


DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
**CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS TEORIA,
APLICACIONES Y MEDIDAS**
Del 18 al 19 de febrero de 1994.

FECHA	HORA	TEMA	PROFESOR
Viernes 18 de febrero	16:00 a 16:30 hrs.	I.- INTRODUCCION Fundamentos de radiación.	M. en.C. Amanda Gomez Glz.
	16:30 a 17:30 hrs.	II.- FUNDAMENTOS DE ANTENAS Patrones de radiación Regiones de radiación (campo cercano- y lejano) Directividad y ganancia - y otros.	M. en C. Amanda Gomez Glz.
	17:30 a 18:30 hrs.	III.- DIPOLO Dipolo corto Dipolo ultra corto y otros.	Ing. Aduardo Alvarez Guzmán
	18:30 a 19:30 hrs.	IV.- ANTENAS LINEALES Características del diseño Fuentes lineales óptimas Antenas de alambre y otros.	Ing. Eduardo Alvarez Gumán
	19:30 a 21:00 hrs.	V.- ANTENAS DE BANDA ANCHA Principios del diseño de antenas de banda ancha Antenas de espiral Antenas logoperipódicas y otros.	Ing. Ma. del Rosario Barragán M. en C. Jorge Sosa Pedroza
Sábado 19 de febrero	9:00 a 12:00 hrs.	VI.- ANTENAS DE ABERTURA Teoría de las aberturas Antenas de corneta Reflectores parabólicos y otros	Ing. Víctor Pinilla Morán


CURSOS ABIERTOS
CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS TEORIA,
APLICACIONES Y MEDIDAS
 Del 18 al 19 de febrero de 1994.

FECHA	HORA	TEMA	PROFESOR
Sábado 19 de febrero	12:00 a 1:00 hrs.	VII.- ANTENAS DE RANURA Teoría de las antenas de ranura Diseño de antenas de microcinta Agrupaciones de microtiras Antenas de microcintas	Ing. Gerardo Negra Romero
	1:00 a 2:00 hrs.	VIII.- METROLOGIA DE ANTENAS Cámara anecóica Cámara de rango compacto Rangos de antenas Medida de patrones Medidas de ganancia Medida de ancho de haz de potencia media cálculo de eficiencia	Ing. Jorge Ceja Cayetano

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: CURSO ESPECIAL DE ANTENAS
TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS.

FECHA: 18 Y 19 DE FEBRERO, 1994.

	DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION)	PUNTUALIDAD	
CONFERENCISTA					
M. EN C. AMANDA GOMEZ GLZ.					
ING. EDUARDO ALVAREZ GUZMAN					
ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGAN					
M. EN C. JORGE SOSA PEDRAZA					
ING. VICTOR PINILLA MORAN					
ING. GERARDO NEYRA ROMERO					
ING. JORGE CEJA CAYETANO					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10					

EVALUACION DE LA ENSEÑANZA

SU EVALUACION SINCERA NOS AYUDARA A MEJORAR LOS PROGRAMAS POSTERIORES QUE DISEÑAREMOS PARA USTED.

CURSO ESPECIAL DE ANTENAS TEORIA, APLICACIONES Y MEDIDAS.

18 Y 19 DE FEBRERO, 1994.

T E M A	ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL TEMA	GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL TEMA	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO EN EL TEMA	UTILIDAD PRACTICA DEL TEMA	
INTRODUCCION					
FUNDAMENTOS DE ANTENAS					
DIPOLO					
ANTENAS LINEALES					
ANTENAS DE BANDA ANCHA					
ANTENAS DE ABERTURA					
ANTENAS DE RANURA					
METROLOGIA DE ANTENAS					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10					

EVALUACION DEL CURSO

C O N C E P T O		
1.	APLICACION INMEDIATA DE LOS CONCEPTOS EXPUESTOS	
2.	CLARIDAD CON QUE SE EXPUSIERON LOS TEMAS	
3.	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO EN EL CURSO	
4.	CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
5.	CONTINUIDAD EN LOS TEMAS DEL CURSO	
6.	CALIDAD DE LAS NOTAS DEL CURSO	
7.	GRADO DE MOTIVACION LOGRADO EN EL CURSO	
EVALUACION TOTAL		

ESCALA DE EVALUACION: 1 A 10

1.- ¿Qué le pareció el ambiente en la División de Educación Continua?

MUY AGRADABLE

AGRADABLE

DESAGRADABLE

2.- Medio de comunicación por el que se enteró del curso:

PERIODICO EXCELSIOR
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

PERIODICO NOVEDADES
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

FOLLETO DEL CURSO

CARTEL MENSUAL

RADIO UNIVERSIDAD

COMUNICACION CARTA,
TELEFONO, VERBAL,
ETC.

REVISTAS TECNICAS

FOLLETO ANUAL

CARTELERA UNAM "LOS
UNIVERSITARIOS HOY"

GACETA
UNAM

3.- Medio de transporte utilizado para venir al Palacio de Minería:

AUTOMOVIL
PARTICULAR

METRO

OTRO MEDIO

4.- ¿Qué cambios haría en el programa para tratar de perfeccionar el curso?

5.- ¿Recomendaría el curso a otras personas? SI NO

5.a. ¿Qué periódico lee con mayor frecuencia?

6.- ¿Qué cursos le gustaría que ofreciera la División de Educación Continua?

7.- La coordinación académica fué:

EXCELENTE

BUENA

REGULAR

MALA

8.- Si está interesado en tomar algún curso INTENSIVO ¿Cuál es el horario más conveniente para usted?

LUNES A VIERNES
DE 9 a 13 H. Y
DE 14 A 18 H.
(CON COMIDAD)

LUNES A
VIERNES DE
17 a 21 H.

LUNES A MIERCOLES
Y VIERNES DE
18 A 21H.

MARTES Y JUEVES
DE 18 A 21 H.

VIERNES DE 17 A 21 H.
SABADOS DE 9 A 14 H.

VIERNES DE 17 A 21 H.
SABADOS DE 9 A 13 H.
DE 14 A 18 H.

OTRO

9.- ¿Qué servicios adicionales desearía que tuviese la División de Educación Continua, para los asistentes?

10.- Otras sugerencias:



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

CURSOS ABIERTOS.

