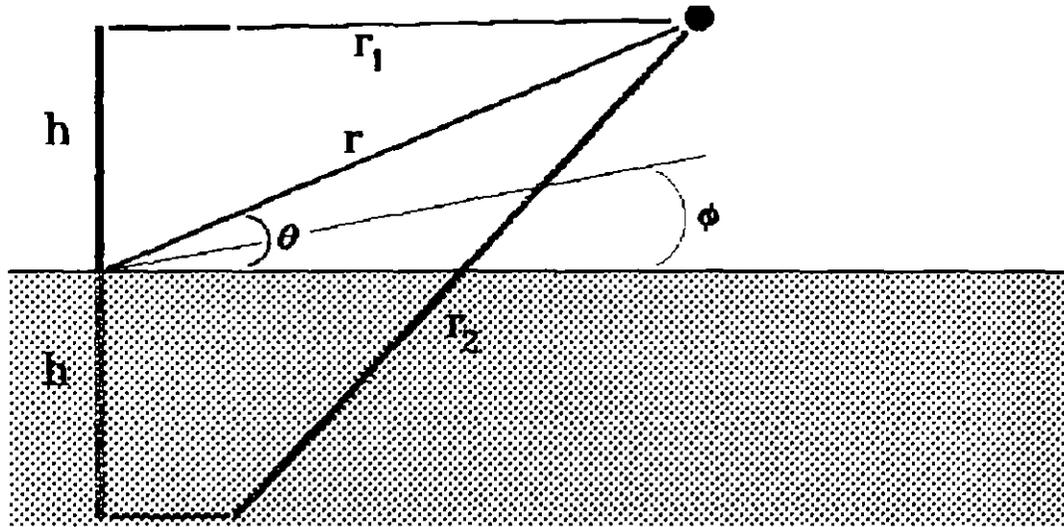
Las ecuaciones de directividad y resistencia de radiación resultan ser:

$$\begin{aligned} D &= \frac{2}{\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} - \frac{\text{sen}(2kh)}{(2kh)^2} \right]} \\ R_r &= 240 \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)^2 \end{aligned}$$

Resulta importante hacer notar que de acuerdo a la altura de la antena se pueden obtener máximos o mínimos de directividad.

Monopolo horizontal

Aquí tenemos el mismo caso del monopolo vertical, es decir el otro componente del dipolo se debe al plano de tierra (funciona como otro dipolo). Aquí nos damos cuenta de cuánto afecta la distancia desde el conductor radiador hasta el terreno.



Así en las ecuaciones de campo eléctrico o magnético tendremos:

$$E_{\phi_2} = E_{\phi_1} + E_{\phi_2}$$

$$E_{\phi_1} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_1}}{4\pi r_1} \text{sen}\phi$$

$$E_{\phi_2} = j\eta R_n \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \text{sen}\phi$$

$$\text{sen}\phi = [1 - \text{sen}^2\theta \text{sen}^2\phi]^{-\frac{1}{2}}$$

Al realizar el análisis para el campo eléctrico total debido a la onda directa (1) y a la onda reflejada (2) hallamos:

$$E_{\phi} = j \frac{30 k I_0 l e^{-jkr}}{r} \sqrt{1 - \text{sen}^2\theta \text{sen}^2\phi} [2j \text{sen}(kh \cos\theta)]$$

$$H_{\theta} = j \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \text{sen}^2\theta \text{sen}^2\phi} [2j \text{sen}(kh \cos\theta)]$$

Plano de tierra

Para el análisis de los monopolos se ha considerado a la tierra como una superficie perfectamente conductora que se extiende en un plano constante hacia el infinito en todas direcciones. Sin embargo ésta suposición no es real. Aunque la suposición es aproximada debido a las dimensiones de la tierra respecto a las antenas, existen circunstancias que debemos tomar en cuenta.

La superficie de la tierra tiende a atenuar y reflejar en ángulos "imprevistos" las señales que utilizamos. Es por esto que se define un factor de divergencia de las ondas electromagnéticas definido como la razón de el campo reflejado por una superficie plana entre el campo reflejado por una superficie plana.

$$D_V = \left[1 - 2 \frac{d_1 d_2^2}{R d h_2} \right]^{-\frac{1}{2}} = \left(1 + 2 \frac{d_1^2 d_2}{R d h_1} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

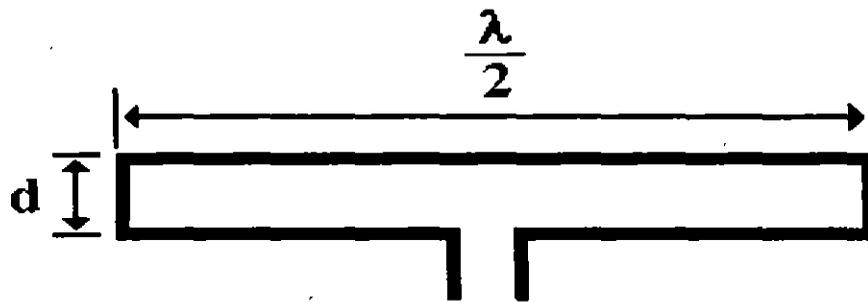
donde h_1 es la altura a la que se encuentra el dipolo emisor, h_2 es la altura a la que se encuentra el receptor. d es la distancia total entre el emisor y el receptor, d_1 es la distancia desde el emisor hasta el punto de reflexión, d_2 es la distancia desde el punto de reflexión hasta el receptor, y R es el radio de la tierra.

Otro punto importante es que en los análisis de los monopolos se consideró una superficie reflejante perfecta, con un de reflexión R_{ν} igual a 1, lo cual no es verdad, podemos considerar que de acuerdo a la humedad del terreno, se contará con un índice de reflexión mayor o menor.

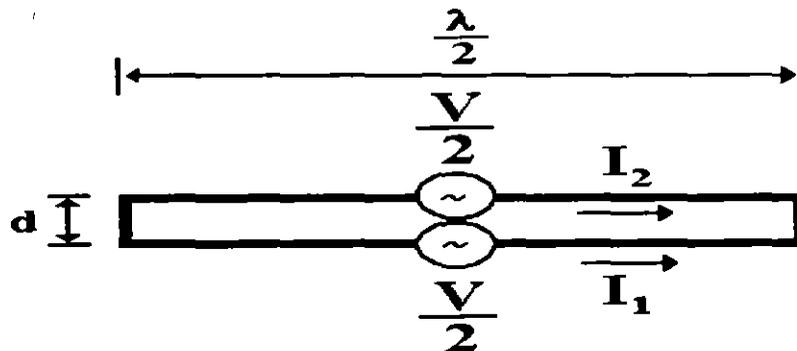
Dipolo doblado.

Un dipolo típico de longitud $\lambda/2$ cuenta con una resistencia entre terminales de aproximadamente 70Ω , por lo cual es necesario utilizar un transformador de impedancias si pretendemos conectar el dipolo a una línea con impedancia característica de 300 ó 600Ω .

Cuando utilizamos un arreglo sumamente cercano como el que se muestra en la figura, podemos aumentar la impedancia de radiación del elemento.



El arreglo consiste en realidad de dos elementos de longitud $\lambda/2$ colocados muy próximos uno de otro. Con ello las corrientes en los dos elementos son sustancialmente iguales en magnitud y fase.



Si consideramos que los conductores del dipolo cuentan con el mismo diámetro el valor de la impedancia total entre terminales puede deducirse a través de la expresión:

$$\frac{V}{2} = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

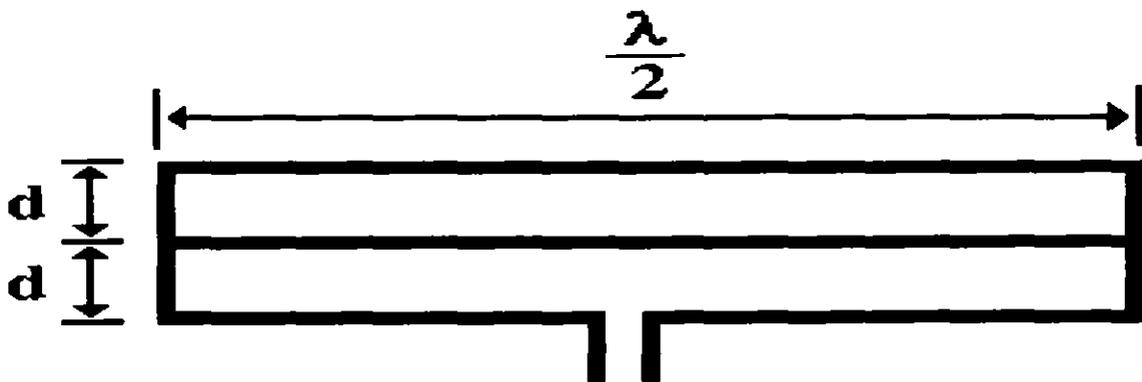
donde I_1 es la corriente en las terminales del dipolo 1, I_2 es la corriente en las terminales del dipolo 2, Z_{11} es la impedancia propia del dipolo 1 y Z_{12} es la impedancia mutua de los dipolos 1 y 2. Dado que las corrientes en ambos dipolos es igual, podemos afirmar que $I_1 = I_2$ con lo cual la expresión anterior se ve reducida a:

$$V = 2 I_1 (Z_{11} + Z_{12})$$

Hemos mencionado que la separación entre los dos dipolos es muy corta, esto significa que la distancia d entre los dipolos es del orden de $\lambda/100$, por lo cual la impedancia mutua y la impedancia propia de los dipolos resulta casi igual, esto es que $Z_{11} \approx Z_{12}$, con lo cual la impedancia terminal de la antena está dada por:

$$Z = \frac{V}{I_1} = 4 Z_{11}$$

Finalmente, si consideramos por simplicidad la impedancia del dipolo como $Z_{11} = 70 + j 0 \Omega$ para un dipolo de longitud $\lambda/2$, la impedancia entre terminales del dipolo doblado resulta de $Z_{11} = 280 \Omega$.



Cuando se cuenta con una antena de dipolo doblado de tres alambres, se realiza un análisis similar, a partir del cual se llega a la relación de impedancia entre terminales de:

$$Z = 9 Z_{11}$$

IV.- Antenas lineales

Las antenas lineales son variantes sobre las antenas de dipolo. En éstas antenas también consideramos que el grosor del conductor es mucho menor que su longitud, lo cual nos permite realizar los análisis con sencillez. Otro aspecto importante de las antenas lineales es que contamos además con otros elementos que les permiten funcionar de modo diferente.

