



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

A LOS ASISTENTES A LOS CURSOS

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 de 80% de asistencias.

Pedimos a los asistentes recoger su constancia el día de la clausura. Estas se retendrán por el periodo 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.

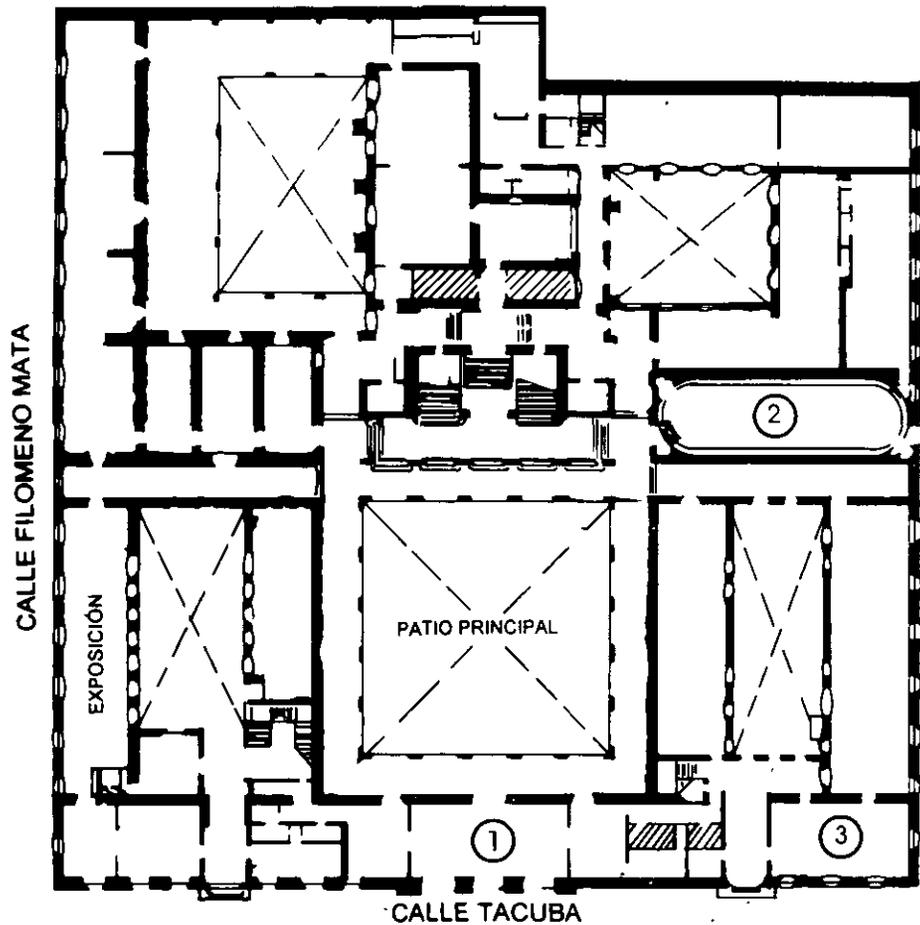
Es muy importante que todos los asistentes llenen y entreguen su hoja de inscripción al inicio del curso, información que servirá para integrar un directorio de asistentes, que se entregará oportunamente.

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.

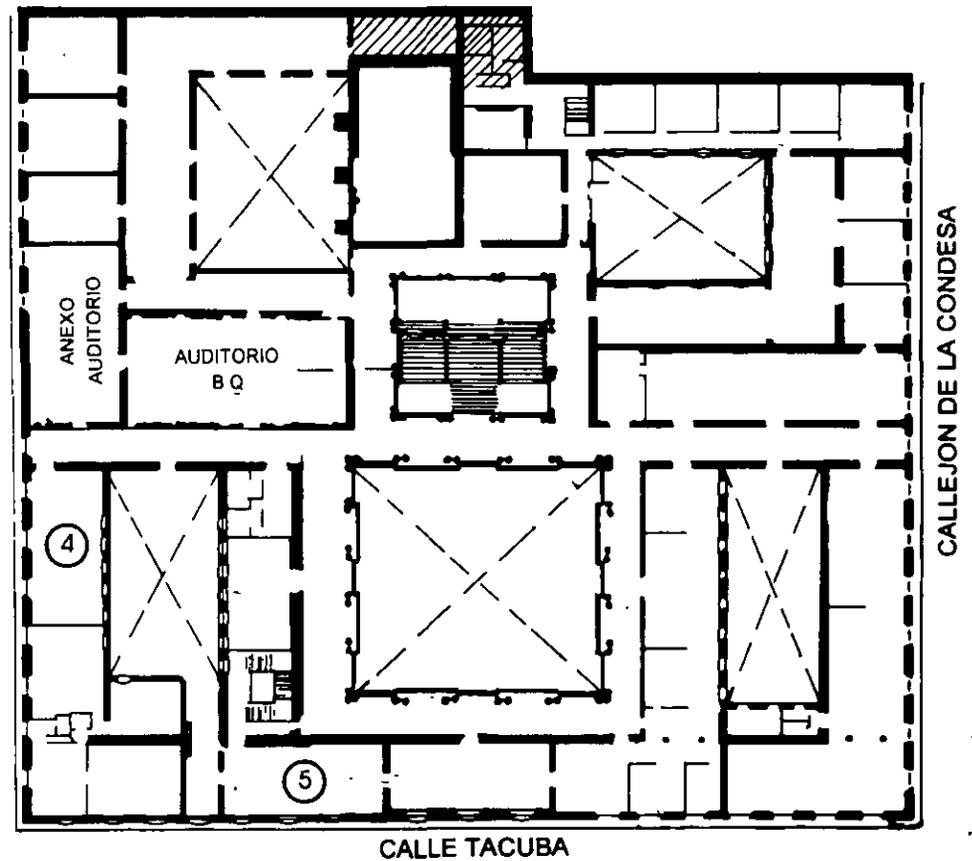
Se recomienda llenar dicha evaluación conforme los profesores impartan sus clases, a efecto de no llenar en la última sesión las evaluaciones y con esto sean más fehacientes sus apreciaciones.

**Atentamente
División de Educación Continua.**

PALACIO DE MINERIA

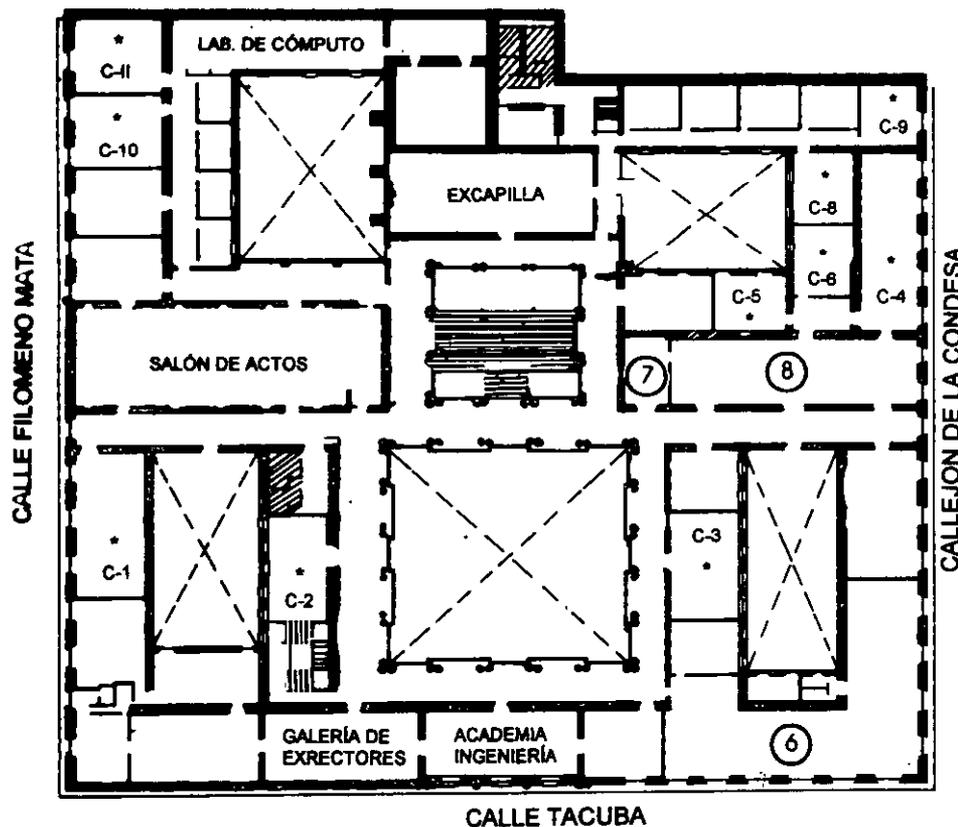


PLANTA BAJA



MEZZANINNE

PALACIO DE MINERÍA



GUÍA DE LOCALIZACIÓN

1. ACCESO
 2. BIBLIOTECA HISTÓRICA
 3. LIBRERÍA UNAM
 4. CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN "ING. BRUNO MASCANZONI"
 5. PROGRAMA DE APOYO A LA TITULACIÓN
 6. OFICINAS GENERALES
 7. ENTREGA DE MATERIAL Y CONTROL DE ASISTENCIA
 8. SALA DE DESCANSO
- SANITARIOS
- * AULAS

1er. PISO



DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERÍA U.N.A.M.
CURSOS ABIERTOS

DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA



1. ¿Le agradó su estancia en la División de Educación Continua?

SI

NO

Si indica que "NO" diga porqué:

2. Medio a través del cual se enteró del curso:

Periódico <i>La Jornada</i>	
Folleto anual	
Folleto del curso	
Gaceta UNAM	
Revistas técnicas	
Otro medio (Indique cuál)	

3. ¿Qué cambios sugeriría al curso para mejorarlo?

4. ¿Recomendaría el curso a otra(s) persona(s) ?

SI

NO

5. ¿Qué cursos sugiere que imparta la División de Educación Continua?

6. Otras sugerencias:

FACULTAD DE INGENIERIA
EDUCACIÓN CONTINUA
Tópicos Especiales de Antenas
8 al 12 de octubre 2001
17:00 - 21.00 hrs.

1. Introducción

Lunes 8 de octubre

1.1. Fundamentos de radiación y propagación

2. Fundamentos de antenas

2.1. Patrones de Radiación

2.2. Lóbulos

2.3. Regiones de radiación

2.4. Polarización

2.5. Directividad

2.6. Ganancia

2.7. Eficiencia

2.8. Ancho de haz

2.9. Ancho de banda

2.10. Potencia Radiada

2.11. Principio de reciprocidad

2.12. Intermodulación

2.13. contrapolar

3. Dipolo

3.1. Dipolo corto

3.2. Dipolo ultracorto

3.3. longitudinal

4. Antenas Lineales

4.1. Yagui-Uda

4.2. Técnicas de acoplamiento

4.3. Antenas de lazo

**FACULTAD DE INGENIERIA
EDUCACIÓN CONTINUA
Tópicos Especiales de Antenas**

5. Antenas de banda ancha

Martes 9 de octubre

- 5.1. Principios de diseño de banda ancha
- 5.2. Antenas logoperiódicas
- 5.3. Antenas de espiral
- 5.4. Antenas helicoidales
- 5.5. Antenas cónicas
- 5.6. Diseño antena para TV

6. Antenas de abertura

Miércoles 10 de octubre

- 6.1. Teoría de aberturas
- 6.2. Antena de corneta
- 6.3. Alimentadores
- 6.4. Antenas de reflector

7. Antenas de fressnel

Jueves 11 de octubre

- 7.1. Teoría de antenas de fressnel

8. Antenas Microcinta

- 8.1. Teoría de microcintas
- 8.2. Diseño de antenas de microcinta

9. Metrología de antenas

Viernes 12 de octubre

- 9.1. Cámara anecóica
- 9.2. Rangos de antenas
- 9.3. Medición de patrones
- 9.4. Medición de anchos de haz
- 9.5. Medición de ganancias
- 9.6. Cálculo de eficiencias

FACULTAD DE INGENIERÍA
EDUCACIÓN CONTINUA
Tópicos Especiales de Antenas

FECHA	HORARIO	MÓDULO	INSTRUCTOR
Lunes 8 de Octubre	17:00-19:00	Introducción Fundamentos de antenas	ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
	19:00-21:00	Dipolo Antenas lineales	
Martes 9 de Octubre	17:00-21:00	Antenas de banda ancha	ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
Miércoles 10 de Octubre	17:00-21:00	Antenas de abertura	ING. LETICIA ROJAS ANZALDO
Jueves 11 de Octubre	17:00-19:00	Antenas de Fresnel	ING. MARIO IBARRA PEREYRA
	19:00-21:00	Antenas de Microcinta	ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
Viernes 12 de Octubre	17:00-21:00	Metrología de antenas	ING. MARIO IBARRA PEREYRA ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ



**FACULTAD DE INGENIERÍA UNAM
DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERÍA
OCTUBRE DEL 2001**

FACULTAD DE INGENIERÍA EDUCACIÓN CONTINUA TÓPICOS ESPECIALES DE ANTENAS

Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Cuando se define la forma en que se comparta 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 un 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 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 .

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

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 está medida se considera la referencia para el concepto ganancia, dado que en 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 del conductor, y eso afecta la forma de radiación.

INTENSIDAD DE RADIACIÓN

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 intensidad 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

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

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 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_m se acumula en mayor cantidad que en r_s , pero con una superficie más 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 en 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; está 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 en 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 este 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

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} \text{ anotación al lápiz } D = 4\pi U_{MAX} / P_{RAD}$$

GANANCIA DE POTENCIA.

Una antena no es radiador ideal, y por lo mismo su eficiencia no es de un 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.

$$C_{dB} = 10 \log(G)$$

RESISTENCIA DE LA RADIACIÓN

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:

$$Pr = Rr I^2$$

$$Pr_{prom} = Rr I_o^2$$

$$Rr = \frac{Pr_{prom}}{I_o^2}$$

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 considerar la resistencia de pérdidas.

$$R_{r1} = R_r(R/R_r + r_l) \dots \dots \dots$$

y la potencia radiada disminuirá en esta misma proporción $P_r = R_r I_o^2$
 Se debe tener en cuenta que no siempre representa una desventaja este calentamiento que se presenta y que disipa energía, dado que más adelante que veamos la aplicación de antenas al área 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 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 Poynting.

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

$$W_{rad} = E \times H = \text{densidad de potencia radiada instantánea.}$$

Hoja 6 con anotaciones taches

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

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

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S W_{rad} \cdot nda$$

DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

$$W_{rad} = \frac{1}{2} \Re[E \times H^*] + \Re[E \cdot H e^{j2\alpha}]$$

La potencia promedio

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

POTENCIA PROMEDIO RADIADA

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

$$\begin{aligned} P_{prom} &= \iiint W_{rad} \cdot ds = \iiint W_{prom} \cdot ds \\ &= \frac{1}{2} \iint \Re[E \times H^*] \cdot ds \end{aligned}$$

Considerando que la dirección de E es ortogonal a H, la máxima en el plano ortogonal a E y H.

AREA EFECTIVA

Se define como la relación entre la potencia recibida por la antena entre la densidad de potencia de Poyting 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 en el ámbito teórico en principio presenta una impedancia puramente real en una longitud de $l = \lambda / 2$, en realidad esta 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.

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

POTENCIA DE RECEPCIÓN

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

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_r 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:

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

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 presenta con el valor de E en forma puntual más si se mantiene fija la distancia R , pero se varia la posición en forma esférica, ya que sea θ fijo y θ variable o a la inversa, se obtiene el comportamiento.

TIPOS DE PATRONES

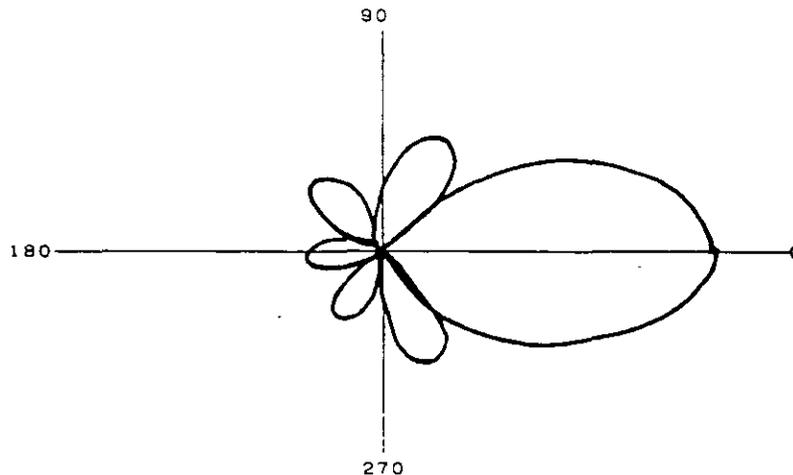
Dentro de los tipos de patrones de radiación podemos identificar las isotrópicas, la cual se supone que la radiación de la antena es igual en cualquier dirección, esto dado que la distribución de K corriente siempre tiene una dirección y no es igual en todas las direcciones, sin embargo este concepto 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 se transmite con mayor eficiencia, por ejemplo fig. 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.

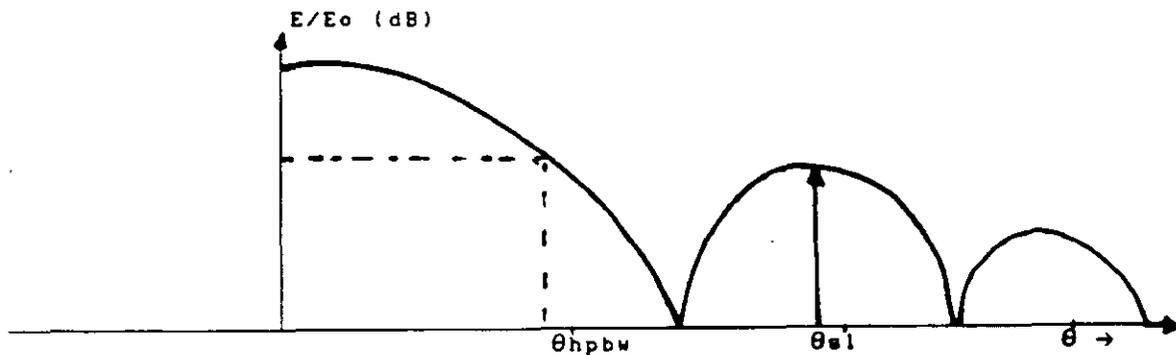
PATRONES POLARES Y CARTESIANOS

El patrón polar es la representación de la forma que radia una antena plasmada en un plano polar, cuyas variables son, el ángulo θ o ϕ y la magnitud del campo, de esta manera se puede ver que la dirección 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 cartesiano

Es la representación del patrón de radiación en ejes de coordenadas cuya abscisa 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 patrón de radiación, se considera lóbulo lateral a partir del valor máximo de ganancia, al segundo, tercer, cuarto etc. valor que se presente, éstos valores indican en realidad pérdidas o desvíos 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 da el valor en dB.

ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA:

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

POLARIZACIÓN:

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 la 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, da diferentes patrones y por lo tanto diferentes polarizaciones.

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

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

$$\begin{aligned}\varepsilon(z;t) &= \hat{a}_x \varepsilon_x(z;t) + \hat{a}_y \varepsilon_y(z;t) \\ \varepsilon_x(z;t) &= \Re \left[E_x e^{-j(\omega t + kz)} \right] = \Re \left[E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)} \right] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \\ \varepsilon_y(z;t) &= \Re \left[E_y e^{-j(\omega t + kz)} \right] = \Re \left[E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)} \right] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y)\end{aligned}$$

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 decibeles bajo la posición de trabajo. En el diseño de antenas, esta medida se realiza colocando el detector 90° que la polarización de trabajo.

ANCHO DE BANDA

Se define como el rango 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 esta frecuencia, y en donde se mantiene 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 más grande que la menor, lo que nos está indicando que la mejor forma 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 diferencias de frecuencias 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 5% y otro tipo de antenas con diseños muy específicas, se pueden ampliar el ancho de banda hasta valores realmente grandes, cuyo límite en sí es la geometría de la antena, el peso de la misma o 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 la relación de la potencia radiada y la corriente de alimentación de la antena.

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

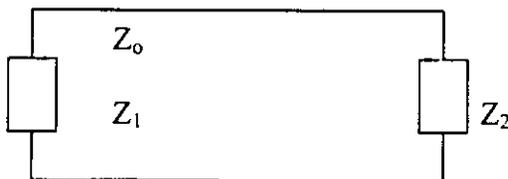
Cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto se da cuando

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

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 la impedancias dé como resultado una impedancia puramente real y de un valor alto, claro es que en un principio esto será 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.



$$Z_1 = R_1 + j X_1$$

$$Z_2 = R_2 + j X_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

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

$$1/Z_4 = Z_{total} = Z_{de radiación}$$

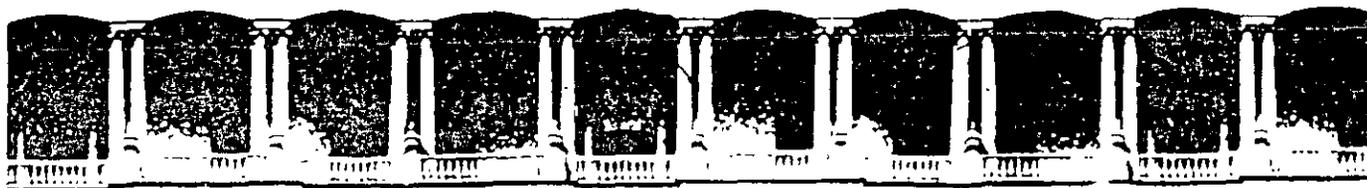
PRODUCTO DE INTERMODULACIÓN MÚLTIPLE PIM'S

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 más portadoras, se presentan componentes armónicos, los de 3^{er} y 5^{to} orden, llegan a sumarse y producir una componente no deseada dentro del canal, los cuales deben 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 ondas progresivas), las propiedades dieléctricas de la antena, las guías de onda, los acoplamientos metal-metal, y cuando existe un cambio de medio de transmisión, asociado esto 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.