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

TEMAS I Y II PARAMETROS FUNDAMENTALES.

M. EN C. AMANDA GOMEZ GONZALEZ.

FEBRERO 1994.

M. en C. Amanda Gómez González

PARAMETROS FUNDAMENTALES

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

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

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

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

CONCEPTO DE ANTENA ISOTROPICA

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

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

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

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

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

INTENSIDAD DE RADIACION

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

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

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

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

GANANCIA:

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

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

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

GANANCIA DIRECTIVA:

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

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

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

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

DIRECTIVIDAD:

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

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

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

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

GANANCIA DE POTENCIA

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

$$G = \eta D$$

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

Cuando se desea saber la ganancia en dB

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

RESISTENCIA DE RADIACION:

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

Dado que de acuerdo a la ley de ohms:

$$P = R I^2$$

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

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

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

RESISTENCIA DE PERDIDAS

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

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

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

DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA

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

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

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

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

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

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_s W_{rad} \cdot ds = \iint_s W_{rad} \cdot n \cdot da$$

DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO:

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

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

La potencia promedio

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

POTENCIA PROMEDIO RADIADA

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

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

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 Poynting y es una superficie en donde se absorbe la máxima potencia

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

LONGITUD EFECTIVA:

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

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

POTENCIA DE RECEPCION:

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

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

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

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

g_1, g_2 = ganancia en unidades de potencia

G_1, G_2 = ganancia en decibeles.

PATRONES DE RADIACION:

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

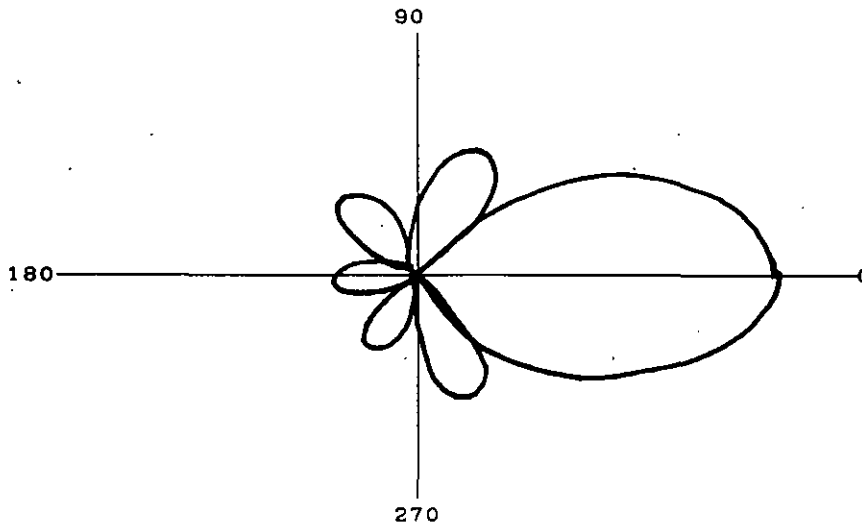
TIPOS DE PATRONES:

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

PATRON OMNIDIRECCIONAL

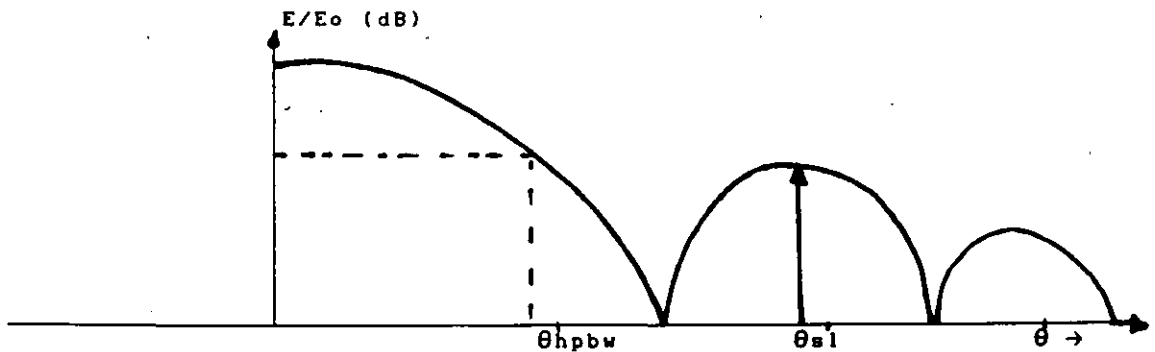
Es el tipo de patrón el cual muestra la propiedad de directividad, dado que tiene direcciones donde se recibe o transmite con mayor eficiencia, por ejemplo Fig la cual tiene su patrón la forma de un toroide cuyo centro es el conductor mismo, y la cual en el plano E (fig) su patrón parece un 8, pero ,en 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.

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



Patrones de radiación cartesianos:

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



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

Ancho de haz de potencia media :

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

POLARIZACION:

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

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

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

$$\vec{\varepsilon}(z;t) = \hat{a}_x \varepsilon_x(z;t) + \hat{a}_y \varepsilon_y(z;t)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_x(z;t) &= \text{R} [E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{R} [E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_y(z;t) &= \text{R} [E_y e^{j(\omega t + kz)}] = \text{R} [E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned}$$

NIVELES DE CONTRAPOLAR:

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

PRODUCTO DE INTERMODULACION MULTIPLE PIM'S

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

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

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

ANCHO DE BANDÁ:

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

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

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

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

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

Z_a es la impedancia de la antena

Z_0 es la impedancia característica del medio.

ρ El coeficiente de reflexión de una onda

$$\rho = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0)$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$R_a = R_r + R_i$$

donde R_r es la resistencia de radiación de la antena

R_i es la resistencia de pérdidas de la antena

X_a reactancia en las terminales de la antena

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

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

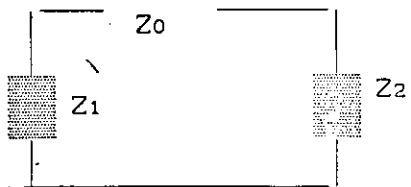
cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto se da cuando

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

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

Acoplamiento de impedancias:

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



$$Z_1 = R_1 + jX_1$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

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

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



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

CURSOS ABIERTOS.

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

TEMA	III	DIPOLO
"	IV	ANTENAS LINEALES.