Arreglos Yagi-Uda

Este es un tipo de antena muy práctico para frecuencias de VHF (30-300 Mhz), HF (3-30 Mhz) y UHF (300-3,000 Mhz).

La antena está formada por un dipolo y un determinado número de elementos parásitos, los cuales por acoplamiento mutuo inducido alteran el patrón de radiación de la antena, proporcionándole mayor directividad al haz del dipolo.

El diseño original se debe a los japoneses, el primero en describir el comportamiento de éste radiador fue S. Uda de la universidad imperial de japon; sin embargo se debe a H. Yagi la traducción y descripción de el funcionamiento de la antena en idioma inglés.

El primer elemento del diseño es un alambre reflector, el cual debido a sus dimensiones "rechaza" el campo electromagnético del dipolo (segundo elemento). Con ello el lóbulo posterior del dipolo se ve disminuido, y el lóbulo frontal aumentado. A continuación contamos con los elementos directores. Los directores son menores en dimensión que el dipolo, con lo cual se logra en la antena un efecto de "alargar" el lóbulo principal (frontal) de radiación y por consiguiente el aumento en la directividad de la antena.

Consideremos dos dipolos, podemos describir la relación del circuito entre ellos por una matriz de impedancia mutua:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

donde los elementos diagonales de la matriz son iguales reciprocamente. Si alimentamos un elemento y cargamos a otro se puede resolver para la impedancia de entrada del alimentador de la antena:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_2}$$

donde Z_2 es la carga de la segunda antena. Cuando colocamos a la segunda antena en cortocircuito maximizamos la onda estacionaria inducida y eliminamos la disipación de potencia, con lo cual la impedancia de la antena queda:

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$$

así pues la presencia de los elementos parásitos influyen en la impedancia de la antena.

En cuanto a la corriente inducida en los elementos parásitos, podemos observar el siguiente comportamiento:

$$0 = Z_{12} I_1 + Z_{22} I_2 \quad \text{ó} \quad I_2 = - \frac{Z_{12} I_1}{Z_{22}}$$

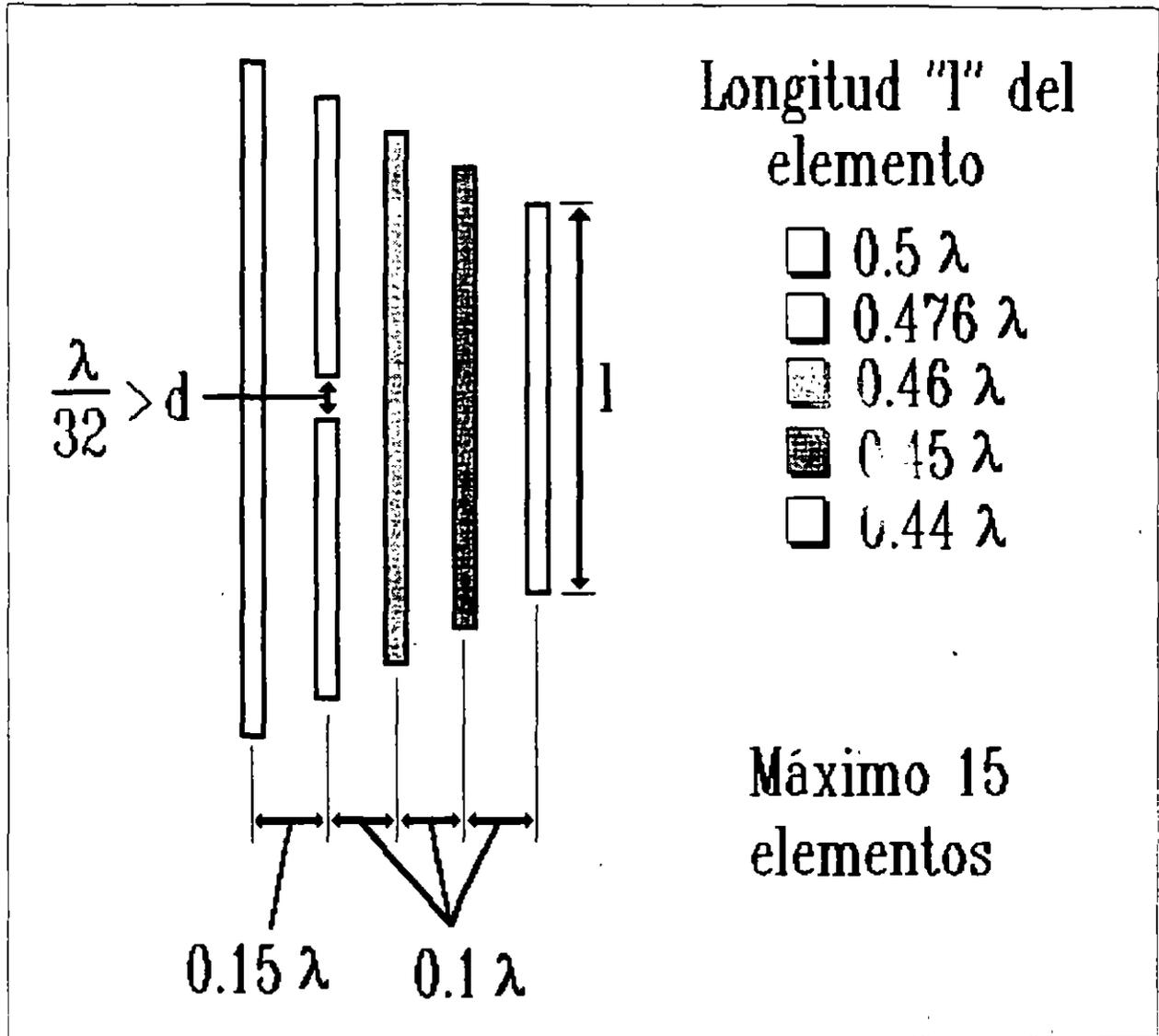
dado que la impedancia mutua es casi igual a la impedancia propia del elemento parásito ($Z_{12} \approx Z_{22}$) la corriente en el elemento parásito (elemento cortocircuitado) es opuesta a la corriente del dipolo, con lo cual la corriente inducida disminuye los campos al rededor del dipolo.

Cuando se analiza el campo eléctrico en presencia de los elementos parásitos, se encuentran tres casos: el primero cuando el elemento parásito tiene dimensiones similares al dipolo, con lo cual los patrones de radiación son parecidos, con un valor de cero en un ángulo de fase de corrientes de 90 grados. El segundo caso cuando el elemento parásito tiene dimensiones menores a las del dipolo, en cuyo caso el elemento es un director, con lo cual el campo será mayor con un ángulo de fase de corrientes de cero grados. Finalmente el tercer caso, cuando el elemento parásito es mayor que el dipolo, de modo que se convierte en un reflector y el ángulo de fase de la corriente es de 180 grados.

Normalmente se realizan diseños con un número impar de directores lo cual obedece a disminuir el efecto que pueda ejercer la línea de alimentación del dipolo.

El número de directores se ve limitado hasta a 15 elementos, ya que un mayor número no tendrá influencia sobre el desempeño de la antena.

Se puede seguir el mismo tipo de análisis para antenas de tipo lazo, y crear antenas Yagi de lazo, con una directividad aceptable.

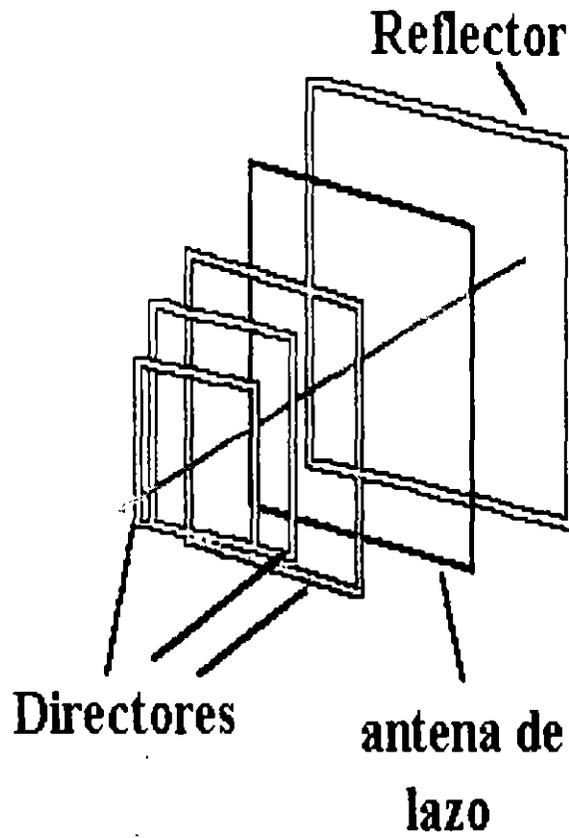


A éste tipo de antenas se les suele denominar qubic-quad o quagi, la forma que adopte la geometría de la antena de lazo tiene un efecto poco importante en la impedancia de entrada de la antena.

Normalmente las antenas de éste tipo no cuentan con un director, sino únicamente con el reflector; aunque se pueden realizar los cálculos necesarios para agregar los directores.

Así pues contamos con la configuración siguiente en la antena de lazo:

Perímetro de la antena



- 1.059λ
- λ (elemento activo)
- ▣ 0.966λ
- 0.945λ
- ▣ 0.924λ

Antena Yagi de lazo.

Ejemplo de Diseño

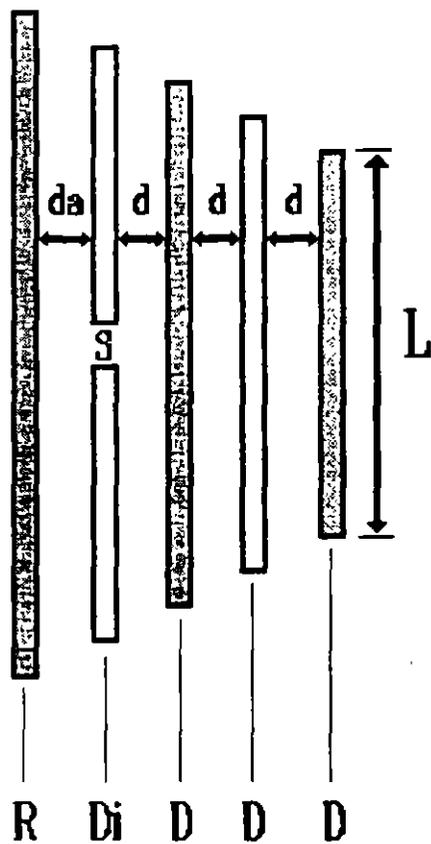
D=Director, R=Reflector, Di=Dipolo

S=Separación entre terminales del dipolo.

d=Separación entre reflector y dipolo.

da=Separación entre dipolo y director o entre directores.