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

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

DIPOLO

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
OCTUBRE DEL 2001**

FACULTAD DE INGENIERÍA

EDUCACIÓN CONTINUA

Tópicos Especiales de Antenas

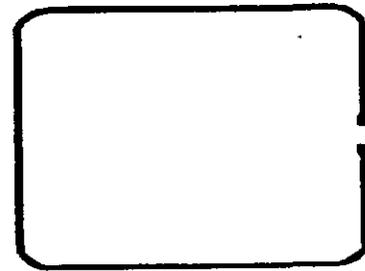
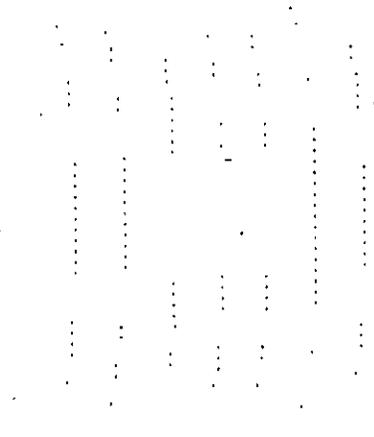
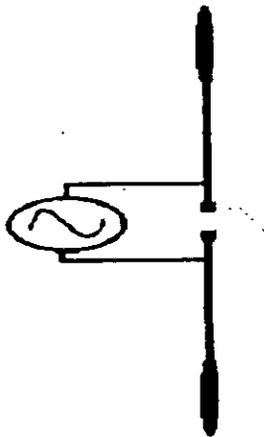
DIPOLO

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.

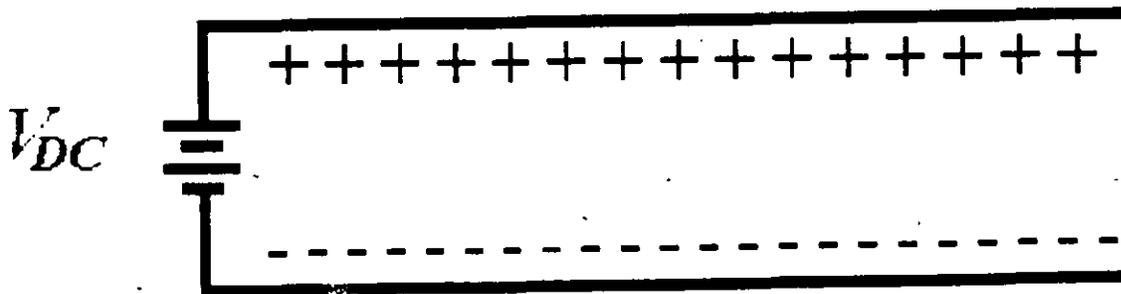
El experimento de Hertz utilizó un dipolo cargado como elemento transmisor y un dipolo de lazo doblado como elemento receptor. Cuando se producía una descarga eléctrica en el extremo del dipolo transmisor, en el dipolo receptor se presenta a su vez una descarga eléctrica.

Transmisor

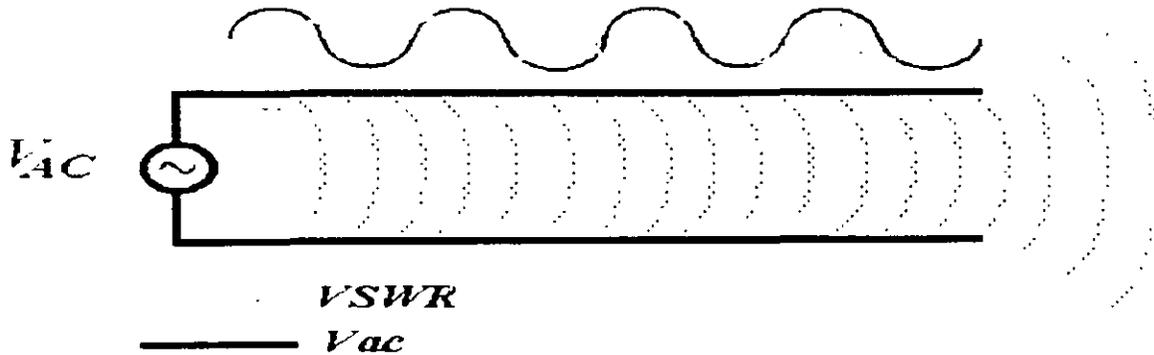


Receptor

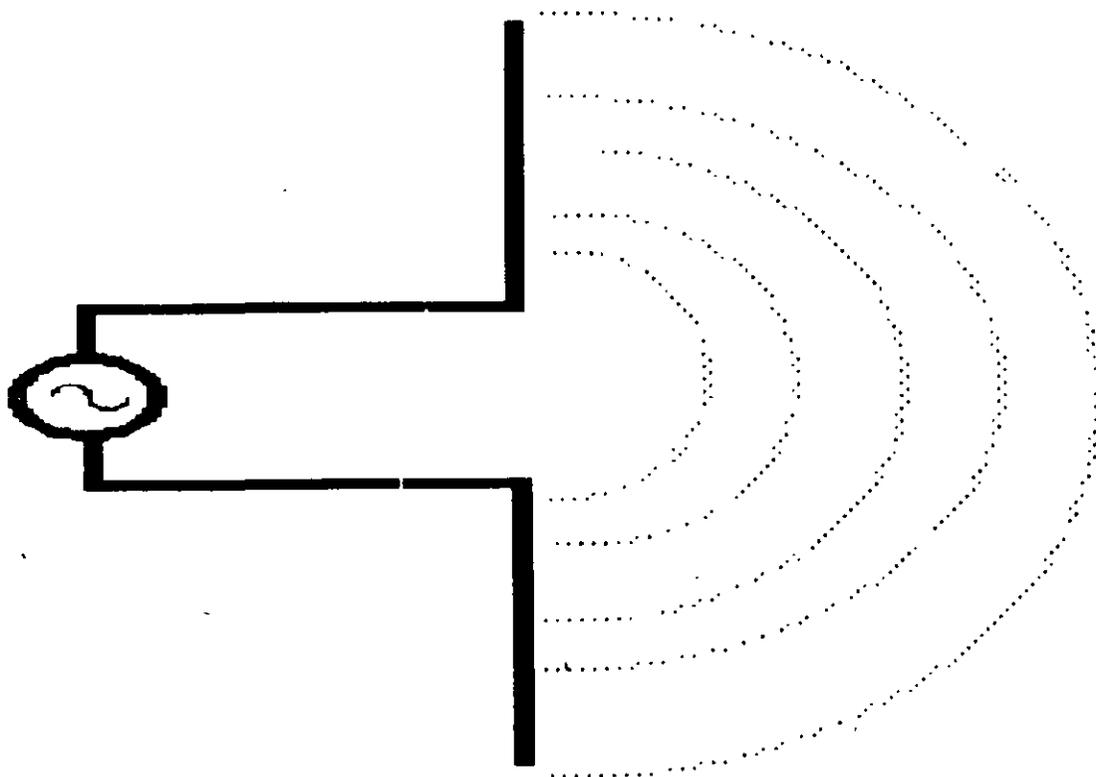
Supongamos que contamos con una línea de transmisión en circuito abierto. Si alimentamos la línea con corriente directa, es decir una señal que no tiene variación en el tiempo, una línea de transmisión con una longitud adecuada, funcionará como un elemento capacitor.



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

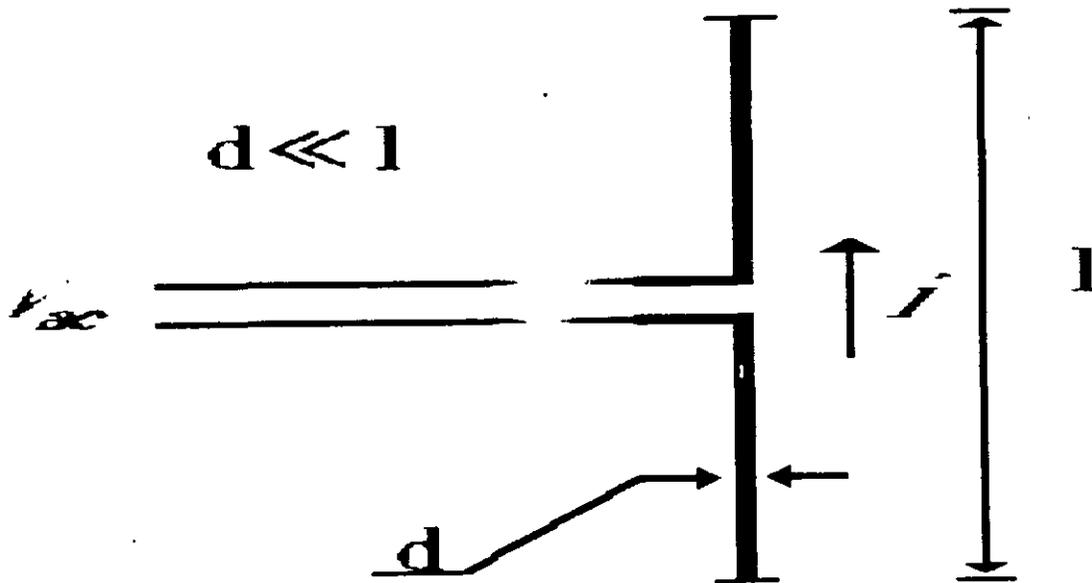
Se entiende por dipolo corto a las antenas de dipolo formadas por un conductor delgado, y con una longitud menor a $\lambda/50$ o 0.02λ , es decir que las dimensiones físicas de la antena son mucho menores que la longitud de onda que se usa.

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 que 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 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 en 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:

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

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

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 encontramos trabajando las antenas en campo lejano, las expresiones más adecuadas resultan ser:

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

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

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

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

$$H_\phi = j \frac{I_0 \text{sen} \theta L}{2r \lambda}$$

$$E_\phi = j \frac{60\pi I_0 \text{sen} \theta L}{r \lambda}$$

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:

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

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

La directividad se considera a partir de un isótropo, y el valor de 3/2 o 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

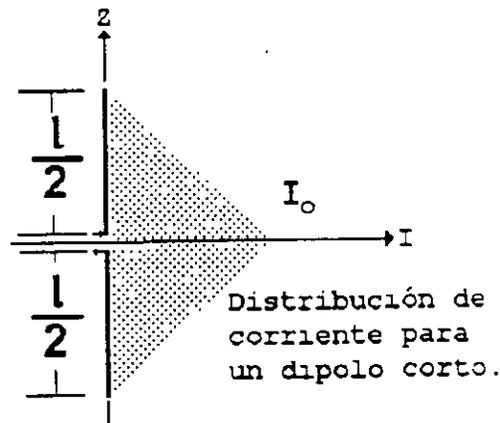
Una vez que conocemos el comportamiento del dipolo ultracorto, podemos entender mejor el funcionamiento del dipolo corto. Consideramos como dipolo corto a aquel que cuenta con una longitud comprendida entre $\lambda/50$ y $\lambda/10$. La distribución de corriente para un dipolo corto se considera mejor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

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

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

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:



$$H_\phi = \frac{jI_0 l e^{-j\omega \left(t - \frac{r}{c} \right)}}{8\pi r} \sin\theta$$

$$E_\phi = \frac{j15\pi I_0 l e^{-j\omega \left(t - \frac{r}{c} \right)}}{\pi r} \sin\theta$$

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 del dipolo corto resulta:

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

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:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000 \left[\frac{m}{s} \right]}{828000 [s]}$$

$$\lambda = 362.318 [m]$$

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 finita puede escribirse como una función tipo senoidal:

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

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

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:

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

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

En el momento en que analizamos las propiedades de directividad y de 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:

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

$$C = 0.5772 \quad \text{constante de Euler}$$

$$\frac{\cos v}{v} dv = \int_{\infty}^x \frac{\cos v}{v} dv$$

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

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\text{sen } v}{v} dv$$

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:

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

$$Q = C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \text{sen}(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right]$$

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.

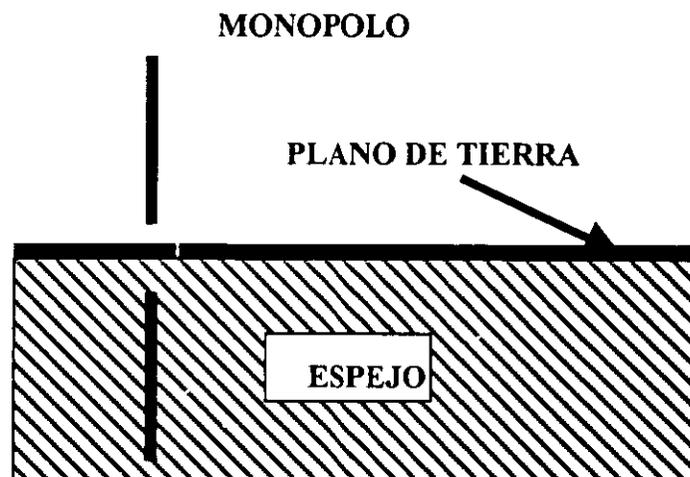
MONOPOLO VERTICAL

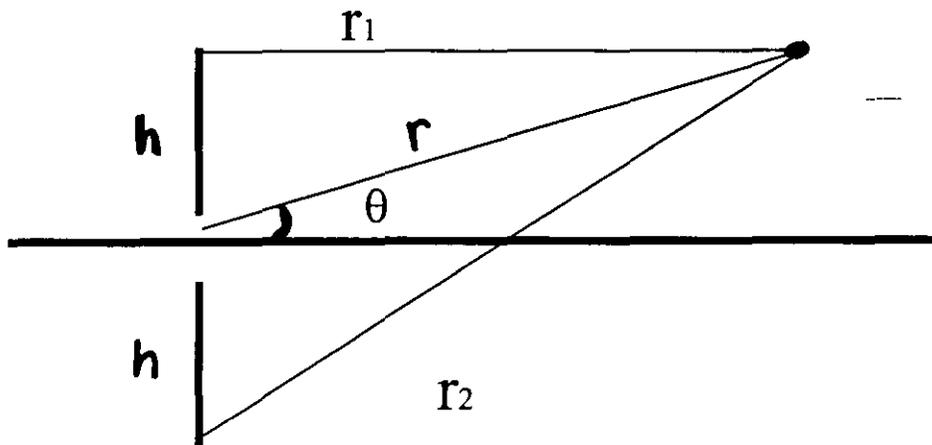
Una vez que conocemos el dipolo, podemos continuar con el monopolo. Puede resultar extraño que se analice primero un caso con dos pares de conductor que un sistema con un solo conductor. La razón principal se debe a que el monopolo es en realidad un dipolo disfrazado. Cuando tenemos un dipolo cercano a una superficie conductora infinita, tendremos 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.

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

$$E_{\theta_r} = E_{\theta_1} + E_{\theta_2}$$

$$E_{\theta_1} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_1}}{4\pi r_1} \text{sen} \theta$$

$$E_{\theta_2} = jR_v \eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \text{sen} \theta$$

$$\eta = 120\pi$$

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:

$$E_{\theta} = j \frac{60kI_0 l}{r} \text{sen} \theta e^{-jkr} \cos(kh \cos \theta)$$

$$H_{\theta} = j \frac{kI_0 l}{2\pi r} \text{sen} \theta e^{-jr} \cos(kh \cos \theta)$$

Las ecuaciones de directividad y resistencia de radiación resultan ser:

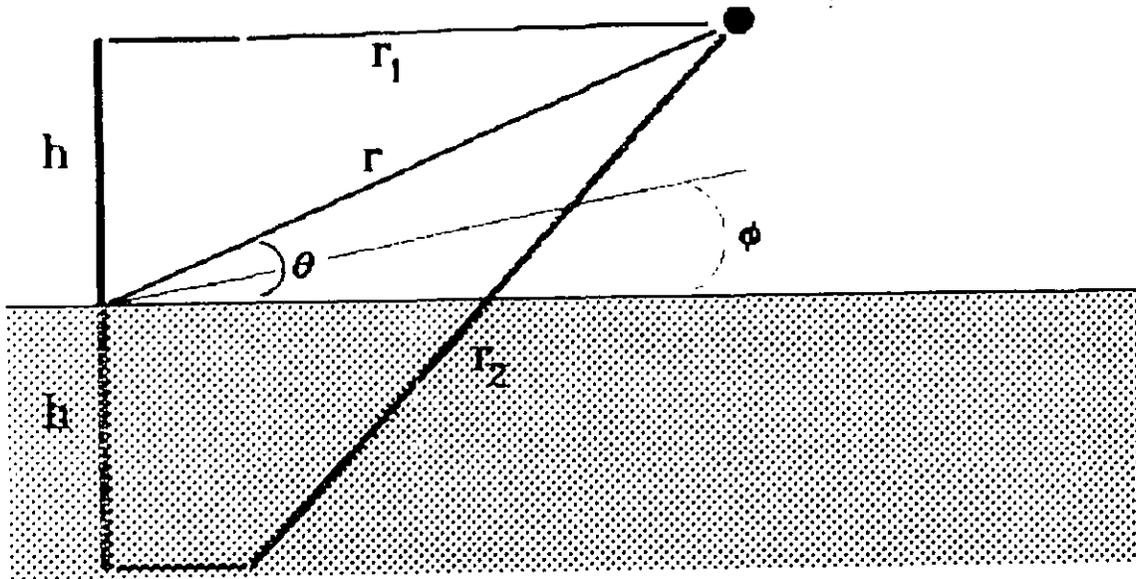
$$D = \frac{2}{\left[\frac{1 - \cos(2kh)}{2(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^2} \right]}$$

$$R_r = 240 \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)^2$$

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:

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

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

$$E_{\phi_2} = jR_v \eta \frac{kI_0 e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \text{sen } \phi$$

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

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

$$E_{\phi} = j \frac{30kI_0 e^{-jk r}}{r} \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi} [2j \text{sen}(kh \cos \theta)]$$

$$H_{\phi} = j \frac{kI_0 e^{-jk r}}{4\pi r} \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta \text{sen}^2 \phi} [2j \text{sen}(kh \cos \theta)]$$

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.

$$Dv \approx \left[1 + 2 \frac{d_1 d_2^2}{R d h_2} \right]^{-\frac{1}{2}} \approx \left[1 + 2 \frac{d_1^2 d_2}{R d h_1} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

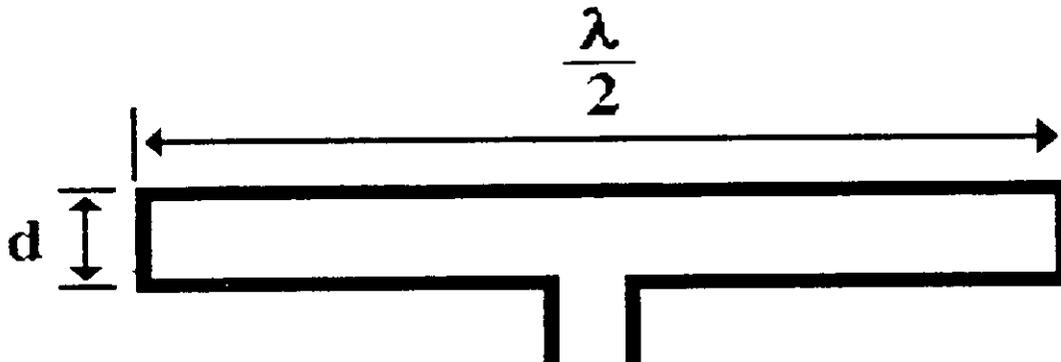
donde h_1 es la altura a la que se encuentra el dipolo emisor, h_2 es la altura a la que se encuentra el receptor, d es la distancia total entre emisor y el receptor, d_1 es la distancia desde el emisor hasta el punto de reflexión, d_2 es la distancia desde el punto de reflexión hasta el receptor, y 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 una reflexión R_{ν} igual al 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 70 Ohms, por lo cual es necesario utilizar un transformador de impedancias si pretendemos conectar el dipolo a una línea con impedancia característica de 300 o 600 Ohms.

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 con otro. Con ello las corrientes en los dos elementos son sustancialmente iguales en magnitud y fase.