ING. EDUARDO ALVAREZ GUZMAN

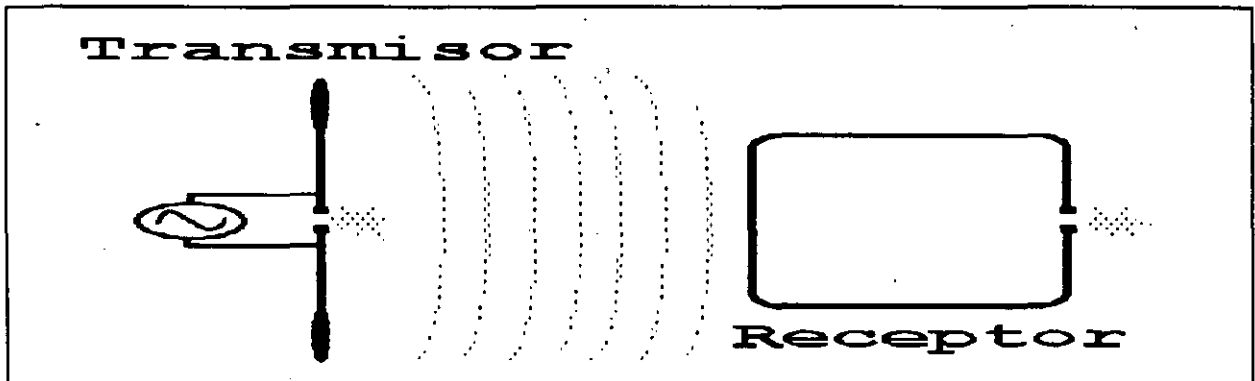
FEBRERO 1994.

III.-- Dipolo

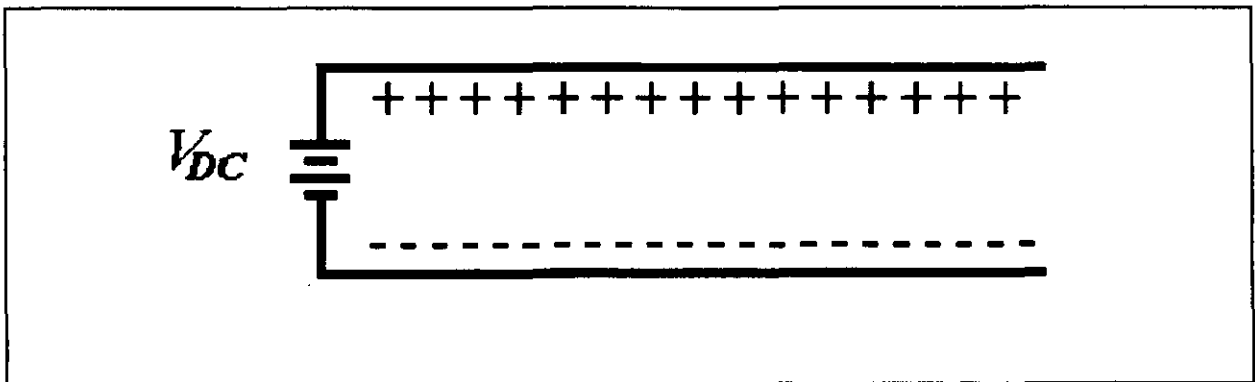
El dipolo es el elemento básico de las antenas.

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

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

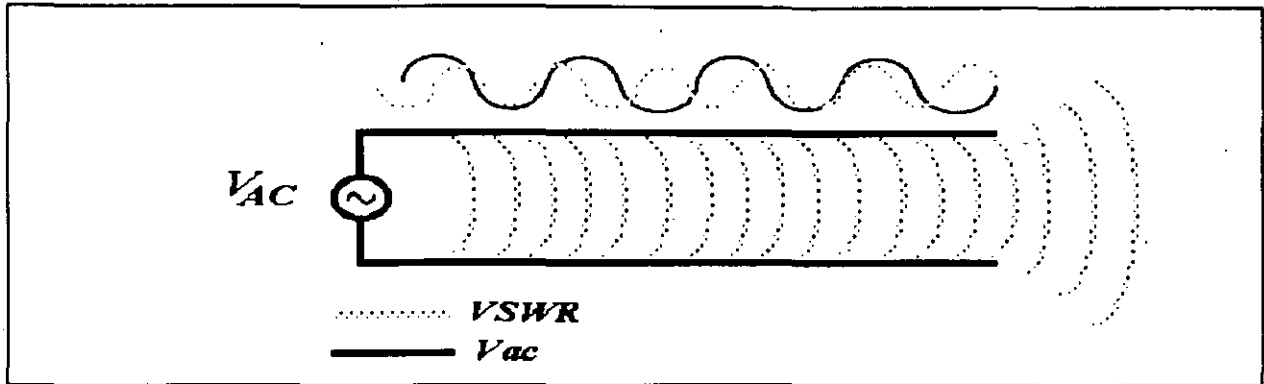


Supongamos que contamos con una línea de transmisión en circuito abierto. Si alimentamos la línea con corriente directa, es decir una señal eléctrica que no tiene variación en el tiempo, una línea de transmisión con una longitud adecuada, funcionará como un elemento capacitor.

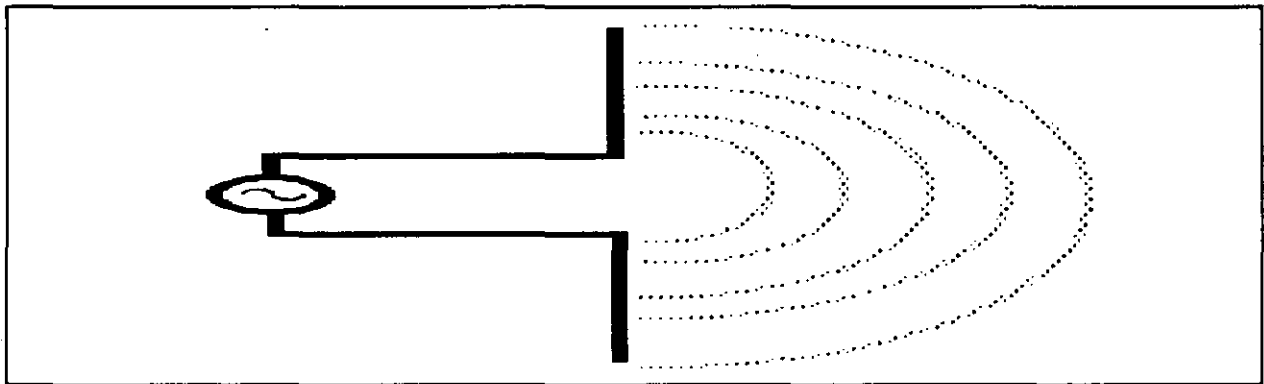


Sin embargo, cuando alimentamos la línea de transmisión con una señal eléctrica que varía con el tiempo, se presenta un

fenómeno curioso, ya que si bien se presentará una relación de onda estacionaria en la línea de transmisión, no se refleja toda la energía que se alimenta a la línea. Una parte de la energía se disipa como onda electromagnética.