L=Longitud de punta a punta del elemento.



$$da = 0.1 \lambda$$

$$d = 0.15 \lambda$$

Longitud del elemento

	0.5λ
	0.476λ
	0.46λ
	0.45λ
	0.44λ

L =

Máximo número de elementos = 15

$$S < \frac{\lambda}{32}$$

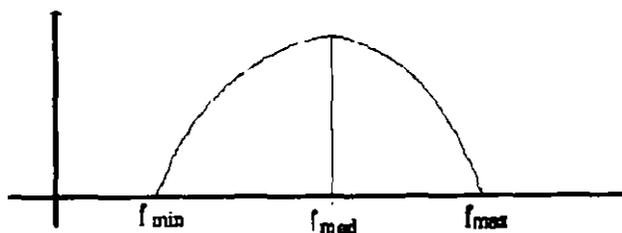
Frecuencias para Radio y T.V.

Tipo de modulación	Unidades	Rango
F.M.	MHz	87.5 - 108
A.M.	KHz	522 - 1611

Televisión: [MHz]

Canal	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
2	54	60
4	66	72
5	76	82
6	82	88
7	174	180
8	180	186
9	186	192
10	192	198
11	198	204
12	204	210
13	210	216

Respuesta en ancho de banda.



$$f_{med} = \frac{f_{min} + f_{max}}{2}$$

Antena Yagi-Uda para canales del 7 al 13

Canal 7, Frec. mínima 174 MHz, frec. máxima 190 MHz

Canal 13, frec. mínima 210 MHz, frec. máxima 216 MHz

Entonces para una antena Yagi_Uda:

Fmax=216 MHz, Fmin=174 MHz, Fmed= $\frac{216 + 174}{2} = 195$ MHz

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000}{195000000} = 1.5384 \text{ [MHz]}$$

Por lo tanto la longitud del Reflector de nuestra antena será:

L= 0.5 (1.5384) = 0.769 [m] es decir aproximadamente 77 cm

La longitud del dipolo, la separación entre terminales y la separación entre el dipolo y el reflector será:

L= 0.476 (1.5384) = 0.736 [m] ó bien 73 cm

S< (1.5384)/32 así S< 4.8 [cm] para la separación entre terminales del dipolo

y d= 0.15 (1.5384) = 0.23 [m] para la separación entre el dipolo y el reflector.

Para la separación entre el dipolo y el director o entre directores tenemos:

da= 0.1 (1.5384) = 15.4 [cm]

En cuanto a las longitudes de los directores tenemos:

Primer director L= 0.46 (1.5384) = 70.7 [cm]

Segundo director L= 0.45 (1.5384) = 69.2 [cm]

Tercer director L= 0.44 (1.5384) = 67.7 [cm]

Antenas de Lazo

La antena de lazo es otro tipo de antena versátil y de bajo costo, puede contar con estructuras geométricas diversas, como círculos, triángulos, elipses o cuadrados. La antena de lazo más fácil de analizar es la antena circular de lazo, y es la que más atención ha recibido en cuanto al análisis y construcción. Una característica importante de las antenas de lazo es que cuando cuentan con un perímetro pequeño, la resistencia de radiación es menor que las pérdidas por resistencia, lo cual lo convierte en un radiador de baja eficiencia. Es por esta razón que casi no es utilizado en sistemas de transmisión. La aplicación más frecuente de estas antenas es en recepción, donde la resistencia de radiación no es tan importante como la relación señal a ruido de la antena. La resistencia de radiación de la antena puede incrementarse al aumentar (eléctricamente) el perímetro y/o el número de vueltas.

Otra forma más para aumentar la resistencia de radiación es colocando un núcleo de ferrita dentro de la circunferencia. A esto se le llama un lazo de ferrita ó lazo con núcleo de ferrita.

Lazo circular pequeño.

El arreglo geométrico más utilizado por simplicidad para el análisis es la antena circular pequeña. La distribución de corriente en el alambre se considera constante y está dado por:

$$I_{\phi} = I_0$$

Para hallar los campos radiados por el lazo se sigue el mismo método que para el dipolo lineal, esto es se halla el vector de potencial magnético, sin embargo, para realizar un análisis más sencillo es necesario convertir de un sistema cartesiano a un sistema polar. Para ello nos valemos de matrices de conversión, de modo que el cambio de coordenadas no cause problemas de análisis.

De este modo el vector de potencial magnético es:

$$A = \hat{a}_\phi j \frac{ka^2 \mu I_0 \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jk r} \right] e^{-jk r}$$

El vector de potencial magnético nos conduce al campo magnético y eléctrico, con lo cual tenemos en coordenadas circulares:

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos\theta}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{jk r} \right] e^{-jk r}$$

$$H_\theta = - \frac{(ka)^2 I_0 \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jk r} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jk r}$$

$$H_\phi = 0$$

$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_\phi = \frac{120 \pi (ka)^2 I_0 \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jk r} \right] e^{-jk r}$$

cuando comparamos éstos resultados con los de un dipolo infinitesimal magnético se observa que son similares. Así un dipolo magnético que cuenta con un momento magnético $I_m l$ (donde I_m es la corriente magnética del dipolo y l es la longitud del dipolo) equivale a un lazo pequeño con radio a y corriente constante I_0 siempre y cuando se cumpla la expresión:

$$I_m l = j S \omega \mu I_0$$

donde S es el área encerrada por el lazo ($S = \pi a^2$).

Los campos radiados por un lazo pequeño son válidos en cualquier parte del espacio, excepto en el centro del lazo, que es considerado como el origen.

La resistencia de radiación para una antena de lazo está dada por la expresión:

$$R_r = \eta \frac{2\pi}{3} \left(\frac{kS}{\lambda} \right)^2 = 20 \pi^2 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^4$$

donde el factor $2\pi a$ es la circunferencia del lazo. Como generalmente la antena de lazo requiere de más vueltas, debemos multiplicar la expresión anterior por el número de

vueltas al cuadrado. Esto es:

$$R_r = \eta \left(\frac{2\pi}{3} \right) \left(\frac{KS}{\lambda} \right) N^2 = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^4 N^2$$

Así aún cuando la resistencia de radiación sea pequeña para una sola vuelta, el valor total puede incrementarse al incluir un gran número de vueltas. Este es un mecanismo sumamente útil, que no puede aplicarse en el caso del dipolo infinitesimal.

Cuando contamos con una antena de AM, cuya longitud de onda se encuentra en el orden de los cientos de metros, nuestra antena de lazo puede contar con tan solo décima de centímetro de diámetro. Sin embargo la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas se ven afectadas por el aumento del número de vueltas. La antena funciona como un inductor, en cuyo caso:

$$R_{\Omega} = \frac{Na}{b} R_s \left(\frac{R_p}{R_o} + 1 \right)$$

$$R_s = \sqrt{\left(\frac{\omega \mu_0}{2\sigma} \right)} \quad (\text{impedancia de superficie})$$

$$R_o = \frac{NRs}{2\pi b} \quad R_p = \text{resistencia ohmica}$$

Aquí es necesario conocer los valores de conductividad del alambre utilizado para la antena.

La eficiencia de radiación de éstas antenas es:

$$\eta_{rad} = \frac{R_r}{R_r + R_l}$$

Antena de lazo de corriente constante.

Cuando consideramos una antena de lazo que cuenta con un radio que no sea necesariamente pequeño, suponemos que la corriente a lo largo de ella también es constante. Sin embargo, nos topamos con un serio problema de integración para los campos cercanos, por lo cual se realiza únicamente análisis para campos lejanos.

Los análisis entonces nos conducen a la expresión de vector de potencial magnético:

$$A_{\phi} = j \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{2r} J_1(ka \sin \theta)$$

donde J_1 es la función de Bessel de primer tipo y de primer orden.

Los campos magnético y eléctrico entonces resultarán:

$$\begin{aligned} H_r &= H_{\phi} = 0 \\ H_{\theta} &= \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{240 \pi r} J_1(ka \sin \theta) \\ E_r &= E_{\theta} = 0 \\ E_{\phi} &= \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{2r} J_1(ka \sin \theta) \end{aligned}$$

Al analizar la antena para obtener la resistencia de radiación nos volvemos a toparnos con otro problema, ya que las funciones de Bessel no se encuentran definidas para integración, sin embargo se recurren a tres aproximaciones para su obtención:

Aproximación de lazo grande ($r_a \geq \lambda/2$)

En éste caso consideramos que el radio del lazo es mayor que media longitud de onda, con lo cual podemos aproximar la integral de la función de Bessel de la siguiente manera:

$$\int_0^{\pi} J_1^2(kr_a \sin\theta) \sin\theta d\theta = \frac{1}{kr_a} \int_0^{2kr_a} J_2(x) dx = \frac{1}{kr_a}$$

Al realizar los cálculos para la potencia radiada y la intensidad de radiación, podremos concluir:

$$R_r = \eta \left(\frac{\pi}{2} \right) kr_a = 60 \pi^2 kr_a = 60 \pi^2 \left(\frac{2 \pi r_a}{\lambda} \right)$$

Aproximación de lazo medio ($\lambda/6\pi \leq r_a \leq \lambda/2$)

Cuando el radio del lazo se encuentra comprendido entre los valores anteriores, la aproximación de Bessel más adecuada es:

$$\int_0^{\pi} J_1^2(kr_a \sin\theta) \sin\theta d\theta = \frac{1}{kr_a} \left[-2J_1(2kr_a) - \int_0^{2kr_a} J_0(y) dy \right]$$

donde J_0 es la función de Bessel de primer tipo y de orden cero, dado que no se pueden realizar más simplificaciones, se puede recurrir a las tablas de la función, por lo cual para cada resistencia de radiación y directividad se deben realizar cálculos numéricos evaluando la potencia de radiación.

Aproximación de lazo pequeño ($r_a \leq \lambda/6\pi$)

Para la aproximación de lazo pequeño tenemos el mismo caso de la antena de lazo pequeño, para la cual ya se han mostrado las ecuaciones correspondientes.

Antenas poligonales.