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.

$$D_v \approx \left[1 + 2 \frac{d_1 d_2^2}{R d h_2} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[1 + 2 \frac{d_1^2 d_2}{R d h_1} \right]^{\frac{1}{2}}$$

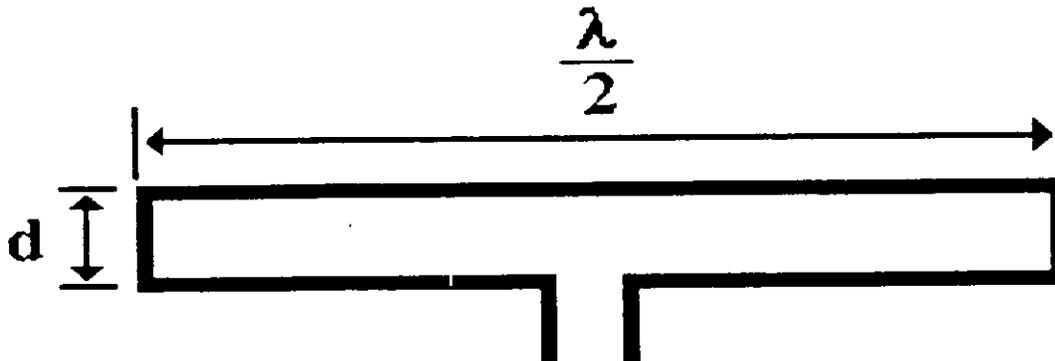
donde h_1 es la altura a la que se encuentra el dipolo emisor, h_2 es la altura a la que se encuentra el receptor, d es la distancia total entre emisor y el receptor, d_1 es la distancia desde el emisor hasta el punto de reflexión, d_2 es la distancia desde el punto de reflexión hasta el receptor, y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

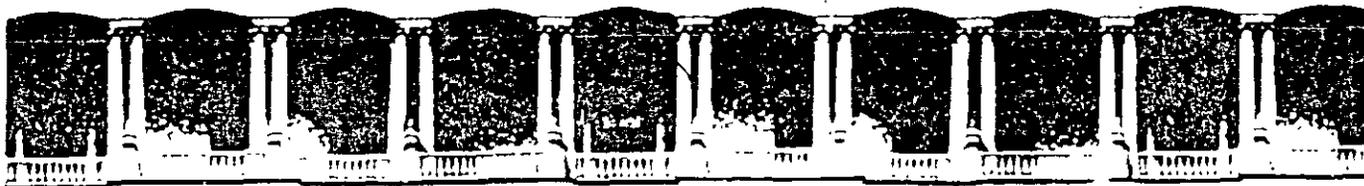
Dipolo doblado

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

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 con otro. Con ello las corrientes en los dos elementos son sustancialmente iguales en magnitud y fase.



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

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

FUNDAMENTOS DE RADIOPROPAGACIÓN

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
OCTUBRE DEL 2001**

**FACULTAD DE INGENIERÍA
EDUCACIÓN CONTINUA
TÓPICOS ESPECIALES DE ANTENAS**

Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz

Fundamentos de radiopropagación

1 Introducción

Un enlace de microondas es algo relativamente sencillo conceptualmente. Contará con un transmisor y un receptor en cada lado (si se trata de un enlace punto a punto) con estaciones repetidoras intermedias cuando las condiciones físicas del terreno no permiten un enlace directo. El principal problema de éstos enlaces se basa en las condiciones climáticas que debe soportar y restricciones por el tipo de modulación, y el ancho de banda requerido para nuestra aplicación. El fin del presente documento sirve como recordatorio de los principios básicos que se involucran en este tipo de enlaces.

2 Ecuación de campo eléctrico de una onda electromagnética.

Debemos recordar la ecuación de campo eléctrico de una onda electromagnética, ya que nos servirá de base para explicar fenómenos más adelante.

La ecuación de onda electromagnética puede obtenerse a partir de las ecuaciones de Maxwell:

(en su forma integral)

$$\begin{aligned}\oint \epsilon_0 E \cdot da &= \int \rho dV \\ \oint B \cdot da &= 0 \\ \oint E \cdot ds &= - \int \frac{\partial B}{\partial t} \cdot da \\ \oint \frac{B}{\mu_0} \cdot ds &= \int \left(J + \frac{\partial \epsilon_0 E}{\partial t} \right) \cdot da\end{aligned}$$

(en su forma vectorial)

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \epsilon_0 E &= \rho_v \\ \nabla \cdot B &= 0 \\ \nabla \times E &= - \frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times \frac{B}{\mu_0} &= J + \frac{\partial(\epsilon_0 E)}{\partial t}\end{aligned}$$

Otras formas en que se pueden encontrar representadas las ecuaciones es con las siguientes sustituciones: $D = \epsilon E$, $H = \frac{B}{\mu}$.

De ellas se pueden inferir las ecuaciones de onda para campo eléctrico y magnético mediante manipulación matemática que son:

$$\begin{aligned}\nabla^2 E &= \mu \epsilon \frac{\partial E}{\partial t^2} \\ \nabla^2 H &= \mu \epsilon \frac{\partial H}{\partial t^2}\end{aligned}$$

Sin embargo estas expresiones nos resultan poco familiares, por lo cual debemos convertirlas a una expresión más cercana a nuestra experiencia. Para obtenerla, consideramos una onda electromagnética que se propaga linealmente en el espacio vacío, es decir, que la componente en la dirección z es cero, y sólo existen $\frac{\partial E}{\partial x}$ y $\frac{\partial E}{\partial y}$, de modo que la ecuación definida originalmente por una ecuación vectorial, queda definida con un campo eléctrico moviéndose en la dirección z . Si consideramos una onda monocromática, debemos eliminar una componente ya sea en x o en y , por convención consideramos que existe campo eléctrico sólo en x . Así finalmente utilizamos la expresión:

$$\hat{E}_x(z) = \hat{C}_1 e^{-j\beta_0 z} + \hat{C}_2 e^{j\beta_0 z}$$

solucionando:

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$C_1 = \text{Condición inicial positiva}$$

$$C_2 = \text{Condición inicial negativa}$$

Así pues consideramos como condición inicial a la magnitud de campo eléctrico alimentado a la antena. Es decir:

$$\hat{E}_{m+} = E_{m+} e^{j\phi^+}$$

$$\hat{E}_{m-} = E_{m-} e^{j\phi^-}$$

De este modo tendremos una ecuación de campo eléctrico definida por la siguiente expresión:

$$\hat{E}_x(z) = \hat{E}_{m+} e^{-j\beta_0 z} + \hat{E}_{m-} e^{j\beta_0 z}$$

sustituyendo los valores correspondientes:

$$\hat{E}_x(z) = E_{m+} e^{j\phi^+} e^{-j\beta_0 z} + E_{m-} e^{j\phi^-} e^{j\beta_0 z}$$

simplificando los exponenciales:

$$\hat{E}_x(z) = E_{m+} e^{-j\beta_0 z + j\phi^+} + E_{m-} e^{j\beta_0 z + j\phi^-}$$

El factor β corresponde a la constante de propagación del medio, y β_0 a la constante de propagación en el espacio libre, definidas como:

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon} = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

$$\beta_0 = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

Los factores μ y ϵ son la permitividad y la permeabilidad del espacio; los valores con subíndice cero, se refieren al espacio vacío. Es importante recordar que la velocidad de la luz puede definirse a través de estas dos constantes como:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

Finalmente, debemos tomar en cuenta que las ondas electromagnéticas se propagarán en medios diferentes del vacío. Si consideramos el medio de propagación como homogéneo diferente al espacio vacío, la ecuación de onda torna más compleja, y la variable $\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0}$, cambia debido a la presencia de cargas en el medio a la expresión:

$$\gamma = \sqrt{\omega^2 \mu \left(\epsilon - \frac{j\sigma}{\omega} \right)}$$

esto podemos expresarlo también como:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

donde α se conoce como constante de atenuación y es igual a:

$$\alpha = \frac{\omega \sqrt{\mu \epsilon}}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon} \right)^2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

con unidades de nepier/metro; y β se conoce como factor de fase, es igual a:

$$\beta = \frac{\omega \sqrt{\mu \epsilon}}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon} \right)^2} + 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

con las mismas unidades.

3 Comportamiento de la onda electromagnética.

A partir de la última ecuación podemos ver que toda onda electromagnética sufre alteraciones de acuerdo al medio por el cual atravieza. La luz (ejemplo de onda electromagnética) viaja aproximadamente a 300.000 kilómetros por segundo¹ en el espacio libre, pero cuando cambia de medio (por ejemplo de aire a agua) se altera su velocidad. Otros de los fenómenos que provoca el cambio de medio son los de difracción, refracción o reflexión. La constante de atenuación nos indica el comportamiento que se espera de la onda electromagnética, de acuerdo al medio por el cual deberá atravesar.

4 Cambio de medios.

Hasta ahora, hemos visto matemáticamente cómo se puede comportar una onda electromagnética en un medio homogéneo. Pero, ¿qué sucede cuando el medio ya no es homogéneo y presenta distintas características en diferentes regiones? Los cambios de medio representan obstáculos para las ondas electromagnéticas: en algunos casos provocarán disminución en la velocidad de propagación de la onda, en otros reflejarán totalmente la onda electromagnética que incide sobre ellos. Una forma sencilla de anticipar el comportamiento de la onda electromagnética es a través del índice de refracción. Este índice se refiere a una razón de velocidades: la velocidad de la luz en el vacío entre la velocidad de la luz en el medio: esto es:

$$n = \frac{c}{v}$$

Los materiales de los que nos ocupamos son aquellos que no producen dispersión, y que presentan un índice de refracción mayor que uno. A continuación tenemos algunos ejemplos de materiales y sus índices.

$$^1c = 2.99792456211 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$$

Substancia	n
Aire (1 atmósfera)	1.0003
Benceno	1.50
Vidrio esmerilado	1.52
Diamante	2.42
Cuarzo fundido	1.46
Agua	1.333

Debemos recordar que el índice de refracción puede variar según la frecuencia de la onda electromagnética incidente.

El índice de refracción cambia en la atmósfera de acuerdo a la altura, temperatura y presión. Para obtener el índice de refracción en la atmósfera, podemos servirnos de la siguiente expresión:

$$n = 1 + 78.5 \left(\frac{P}{T} + 48000 \frac{P_v}{T} \right) \cdot 10^{-6}$$

donde P es la presión del aire en función de la altura, P_v es la presión parcial del vapor de agua en el ambiente, y T es la temperatura del ambiente en Kelvin.

Cuando el material es un conductor (para la frecuencia de la onda incidente), el resultado es que la señal se ve reflejada casi totalmente. Existe un pequeño porcentaje de la onda, que penetra en el material. La profundidad de penetración de la onda, se puede conocer a través del factor α . La profundidad de penetración es inversamente proporcional a α .

5 Ambiente circundante.

El ambiente circundante para una señal de microondas puede ser el espacio (espacio libre o vacío) o la atmósfera, dependiendo de la posición del transmisor. Hemos mencionado que la atmósfera presenta diferentes índices de refracción de acuerdo a la altura, pero la refracción no es el único factor que nos interesa. Están también los ruidos provocados por fuentes lejanas. Puede ser ruido electromagnético producido por máquinas, ciudades, o por estrellas. El espacio genera un ruido correspondiente a los 3 Kelvin (su temperatura) que de acuerdo a la abundancia o ausencia de estrellas, puede convertirse en un problema. Un factor más es el estado de las capas ionosféricas y los cinturones de Van Allen que rodean la tierra. Las capas ionosféricas en frecuencias

de onda "corta" nos permiten alcanzar regiones lejanas con una potencia de transmisión relativamente baja. Cuando trabajamos con frecuencias de onda corta, las capas atmosféricas son un aliado. Pero cuando tratamos con frecuencias superiores, pueden provocar un índice de pérdidas muy grande, además de una mayor figura de ruido. La rotación de Faraday es un cambio de polarización durante ascenso o descenso de las ondas electromagnéticas por la atmósfera. El campo magnético terrestre funciona alterando la polarización de las ondas que lo atraviesan. El ángulo máximo de giro por el cambio de polarización queda expresado como:

$$Y = \frac{2.37 \cdot 10^{17}}{F^2}$$

si en un enlace elevado no se considera este efecto, se pueden presentar pérdidas con magnitud:

$$L_F = 20 \log(\cos Y) \text{ [dB]}$$

6 Radio Propagación en frecuencias superiores a 1. Gigahertz y menores a 100 Gigahertz.

La transmisión de señales con frecuencias del rango de los gigahertz se presenta en transmisiones en línea de vista o enlaces satelitales. Por fenómenos de dispersión la potencia de transmisión es diferente a la potencia de recepción, lo cual nos conduce a pérdidas en el espacio libre. Lo primero que debemos hacer es definir las pérdidas entre una antena transmisora y una receptora, separadas por una distancia d y suponiendo el medio en el cual se transmite la señal como vacío. Y suponemos que en cada extremo del enlace se tiene una antena isotrópica. Partiendo de esto, podemos afirmar que el transmisor radia de forma uniforme en todas direcciones, la potencia total radiada en watts por el transmisor la definimos como P_T . La potencia promedio por unidad de rea que pasa por sección de superficie de una esfera será:

$$P_{av} = \frac{P_T}{4\pi d^2}$$

Aquí d es la distancia en metros desde el radiador isótropo, hasta la superficie de la esfera. Como sabemos una antena isotrópica (y prácticamente cualquier antena) funciona como antena de transmisión o de recepción, y cuando funciona como receptor, la potencia que absorba en relación con la densidad de potencia de la radiofrecuencia del campo, queda determinada por la apertura efectiva. La apertura efectiva de una antena está definida como el área del frente de onda incidente que tiene una potencia de flujo igual a la potencia disipada por la carga de la antena. Para un isótropo el área efectiva es $\lambda^2/4\pi$, donde λ es la longitud de onda del campo incidente. Así que para una antena isotrópica la densidad de potencia de P_{av} entregará en su carga será:

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Donde r es el radio de la esfera o la distancia entre transmisor y receptor.

Las pérdidas de transmisión (también llamadas pérdidas en el espacio libre) entre las antenas transmisora y receptora, se define típicamente como (expresada en decibeles):

$$L_s = 10 \log \frac{P_T}{P_R} \text{ [dB]}$$

Al combinar las dos ecuaciones anteriores obtenemos:

$$L_s = 21.98 + 20 \log \left(\frac{r}{\lambda} \right) \text{ [dB]}$$

Si utilizamos las propiedades de los logaritmos, podemos simplificar la ecuación como:

$$L_s = 32.4 + 20 \log d_{km} + 20 \log F_{MHz}$$

Donde F se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$F_{MHz} = \frac{C \times 10^{-6}}{\lambda}$$

y queda expresada en Megahertz. Con todo esto podemos encontrar las pérdidas por dispersión de una onda electromagnética radiada por una antena isotrópica.

7 Efectos atmosféricos en la propagación.

Una vez definida la pérdida por propagación, debemos considerar las condiciones que resenta la atmósfera. Como hemos mencionado los cambios de medio en la propagación de la onda electromagnética, provocan desviación en la trayectoria de las señales. Dadas las características de la atmósfera, el índice de refracción no es constante. Esta característica provoca que las trayectorias de los haces se curven. Los gases atmosféricos (por otra parte) provocarán absorción y dispersión de la onda electromagnética, en función de la frecuencia y la altura respecto al nivel del mar. En frecuencias superiores a los 10 GHz la absorción y dispersión se torna crítica.

Por lo pronto nos concentraremos en los efectos debidos al índice de refracción atmosférico en la propagación de la señal. La refractividad de la atmósfera no solo afectará la curvatura de la trayectoria del haz (expresado por un factor K o curvatura de haz), sino también permitirá prever información sobre el fenómeno de atenuación.

K es un factor que permite cuantificar la curvatura de un haz electromagnético emitido. Normalmente cuando nos referimos a un enlace en línea de vista, no nos referimos a una comunicación efectiva limitada por el horizonte óptico (que es el caso que se presenta cuando se cuenta con un factor $K = 1$), ya que precisamente el factor K , curva el haz radiado, de manera que para algunos casos el horizonte puede ser mayor o menor al horizonte óptico. Aplicando la teoría, cuando una señal electromagnética viaja a través de la atmósfera, se encuentra con diferentes medios, lo cual provoca variaciones en la velocidad de propagación de la onda de acuerdo a las variaciones en la constante dieléctrica de la atmósfera. Cuando tenemos un espacio vacío, la velocidad de la onda electromagnética es máxima, pero en la atmósfera ionizada la constante dieléctrica es ligeramente mayor debido a la presencia de moléculas de gas y agua, lo cual disminuye la velocidad de propagación de la onda.

Los radiometeorólogos han definido una atmósfera estándar, en la cual la presión, temperatura, y humedad disminuyen con la altura. La constante dieléctrica que depende directamente de estas tres variables, muestra el mismo comportamiento.

Ahora, la magia de la curvatura de los haces, se debe principalmente a esto último, como las ondas electromagnéticas se mueven a mayor velocidad en una región con baja constante dieléctrica, el frente de la onda tiende a

viajar mas rápido en la zona alta. mientras en la baja transitará a menor velocidad. lo cual provoca una curvatura hacia abajo de la señal.

En una atmósfera estándar homogénea, transmitiendo en forma horizontal, dado que el índice de refracción cuenta con un cambio gradual y constante verticalmente, la onda electromagnética se dirigirá del aire de menor densidad hacia el de mayor densidad, es decir, siguiendo al curvatura del radio terrestre. Siguiendo una razón de radios entre el radio de curvatura del haz con el radio de curvatura terrestre, el valor de K , queda definido como:

$$K \approx \frac{r}{r_0}$$

donde r es el radio de curvatura del haz y r_0 es el radio de la tierra.

Normalmente en el desarrollo general de un proyecto de enlace, se calcula el comportamiento del haz para valores en tres condiciones, el valor que consideramos como ideal $K = 3/4$, el valor promedio $K = 1$, y el valor para condiciones adversas $K = 0.5$. A continuación mostramos una tabla de las características climáticas de estos casos, así como casos intermedios:

Perfecto	Ideal	Promedio	Difícil	Malo
Atmósfera estándar, temperatura constante, sin niebla ni ductos, condiciones diurnas y nocturnas esencialmente iguales	No hay niebla, clima seco, sin ductos, clima típico de las montañas.	Niebla ligera, típico de planicies y valles.	Se forman capas y niebla típicas de las zonas costeras.	Niebla, clima de alta humedad, típico de zonas costeras tropicales
$K = 1.33$	$1 > K > 1.33$	$0.66 > K > 1$	$0.5 > K > 0.66$	$0.4 > K > 0.5$

Los ductos mencionados, se refieren a guías de onda atmosféricas, se presentan en regiones costeras. Son típicas de la zona asiática.

8 Curvatura de la tierra

Cuando estamos realizando un enlace satelital normalmente no existen obstáculos significativos para la onda electromagnética. A caso los problemas importantes en el cálculo del enlace dependen de la figura de ruido, el ruido cósmico y temperatura del receptor y la potencia isotrópica radiada efectiva. Los enlaces son punto multipunto. Pero al realizar un enlace punto a punto en línea de vista además de la curvatura del haz y las condiciones climatológicas,

nos topamos con obstáculos físicos, que impedirán el enlace si no los tomamos en cuenta. La curvatura de la tierra es un factor adverso a nuestros diseños. Consideremos una montaña que se encuentra en la trayectoria de nuestro haz, para evitar la montaña debemos revisar que su altura no interfiera con la línea de vista del enlace, pero si tomamos como altura únicamente al valor reportado desde nivel del mar, estaremos cometiendo un error. La curvatura de la tierra representa para los enlaces en línea de vista un agregado de altura para los obstáculos, y un cuerpo que nominalmente cuenta con 10 metros de altura, en realidad puede contar con 11. Es por ello que debemos incluir en nuestros cálculos al factor de curvatura de la tierra. Este se calcula mediante la siguiente expresión:

$$h = \frac{d_1 \cdot d_2}{12.75} [\text{m}]$$

En esta expresión d_1 es la distancia desde una de las antenas de nuestro enlace en línea de vista hasta el obstáculo que nos atañe, d_2 es la distancia desde el obstáculo hasta la otra antena de nuestro enlace. Una vez calculado este dato, debemos agregar el resultado a la altura reportada desde el nivel del mar por el objeto.

Para facilitar el cálculo del enlace, podemos agregar el índice de refracción en la ecuación anterior, con lo cual queda:

$$h = \frac{d_1 \cdot d_2}{17.25K} [\text{m}]$$

El procedimiento es el mismo, simplemente se agregará a la altura reportada desde el nivel del mar el resultado de los cálculos.

9 Zonas de Fresnel

Las zonas de Fresnel son un punto importante en los enlaces en línea de vista. Después de eliminar los problemas que nos causa la curvatura del haz (refracción), y la curvatura de la tierra, debemos dirigir nuestra atención hacia el fenómeno de difracción. El fenómeno de difracción, más que un fenómeno electromagnético, se considera un fenómeno óptico. Cuando nos encontramos trabajando en frecuencias de Gigahertz, nos encontramos con que las ondas electromagnéticas empiezan a manifestar también un comportamiento óptico.

Fresnel (junto con Huygens) supone que el campo electromagnético en un punto S_2 , se debe a la suma de campos circulares concéntricos provocados por reradiación desde la fuente S_1 . El campo eléctrico en S_2 será resultado de la suma de estos componentes. En cada región múltiplo de media longitud de onda, se presenta un valor de campo eléctrico igual a cero. La distribución en anillos concéntricos de la onda electromagnética nos puede provocar multitrayectorias, y debido a la diferencia de fases entre anillos, esto nos provoca un decremento en la señal transmitida. El cálculo de las zonas de Fresnel se hace mediante la siguiente ecuación:

$$R_n \approx \sqrt{n\lambda \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)}$$

donde R_n y d_n se encuentran en las mismas unidades. Otra forma de expresarla respecto a la frecuencia es:

$$R_n \approx 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{GHz}} \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)} \text{ [m]}$$

donde d_1 es la distancia a la antena más cercana, y d_2 la distancia hasta la antena más lejana del obstáculo. Por supuesto las distancias seoman en kilómetros. Podemos asegurar una máxima potencia de recepción si la primer zona de Fresnel libra todos los obstáculos, y garantizamos un enlace en línea de vista utilizando el 60% de la zona de Fresnel.

Con todos los cálculos anteriores, podemos calcular la altura de las torres para las antenas.