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



Dipolo ultracorto

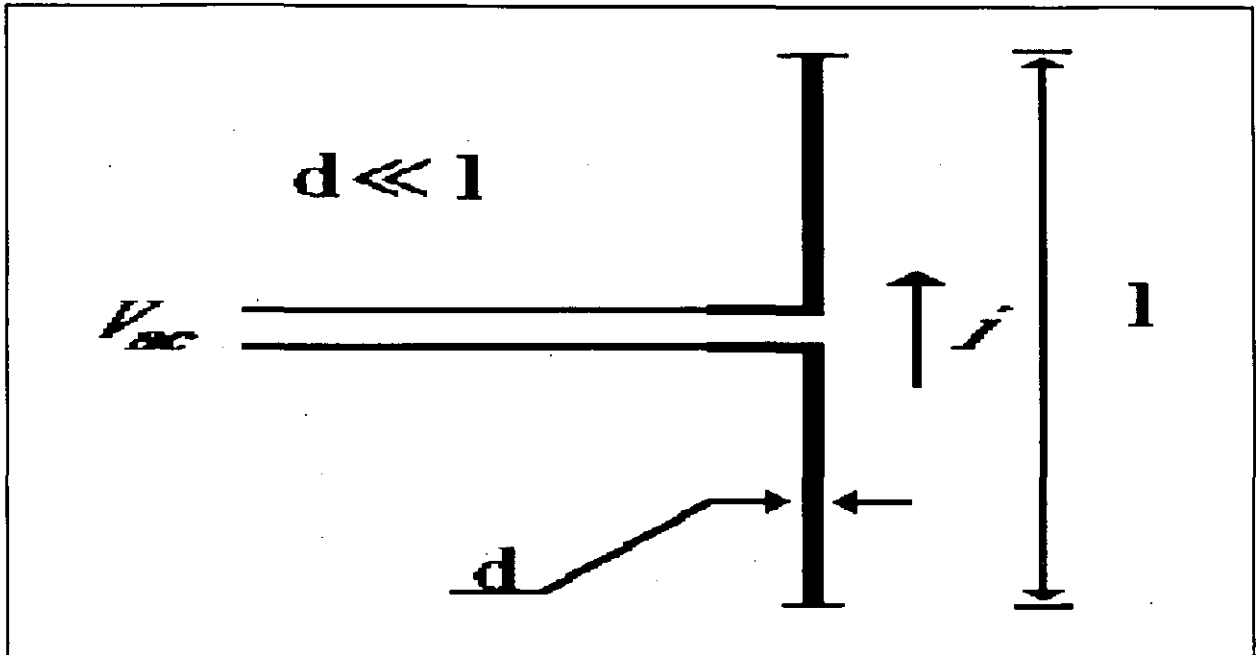
Se entiende por dipolo corto a las antenas de dipolo formadas por un conductor delgado, y con una longitud menor a $\lambda/50$ ó 0.02λ , es decir que las dimensiones físicas de la antena son mucho menores que la longitud de onda que se usa.

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

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

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

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



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

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

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

Ahora bien, cuando manejamos antenas o sistemas radiantes, el tiempo de propagación es un factor sumamente importante, es decir, si contamos con una corriente que circula por un dipolo en un momento dado, el efecto que genera la corriente para un punto

alejado P, no se recibirá en el mismo instante de tiempo. Necesitamos considerar el efecto de retardo causado por la distancia a la que nos encontramos de la antena. Esto lo podemos expresar de la siguiente manera:

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

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

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

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

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

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

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

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

Una forma más simple de expresarlo es evitando dejar las ecuaciones en función del retardo de propagación, lo cual nos conduce a las expresiones:

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

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

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

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

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

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

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

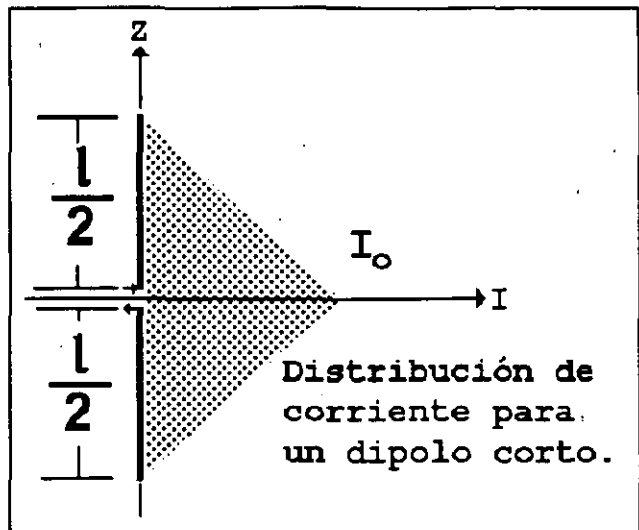
Dipolo corto

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$c = \lambda \times f$$

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

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000 \left[\frac{m}{s} \right]}{828000 [s]}$$
$$\lambda = 362.318 [m]$$

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, el diámetro del conductor no es importante.

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

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

esta distribución de corriente presupone que la antena se alimenta desde el centro, y la corriente se desvanece cerca de los extremos

de la antena $\pm 1/2$, lo cual se ha verificado en la práctica.