Las antenas poligonales más utilizadas son la antena rómbica, la triangular, la rectangular y la cuadrada. El uso general de estas antenas ha sido para misiles, aviones,

y sistemas de comunicación en general. Pero debido a la estructura los análisis teóricos resultan complicados en grado sumo, por lo cual se recurre al cálculo de antenas a través del método de momentos. Las frecuencias en las que más se utiliza la antena circular es la de UHF (canal 22), mientras las triangulares y cuadradas se hallan en las bandas de HF y UHF por las ventajas en su construcción mecánica.

Antenas de núcleo de ferrita.

Como hemos mencionado, la eficiencia de la antena y la resistencia de radiación pueden mejorarse utilizando un núcleo de ferrita, esto aumenta el flujo magnético a través del lazo, la intensidad de campo magnético, y la resistencia de radiación de la antena.

La resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita está definida como:

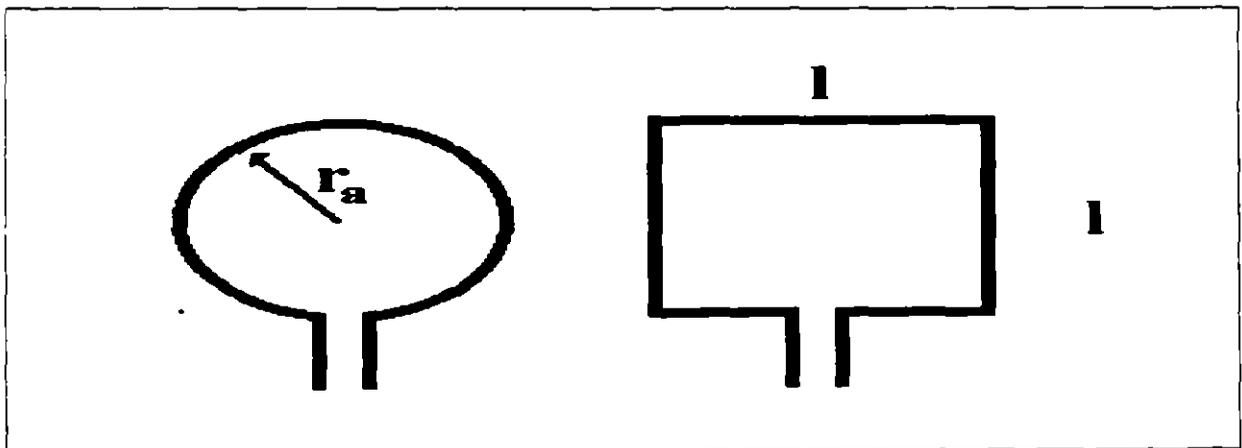
$$\frac{R_r}{R_r} = \left(\frac{\mu_e}{\mu_0} \right)^2$$

donde R_r es la resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita, R_r es la resistencia de radiación para una antena de lazo normal, μ_e es la permeabilidad efectiva del núcleo de ferrita y μ_0 es la permeabilidad magnética del espacio vacío.

Así, para una antena de N vueltas la resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita resultará:

$$R_r = 20 \pi^2 \left(\frac{2 \pi r_a}{\lambda} \right)^4 \left[\frac{\mu_e}{\mu_0} \right]^2$$

Debido a sus pequeñas dimensiones las antenas de núcleo de ferrita se utilizan en radios de bolsillo. La antena se conecta en paralelo con un circuito de radio frecuencia capacitivo, con lo cual se logra un circuito resonante sintonizado, que nos permita un factor de selectividad Q elevado.





FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS, TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS

ANTENAS DE RANURA

ING. GERARDO NEYRA ROMERO

ANTENAS DE MICROCINTA

GERARDO ALEJANDRO NEYRA ROMERO

I INTRODUCCIÓN

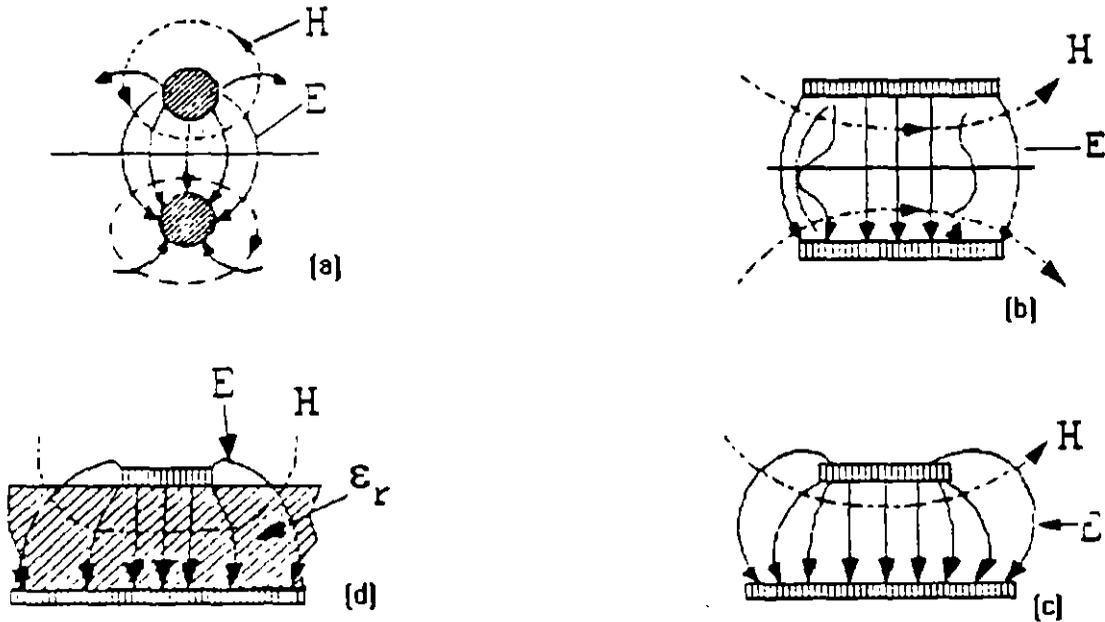
Las Antenas de Microcinta representan uno de los tópicos más innovadores dentro del campo. La idea de este tipo de antenas data de los años 50, pero fué hasta los 70 que se le dió una seria atención a este elemento cuando fueron requeridas antenas de bajo perfil para las nuevas generaciones de misiles y cohetes. Este fué el primer paso, ya que a partir de aquí, se observó un amplio potencial de uso que tenían, dando nacimiento a una nueva industria.

Tabla 1. Aplicaciones de la tecnología de antenas de microcinta

Aeronaves	Radar, comunicaciones, navegación, altímetro, sistemas de aterrizaje.
Misiles	Radar, guía.
Satelites	Comunicaciones, difusión directa de TV, percepción remota, radares y radiómetros.
Barcos	Comunicaciones, radar, navegación.
Vehículos terrestres	Telefonía móvil vía satélite, radio móvil.
Otros	Sistemas biomédicos, alarmas contra intrusos.

La microcinta está catalogada dentro de las líneas planas de transmisión, es compacta, de bajo costo, puede fabricarse por medio de procesos fotolitográficos y es factible integrarla con dispositivos activos en un mismo sustrato. Está formada por una tira conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico que sirve como sustrato.

La figura 1 muestra la evolución de la microcinta a partir de una línea integrada por dos conductores. La transformación de (a) a (b) es esencialmente un cambio en la forma de los conductores, mientras que de (b) a (c) involucra el cambio de una placa conductora al plano de simetría. La configuración final (d) se obtiene insertando un dieléctrico entre ambos conductores.



Por ser una estructura abierta, la microcinta es apropiada para conectar elementos pasivos y/o activos en el mismo sustrato, sin embargo, esta misma ventaja es una dificultad al efectuar su análisis matemático ya que como se observa en la figura 2 existe una región de transición aire-dieléctrico que afecta a los campos TEM.



Figura 2. Campos TEM en una microcinta.

No obstante, dado que las ventajas son mayores que las desventajas, se ha continuado en el desarrollo de este concepto.

II CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

Gracias a la facilidad con que pueden construirse este tipo de antenas, se han creado diversas formas geométricas y tamaños, las más representativas se presentan en la figura 3.

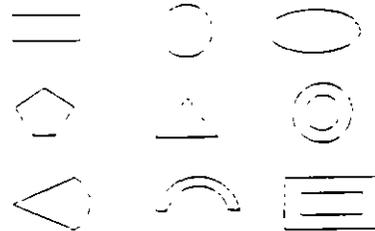


Figura 3. Diversas geometrías para radiadores de microcinta.

El análisis matemático es más complejo de acuerdo a la geometría del radiador razón por la cual, se hará la revisión de los radiadores rectangulares. La figura 4 muestra una antena de microcinta rectangular de ancho W , largo L y constante dieléctrica ϵ_r .

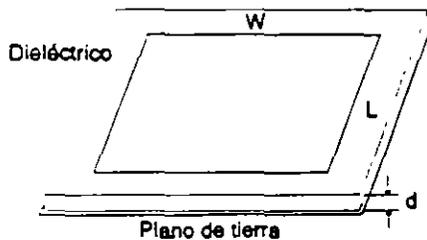


Figura 4. Radiador rectangular de microcinta.

Considere una antena de microcinta rectangular con un alimentador de prueba (figura 5). Cuando se encuentra operando en el modo de transmisión, la antena

está manejada con un voltaje entre el alimentador de prueba y el plano de tierra. Esto excita la corriente en el radiador, y un campo eléctrico vertical entre el radiador y el plano de tierra.

El substrato dieléctrico es usualmente delgado¹ así que las componentes del campo eléctrico paralelo al plano de tierra deben ser muy pequeños a través del substrato. El elemento radiador resuena cuando su longitud está cerca de $\lambda/2$ guiando a una corriente relativamente grande y amplitudes de campo.

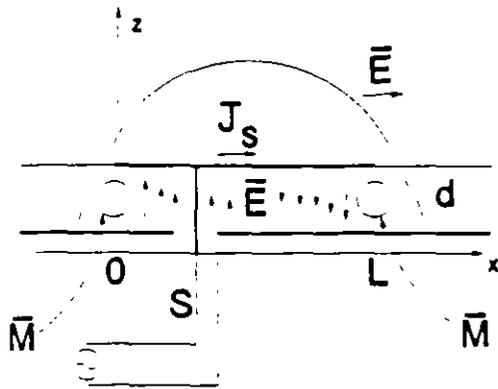


Figura 5. Antena rectangular de microcinta con alimentador.