10 Puntos de reflexión

Los puntos de reflexión son la principal causa de atenuación por multitrayectoria. Los efectos provocados por la reflexión se pueden disminuir ajustando la altura de las torres. Para calcular el punto principal de reflexión, requerimos el nomograma de puntos de reflexión. Para hallar el punto de reflexión se calcula primero la razón de altura entre la antena transmisora y la receptora ($\frac{h_1}{h_2}$). Con este valor procedemos a leer el nomograma. El nomograma cuenta con dos curvas, una corresponde a una tierra plana con un factor $k = 1$ y otra con un factor $k = \infty$. Una vez que se encuentra la intersección

del valor con las curvas k , buscamos en el eje y el valor de la razón entre la distancia al punto de reflexión y la distancia total. Al desnormalizar este valor multiplicando con la distancia total entre torres encontraremos el punto de reflexión. Con este valor, revisamos el levantamiento del terreno en ese punto y se decide si el punto de reflexión puede o no provocar problemas.

11 Pérdidas en el espacio libre

Ya hemos mencionado que independientemente del tipo de antenas que estemos utilizando, las ondas electromagnéticas se dispersarán de acuerdo a la ecuación:

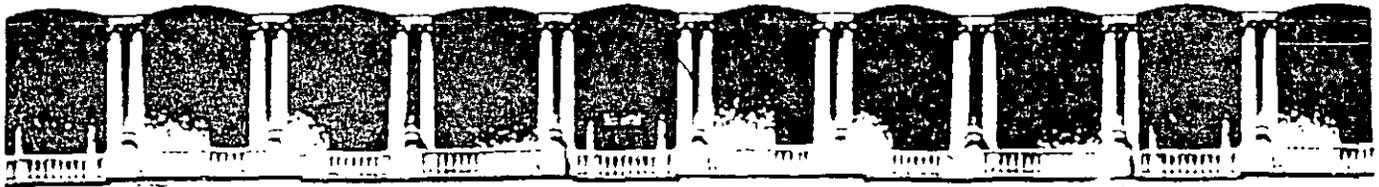
$$P_{dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \text{ [dB]}$$

Ahora bien, suponiendo que hemos planeado ya un enlace libre de interferencias físicas, debemos hallar la potencia de recepción. Un enlace típico de microondas punto a punto, se rige por la siguiente expresión:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - L_{Tx} + G_{Tx} - L_s + G_{Rx} - L_{Rx} - L_{misc} \text{ [dB] (W)}$$

P_{Rx} es la potencia de recepción, P_{Tx} la potencia de transmisión. L_{Tx} son las pérdidas en el punto transmisor. G_{Tx} es la ganancia total de la antena transmisora. G_{Rx} la ganancia en la antena receptora. L_s son las pérdidas en el espacio libre, L_{Rx} las pérdidas en el punto de recepción y finalmente L_{misc} son pérdidas diversas.

Las pérdidas diversas son propias del lugar del enlace, y en ellas se engloban las pérdidas por atenuación por lluvia y el margen de seguridad. Típicamente cuando aún no conocemos las condiciones climáticas del ambiente circundante al enlace, se considera 1 dB de pérdidas por lluvia, y un margen de implementación de 1 dB. Es decir, que para cálculos teóricos, estas pérdidas ascienden a 2 dB. La potencia del transmisor es una especificación del fabricante, lo mismo que la potencia del receptor. Las pérdidas en el punto de recepción y en el punto de transmisión se deben a pérdidas en las líneas de transmisión, pérdidas por conectores y pérdidas por radoma en caso de tener una antena cubierta. El valor resultante será la potencia de recepción o transmisión de acuerdo a las necesidades del usuario.



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

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

ANTENAS LINEALES

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
OCTUBRE DEL 2001**

**FACULTAD DE INGENIERÍA
EDUCACIÓN CONTINUA
TÓPICOS ESPECIALES DE ANTENAS**

Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz

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.

ARREGLO YAGI-UDA

Este es un tipo 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 del Japón; sin embargo se debe a H. Yagi la traducción y descripción de el funcionamiento de la antena al 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 igualmente recíprocamente. Si alimentamos un elemento y cargamos a otro se puede resolver para la impedancia de entrada de alimentador de la antena:

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

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 la cual la impedancia de la antena queda:

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

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:

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

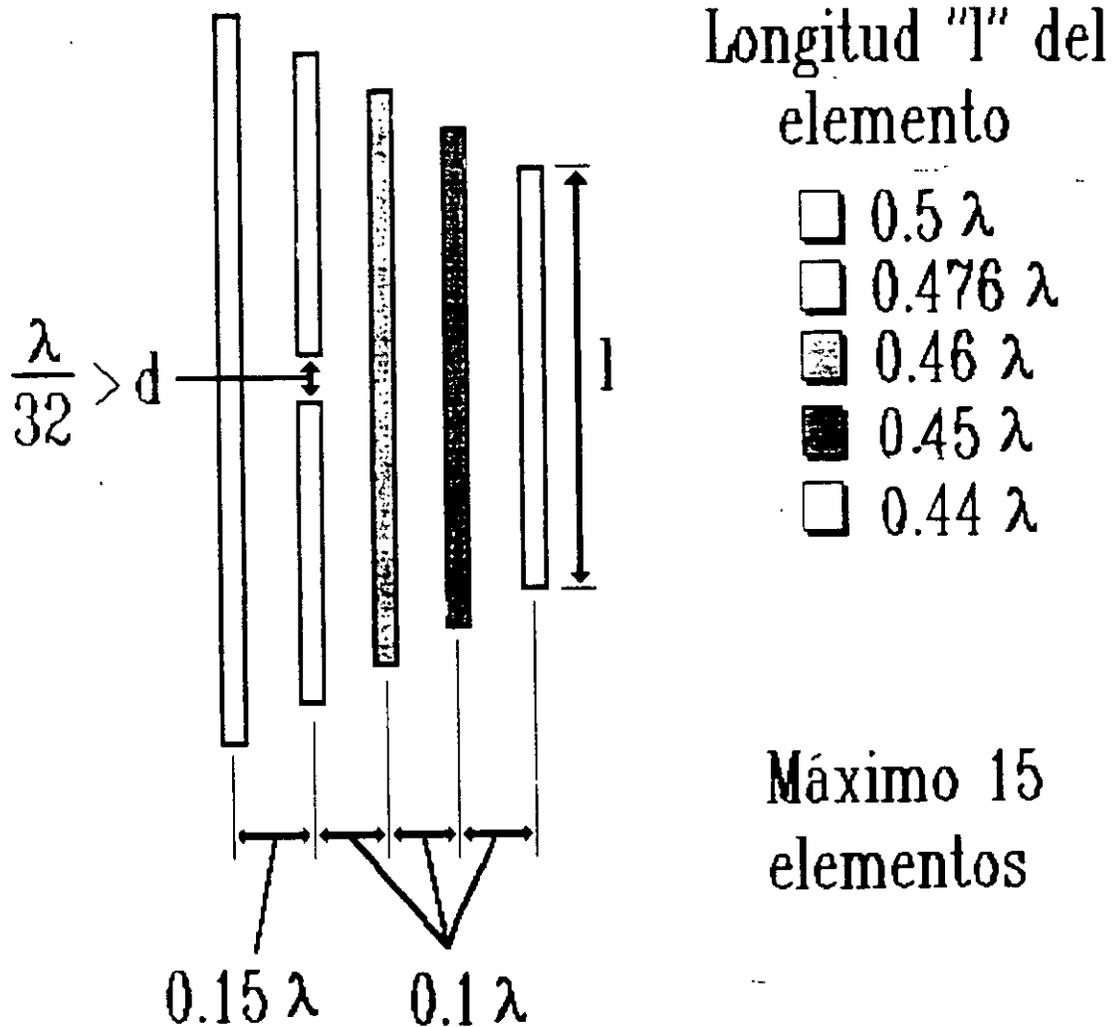
dado que la impedancia mutua es casi igual a la impedancia propia del elemento parásito ($Z_{12} \approx Z_{22}$) la corriente en el elemento parásito (elemento cortocircuitado) es opuesta a la corriente del dipolo, con lo cual la corriente inducida disminuye los campos alrededor del dipolo.

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 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 15 elementos, ya que un mayor número no tendrá influencia sobre el desempeño de la antena.

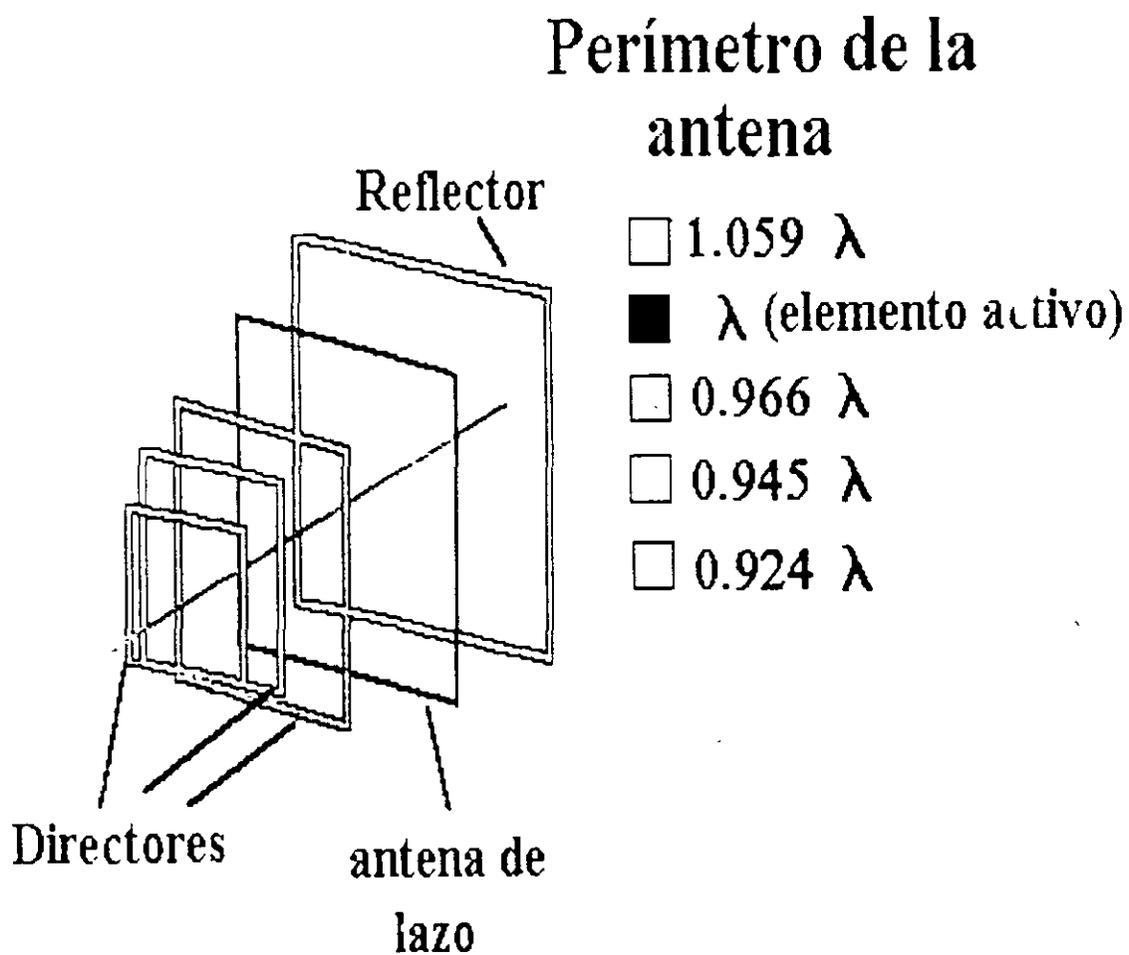
Se puede seguir el mismo tipo de análisis para antenas de tipo de lazo, y crear antenas Yagi de lazo, con una directividad aceptable.



A este tipo de antenas se les suele denominar cubic-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 este tipo no cuentan con un director, sino únicamente con un reflector; aunque se pueden realizar los cálculos necesarios para agregar los directores. Así pues contamos con la configuración siguiente en la antena de lazo:

DISEÑO DE ANTENA YAGUI DE LAZO



EJEMPLO DE DISEÑO

D= Director

R=Reflector

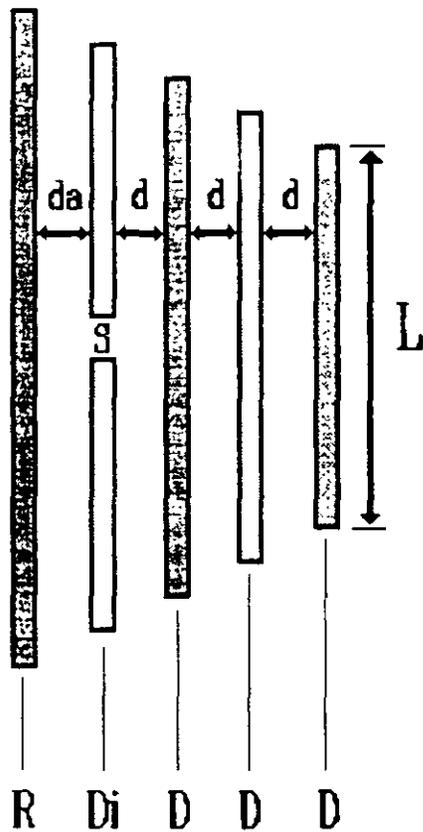
Di=Dipolo

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.



Longitud del elemento

-  0.5λ
-  0.476λ
-  0.46λ
-  0.45λ
-  0.44λ

L =

Máximo número de elementos = 15

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

$$da = 0.1 \lambda$$

$$d = 0.15 \lambda$$

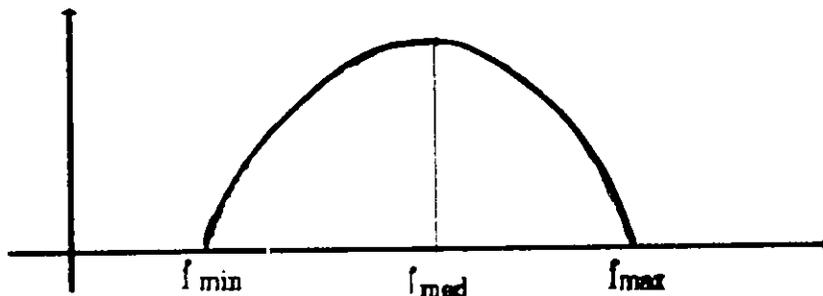
FRECUENCIAS PARA RADIO Y T.V.

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 180 MHz

Canal 13, Frec. mínima 210 MHz, frec. Máxima 216 MHz

Entonces para una antena Yagi-Uda:

$F_{\max}=216$ MHz, $F_{\min}=174$ MHz, $F_{\text{med}}=1/2*(216+174)=195$ MHz

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

$\lambda=1.5384[m]$, longitud de onda.

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

$$L_R=0.5\lambda=0.5(1.5384)$$

$$L_R=0.769[m] \quad 77[\text{cm}]$$

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

$$L_{D1}=0.476\lambda=0.736[m] \quad 73[\text{cm}]$$

$S < (\lambda/32)$ entonces $S < 4.8[\text{cm}]$, separación entre terminales del dipolo

Y $d=0.15\lambda=0.23[m]$, para la separación entre dipolo y el reflector.

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

$$d_a=0.1\lambda=15.4[\text{cm}]$$

En cuanto a las longitudes de los directores tenemos:

Primer director (D3)

$$L_{D3}=0.46\lambda=70.7[\text{cm}]$$

Segundo director (D4)

$$L_{D4}=0.45\lambda=69.2[\text{cm}]$$

Tercer director (D5)

$$L_{D5}=0.44\lambda=67.7[\text{cm}]$$

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 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 ésta razón que casi no es utilizado en sistemas de transmisión. La aplicación más frecuente de éstas 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 o 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:

$$\hat{A} \approx a_{\phi} j \frac{ka^2 \mu I_0 \text{sen}\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

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

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

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

$$H_\phi = 0$$

$$E_r = E_\theta = 0$$

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

cuando comparamos éstos resultados con los de un dipolo infinitesimal magnético se observa que son similares. Así un dipolo magnético $I_m l$ (donde I_m es la corriente magnética 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 con la expresión:

$$I_m l = jS\omega\mu I_0$$

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:

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

Así 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:

$$R_{\Omega} = \frac{Na}{b} R_s \left(\frac{R_p}{R_0} + 1 \right)$$

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

$$R_0 = \frac{NR_s}{2\pi b} R_p = \text{resistencia ohmica}$$

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 :

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

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

Los campos magnético y eléctrico entonces resultarán:

$$H_r \approx H_{\phi} = 0$$

$$H_{\theta} \approx \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{240\pi r} J_1(kasen\theta)$$

$$E_r \approx E_{\theta} = 0$$

$$E_{\theta} \approx \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{2r} J_1(kasen\theta)$$

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

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

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:

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

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:

$$\int_0^\pi J_1^2(kr_a \sin\theta) \sin\theta d\theta \approx \frac{1}{kr_a} \left[-2J_1(2kr_a) + \int_0^{2kr_a} J_2(y) dy \right]$$

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 ($r_a \ll \lambda/(6\pi)$)

Para la aproximación de lazo pequeño tenemos el mismo caso de la antena de lazo pequeño, para la cual ya se han demostrado 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. La frecuencia 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 del 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:

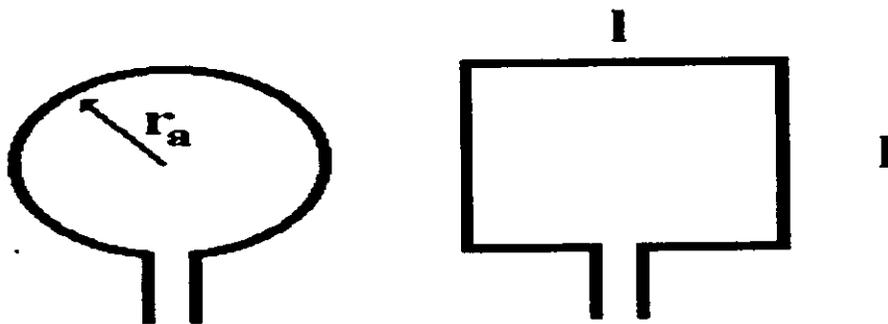
$$\frac{R_f}{R_r} = \left[\frac{\mu_e}{\mu_0} \right]^2$$

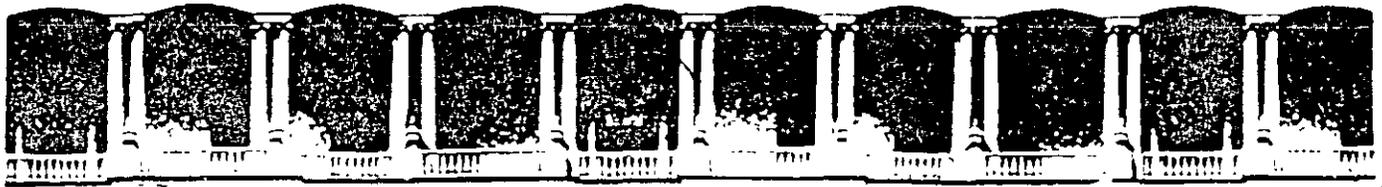
donde R_f es la resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita, R_r es la resistencia de radiación para una antena de lazo normal, μ_e es la permeabilidad efectiva del núcleo de ferrita y μ_0 es la permeabilidad magnética del espacio vacío.

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

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

Debido a sus pequeñas dimensiones las antenas de núcleo de ferrita se utilizan en radios de bolsillos. 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 Q elevado.