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

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

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

En el momento en que analizamos las propiedades de direccionalidad y resistencia de radiación, nos topamos con un serio problema respecto al análisis matemático; ya que los factores senoidales de las ecuaciones de campo eléctrico y de campo magnético, nos llevan a integrales complejas. El resultado es que se llega a ecuaciones las cuales no se pueden considerar "generales" en su solución.

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

$$R_r = 60 [C + \ln(kl) - C_i(kl)]$$

$$+ \left(\frac{1}{2} \sin(kl) \times [S_i(2kl) - S_i(kl)]\right)$$

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

$C = 0.5772$ constante de Euler

$$C_i(x) = - \int_x^{\infty} \frac{\cos v}{v} dv = \int_0^x \frac{\cos v}{v} dv$$

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

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

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:

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

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

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.

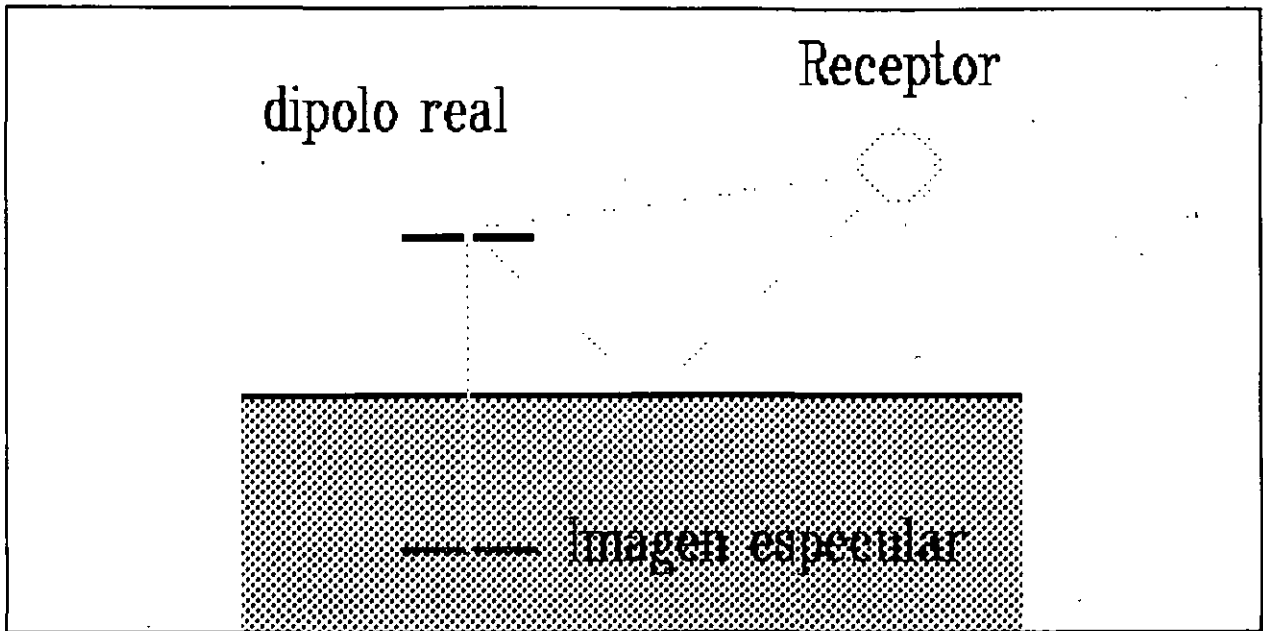
Es importante hacer notar que cuando contamos con un dipolo de longitud menor a λ , la directividad de éste, aumenta de modo importante al acercarse a λ . Pero cuando contamos con longitudes superiores a λ , comienzan a presentarse lóbulos laterales en las antenas, con lo cual disminuye su directividad.

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

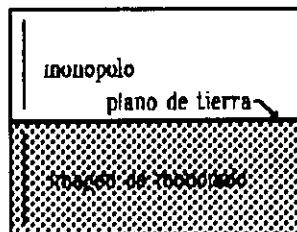
Una vez que conocemos el dipolo, podemos continuar con el monopolo. Puede resultar extraño que se analice primero un caso con dos pares de conductor que un sistema con sólo un conductor. La razón principal se debe a que el monopolo es en realidad un dipolo disfrazado. Cuando tenemos un dipolo cercano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

plano conductor, al cual nos referiremos como plano de tierra¹. El plano de tierra nos simula un "espejo" de nuestro dipolo, y nos causa la impresión de que tenemos dos fuentes emisoras de ondas electromagnéticas.