Desde el punto de vista del teorema de equivalencia hay muchas maneras de interpretar la radiación resultante. La antena puede ser vista como una cavidad con radiadores del tipo de ranura en $x=0$ y $x=L$, con corrientes magnéticas equivalentes $\mathbf{M} = \mathbf{E} \times \mathbf{n}$, radiando en presencia del substrato dieléctrico aterrizado. Alternativamente,

la radiación puede ser considerada como si fuera generada por la densidad de corriente inducida en la superficie $\mathbf{J}_s = \mathbf{n} \times \mathbf{H}$ en el elemento radiador en presencia del substrato dieléctrico aterrizado.

En cualquiera de los dos casos, el patrón de radiación se observa en

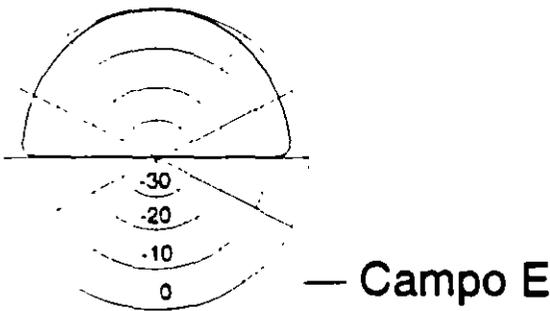


Figura 6. Patrón de radiación de una antena de microcinta

La impedancia de entrada de la antena de microcinta varía de acuerdo a la posición de elemento alimentador en el radiador. Esto se

¹ Se considera que un substrato dieléctricamente delgado cuando su grosor es menor a 0.051.

visualiza por medio del modelo de línea de transmisión, uno de los primeros que se emplearon para el análisis de estas antenas, donde el voltaje y la corriente en un radiador rectangular son expresados con la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \text{voltaje} = V(x) &= V_0 \cos \frac{\pi x}{L} \\ \text{corriente} = I(x) &= \frac{V_0}{Z_0} \text{sen} \frac{\pi x}{L} \end{aligned}$$

Donde x es la posición del alimentador y L es la longitud del radiador. Para un alimentador localizado en una orilla ($x=0$ ó $x=L$) el voltaje es máximo y la corriente mínima, así que la impedancia es un máximo. Si el alimentador se coloca en el centro del radiador, ($x=L/2$) el voltaje es cero y la corriente es máxima, así que la impedancia de entrada es mínima. Impedancias del orden de 150 a 300 Ω se han encontrado al colocar el punto de alimentación en una de las orillas radiantes.

A medida que el sustrato sea más delgado, los análisis que se hagan tendrán mayor exactitud; sin embargo, esto implica que el factor de calidad Q del radiador sea alta y que el ancho de banda sea pequeño, por consiguiente, se presentan dos tendencias: El ancho de banda se incrementa con el grosor del sustrato y decrece con el incremento en la permitividad del sustrato.

Esto nos lleva a concluir que las antenas de microcinta operan mejor cuando el sustrato es eléctricamente grueso con una constante dieléctrica baja. Por otra parte un sustrato delgado con una constante dieléctrica alta es preferible para líneas de transmisión de microcinta y para circuitería de microondas.

Aquí se presenta una de las paradojas asociadas con el concepto de las antenas de microcinta ya que una de sus ventajas es la de poder integrarse fácilmente con una red alimentadora y circuitería en el mismo sustrato. Si esto se realiza, debe hacerse algún compromiso entre el buen funcionamiento de la antena y del

circuito. La raíz de este problema de radiancia en el hecho de que la radiación de la antena y de los circuitos son funciones eléctricas distintas, ya que una antena requiere campos limitrofes dispersos, mientras que la circuitería necesita campos estrechos para prevenir radiaciones o acoplamientos indeseados.

Las pérdidas en la antena de microcinta ocurren en tres formas: Pérdidas en el conductor, en el dieléctrico y la excitación de ondas superficiales. Excepto para sustratos extremadamente delgados, las pérdidas en el conductor y en el dieléctrico son pequeñas. Las ondas superficiales no contribuyen al patrón de radiación primario y se incrementan con el grosor del sustrato y la constante dieléctrica. Estas son otra razón para preferir un sustrato con constante dieléctrica baja.

Tabla 2. Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Perfil bajo	Eficiencia baja
Peso ligero	Ancho de banda bajo
Sencillo para fabricar	Radiaciones ajenas de alimentadores uniones y ondas superficiales
Pueden ser conformables	Problemas de tolerancia
Bajo costo	Requieren de sustratos de calidad y buena tolerancia a la temperatura
Pueden ser integrados con circuitos	Agrupamientos de alto funcionamiento requieren de complejos sistemas alimentadores
Los agrupamientos simples pueden ser fácilmente creados	La pureza de la polarización es difícil de conseguir

Tabla 3. Requerimientos aproximados para el buen funcionamiento de un radiador rectangular.

REQUERIMIENTO	TAMAÑO DEL SUBSTRATO (h)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	ANCHURA DEL RADIADOR (w)
Alta eficiencia de radiación	Grueso	Baja	Ancho

REQUERIMIENTO	TAMAÑO DEL SUBSTRATO (h)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	ANCHURA DEL RADIADOR (w)
Pérdidas bajas en el dieléctrico	Delgado	Baja	—
Pérdidas bajas en el conductor	Grueso	—	—
Impedancia del ancho de banda	Grueso	Baja	Ancho
Pérdidas por radiaciones extrañas (ondas superficiales)	Delgado	Baja	—
Pérdidas por polarización cruzada	—	Baja	—
Peso Ligero	Delgado	Baja	—
Robustez	Grueso	Alta	—
Baja sensibilidad a tolerancias	Grueso	Baja	Ancho

III ANÁLISIS DE ELEMENTOS RADIANTES UNITARIOS.

El análisis de microcinta es complicado por la presencia de un dieléctrico no homogéneo, con características eléctricas de banda estrecha y una amplia variedad de configuraciones de radiadores, alimentadores y substratos. Los métodos para analizar las características de los elementos radiantes están clasificados en base a las simplificaciones que se haga de las antenas. Estos métodos son:

- a) Reducido ó empírico
- b) Semiempírico
- c) Onda completa

III.1 Análisis Reducido ó Empírico.

Los análisis reducidos de las antenas de microcinta, se refieren a los modelos que introducen una ó más significativas (pero razonables) aproximaciones para simplificar el problema. Dentro de estos análisis tenemos el Modelo de Línea de Transmisión (MLT) y el Modelo de Cavidad (MC).

El MLT es uno de los más intuitivos para la antena de microcinta, pero adolece de exactitud limitada y necesita de adecuados factores de corrección. Mejorando la exactitud de las admitancias de carga equivalentes que representan las terminaciones abiertas del radiador incluyendo el efecto de radiación de los extremos del radiador, ha mejorado el modelo de línea de transmisión.

El MC asume las siguientes consideraciones:

a) Debido a la proximidad entre la antena de microcinta y el plano de tierra, es válido considerar que \mathbf{E} solo tiene componente en z y que \mathbf{H} solo tiene componentes en la dirección xy dentro de la región limitada por la microcinta y el plano de tierra.

b) El campo en la región anteriormente mencionada es independiente de la coordenada z para todas las frecuencias de interés.

c) La corriente eléctrica en la microcinta no debe tener componente normal al borde en ningún punto de éste, implicando con esto, una componente tangencial despreciable de \mathbf{H} a lo largo del borde.

Como conclusión a lo anterior la región entre la microcinta y el plano de tierra, puede ser tratada como una cavidad limitada por paredes eléctricas arriba y abajo y paredes magnéticas en las orillas.

La desventaja de estos modelos ha sido la limitada exactitud para la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada para substratos que no son muy delgados y una limitada capacidad para manejar los problemas relacionados tales con los acoplamientos mutuos, grandes agrupamientos, efectos de ondas superficiales y diferentes configuraciones de substrato.

Los efectos de superficie de onda son importantes desde el punto de vista de las pérdidas y juegan un papel importante en los efectos de acoplamiento mutuo pero no están incluidos directamente en estos modelos.

Tabla 4. Ventajas y desventajas de los modelos empíricos

MODELO O ANALISIS:	VENTAJAS:	DESVENTAJAS:
Línea de Transmisión. (MLT)	Muy intuitivo. Tiene procedimientos de cálculo sencillos. Aplica el método empírico. Proporciona una clara idea física de la antena.	Presenta exactitud limitada. Necesita de adecuados factores de corrección. Aplicable sólo para radiadores rectangulares o cuadrados. Por simplicidad considera a algunos parámetros despreciables, lo cual genera un error en los valores obtenidos.
Cavidad. (MC)	Aplica el método empírico. Analiza radiadores de forma regular (rectangular, cuadrada, circular, triangular). Complejidad matemática accesible. Requerimientos de procesamiento computacional realizables. Más exacto que el MLT Proporciona una clara idea física de la antena.	El análisis matemático tiene mayor complejidad que el MLT Requiere mayor tiempo de cómputo que el MLT.

III.2 Análisis Semiempírico

Los Modelos Semiempíricos son una combinación del análisis empírico y de onda completa. Los efectos de onda superficial se toman en cuenta en muchos de estos modelos. Dentro de esta categoría encontramos el Método Variacional o Enfoque Variacional (MV ó EV).

El EV combina el método variacional y la técnica de expansión modal para analizar radiadores de forma arbitraria. El objeto de este método es modelar una antena de microcinta con multiterminales, basado en la suposición de que presenta un substrato delgado. Se asumen paredes magnéticas perfectas en la frontera de la antena. El método aparenta ser potencialmente capaz para casi cualquier radiador de forma arbitraria, así como el hecho de que puede manejar elementos radiadores multipuerto.

Tabla 5. Ventajas y desventajas de los Métodos Semiempíricos

ANALISIS	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Enfoque Variacional. (EV o MV)	Analiza radiadores de cualquier geometría.	Involucra mayor complejidad analítica.
	Aplica el método semi-empírico.	Mayor tiempo computacional que el (MC)
	Menos complejo que el análisis de onda completa y mayor que el empírico.	

III.3 Análisis de Onda Completa

Los modelos que manejan al substrato dieléctrico de una forma rigurosa son referidos como soluciones de onda completa. Estos modelos usualmente asumen que el substrato es infinito en extensión en las dimensiones laterales y dan fuerza a las condiciones propias del límite en la interfase aire-dieléctrico. Esto se hace comunmente empleando la función exacta de Green para el substrato dieléctrico, el cual permite que la radiación de onda superficial, las pérdidas en el dieléctrico y el acoplamiento con elementos externos sean incluidos en el modelo.