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

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

**DISEÑO DE ANTENA PARA TV
ANTENA LOGOPERIÓDICA**

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERÍA
OCTUBRE DEL 2001**

DISEÑO DE ANTENA PARA TV ANTENA LOGOPERIÓDICA

1.-

Do	τ	σ
8.00	0.780	0.135
8.50	0.826	0.148
9.00	0.865	0.159
9.50	0.895	0.168
10.00	0.918	0.170
10.50	0.924	0.175
11.00	0.943	0.179
11.50	0.956	0.180
12.00	0.965	0.183

Do = Ganancia directa

τ

Datos : Do

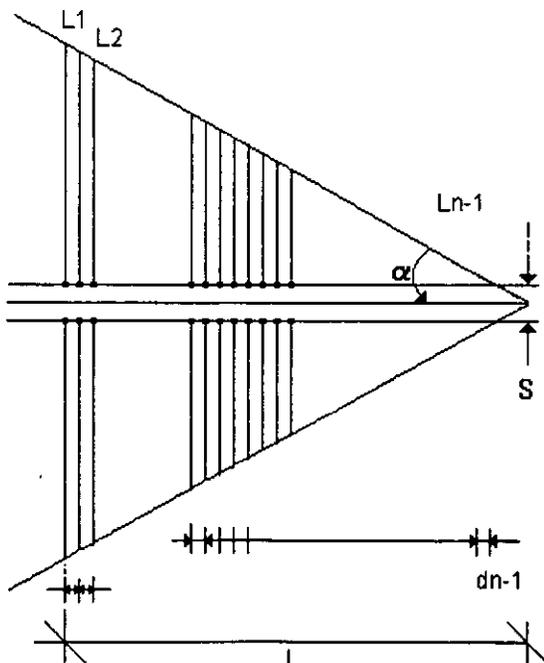
f_{\min}

f_{\max}

$$k_1 = 1.01 - 0.519 \tau$$

$$2.- \alpha = \text{angtan} \frac{1-\tau}{4\sigma} \quad [^\circ]$$

$$3.- L_1 = k_1 (3 \times 10^8 / f_{\min}) \quad [\text{m}]$$



$$4.- k_2 = 7.1 \tau^3 - 21\tau^2 + 21.98\tau - 7.3 + \sigma (21.86 - 66\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3)$$

5.- NUMERO DE ELEMENTOS

$$N = 1 + \frac{\log\left(\frac{k_2}{k_1}\right) + \log\left(\frac{f_{\min}}{f_{\max}}\right)}{\log \tau}$$

$$6.- l = \frac{2L_1\sigma(1-\tau^{n-1})}{1-\tau} \quad [\text{m}]$$

$$7.- d_1 = 2\sigma L_1 \quad [\text{m}]$$

$$8.- L_n = \tau^{n-1} L_1 \quad [\text{m}]$$

$$9.- d_n = \tau^{n-1} d_1 \quad [\text{m}]$$

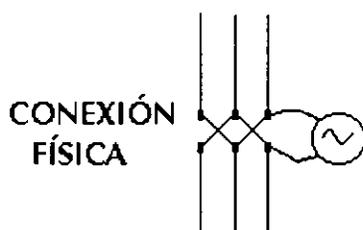
$$10.- 75\Omega \Rightarrow S = 1.2\phi \quad [\text{m}]$$

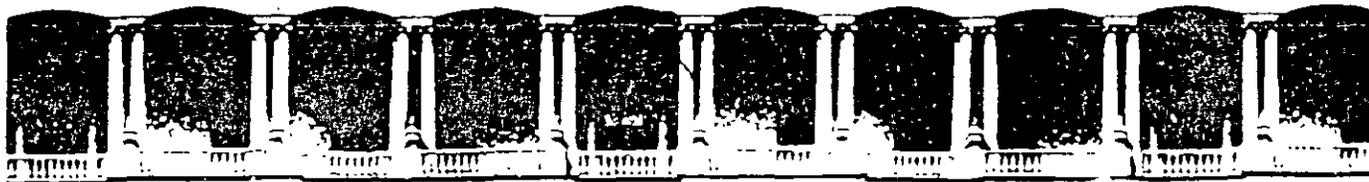
$$300\Omega \Rightarrow S = 6.13\phi \quad [\text{m}]$$

ϕ diámetro del conductor

PROCEDIMIENTO PARA DISEÑAR LA ANTENA

1. Se elige la frecuencia para las que deseas la antena.
2. La una ganancia(D_0) de la tabla por lo tanto ya tienes tus variables de escalonamiento σ y t .
3. Calcular las constantes K_1 y K_2 con mucho cuidado ya que deben ser ambas positivas, o negativas, para que cuando calcules el número de elementos sea positivo. Si por alguna causa N es negativo el calculo de las constantes están mal.
4. Se calcula es ángulo al que estarán los elementos de la antena (según diagrama)
5. Con los valores necesarios se calculan las longitudes de los elementos l 's y las distancias d 's
6. Se procede a cortar los elementos de preferencia el material a utilizar sea cobre.
7. Siguiendo el esquema de conexión se colocan los elementos





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

OCTUBRE DEL 2001

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

ANTENAS DE MICROCINTA

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA**

ANTENAS DE MICROCINTA

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 fue hasta los 70 que se le dio una seria atención a este elemento cuando fueron requeridas antenas de bajo perfil para las nuevas generaciones de misiles y cohetes. Este fue 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
Mísiles	Radar, guía.
Satélites	Comunicaciones, difusión directa de T.V., 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.

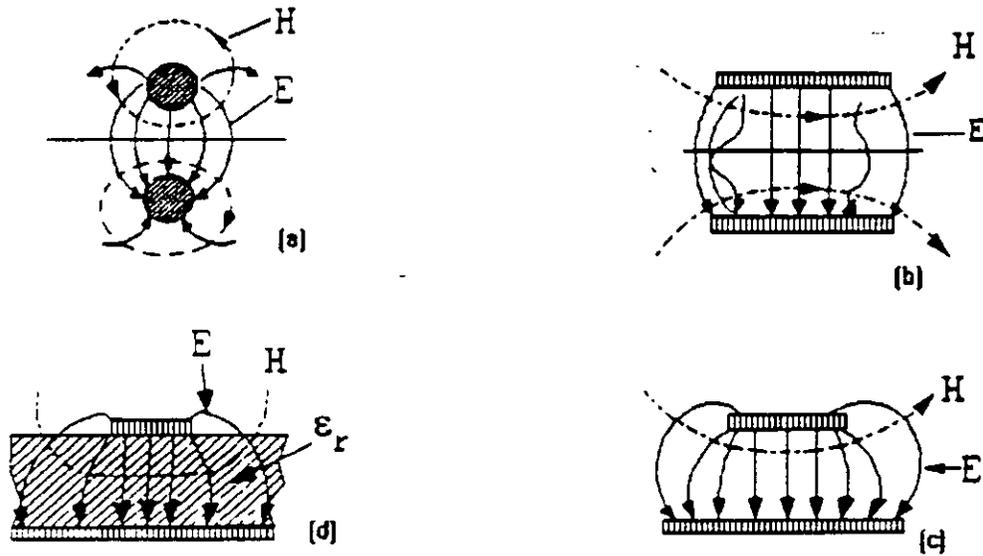


FIGURA 1.

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.

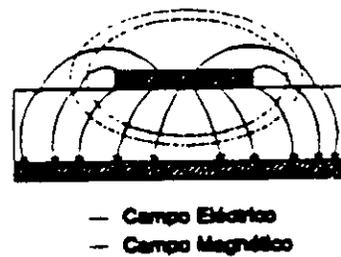


FIGURA 2. Campos TEM en una microcinta.

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 contruirse este tipo de antenas, se han creado diversas formas geométricas y tamaños, las más representativas se presentan en la figura 3.

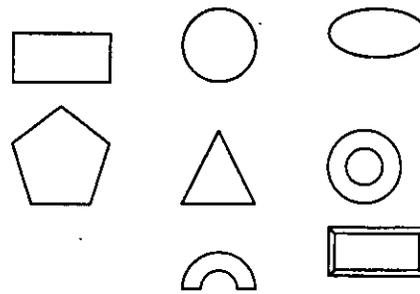


Figura 3. Diversas geometrías para radiadores de microcinta.

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

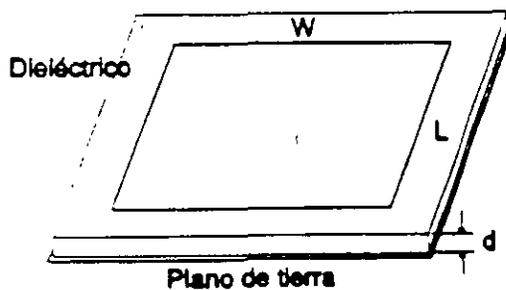


Figura 4. Radiador Rectangular de microcinta

microcinta rectangular de ancho W , largo L y constante dieléctrica ϵ_r .

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 el plano de tierra.

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

¹ Se considera que un sustrato es eléctricamente delgado cuando su grosor es menor a 0.05λ .

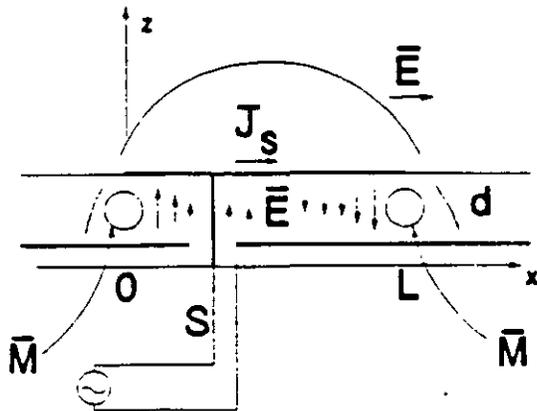
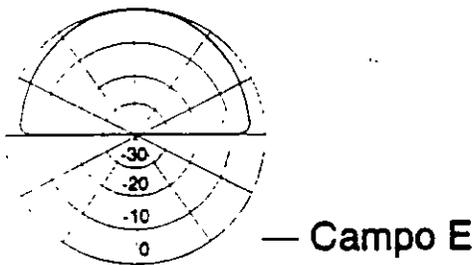


Figura 5. Antena rectangular de microcinta con alimentador

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 ranura en $x = 0$ y $x = L$, con corrientes magnéticas equivalentes $\bar{M} = \bar{E} \times \bar{n}$, radiando en presencia del substrato dieléctrico aterrizado. Alternativamente, la radiación puede ser



considerada como si fuera generada como si fuera generada por la densidad de corriente inducida en la superficie $J_s = \bar{n} \times \bar{H}$ en el elemento radiador en presencia del substrato dieléctrico aterrizado.

En cualquiera de los dos casos, el patrón de radiación se observa en la figura 6.

Figura 6. Patrón de radiación de una antena microcinta.

La impedancia de entrada de la antena de microcinta varía de acuerdo a la posición del puntoalimentador en el radiador. Esto se 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:

$$\text{voltaje} \approx V(x) = V_0 \cos \frac{\pi x}{L}$$

$$\text{corriente} \approx I(x) = \frac{V_0}{Z_0} \text{sen} \frac{\pi x}{L}$$

Donde x es la posición del alimentador y L es la longitud del radiador. Para un alimentador localizado en una orilla ($x=0$ o $x=L$) el voltaje es máximo y la corriente es 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 300Ω 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 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 las 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 descansa en el hecho de que la radiación de la antena y de los circuitos son funciones eléctricas distintas, ya una antena requiere campos limítrofes 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 el patrón de radiación primario y se incrementan con el grosor del sustrato y la constante dieléctrica. Esta razón para preferir un sustrato con constante dieléctrica baja.

Tabla 2. Ventajas y desventajas de las antenas 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
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, pueden ser tratado 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 ANÁLISIS:	VENTAJAS:	DESVENTAJAS
Línea de Transmisión (MTL)	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 Requirimientos de procesamiento computacional realizables Proporciona una clara idea física de la antena.	El análisis matemático tiene mayor complejidad que el MLT Requiere mayor tiempo de cómputo que 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 o EV)

Tabla 5. Ventajas y desventajas de los Métodos Semiempíricos

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

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 comúnmente 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 Métodos de Onda Completa

ANÁLISIS	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 computo extenso
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 computo extenso
Transformada Rápida de Fourier con Gradiente Conjugado. (MTRFGC o 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 MICROCIANTA

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 ó 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 Completana" o 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:

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

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

IV.1 DISTRIBUCIÓN ESPACIAL

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

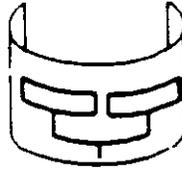
La figura 7 muestra algunas configuraciones de agrupamientos de microcinta.



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 requiere 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
Rastreo en Fase	Tienen la capacidad para manejar grandes potencias pico o promedio, ya que existe la posibilidad de conectar transmisores separados a cada elemento 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. Ya que es factible generar varios haces (fijos y móviles) la operación multimodal es permitida La distribución de apertura en particular puede conseguirse con mayor facilidad con una antena de lente o usando reflectores, debido a que la amplitud y fase de cada elemento puede ser controlada individualmente. Presenta una gran eficiencia Es posible tener una alta relación de datos y tiempos de reacción rápidos. 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 adquisición de datos.	Se presenta una cobertura limitada. Teóricamente, un rastreo hemisférico completo es limitado; sin embargo, en la práctica, la exploración esta limitada por los efectos de acoplamiento mutuo y la necesidad de evitar grandes lóbulos. 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. Para obtener haces muy angostos, se requiere un gran número de elementos, incrementando con esto 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. La estabilidad de fase dependen de las condiciones ambientales.

V TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Las primeras antenas de microcinta usaban una línea alimentadora de microcinta o un alimentador coaxial. Estos dos métodos 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 sustrato más bajo terminado en una apertura bajo el radiador que está impreso en el sustrato superior.

Otro tipo de alimentador sin contacto es el de apertura acoplada, emplea dos placas de sustrato separadas por un plano de tierra. Una línea de alimentadora de microcinta en el sustrato 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 sustrato superior. Este arreglo permite tener un sustrato 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.

MÉTODO DE ALIMENTACIÓN	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 microcinta	Tanto el radiador como el alimentador pueden ser impresos en un solo paso. Facilita la integración de elementos activos.	A frecuencias milimétricas, se presenta el problema de radiaciones espurias en el alimentador.
Acoplamiento por abertura	Mayor libertad: las redes alimentadoras y los radiadores pueden diseñarse por separado.	Es costoso y complejo requiriendo 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. Tanto la ranura como el radiador pueden ser grabados en un solo paso	La ranura puede provocar radiaciones espurias, limitando su uso en grandes redes alimentadoras.

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 correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto

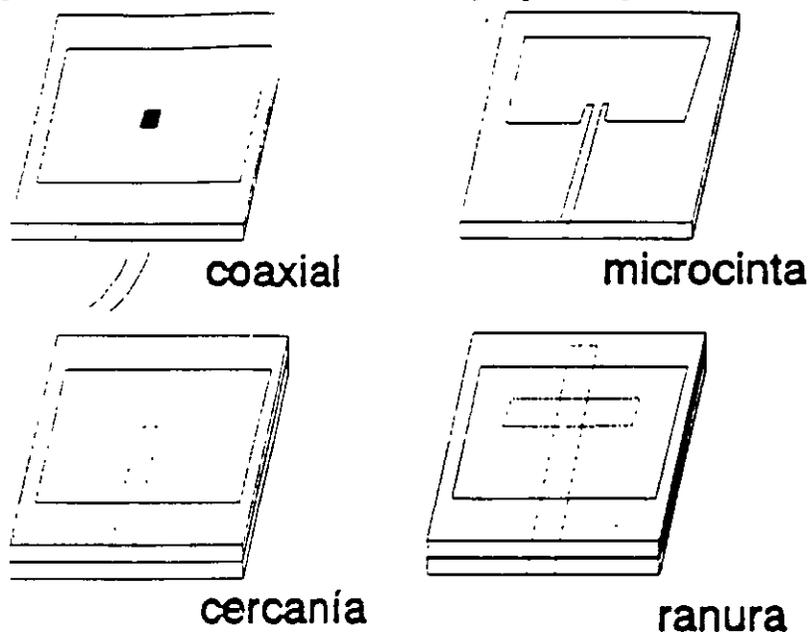


Figura 8. Tipos de alimentación para antenas de microcinta

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 sustratos 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. Sustratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb(panal)	Cibe Gegy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, C822 400
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cumming Inc, Cantonm Massachusetts, USA
2.1	RT Duriod™ 5880 (Politetrafluoroetilieno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.
2.32	RT Duriod™ 5870	Rogers Corp
3.5	Kapton film	Dupont (Fortin Laminating Ltd., Unit 3. Brookfield Industrial Estate, Glossop, Derbyshire, UK)
6.0	RT Duriod™ 6006	Rogers Corp.
9.9	Alumina	Omni Spectra Inc, 24600 Hallwood Ct. Farmington, Michigan, 48024 USA.
10.2	RT Duriod™ 6010	Rogers Corp

VII. 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.I.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.

VII.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

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

ejes del material. Para simplificar los cálculos en el diseño de circuitos 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.

VII.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 substrato 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 substrato 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.

VII.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 períodos 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 auxiliándose de CAD o 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 químicos 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:

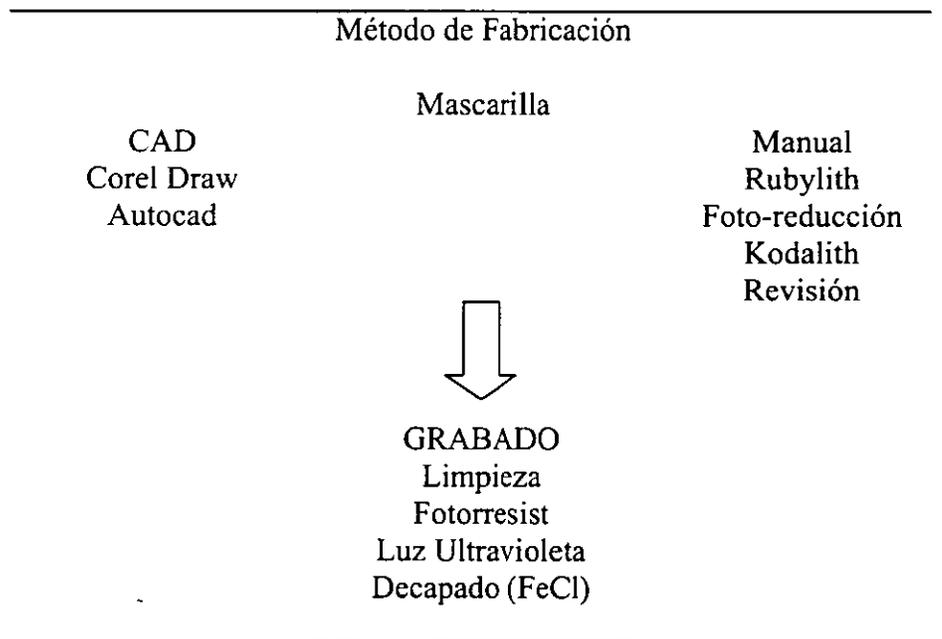


Figura 9. Procedimiento para fabricar una antena de microcinta

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 Canadá 1980.

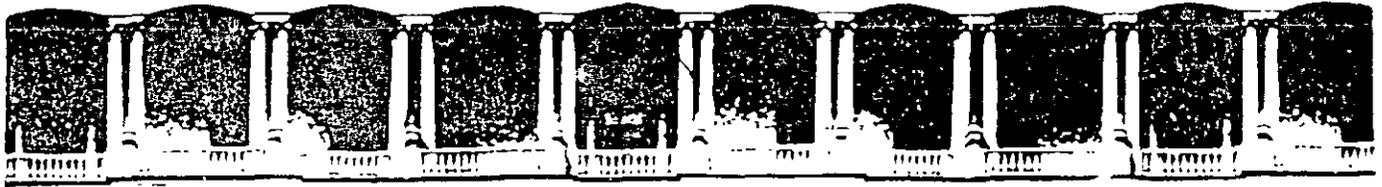
James J.R., Hall P.S., Wood S.
Microstrip Antennas Theory and Design
Peter Peregrinus U.K. 1981.

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.

G.Neyra Romeró,
Antenas de Microcinta
Educación Continua México 1995



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

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

ANTENA DE BARRA DIELECTRICA

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
OCTUBRE DEL 2001**

ANTENA DE BARRA DIELECTRICA

Los medios conductores se pueden clasificar con referencia a la magnitud del término de densidad de corriente E de la conducción con relación al término de densidad de corriente E de desplazamiento que aparece en la relación de Maxwell.

$$\nabla \times \hat{H} = \sigma \cdot \hat{E} + j\omega\epsilon \cdot \hat{E} = j\omega \left(\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \right) \cdot \hat{E}$$

Denotando la permitividad compleja:

$$\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}$$

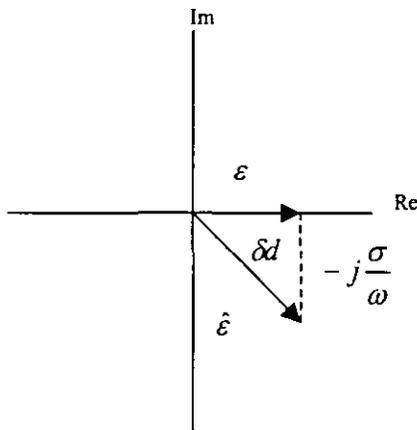
con el símbolo:

$$\hat{\epsilon} \equiv \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}$$

Se puede representar :

$$\hat{\epsilon}$$

vector en el plano complejo como en la siguiente figura:



el ángulo:

$$\delta d$$

se conoce como ángulo de disipación que se desvanece para una región sin pérdidas. Su tangente definida por:

$$\tan|\delta \cdot d| = \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon}$$

se conoce como tangente de pérdidas o factor de disipación del material.

La importancia de la tangente de pérdidas se deduce de su aparición en las expresiones de Z y para la impedancia de onda en ondas planas uniformes que se propagan en un material dieléctrico o conductor con pérdidas a una frecuencia dada.

Viendo lo anterior, y sabiendo de antemano que un dieléctrico se caracteriza por tener un valor de ángulo de pérdidas.

La parte imaginaria depende de la conductividad del material y la frecuencia. Cuando el material es dieléctrico, la conductividad es muy pequeña, menor que 1 y por lo tanto la relación conductividad vs frecuencia es grande y por lo tanto aparece un ángulo de pérdidas. Sin embargo se presenta una frecuencia muy grande, arriba de 10 a la de 9 nos encontramos con que el material se comporta con un ángulo de pérdidas muy pequeño y se puede considerar que conduce el material. Tal es el caso de la fibra óptica y **ANTENAS DE BARRA DIELECTRICA**.

Una barra dieléctrica o alambre puede ser una guía de ondas para ondas electromagnéticas. La acción del guiado es imperfecta si se considera que debido a que es un material dieléctrico, mucha potencia se va perdiendo de tal forma que se puede trabajar aún con pérdidas. Esta tendencia para radiar se sintoniza para el diseño de cada frecuencia de la antena.

Normalmente la antena se hace de POLIESTILENO la longitud de la antena es de 6λ como se muestra en la figura siguiente, la barra se alimenta por un sección cortada de un cilindro de donde actúa como una guía de ondas, y alimentada por una línea de transmisión cabañal, el tipo de patrón que se genera es uno de radiación frontal "end-fire".

La velocidad de fase de la onda propagada en la barra está en relación de la potencia guiada por fuera de la barra y la potencia guiada por dentro de la barra la cual queda relacionada con el diámetro D en las longitudes de onda y la constante dieléctrica del material de la barra, en el poliestileno la relación da:

$$D_\lambda = \frac{3}{\epsilon_r \cdot \sqrt[3]{1 + 2 \cdot L_\lambda}} + 0.2$$

La cual aporta poca cantidad de potencia dentro de la barra y la transmisión se hace por la superficie. La velocidad de fase es muy cercana a la del espacio libre; para diámetros de cualquier material, a cualquier longitud de onda para aumentar la directividad con el diámetro D en el espacio libre.