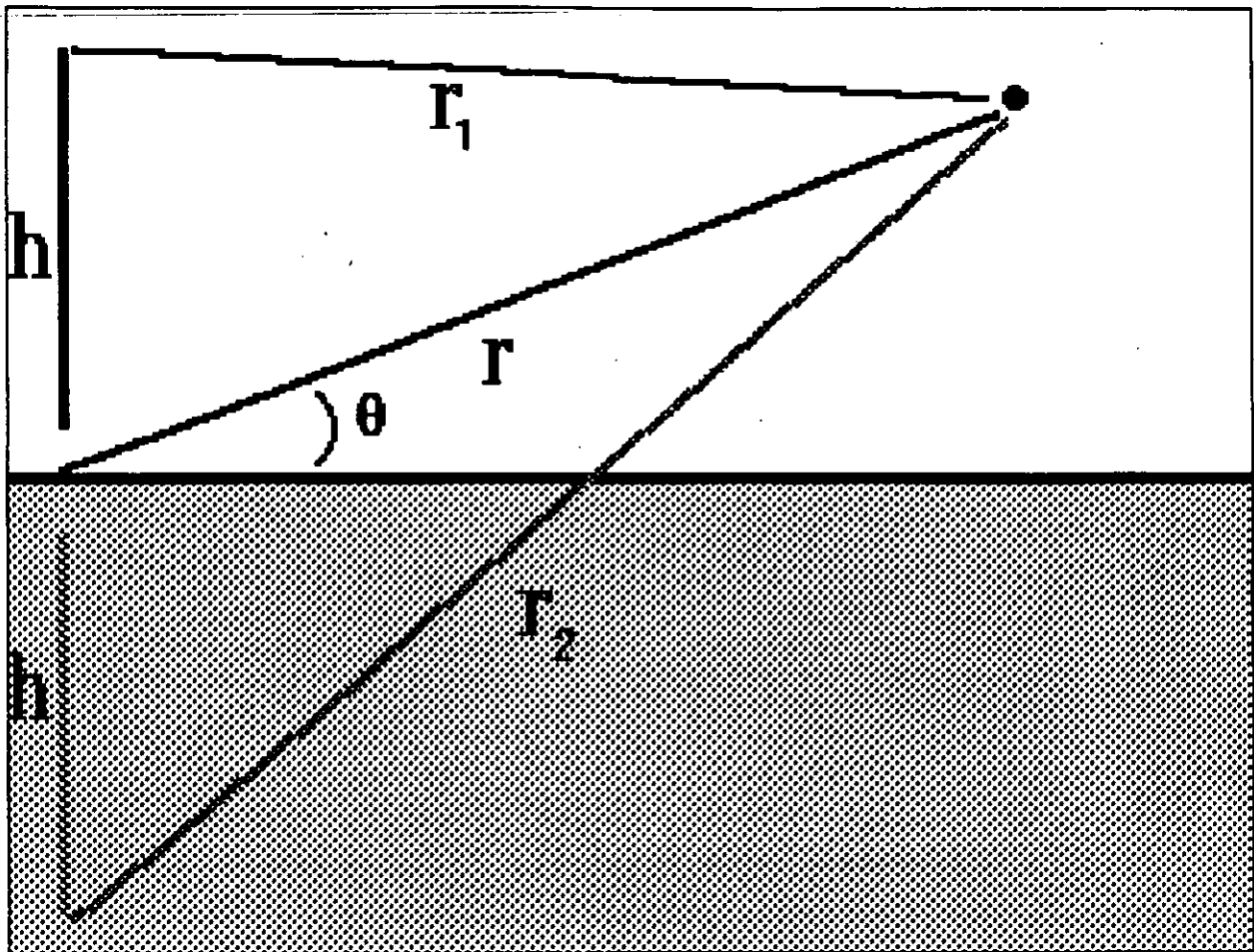


El efecto total sobre el receptor causado por la onda electromagnética directa y por la onda electromagnética reflejada por el terreno puede tener propiedades aditivas o sustractivas. Es decir que las ondas pueden interferirse de modo que la señal total recibida sea nula, o en el mejor de los casos interferirse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



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



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

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

$$E_{\theta_1} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_1}}{4\pi r_1} \text{sen}\theta$$

$$E_{\theta_2} = jR_v \eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \text{sen}\theta$$

$$\eta = 120\pi$$

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:

$$E_{\theta} = j \frac{60 k I_0 l}{r} \operatorname{sen} \theta e^{-jkr} \cos(kh \cos \theta)$$

$$H_{\phi} = j \frac{k I_0 l}{2 \pi r} \operatorname{sen} \theta e^{-jkr} \cos(kh \cos \theta)$$

Las ecuaciones de directividad y resistencia de radiación resultan ser:

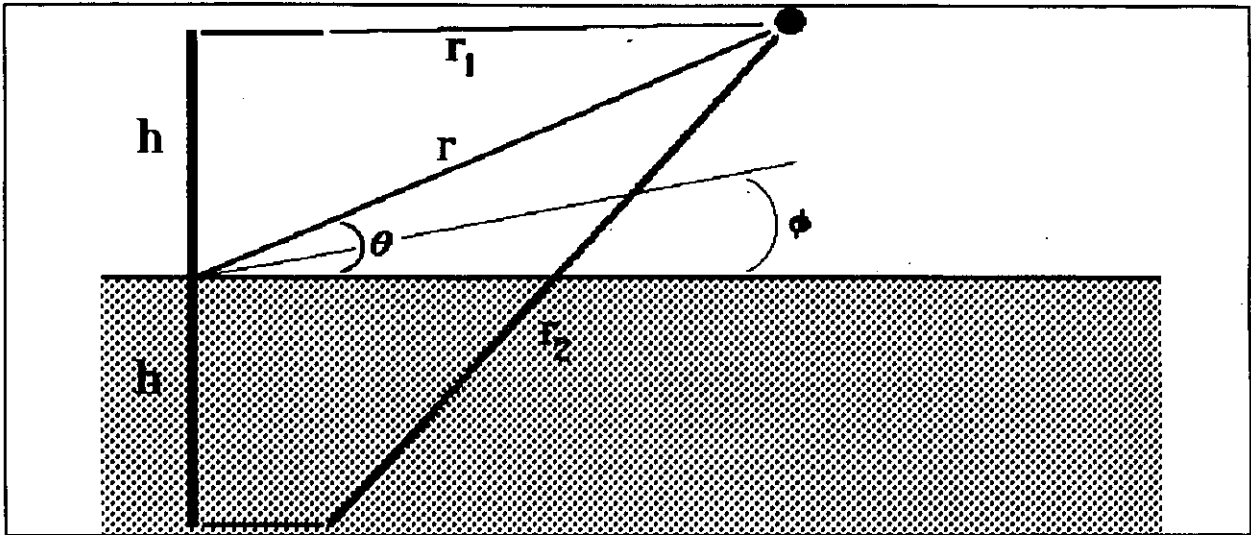
$$D = \frac{2}{\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\operatorname{sen}(2kh)}{(2kh)^2} \right]}$$

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

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:

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

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

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

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

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

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

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

Plano de tierra

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

La superficie de la tierra tiende a atenuar y reflejar en ángulos "imprevistos" las señales que utilizamos. Es por ésto 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.

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

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

Otro punto importante es que en los análisis de los monopolos se consideró una superficie reflejante perfecta, con un de reflexión R_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.

ANTENAS DE LAZO

Se puede considerar que la geometría de lazo es una de las más sencillas de realizar dado que se pueden realizar las formas rectangulares, circulares, cuadradas, rectangulares y cualquier forma que pueda ser realizada con un lazo, siempre y cuando se pueda obtener la superficie que encierra el lazo. Para el análisis iniciaremos con un solo lazo, aunque tal resultado se puede inducir a el comportamiento de N lazos que forman antenas como las helicoidales y de bobina.