El uso de la función de Green en una solución del método de momentos resulta en un modelo que es exacto y extremadamente versátil, sin embargo, el costo computacional es alto.

Tabla 6. Ventajas y desventajas de los Metodos de Onda Completa

Analisis	Ventajas	Desventajas
----------	----------	-------------

Método de Momentos. (MM)	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente. Analiza radiadores de cualquier geometría.	Largo procedimiento analítico y numérico. Demasiado tiempo computacional.
Transformación de Dominios. (MTD o ATD)	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente.	Analiza radiadores rectangulares y circulares. Largo procedimiento analítico y numérico. Tiempo de cómputo extenso.
Transformada Rápida de Fourier con Gradiente Conjugado. (MTRFGC ó CGFTT)	Aplica análisis de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente.	Largo procedimiento analítico y numérico. -Mucho tiempo computacional. -Complejidad matemática extrema.

IV AGRUPAMIENTO DE ELEMENTOS DE MICROCINTA

Con frecuencia las propiedades deseadas de una antena, se obtienen con un elemento radiante de microcinta. Sin embargo, tal como en el caso de las antenas de microondas convencionales, características como: Alta ganancia, rastreo del haz ó capacidad de direccionamiento solo se consiguen cuando se combinan radiadores discretos para formar agrupamientos.

El procedimiento básico para el análisis de agrupamientos es el siguiente:

Primero, se deduce la función de Green para la placa dieléctrica en su forma espectral, para una fuente infinitesimal (dipolo eléctrico o magnético). Este resultado se extiende a un arreglo periódico planar de dichas fuentes, con un traslado progresivo para tener el rastreo en el ángulo deseado.

Segundo, se formula una solución por Método de Momentos (MM) para encontrar la distribución de corriente en el elemento de la antena y se escoge un apropiado conjunto de funciones de expansión ponderada.

Tercero, se obtiene una matriz de impedancia, la cual se usa para determinar los coeficientes desconocidos de los modos de expansión. Debido a la naturaleza periódica del arreglo, la distribución de corriente en todos los elementos son iguales, excepto, en el caso de la imposición de un traslado progresivo de la fase.

Debido a lo anterior, formular la solución de MM para una "célula unitaria", es equivalente a encontrar la solución a través del arreglo completo. El acoplamiento mutuo está implícitamente incluido en la solución. Este método ha sido aludido en diferentes ocasiones como: "Solución de Onda Completa" ó como el Método de Galerkin en el Dominio Espectral y se ha aplicado a una gran variedad de problemas de antenas y circuitos de microondas, tanto en elementos unitarios como en agrupamientos.

Una vez que las corrientes han sido determinadas, otras cantidades de interés pueden encontrarse fácilmente; es factible calcular la variación de la impedancia de entrada con el ángulo de rastreo; este resultado es muy importante para el acoplamiento del arreglo sobre el rango de rastreo deseado. Un parámetro relacionado, es el patrón de elemento activo, el cual también proporciona información acerca del funcionamiento del rastreo de el arreglo. Otras características de interés incluyen el nivel de polarización cruzada y la eficiencia del arreglo. Asimismo, cantidades del patrón, tales como la directividad y el nivel de lóbulos laterales dependen del tamaño del arreglo y no es muy significativo para agrupamientos infinitos².

Los agrupamientos de antenas de microcinta pueden clasificarse de acuerdo a:

² Se considera que un arreglo infinito radia una onda plana, con una directividad infinita y un nivel de lobulo lateral cero.

- a) Distribución espacial
- b) El tipo de rastreo
- c) Estructura de la antena.

IV.1 DISTRIBUCIÓN ESPACIAL

La Distribución Espacial considera que los elementos pueden ser idénticos ó diferentes unos de otros y que su distribución es lineal, planar ó volumétrica.

Un arreglo lineal consiste de elementos colocados a distancias finitas unos de otros a lo largo de una línea recta.

De forma similar, un arreglo planar comprende elementos distribuidos en un plano.

Finalmente, un arreglo volumétrico está formado por una distribución tridimensional de elementos.

IV.2 TIPO DE RASTREO

La posibilidad de rastreo es requerida en muchas aplicaciones; particularmente en sistemas de radar donde es factible realizarlo mecánicamente, como en los sistemas tradicionales. Sin embargo, el rastreo electrónico así como el obtenido por agrupamientos de fase y antenas de lente, ofrecen una mayor flexibilidad en la geometría de la exploración así como un rango de rastreo más alto que el obtenido de manera práctica con dispositivos mecánicos.

Un agrupamiento explorado electrónicamente, puede diseñarse para generar simultáneamente varios haces, los cuales pueden ser empleados individualmente.

Existen cuatro técnicas básicas de rastreo electrónico: En fase, con retraso respecto al tiempo, en frecuencia y con switcheo electrónico. Solo las técnicas de rastreo en fase y en frecuencia se han empleado con los agrupamientos de microcinta. Las otras técnicas pueden ser también usadas, pero, como con otros agrupamientos convencionales, su uso ha sido limitado.

IV.3 TIPO DE ESTRUCTURA

Debido a la posibilidad para adaptarse a estructuras con

superficies curvas, las antenas de microcinta tienen una variedad de aplicaciones. Su utilización puede ser por ejemplo, en aviones, barcos, satélites, etc. En muchos casos, donde el radio de curvatura es grande, una aproximación teórica planar es suficiente. Sin embargo, donde el radio de curvatura es pequeño, la curvatura de la superficie no puede ser despreciada.

Un arreglo cilíndrico, puede ser tratado teóricamente como un arreglo infinito en la dirección axial y un arreglo periódico infinito, en la del azimut. Como una alternativa, puede usarse una aproximación elemento por elemento. Cuando el número de elementos es grande, el modelo infinito es preferible, ya que todos los cálculos pueden realizarse considerando una célula unitaria. Cuando el arreglo es finito, los elementos cercanos a la orilla se comportan de diferente forma a los que se encuentran en el centro, debido a la diferencia en el acoplamiento mutuo. Estos efectos de borde deben tomarse en cuenta en el diseño de agrupamientos pequeños y de tamaño moderado y también cuando se requieran lóbulos laterales muy bajos en grandes agrupamientos.

Los cálculos del patrón de radiación, empleando un aproximación de elemento por elemento, involucra el modelado de los elementos de antena y la incorporación del acoplamiento mutuo.

La figura 7 muestra algunas configuraciones de agrupamientos de microcinta.



Agrupamiento lineal



Agrupamiento capacitivo



Agrupamiento conformable

Figura 7. Ejemplos de agrupamientos de microcinta

La tabla 7 resume algunas ventajas y desventajas de los agrupamientos en microcinta.

Tabla 7. Ventajas y desventajas de los diferentes agrupamientos de microcinta

TIPO DE AGRUPAMIENTO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Lineal (alimentado en paralelo)	Existe un buen control sobre la dirección del haz.	La red alimentadora provoca grandes pérdidas.
Lineal (alimentado en serie)	Las pérdidas son menores que en arreglo alimentado en paralelo. Existe la posibilidad de incrementar el ancho de banda de acuerdo al número de elementos.	La impedancia y la dirección del haz presentan grandes variaciones.
Acoplado capacitivamente	No se requieren puntos de soldadura.	Ancho de banda bajo. La separación entre los elementos está limitado por la longitud del radiador.
Arreglo Planar Infinito	Ampliamente usado en sistemas de comunicación. Es la base para crear los agrupamientos rastreados en fase.	La complejidad en el diseño y análisis es grande.
Arreglo Planar Finito	Proporciona una mejor visión sobre la validez del arreglo planar infinito.	El tamaño de los agrupamientos que puede manejar es limitado.

62

TIPO DE AGRUPAMIENTO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Rastreo en Fase	<p>Tienen la capacidad para manejar grandes potencias pico ó promedio, ya que existe la posibilidad de conectar transmisores separados a cada elemento.</p> <p>Debido a que no hay necesidad de movimiento mecánico si se emplea el rastreo electrónico, las antenas pueden estar mecánicamente estables con una alta resolución angular.</p> <p>Ya que es factible generar varios haces (fijos y móviles) la operación multimodal es permitida.</p> <p>Una distribución de apertura en particular puede conseguirse con mayor facilidad con una antena de lente ó usando reflectores, debido a que la amplitud y fase de cada elemento puede ser controlada individualmente.</p> <p>Presentan una gran eficiencia.</p> <p>Es posible tener una alta relación de datos y tiempos de reacción rápidos.</p> <p>Con el veloz desarrollo de microprocesadores y computadoras, los agrupamientos pueden ser fácilmente controlados por medio de estos, proporcionando exactos y eficientes sistemas de programación y de adquisición de datos.</p>	<p>Se presenta una cobertura limitada. Técnicamente, un rastreo hemisférico completo es limitado; sin embargo, en la práctica, la exploración está limitada por los efectos de acoplamiento mutuo y la necesidad de evitar grandes lóbulos.</p> <p>El costo y la complejidad son la mayor limitante. El costo es directamente proporcional al número de elementos de aquí que se requiera hacer un compromiso costo-funcionamiento.</p> <p>Para obtener haces muy angostos, se requiere un gran número de elementos, incrementando con esto no solo los costos y la complejidad, sino también la probabilidad de falla de algunos de los elementos, contribuyendo con esto a la degradación de las características de la antena.</p> <p>La estabilidad de fase depende de las condiciones ambientales.</p>

V TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Las primeras antenas de microcinta usaban una línea alimentadora de microcinta ó un alimentador coaxial. Estos dos metodos son muy semejantes en operación y ofrecen esencialmente un grado de libertad en el diseño de la antena a través del posicionamiento del punto de alimentación para ajustar el nivel de la impedancia de entrada.

Para el caso del alimentador de línea de microcinta, el radiador puede ser ranurado para proporcionar un punto de alimentación dentro del mismo.

En años recientes se han desarrollado alimentadores que físicamente no están en contacto con el radiador.

El alimentador por cercanía emplea dos capas dieléctricas con una línea de microcinta en el substrato más bajo terminado en una apertura bajo el radiador que está impreso en el substrato superior.

Otro tipo de alimentador sin contacto es el de apertura acoplada, emplea dos placas de substrato separadas por un plano de tierra. Una línea de alimentadora de microcinta en el substrato inferior se acopla a través de una pequeña abertura (típicamente una ranura rectangular angosta) en el plano de tierra a un radiador de microcinta en el substrato superior. Este arreglo permite tener un substrato delgado con constante dieléctrica baja para el radiador, permitiendo una optimización independiente para ambos elementos.