En la práctica los diámetros están en el rango de 0.5 a 0.3λ , para una barra uniforme o con reducción de lobulos inferiores por medio de reducción del final, como lo indica la figura anterior el diámetro mayor es de 0.5 y el menor es de 0.3λ la ganancia que aporta este diseño es de 16 dB

Para una aproximación del patrón de radiación, la antena de barra dieléctrica alimentada de manera uniforme en todo lo largo, se puede calcular como una agrupación de fuentes puntuales con un corrimiento de fase de $360(1+1/2L_\lambda)$ donde L_λ es la longitud total de la antena en longitudes de onda en el espacio vacío. El patrón de radiación campo es una función del ángulo θ para un eje dado.

$$E(\theta) = \frac{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)}{\frac{\psi}{2}}$$

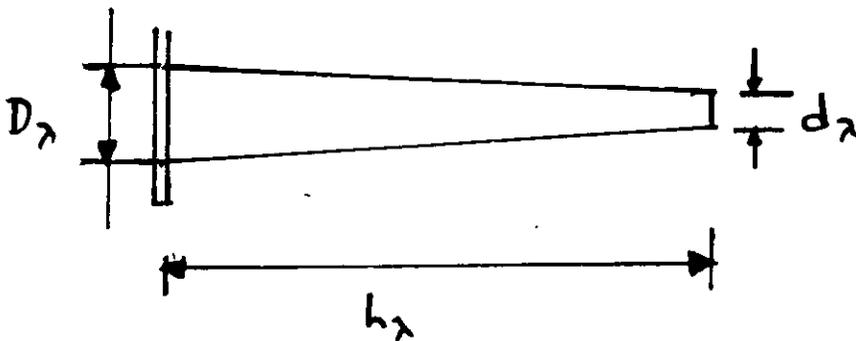
$$\psi = 2\pi L_\lambda \cdot \cos\theta - 2\pi L_\lambda \left(1 + \frac{1}{2L_\lambda}\right) = 2\pi \left(L_\lambda(\cos\theta - 1) - \frac{1}{2}\right)$$

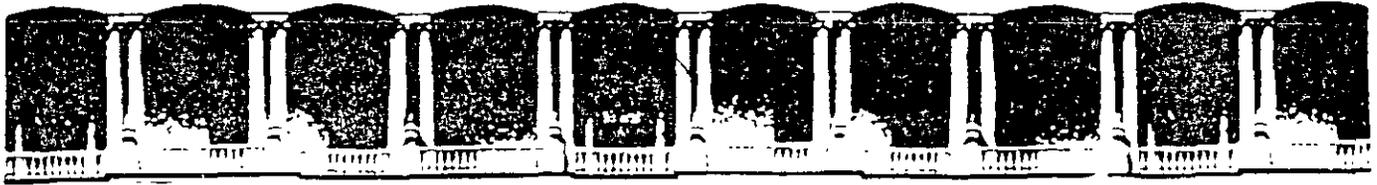
La Directividad queda dado por $D = 8L_\lambda$

El ancho de haz de potencia media = $60 / L_\lambda$

Las barras dieléctricas hacen la función de retina humana donde existen los conos que se podrían comparar con un millón de barritas polímeras; curiosamente en la ingeniería de las antenas todo el sistema alimentador y las conexiones (axones y dendritas) están en frente de la barra dieléctrica.

En las antenas de este tipo, la propagación se hace en modo HE11





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

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

TEMAS ESPECIALES DE ANTENAS

TEMA

**ANTENAS DE BANDA ANCHA
ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA**

**EXPOSITOR: ING. MA DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
OCTUBRE DEL 2001**

ANTENAS DE BANDA ANCHA

ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

A medida que el espectro electromagnético fue expandiéndose, 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 quedaban 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 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. Du Hamel.

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

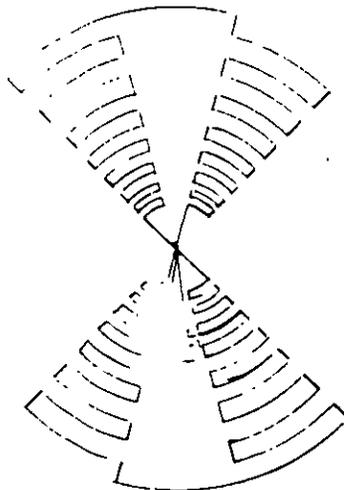


Fig II.4.39

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 las frecuencias $\tau f, \tau^2 f, \tau^3 f, \text{ etc.}$ 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 cercana a 1.

A partir de la antena logarítmica, se desarrollaron nuevos diseños para perfeccionarlas en dos aspectos principalmente:

Direccionalidad (la antena logarítmica planar radia 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.

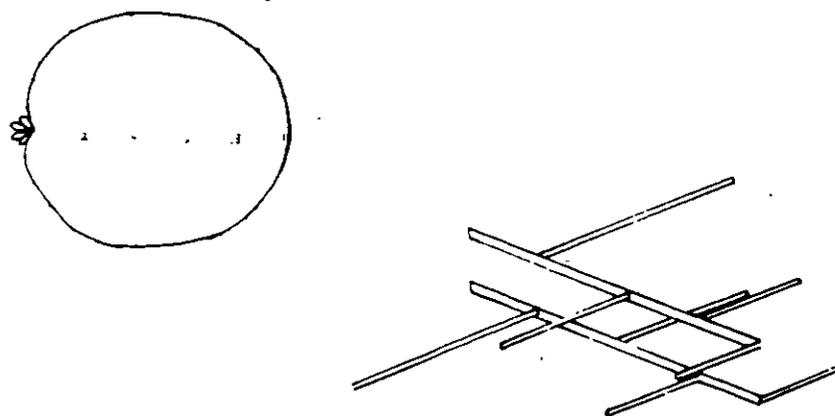


Figura II.4.40

Como se en la figura II.4.40 la alimentación de sus 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 representa en detalle la distribución de corriente y el 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

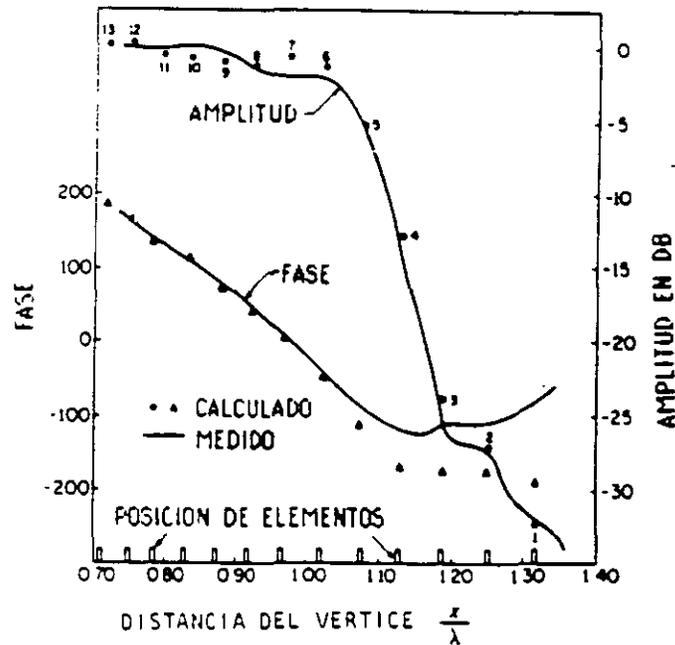


Figura II.4.41

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 terminada en 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 es aproximadamente:

$$V=0.6C \quad (\text{II.4.246})$$

Por las 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.

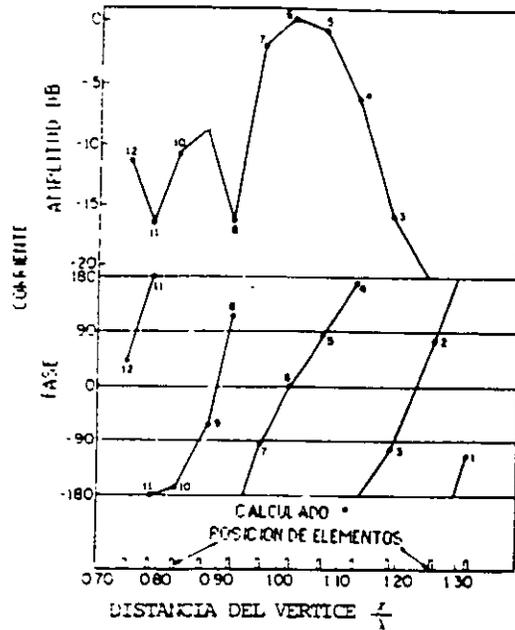


Figura II.4.42

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 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 desplaza hacia los elementos largos. El ancho de banda está determinado por las dimensiones de los elementos de los extremos. Los límites de frecuencias 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 300Ω

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:

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

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} \quad (\text{II.4.247})$$

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

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

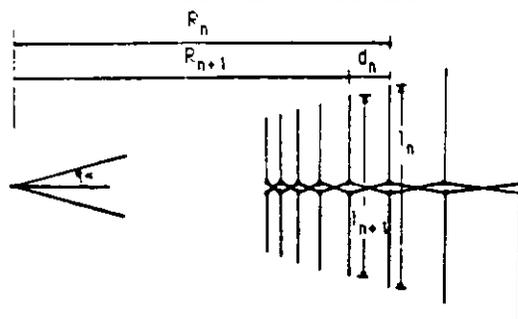


Figura II.4.43

El primer paso de 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 determinado la impedancia característica de la línea de transmisión. Por otro lado el tamaño de la estructura depende del ancho de banda requerido.

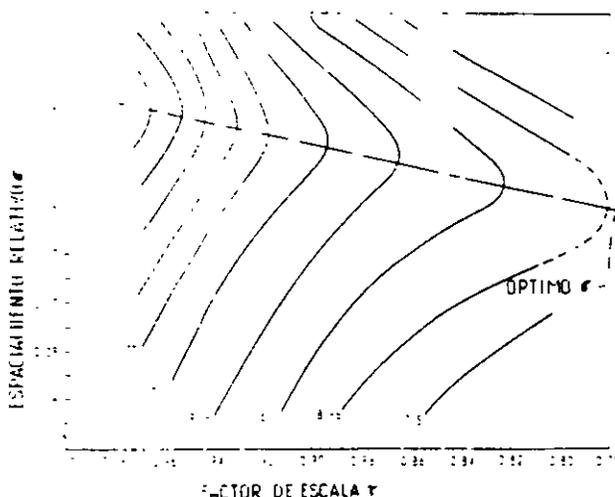


Figura II.4.44

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

$$\tau=0.865$$

$$\sigma=0.157$$

entonces:

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

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:

$$B_S = B_{ar} \text{ (II.4.249)}$$

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:

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

Para el diseño que aquí se presenta:

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

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 posterior 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 $f_b = B_S f_{bs}$. 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:

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

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

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

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

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

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

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

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

TABLA II.4.7

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

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

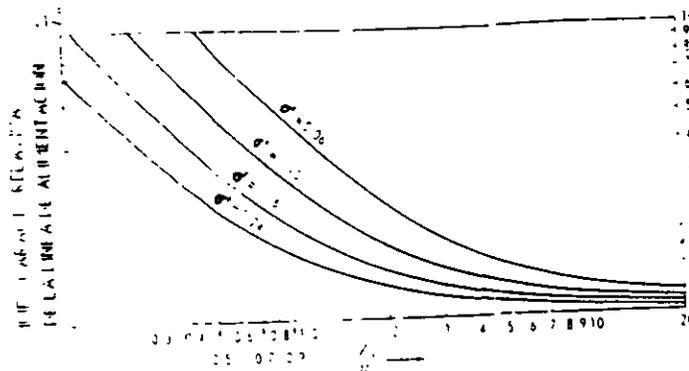


Figura II.4.45

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:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\tau^{1/2}}$$

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:

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

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:

$$\frac{d}{D} = \cosh \frac{Z_0}{120} = \cosh \frac{600}{120} = 74.2$$

Como la relación 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:

$$d = 74.1 \times 1 = 74.1 \text{ mm} = 7.42 \text{ cm}$$

Con este cálculo se termina el diseño; como se supondrá el diseño puede no ser el 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 RADIACIÓN AXIAL

ANÁLISIS HISTÓRICO SOBRE ANTENAS HELICOIDALES

Cuenta John Kraus en su libro de antenas⁰, 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 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, pregunto al conferencista, si la hélice podía servir como antena a lo cual contestó que no. Sin embargo Kraus pensó que, si las dimensiones de las antenas 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.

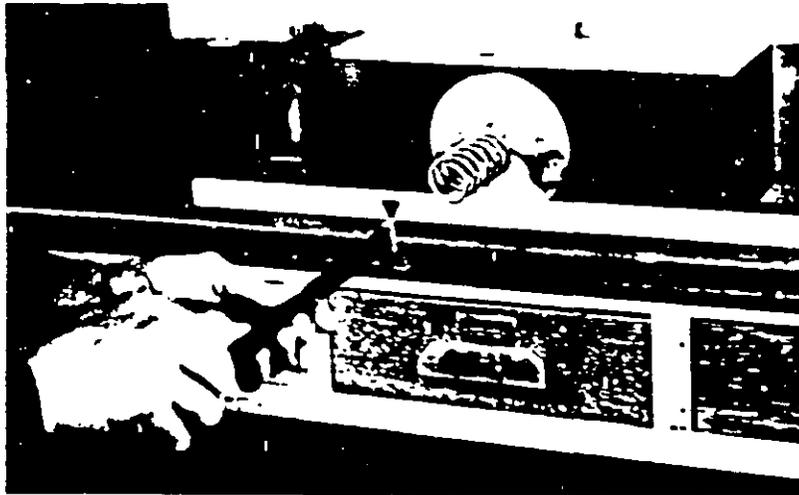


Figura 1.1 PRIMEROS EXPERIMENTOS CON ANTENAS HELICOIDALES

Posteriormente construyó más hélices con diámetros diferentes con poco cambio 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 cual sugiere que la antena se comporta como una línea de transmisión terminada (acoplada) a pesar de que su extremo terminal esta completamente abierto. La respuesta a varias de las preguntas se obtuvieron cuando Kraus 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 que se hace girar la antena con su plano de tierra mientras que se sostiene una pequeña espira debajo de la antena, capaz de

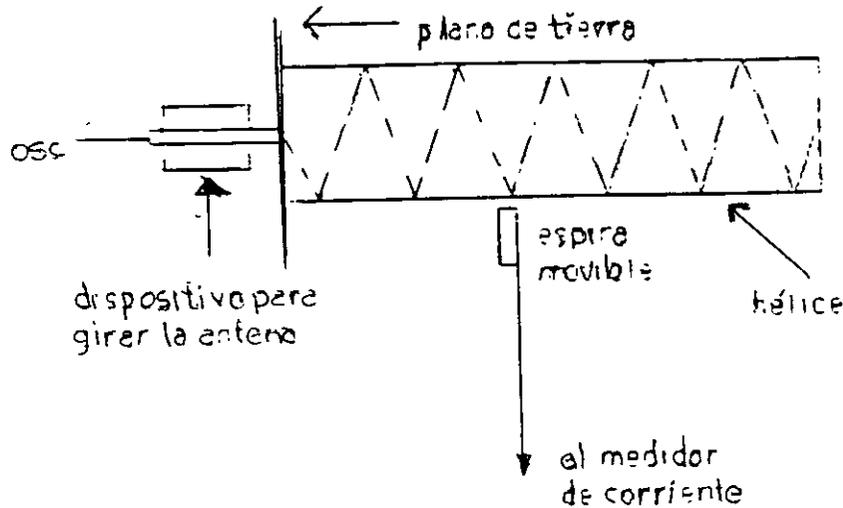


Figura 1.2 DISPOSITIVO PARA MEDIR LA CORRIENTE EN LA HÉLICE

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 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 extensas 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 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 las 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.

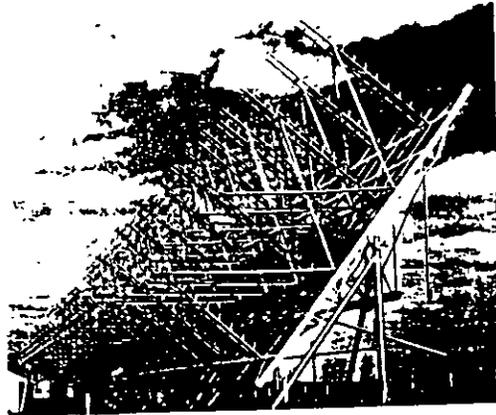


Figura 1.3 RADIOTELESCOPIO CON 96 HÉLICES DE 11 VUELTAS

A partir de su descubrimiento/invencción como Kraus le llama, la hélice ha tenido muy amplia aplicación. El propio Kraus la utilizó en un radiotelescopio (figura 1.3), construido como un arreglo de 96 hélices de 11 vueltas en 1951, que opera en frecuencias de 200 a 300 MHz, el arreglo de 50 m de longitud y ganancia de 35 dB produjo algunos de los mapas radioastrónomicos 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, polarización circular, alta ganancia y simplicidad las hacen especialmente atractivas para aplicaciones espaciales¹⁷.

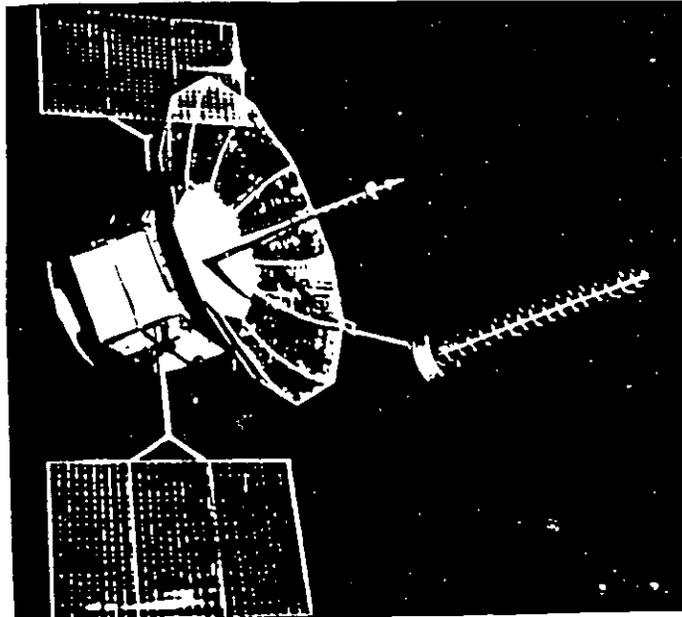


Figura 1.4 SATÉLITE DE COMUNICACIONES QUE UTILIZA HÉLICES

ANÁLISIS TEÓRICO DE ANTENAS HELICOIDALES

GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y MODOS DE OPERACIÓN

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 al plano de tierra, como muestra en la figura 2.1

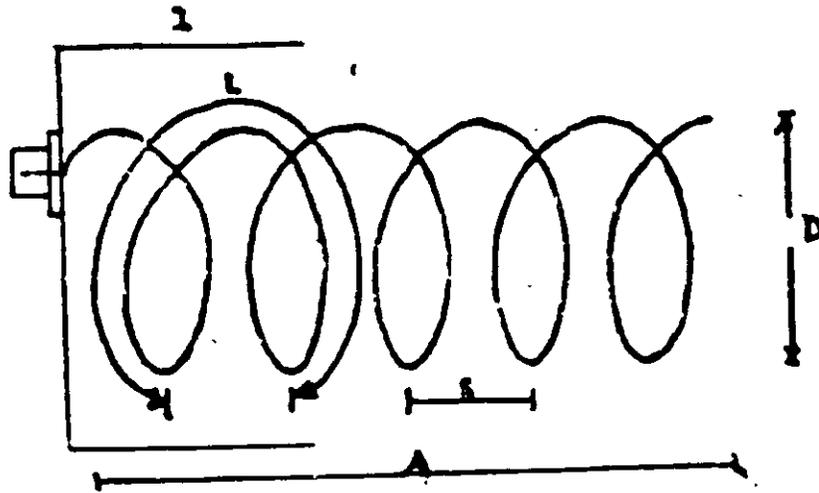


Figura 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELICOIDAL

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,

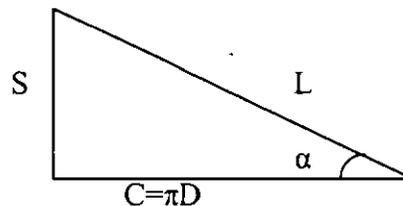


FIGURA 2.2 RELACIÓN ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

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

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

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

Las dimensiones de la hélice pueden representarse por una carta-circunferencia-espaciamento diseñada por Kraus¹⁸, como muestra la figura 2.3. En esta carta las dimensiones de la hélice, pueden expresarse en coordenadas rectangulares por el espaciamento 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 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 2.4.a; en general produce polarización lineal, en la misma forma que un conductor recto al igual que éstos posee poca eficiencia y ancho de banda limitado.