El número de vueltas de éste tipo de antenas se debe a que las antenas de lazo simple cuenta con una resistencia de radiación es muy pequeña y por lo mismo la potencia de radiación es sumamente pequeña, para aumentar la potencia de radiación, se debe de aumentar la resistencia de radiación y esto se logra aumentando las vueltas del lazo, además hay que considerar que con diámetros muy pequeños, y gran número de vueltas se puede lograr el mismo efecto que con diámetros grandes y una sola vuelta o dipolos de gran longitud.

ANTENA DE LAZO MUY PEQUEÑO

Igualmente que para antenas de dipolo ultracorto, las antenas de lazo muy pequeño deben de ser consideradas como la cual el diámetro es mucho menor que $\lambda/10$ para que la distribución de la corriente sea a lo largo de todo el lazo igual, además para poder considerar a la antena como una carga puntual de corriente I_0

Análisis del potencial magnético

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi c} \int I e^{j\omega t - j\beta r} dl$$

Cuando la corriente tiene una distribución constante en todo el lazo, que se encuentra sobre un plano estereográfico, digamos el x,y y entonces podemos escribir la corriente como: $I_\phi = I_0$

Utilizando la matriz de transformaciones de corriente de coordenadas

cilíndricas a cartesianas , se tiene que:

$$I_x = I_\rho \cos\phi' - I_\phi \sin\phi'$$

$$I_y = I_\rho \sin\phi' + I_\phi \cos\phi'$$

$$I_z = I_z$$

Los vectores dirección también se modifican a cartesianos

$$\hat{a}_x = \hat{a}_r \sin\theta \cos\phi + \hat{a}_\theta \cos\theta \cos\phi - \hat{a}_\phi \sin\phi$$

$$\hat{a}_y = \hat{a}_r \sin\theta \sin\phi + \hat{a}_\theta \cos\theta \sin\phi + \hat{a}_\phi \cos\phi$$

$$\hat{a}_z = \hat{a}_r \cos\theta - \hat{a}_\theta \sin\theta$$

$$I_e(x', y', z) = \hat{a}_x I_x(x, y, z) + \hat{a}_y I_y(x, y, z) + \hat{a}_z I_z(x, y, z)$$

$$I_e(x', y', z') = \hat{a}_r (I_z \sin\theta \cos(\phi - \phi') + I_\phi \sin\theta \sin(\phi - \phi') + I_z \cos\phi) + \\ \hat{a}_\theta (I_\rho \cos\theta \cos(\phi - \phi') + I_\phi \sin\theta \sin(\phi - \phi') + I_z \cos\phi) + \\ \hat{a}_\phi (-I_\rho \sin(\phi - \phi') + \cos(\phi - \phi'))$$

Considerando ϕ' como el ángulo que forma el elemento de corriente del lazo con el plano ϕ y ϕ como el ángulo del punto de prueba con el mismo plano; se puede reducir al considerar que solo existe corriente en el lazo en el plano ϕ :

$$I_e = \hat{a}_r I_\phi \sin\theta \sin(\phi - \phi') + \hat{a}_\theta I_\phi \cos\theta \sin(\phi - \phi') + \hat{a}_\phi I_\phi \cos(\phi - \phi')$$

considerando que:

$$x^2 + y^2 + z^2 = r^2 \\ x'^2 + y'^2 + z'^2 = a^2$$

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2 a r \sin\theta \cos(\phi - \phi')}$$

$$dl = a d\phi$$

$$\Delta\phi = \frac{a \mu}{4 \pi} \int_0^{2\pi} \cos(\phi - \phi') \left[\frac{e^{-jk\sqrt{r^2 + a^2 - 2 a r \sin\theta \cos(\phi - \phi')}}}{2 \cdot 2} \right]$$

$$\Delta\phi = \frac{a \mu}{4 \pi} \int_0^{2\pi} \cos(\phi-\phi') f$$

donde f puede descomponerse en una serie tal que:

$$f = [1/r + a (jk/r + 1/(r^2)) \sin\theta \cos\phi'] e^{-jkr}$$

de este modo llegamos a:

$$\Delta\phi \approx \frac{a \mu I_0}{4 \pi} \int_0^{2\pi} \cos\phi' [1/r + a (jk/r + 1/(r^2)) \sin\theta \cos\phi] e^{-jkr} d\phi'$$

$$\Delta\phi \approx \frac{a \mu I_0}{4} e^{-jkr} [jk/r + 1/(r^2) \sin\theta$$

$$\Delta r = \frac{a \mu I_0}{4 \pi} \sin\theta \int \sin\phi' f d\phi' = 0$$

$$\Delta\theta \approx \frac{a \mu I_0}{4 \pi} \cos\theta \int \sin\phi' f d\phi' = 0$$

$$\Delta = a\theta \Delta\theta = \frac{a^2 \mu I_0}{4} e^{-jkr} [jk/r + 1/(r^2)] \sin\theta$$

$$= \Delta\phi j \frac{a^2 \mu I_0 \sin\theta}{4 r} [1 + 1/(jkr)] e^{-jkr}$$

$$H_r = \frac{j k a^2 I_0 \cos\theta}{2 r^2} [1 + 1/(jkr)] e^{-jkr}$$

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

$$E_\phi = \eta \frac{(k a)^2 I_0 \sin\theta}{4 r} [1 + 1/(jkr)] e^{-jkr}$$

Resistencia de radiación y densidad de potencia:

$$W_r = \eta \frac{(ka)^4}{32} |I_0|^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} [1 + j/(kr)^3]$$

$$P_r = \int \int W ds = \eta (\pi/r^2) (ka)^4 |I_0|^2 [1 + j/(kr)^3]$$

La potencia radiada será:

$$P = \eta \pi/12 (ka)^4 |I_0|^2$$

La resistencia de radiación = $\eta \pi/6 (k^2 a^2)^2 = \eta (2\pi/3) ((ks)/\lambda)$

$$s = \pi a^2$$

Sin embargo cuando se cuenta con n vueltas, la resistencia es:

$$R_{rad} = \eta (2\pi/3) (ks/\lambda) n^2$$

Es con esta ecuación que podemos ver la razón de que los radios de AM cuya longitud de onda está del orden de cientos de metros, cuentan con antena receptoras de bobinas con radios de décimas o centésimas de centímetros, aunque cabe la aclaración de que tanto la resistencia de radiación como la de pérdidas, se ven modificadas al aumentar el número de vueltas, ya que funciona en este caso x x x x x como una inductancia, con los lazos de diámetro a, de grueso b y separación entre lazos de 2c.