La figura 8 muestra este tipo de alimentadores.

Tabla 8. Ventajas y desventajas de los métodos de alimentación.

METODO DE ALIMENTACION	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alimentación por coaxial	No hay pérdidas por radiación en la línea alimentadora.	Su fabricación es costosa y complicada.
	Es posible obtener diferentes valores de impedancia de entrada, modificando la localización del alimentador.	En el caso de agrupamiento de elementos unitarios, es necesario soldar un gran número de puntos.
Línea de microcinta.	Tanto el radiador como el alimentador pueden ser impresos en un solo paso.	A frecuencias milimétricas, se presenta el problema de radiaciones espurias en el alimentador.
	Facilita la integración de elementos activos.	
Acoplamiento por apertura	Mayor libertad: las redes alimentadoras y los radiadores pueden diseñarse por separado.	Es costoso y complejo, requiriendo de un mayor espacio bajo el plano de tierra.
Ranura en el plano de tierra	Es simple en su fabricación, fácil de integrar con dispositivos activos y bueno para la disipación de calor de estos,	La ranura puede provocar radiaciones espurias, limitando su uso en grandes redes alimentadoras.
	Tanto la ranura como el radiador pueden ser grabados en un solo paso	

VI SUBSTRATOS

El material dieléctrico del sustrato juega un papel esencial en el diseño, producción y funcionamiento del producto terminado.

Durante la etapa de diseño existen varios aspectos de los materiales que deben ser considerados para hacer la elección

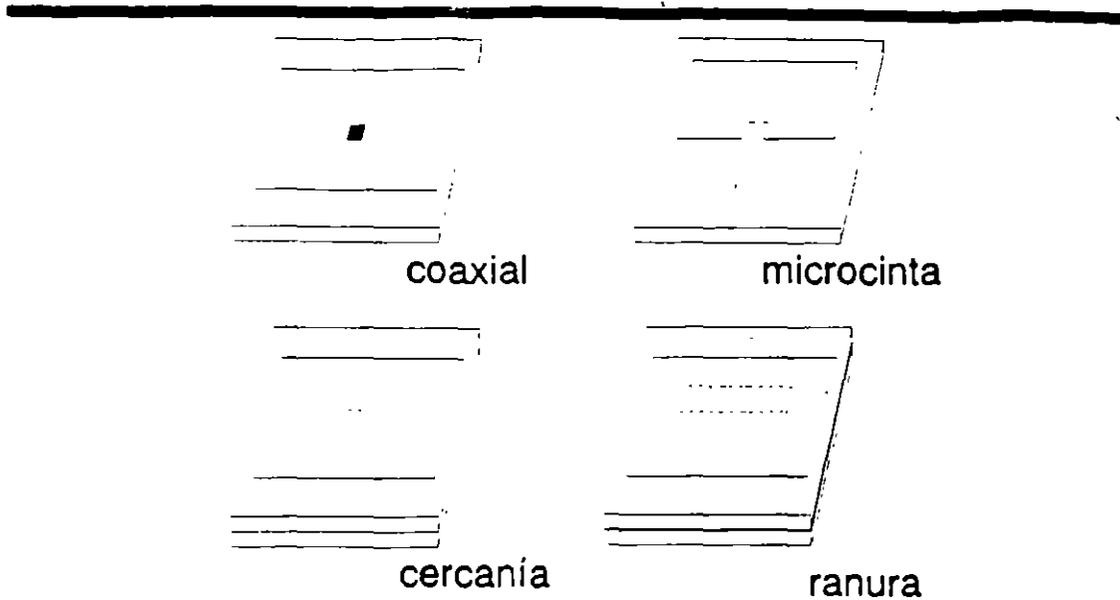


Figura 8. Tipos de alimentacion para antenas de microcinta

correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto de vista de diseño, puede no serlo durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los substratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños.

La tabla 9 muestra algunos materiales disponibles en el mercado, junto con sus fabricantes.

Tabla 9. Substratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb (panel)	Ciba Geigy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, CB2 4QD.
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cuming Inc, Canton, Massachusetts, USA.
2.1	RT Duroid® 5880 (Politetrafluorocetileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.

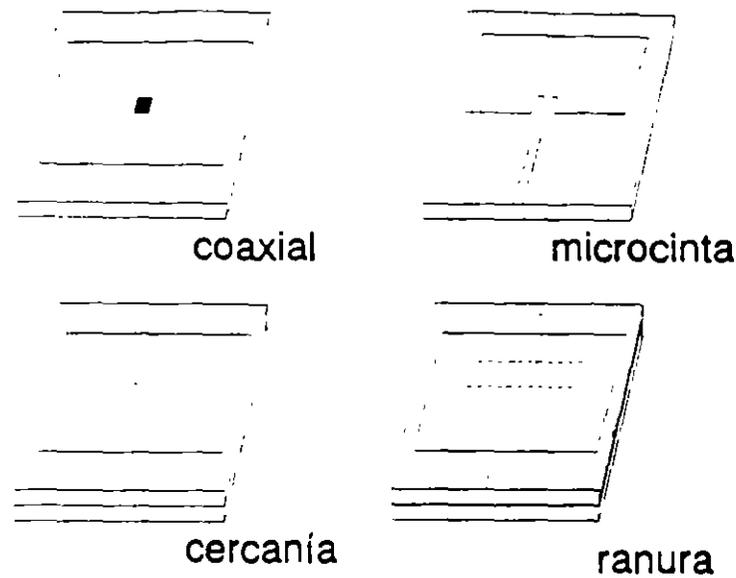


Figura 8. Tipos de alimentacion para antenas de microcinta

correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto de vista de diseño, puede no serlo durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los substratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños.

La tabla 9 muestra algunos materiales disponibles en el mercado, junto con sus fabricantes.

Tabla 9. Substratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb (panel)	Ciba Geigy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, CB2 4GD.
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cuming Inc, Canton, Massachusetts, USA.
2.1	RT Duroid® 5880 (Politetrafluoroetileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
2.32	RT Duroid® 5870	Rogers Corp.
3.5	Kapton film.	Dupont (Fortin Laminating Ltd., Unit 3. Brookfield Industrial Estate, Glossop, Derbyshire, UK)
5.0	RT Duroid® 6006	Rogers Corp.
9.9	Alumina	Omni Spectra Inc, 24600 Hallwood Ct. Farmington, Michigan, 48024 USA.
10.2	RT Duroid® 6010	Rogers Corp.

VI.1 CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE SUSTRATOS

Los criterios usados para seleccionar a los sustratos para las antenas de microcinta, son:

- Magnitud de las pérdidas en el cobre y dieléctrico.
- Anisotropía.
- Medio ambiente.
- Requerimientos mecánicos.

IV.1.1 MAGNITUD DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE Y EL DIELECTRICO.

Las pérdidas tanto en el dieléctrico como en el cobre dependen directamente de la frecuencia, sin embargo, las primeras, tienen una magnitud menor que las que se presentan en el cobre.

Las pérdidas en el dieléctrico pueden minimizarse, escogiendo un material con un ϵ_r relativamente bajo.

VI.1.2 ANISOTROPIA³

La anisotropía de la constante dieléctrica es el grado con el cual cambian de valor las propiedades de esta, dependiendo de la dirección del campo eléctrico con respecto a los ejes del material. Para simplificar los cálculos en el diseño de circuitos

³ Del griego an (no), iso (igual), y trope (dar vuelta); esto es, no tiene la misma propiedad con diferentes direcciones.

de microondas, usualmente se considera que ϵ_r es isotrópica, esto es, que existen valores iguales en las direcciones x , y , z , de substratos laminados para circuitería de microcinta.

La validez de esta suposición se reafirma al consultar la tabla 10, elaborada por algunos fabricantes, donde se muestra los valores de ϵ_r en función de la dirección.

Tabla 10. Constante dieléctrica típica contra la orientación del campo eléctrico.

ϵ_r Material	Dirección X	Dirección Y	Dirección Z	Valor citado	$\delta\epsilon_r/\epsilon_r$ Porcentaje
PTFE Fibra de vidrio (aleatorio)	2.545	2.432	2.347	2.35 ± 0.04	1.7
PTFE cerámico	10.68	10.70	10.40	10.5 ± 0.25	2.4
PTFE Fibra de vidrio (retícula)	2.88	2.88	2.43	2.45 ± 0.04	1.6

Como se observa en la tabla 10 el valor de la constante dieléctrica citada por los fabricantes es esencialmente el valor para el caso donde el campo eléctrico es perpendicular a la placa. Generalmente, esta orientación del campo eléctrico es la requerida por los ingenieros de antenas.

VI.1.3 MEDIO AMBIENTE

Bajo la categoría de medio ambiente, tenemos los efectos de temperatura y humedad.

Los efectos de la temperatura son los más críticos. Por ejemplo, la constante dieléctrica de un material PTFE, presenta $\delta\epsilon_r = 0.011$. El diseñador, debe asegurarse de lo siguiente:

- El sustrato elegido, puede soportar las variaciones de ϵ_r dentro de el rango de temperatura en el cual debe operar, si al material conductor no es deformado.
- El sustrato seleccionado tiene una baja dependencia en ϵ_r y $\tan\delta$, con respecto a la temperatura.
- Los coeficientes de expansión y de conductividad térmicas sean suficientemente bajos.

VI.1.4 REQUERIMIENTOS MECANICOS

La facilidad de maquinado y conformabilidad, son los dos criterios mecánicos más importantes, sobre todo cuando se piensa diseñar una antena que deba tomar la forma de algún cuerpo cilíndrico, por ejemplo.

La estabilidad dimensional, la capacidad de soportar vibraciones severas durante largos periodos de tiempo, así como el peso del material, son otros criterios que también deben ser tomados en cuenta.

VII CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN

Una de las principales ventajas de las antenas de microcinta es la facilidad de fabricación. Esta se realiza de forma similar a la de los circuitos impresos. Por medio de procesos fotolitográficos.

El proceso fotolitográfico consta de dos etapas:

- 1) Obtención de la mascarilla.
- 2) Grabado del circuito.

La mascarilla puede conseguirse auxiliandose de CAD ó por métodos manuales. En ambos casos, se requiere de la mayor exactitud posible para la fabricación de la misma.

Para el grabado del circuito, es necesario que la placa del material esté perfectamente limpia, antes de aplicar los quimicos requeridos para el decapado.