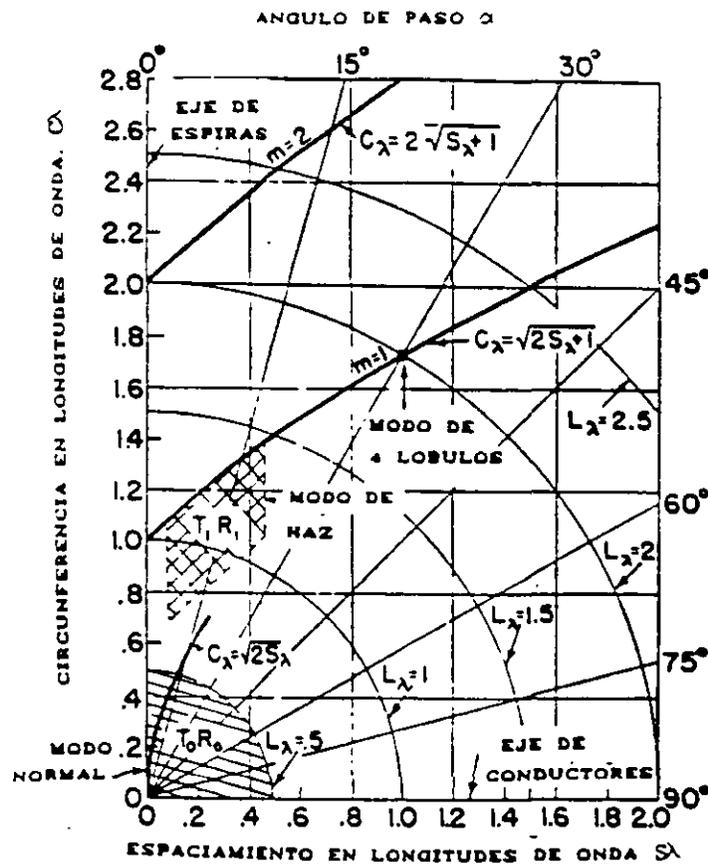


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

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 2.4.b. La radiación en el lóbulo es aproximadamente

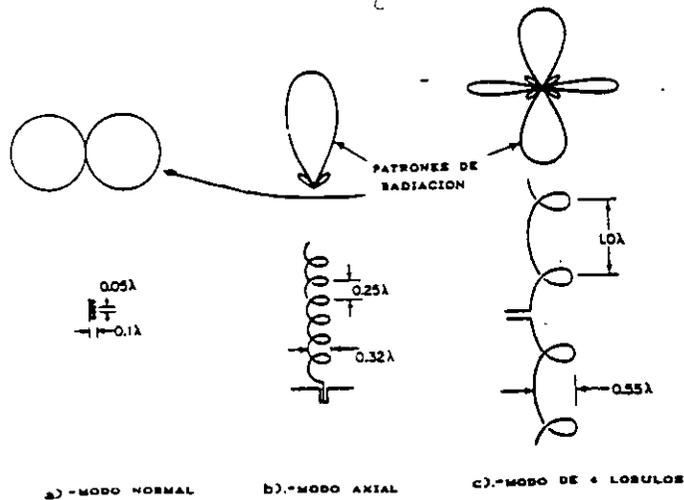


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACION DE ANTENAS HELICOIDALES

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 2.4.c.

El modo de radiación, es decir la forma de patrón de la antenna, está determinado por el modo de transmisión el cual describe la manera 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 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 está 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 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 se muestra la figura 2.6.

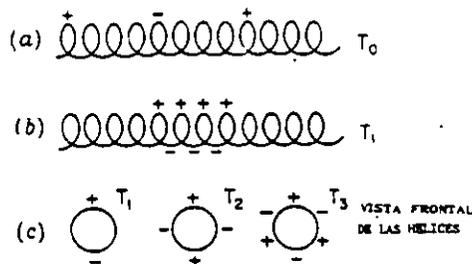


FIGURA 2.5 DISTRIBUCIÓN DE CARGA EN LA HÉLICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACION

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 2.5.b. 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 (R_1). En la figura 2.3 se muestra la región asociada con T_1 , designada por T_1R_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 2.5.c. 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.

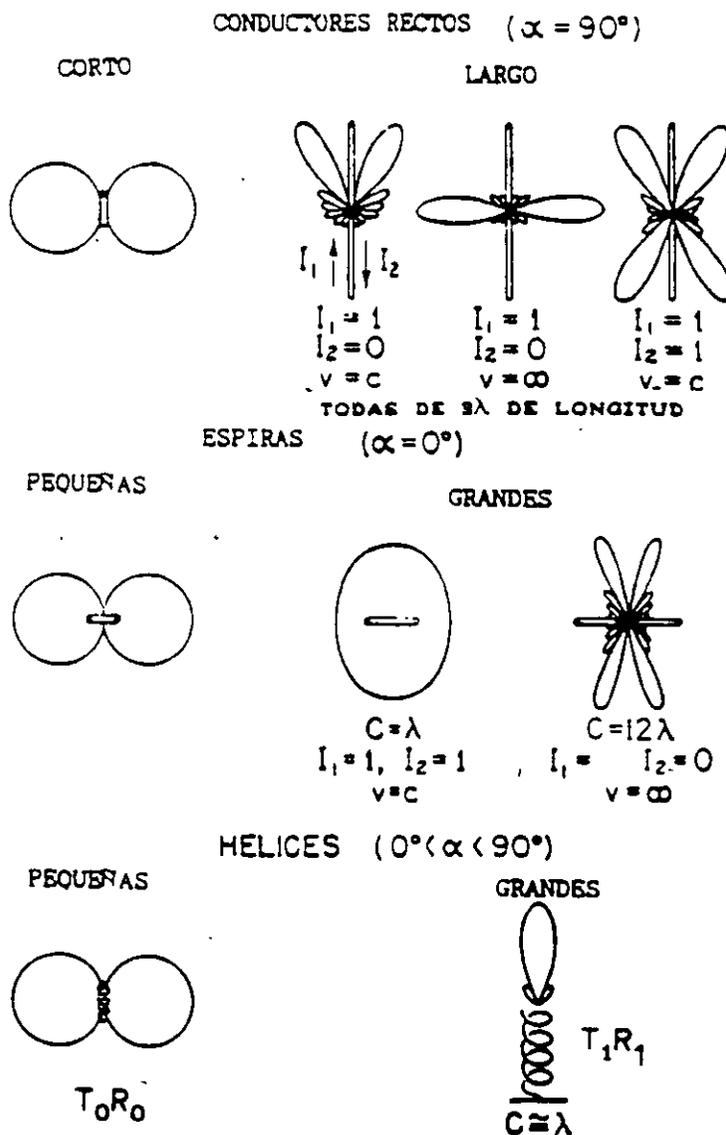


FIGURA 2.6 COMPARACIÓN ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE Y VELOCIDAD DE FASE

A diferencia de la antena dipolar recta el problema de determinar la distribución de corriente sobre la hélice es extremadamente complicado y no ha sido resuelta completamente. Dos 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 y Nakano en el que la geometría del sistema (Figura 2.7) determina las constantes de integración, 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:

$$\int J(z')G(z, z')dz' = B \cos \beta z - (jV / 2Z_0) \text{sen} \beta |z| \quad 2.4$$

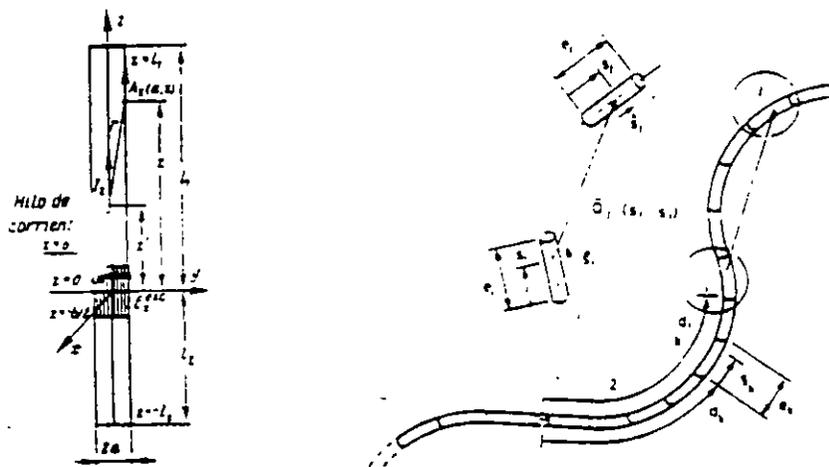


FIGURA 2.7 ESQUEMAS PARA LA DETERMINACIÓN DE LA ECUACIÓN INTEGRAL DE HALLEN

Donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green 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 4.7.b. llegando a:

$$\int J(s')\Pi(s, s')ds' = C \cos \beta s - (jI / Z_0) \int E_r^i(r) \text{sen} \beta (s - r) dr \quad 2.5$$

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', 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 lo 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 segundo por el propio Kraus²⁵. Desde el primer desarrollo de la antena helicoidal de radiación 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 el 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 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 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 la 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 desprejarse en el cálculo de patrones de radiación. Además si la hélice es larga, la onda de ida T_0 puede desprejarse 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 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 por lo que existe solo 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 figura 2.8 y 2.9 se muestran las gráficas y las expresiones de corriente correspondiente.

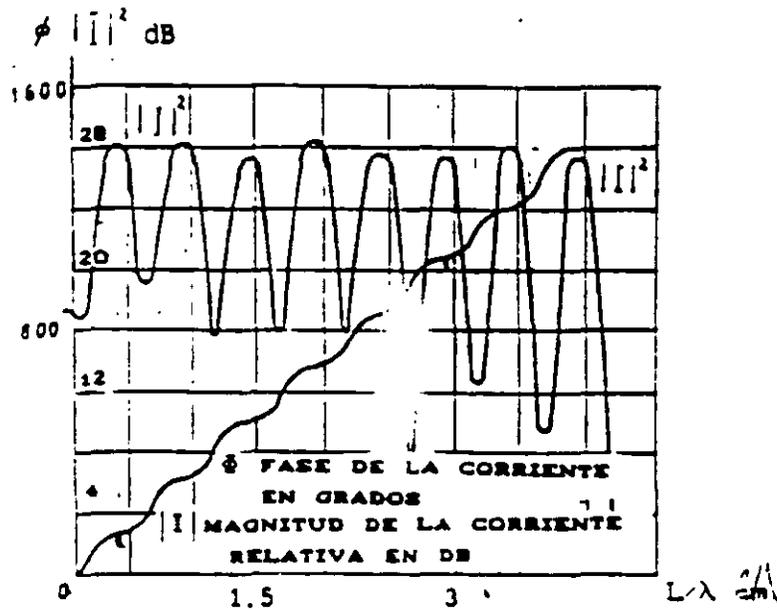


FIGURA 2.8 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO T_0

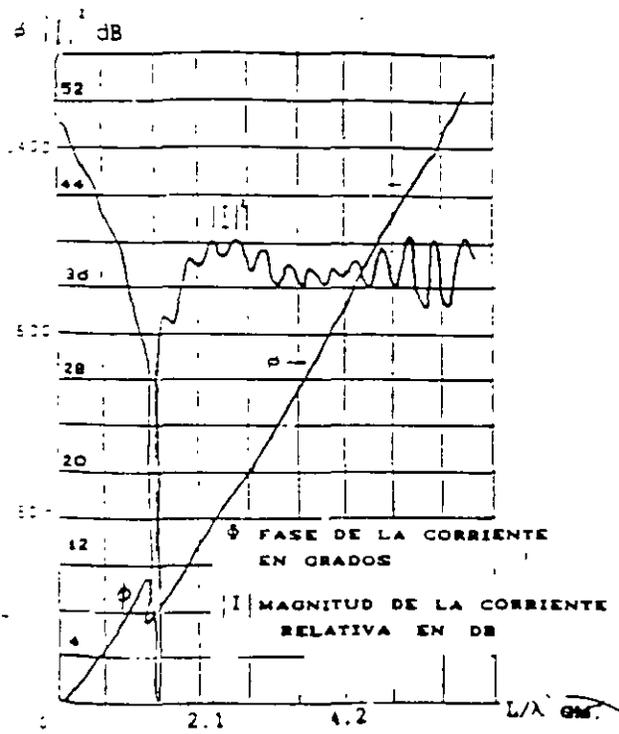


FIGURA 2.9 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO T_1

ANÁLISIS 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 n fuentes puntuales, como muestra la figura 2.10 ;, donde n representa el número de vueltas de la antena²⁸.

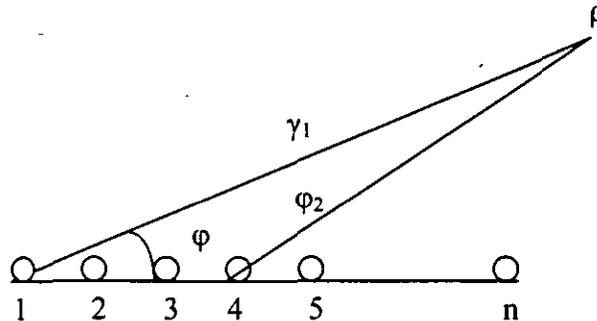


FIGURA 2.10 CAMPO RADIADO POR n FUENTES PUNTUALES

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

$$F.A. = (\text{senn}U/2) / (\text{sen } U/2) \quad 2.7$$

Donde:

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

Siendo $\rho = v/c$ la velocidad de fase relativa de la onda que 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 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 espaciamiento requerido para que la hélice radie en 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 gráfica 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 $\rho > 1$, ya que cuando $m = 0$ y $\rho = 1$, $L = S$, lo que representa un conductor recto conectado 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 experimentalmente, Kraus ha concluido que la antena puede tratarse como un arreglo de directividad incrementada²⁹ en el factor de arreglo esta dado por :

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

Donde:

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

Al igualar 2.8 en $\phi = 0$ y 2.14 y resolviendo para ρ se tiene:

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

para $m=1$, 2.15 es:

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + ((2n + 1)/2n)) \quad 2.16$$

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + ((2n + 1)/2n)) \quad 2.16$$

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

$$\rho = (\text{sen } \alpha + ((2n+1)/2n)(\text{cos } \alpha)/C_\lambda)^{-1} \quad 2.17$$

usando ρ obtenida de 2.16 o 2.17 para calcular el factor de arreglo, Kraus obtuvo resultados teóricos similares a los resultados experimentales, igualmente los valores de ρ 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 ρ , tales resultados se presentan en figura 2.110

La curva sólida muestra las mediciones de ρ 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 modo T_0 .

Se observa de la figura 2.11 que en el intervalo de circunferencia en el que la hélice de 13 vueltas radía 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 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 valores

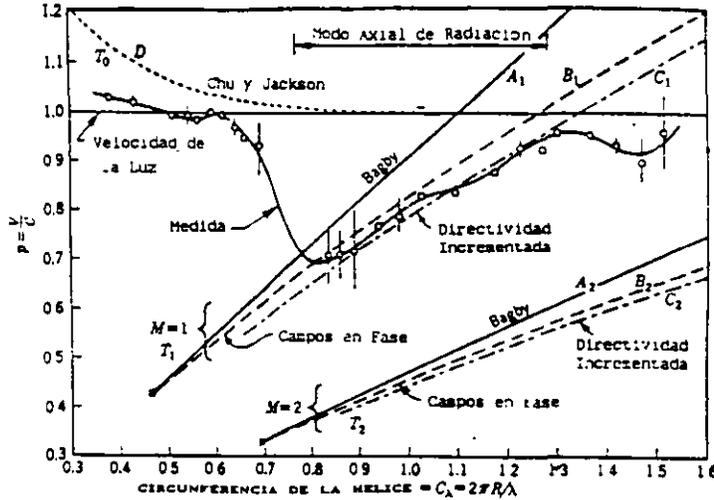


FIGURA 2.11 RESULTADOS TEÓRICO-EXPERIMENTALES SOBRE EL FACTOR DE VELOCIDAD ρ

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.

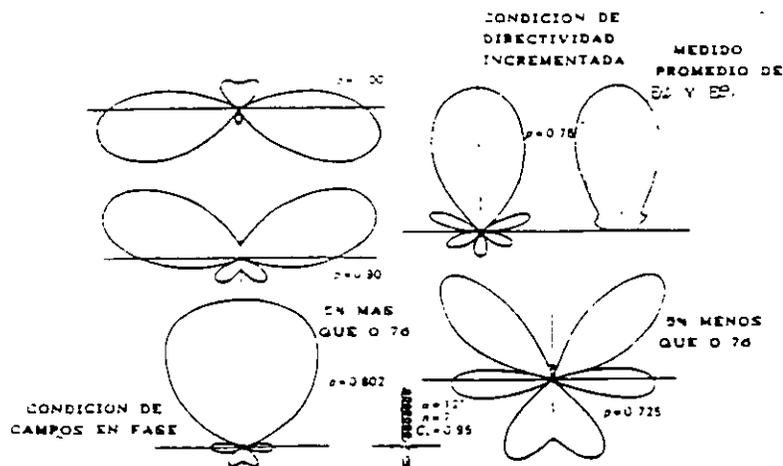


FIGURA 2.12 PATRONES DE RADIACIÓN POR EL MÉTODO DE KRAUS

Cuando C_λ es aproximadamente $\frac{3}{4}$, 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 $\frac{4}{3}$ 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 c , por lo que es posible determinar ρ 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 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 ρ (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 $\rho = 0.76$ 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 ρ , ya que cambios de apenas 5%, arriba y debajo de 0.76, provocan patrones de radiación con cambios muy marcados³⁰.

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 de 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 ρ .

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:

$$E = \{\text{sen}(90^\circ/n)\} [\text{sen}(un/2)/\text{sen}(U/2)] \cos\phi \quad 2.18$$

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:

$$E = \left(\frac{\omega\mu_0}{4\pi R}\right) \int r \times (r \times s) I_\gamma e^{-j\omega r/c} d\gamma \quad 2.20$$

La figura 2.13 muestra los términos de la expresión 2.20

La corriente se supone de la forma:

$$I = I_0 e^{-i\beta\phi} \quad 2.21$$

que es congruente con la propuesta de Kraus 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:

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

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

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 quedan entonces:

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

y

$$E_\theta = E_0 \left\{ 2 \tan\alpha \text{sen}\theta J_0(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+n)\phi_0}{\nu+n} + \frac{\text{sen}(\nu-n)\phi_0}{\nu-n} \right] + \cos\theta \left[-j J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu+1} - \frac{\text{sen}(\nu-1)\phi_0}{\nu-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} 1^{n-1} J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(\nu+n+1)\phi_0}{\nu+n} - \frac{\text{sen}(\nu+n-1)\phi_0}{\nu+n-1} + \frac{\text{sen}(\nu-n+1)\phi_0}{\nu-n+1} + \frac{\text{sen}(\nu-n-1)\phi_0}{\nu-n-1} \right] \right] \right\} \quad 2.26$$

donde:

$$E_0 = -j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{\frac{-j\omega R/c}{c4\pi}} \quad 2.27$$

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

$$\nu = (\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta - \beta$$

como Kornhauser mismo reconoce. las expresiones 2.25 y 2.26 aparecen bastante complicadas para efectos de cálculo debido a las sumatorias de funciones de Bessel, sin embargo haciendo un análisis cuantitativo ha encontrado que sólo 2 términos de la expansión son significativos, tomando el valor de a obtenido experimentalmente por Kraus.