Una vez que se ha grabado la antena, será necesario limpiarla perfectamente y colocarla sobre una base de aluminio para darle mayor estabilidad mecánica.

La figura 9 sintetiza el procedimiento completo:

Método de Fabricación

Mascarilla

CAD

Corel Draw
Autocad

Manual

Rubylith
Foto-reducción
Kodalith
Revisión

Grabado

Limpieza
Fotorresist
Luz Ultravioleta
Decapado (FeCl)

Figura 9. Procedimiento para fabricar una antena de microcinta.

REFERENCIAS

Gupta K., Garg R., Bahl I.
Microstrip Lines and Slotlines
Artech House, Inc. USA 1979.

Pozar, David M.
Microwave Engineering
Addison-Wesley Publishing Company
USA 1990.

Bahl I., Bhartia P.
Microstrip Antennas
Artech House Canada 1980.

James J.R., Hall P.S., Wood S.
Microstrip Antennas Theory and Design
Peter Peregrinus U.K. 1981.

Special Issue on Microstrip Antennas
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
Vol AP29 No. 1 Jan. 1981.

James J.R., Hall P.S.
Handbook of Microstrip Antennas
Peter Peregrinus U.K. 1989

Bhartia P., Rao K.V.S., Tomar R.S.
Millimeter Waves Microstrip and Printed Circuit Antennas
Artech House. Ontario 1990.

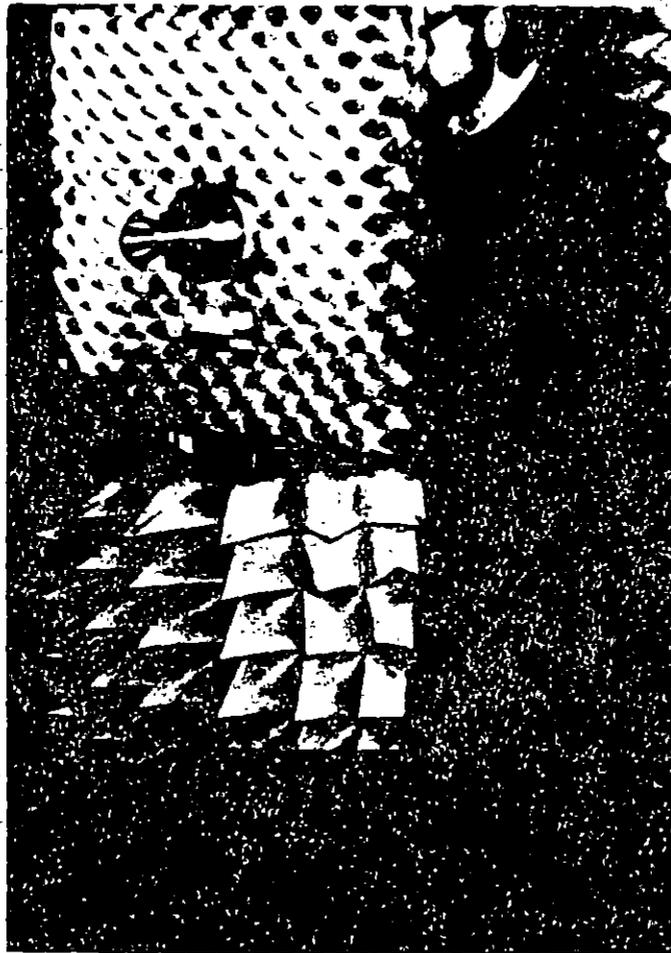


FAACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
PROGRAMA DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS, TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS

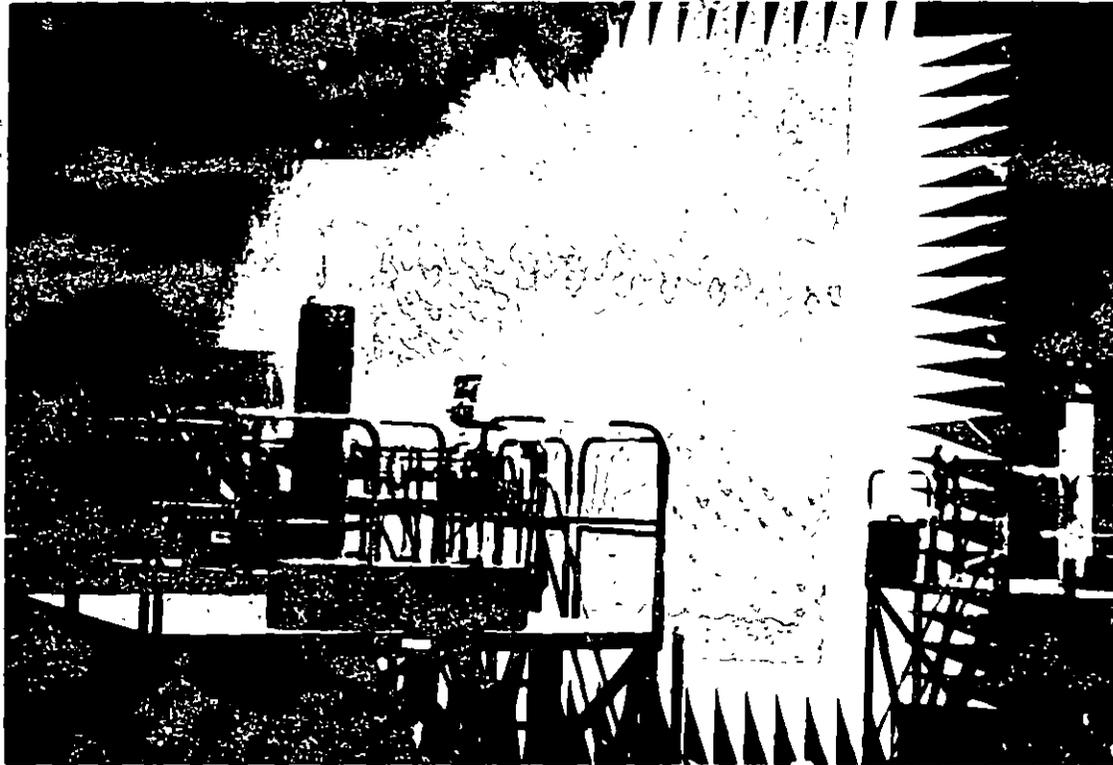
METROLOGIA DE ANTENAS

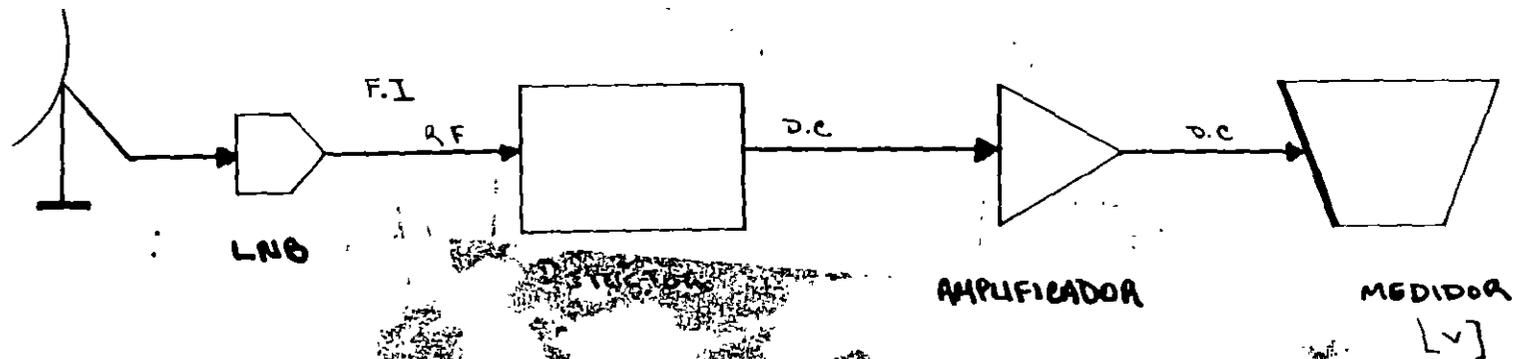
ING. JORGE CEJA CAYETANO

" CAMARA ANECOICA "



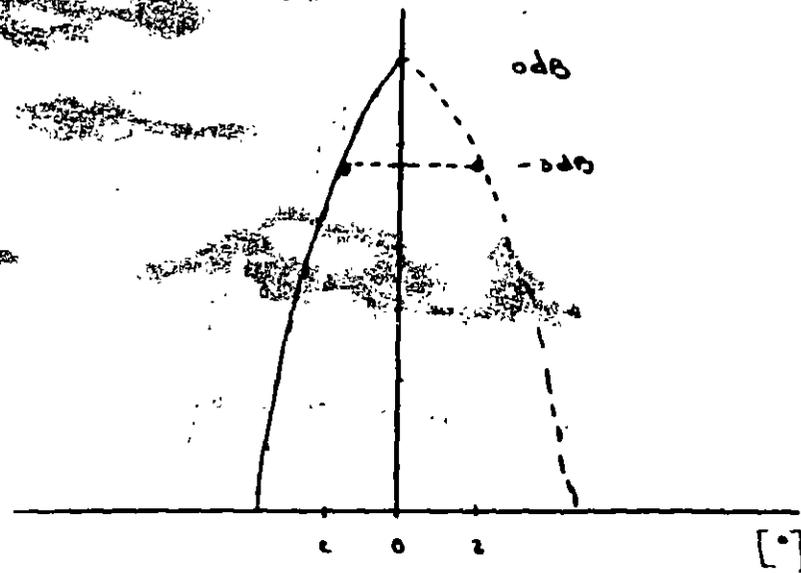
" CAMARA DE HANGO COMPACTU "





$$-3\text{dB} \Rightarrow 0.5P$$

$$P = \frac{V^2}{R} \text{ [w]}$$

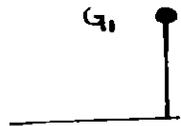


$\alpha \approx 2 \text{ [}^\circ\text{]}$
 @ c

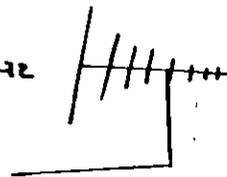
$$r = \frac{2 l^2}{\lambda} \text{ [m]}$$

l : longitud de la antena
 λ : longitud de onda

$$\eta_d = 10 \log \frac{P_r}{P_p} \text{ [dB]}$$



$\longleftrightarrow d \longrightarrow$



$$\eta_{d2} = 10 \log \frac{R_2}{R_1} \text{ [dB]}$$