Las gráficas de los patrones de radiación generados por las ecuaciones 2.25 y 2.26, considerando aproximaciones que se indican se presentan en la figura 2.14, para comparación se muestran igualmente, los campos propuestos con la aproximación de Kraus, para antenas de 7 vueltas, 12° y $\rho=0.83$

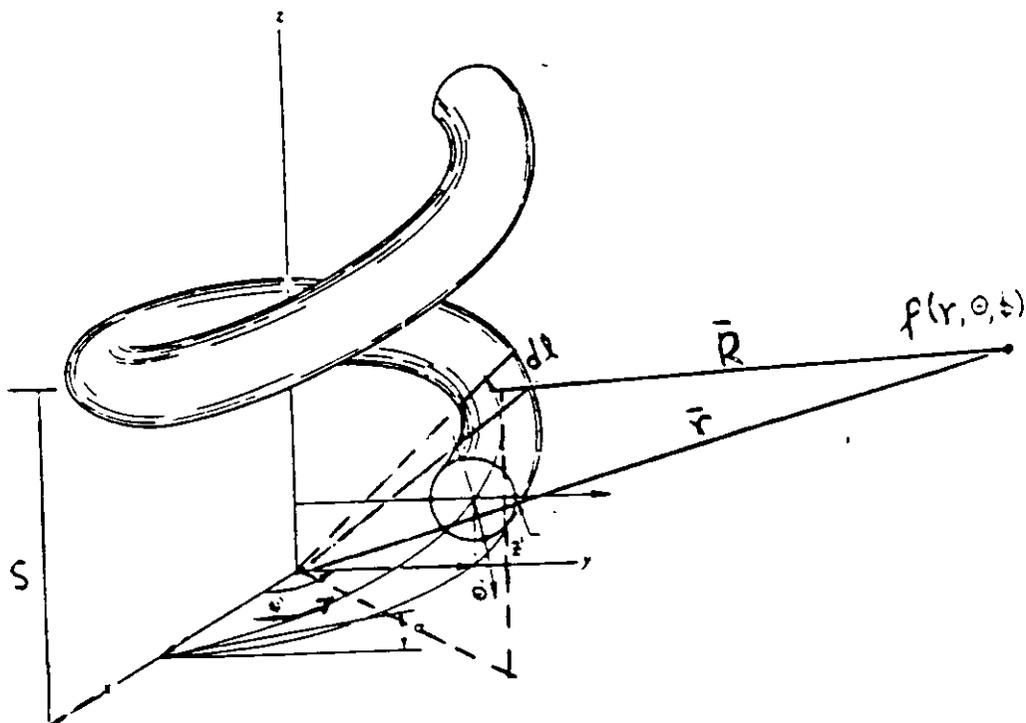
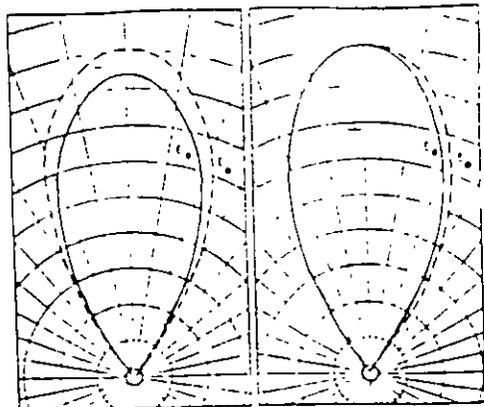


FIGURA 2.13 GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y EL PUNTO DE CAMPO LEJANO



FORMULA FIGUOSA APROXIMACION DE KPAUS

FIGURA 2.14 COMPARACIÓN DE PATRONES DE KRAUS Y KORNHAUSER

Procedimiento de Kai Fong Lee

Un procedimiento similar al de Kornhauser 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 de 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 de autor

La solución que se propone a continuación ha sido desarrollada por el autor y sus colaboradores, al igual que Kornhauser 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 antenas³⁴. 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:

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

y el campo eléctrico lejano se puede determinar como:

$$E = Z_0 H \quad 2.29$$

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 Kornhauser y Lee y lo que da la simplicidad, pues no es necesario evaluar sumatorias infinitas de funciones de 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:

$$s = \phi \quad 2.30$$

$$r_\alpha = \frac{1}{2\pi} (C_\lambda \cos \phi, C_\lambda \sin \phi, S_\lambda), \quad 2.13$$

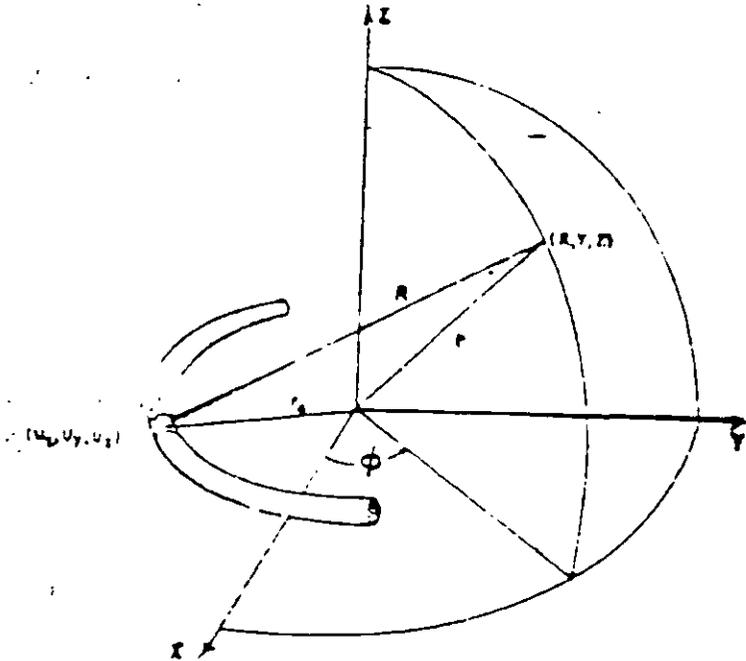


FIGURA 2.15 GEOMETRIA DE LA HELICE

$$dr_\alpha = \frac{1}{2\pi} (-C_\lambda \sin \phi, C_\lambda \cos \phi, S_\lambda) d\phi \quad 2.32$$

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

La distribución de corriente es la propuesta por Kraus²⁸

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

siendo ρ el factor de velocidad de fase en la hélice:

$$\rho = \left\{ \sin \alpha + \left[\frac{2n+1}{2n} \left[\frac{\cos \alpha}{C_\lambda} \right] \right] \right\}^{-1} \quad 2.35$$

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

$$H_\theta = \frac{jI_0 C_\lambda}{4\pi r} e^{-j2\pi \rho \phi} \int_{\phi'}^{\phi'_f} e^{jF_1} \cos(\phi' - \phi) d\phi' \quad 2.36$$

$$H_\phi = \frac{jI_0}{4\pi r} e^{-j2\pi \rho \phi} \int_{\phi'}^{\phi'_f} e^{jF_1} [C_\lambda \cos \theta \sin(\phi' - \phi) + S_\lambda \sin \theta] d\phi' \quad 2.37$$

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 King 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 I.

El trabajo experimental más completo sobre este tema lo desarrolló Kraus en su trabajo inicial sobre 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 con 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. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS
TEORÍCA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 10 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS
TEORÍCA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 18 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS
TEORÍCA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 35 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS
TEORÍCA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 5 VUELTAS, P. TEO. RAYA CONTINUA, P EXP. PUNTEADA

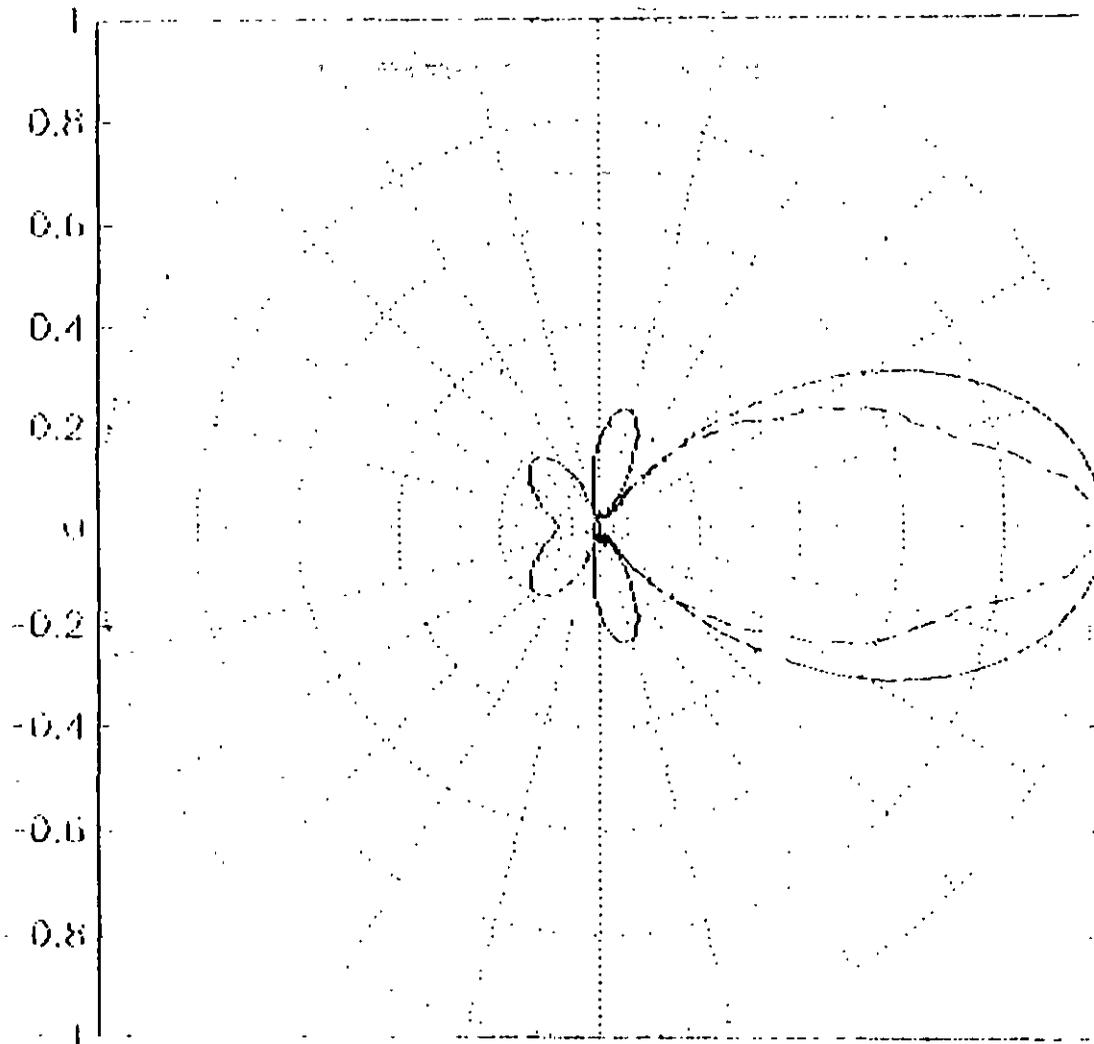


FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

ANTENA DE 18 VUELTAS, P. TEO. RAYA CONTINUA, P. EXP. PUNTEADA

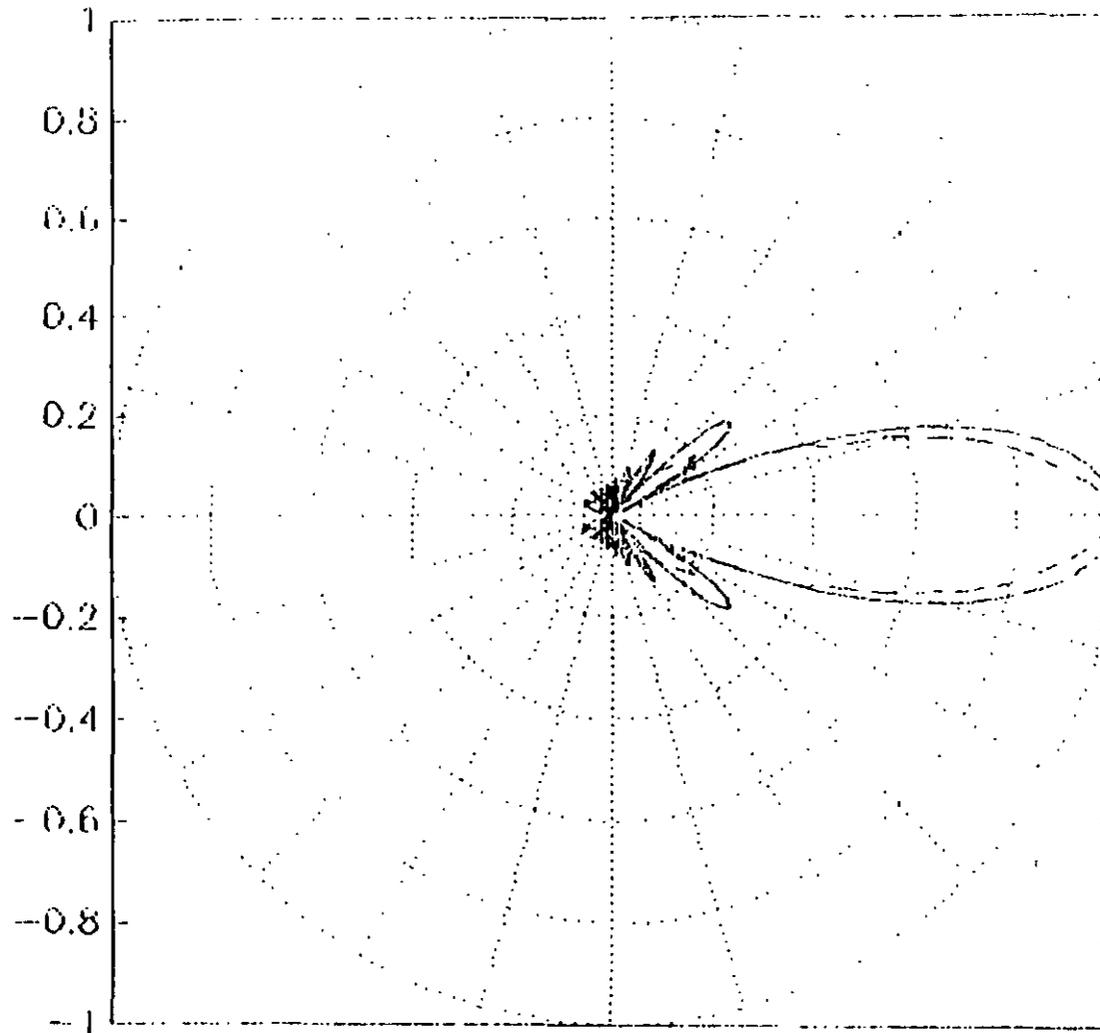


FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS

TEORICA ——— ESPERIMENTAL - - -

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

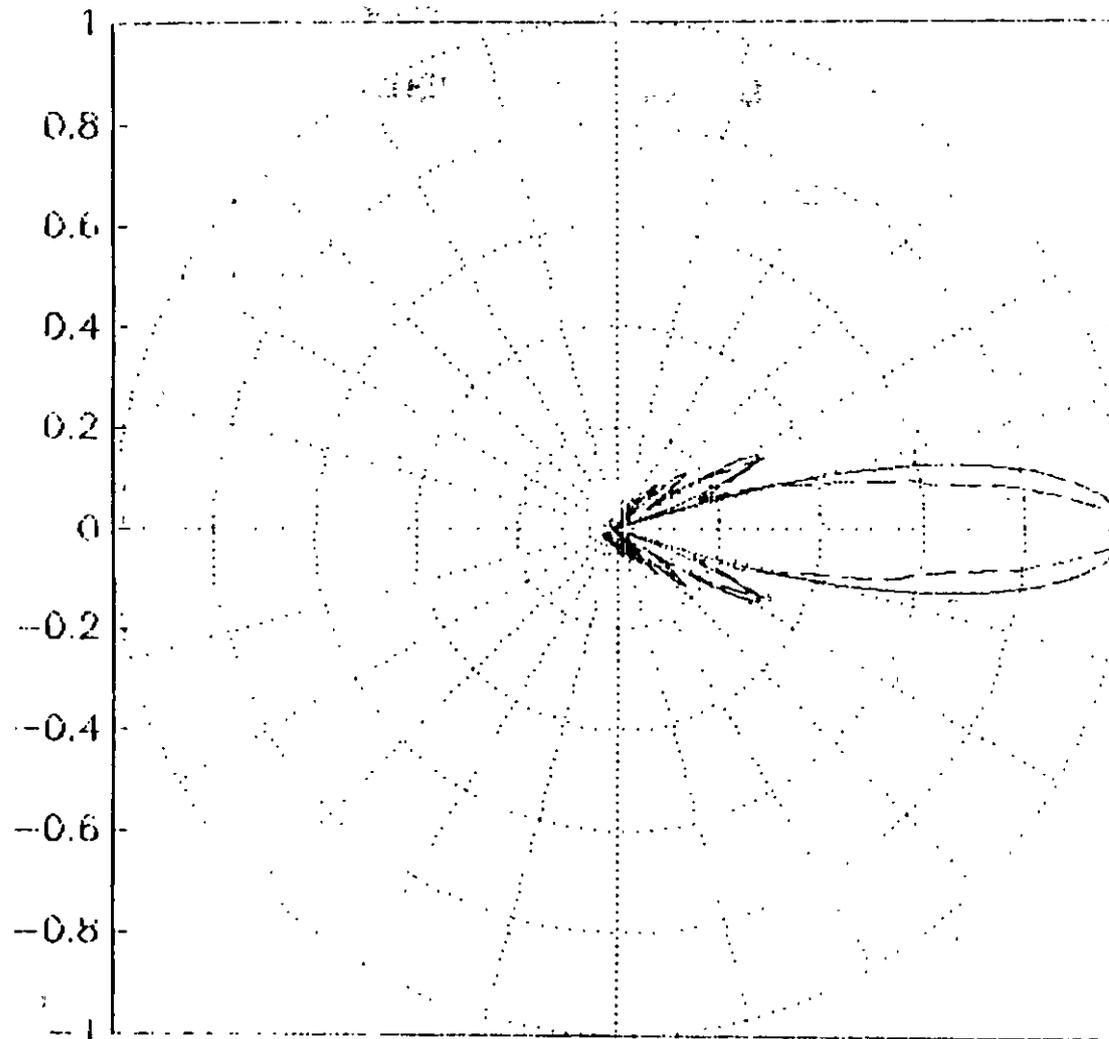


FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

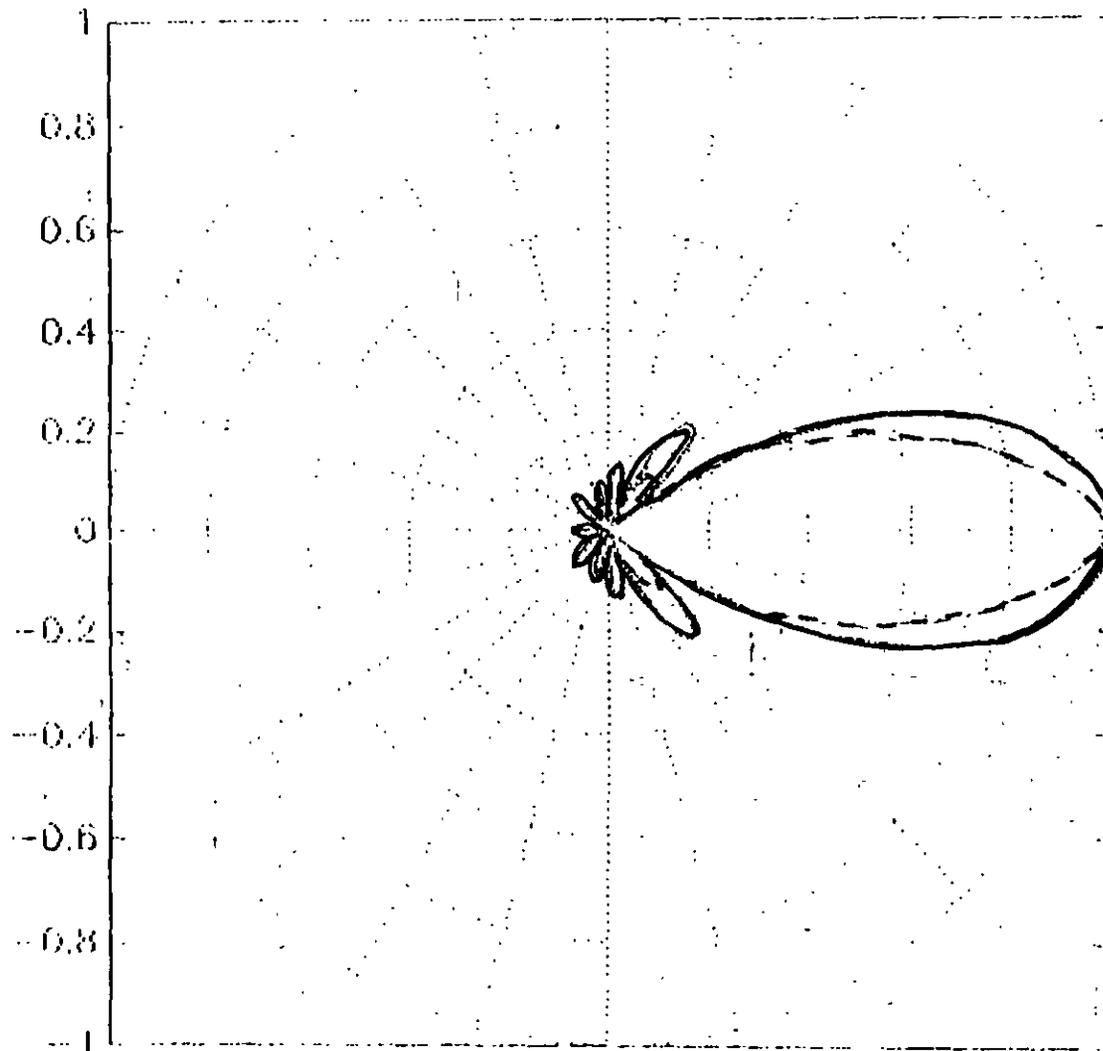


FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS

TEÓRICA ——— 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 $12^\circ < \alpha < 15^\circ$, $\frac{3}{4} < C_\lambda < \frac{4}{3}$ y $n > 3$.

Si la alimentación es periférica, es decir, sobre la superficie imaginaria del cilindro de la antena, Baker³⁵ ha propuesto que:

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

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

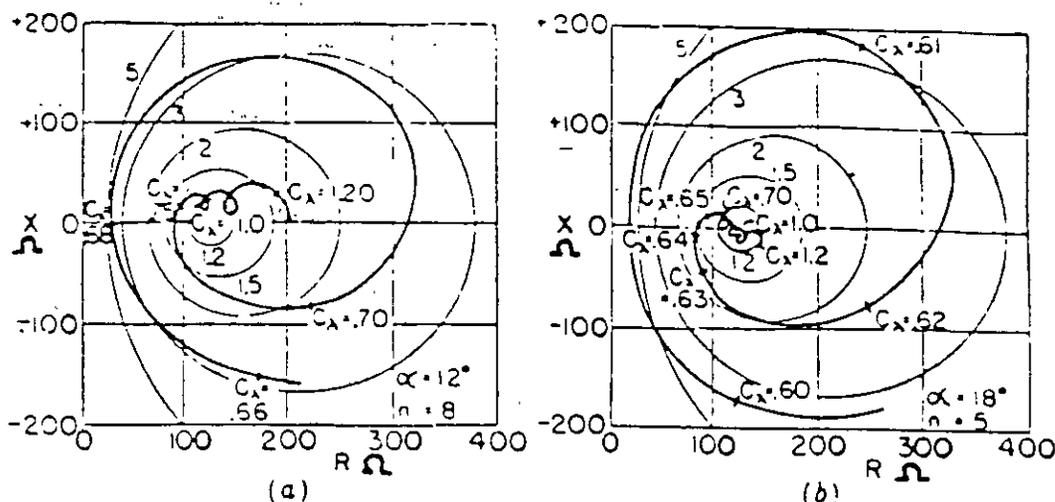


FIGURA 2.17 IMPEDANCIA DE ANTENAS HELICOIDALES