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

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

R_p = resistencia ohmica

$$R_o = \frac{N R_s}{2 \pi b} \quad (\text{efecto pelicular})$$

En estos casos se requiere conocer la conductividad del alambre.

La eficiencia de radiación es:

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

Aproximaciones para el campo lejano:

$$H_{\theta} = \frac{-K^2 a^2 I_0 e^{-jkr}}{4 r} \sin \theta$$

$$E_{\theta} = \eta \frac{K^2 a^2 I_0 e^{-jkr}}{4 r} \sin \theta$$

$$U = r^2 W_r = \frac{\eta}{2} \left[\frac{K^2 a^2}{4} \right]^2 I_0^2 \sin^2 \theta$$

$$U_{max} = \frac{\eta}{2} \left[\frac{K^2 a^2}{4} \right]^2 I_0^2$$

$$P_0 = 4 \pi U_{max} / \Omega_{rad} = 3/2 = 1.5$$

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4 \pi} D_0 \left[\frac{3 \lambda^2}{8 \pi} \right]$$

Antena de lazo que no sea infinitesimal para ser considerado como una fuente puntual de manejan diferente, ya que la distancia R se va a ver afectada en la aplicación a la fase:

$$R = r - a \cos \phi$$

donde ϕ es el ángulo que forma la distancia del centro del radiador hasta el punto de prueba y la del punto en el lazo;

$$\cos \psi_0 = \text{sen} \theta \cos \phi'$$

$$A_{\phi} = \frac{a \mu I_0 e^{-jkr}}{4 \pi r} \int_0^{2\pi} \cos \phi' e^{jka \text{sen} \theta \cos \phi'} d\phi'$$

Se encuentra que :

$$A_{\phi} = \frac{a \mu I_0 e^{-jkr}}{4 \pi r} \left[\pi j J_1(K a \text{sen} \theta) - \pi j J_1(-K a \text{sen} \theta) \right]$$

J_1 = polinomio de Bessel de orden 1

$$A_{\phi} = \frac{a \mu I_0 e^{-jkr}}{2 r} J_1(K a \text{sen} \theta)$$

$$E_{\phi} = \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{2 r} J_1(K a \text{sen} \theta)$$

$$H_{\theta} = - \frac{E_{\phi}}{\eta} = \frac{a \omega \mu I_0 e^{-jkr}}{2 \eta r} J_1(K a \text{sen} \theta)$$

$$W_{av} = \frac{(a \omega \mu)^2 |I_0|^2}{8 \eta r} J_1^2(K a \text{sen} \theta)$$

$$U = r^2 W_r = \frac{(a \omega \mu)^2 |I_0|^2}{8 \eta} J_1^2(K a \text{sen} \theta)$$

$$P_{rad} = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} W_r ds = \frac{\pi (a \omega \mu)^2 |I_0|^2}{4 \eta} \int_0^{\pi} J_1^2(K a \text{sen} \theta) \text{sen} \theta d\theta$$

$$\int_0^{\pi} J_1^2 (K a \sin \theta) \sin \theta d\theta = (1/ka) \int_0^{\pi} J_2(x) dx$$

para $a \gg \lambda/2$

$$F_{rad} = \frac{\pi (\epsilon \omega \mu)^2 |I_0|^2}{4 \eta (K a)}$$

para $a < \lambda / (6\pi)$

$$E_{\phi} = \eta \frac{a^2 K^2 I_0^2 e^{-jkr}}{4 r} \sin \theta$$

$$H_{\theta} = - \frac{a^2 K^2 I_0 e^{-jkr}}{4 r} \sin \theta$$

y lo podemos poner tambien como una dependencia del area A de la siguiente manera

$$E_{\phi} = \frac{120\pi^2 I \sin \theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

$$H_{\theta} = \frac{\pi I \sin \theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

Para antenas triangulares de lazo:

$$E_{\phi} = \eta \frac{K I_0 l e^{-jkr}}{2 \pi r} \sin \left(\frac{K l}{2} \sin \theta \right)$$

$l = \text{longitud del lado}$

Antenas de Lazo de ferrita:

Con el fin de aumentar la eficiencia de las antenas, se realiza una bobina cuyo núcleo sea de ferrita, un material ferromagnético de $\mu = \mu_0 \mu_r$ permeabilidad.

$$R_f = R_r \left(\frac{\mu_r}{\mu_0} \right)^2 = 20 \pi^2 \left(\frac{c}{\lambda} \right)^4 \left(\frac{\mu_r}{\mu_0} \right)^2 N^2$$
$$R_{f \text{ } N \text{ vueltas}} = 20 \pi^2 \left(\frac{c}{\lambda} \right)^4 \left(\frac{\mu_r}{\mu_0} \right)^2 N^2$$

donde vemos que en función de la elección del núcleo cuya respuesta magnética sea mayor, tendremos mayor potencia recibida con igual corriente.

TODO LO QUE USTED QUERIA SABER DE LA CARTA SMITH Y NO SE ATREVIA A PREGUNTAR

O LO QUE MI MAESTRO NO ME QUIZO ENSEÑAR *AMANDA GOMEZ*

Las preguntas que surgen al presentar la carta Smith son las que a continuación serán contestadas pensando que al terminar de leer estas notas el usuario tenga una idea clara de que es y para que sirve la carta.

o sean los usos y los abusos.

1.-Que es la carta Smith

R.- Es una herramienta gráfica que se utiliza con frecuencia en el diseño de líneas de transmisión y cálculo de atenuaciones.

La determinación del grado de desacoplamiento de secciones de líneas de transmisión para frecuencias adyacentes a la frecuencia de diseño se realiza fácilmente.

La admitancia de cualquier impedancia de carga se deriva directamente de la carta con un mínimo de cálculo.

La carta Smith puede acomodar cualquier impedancia de carga y cualquier impedancia característica de línea de transmisión, también se demuestra de una manera muy sencilla que el cambio a reactancia o susceptancia positiva o negativa de un valor resistivo conforme la longitud de la sección de $\lambda/4$ o conforme la frecuencia cambia

2.-Que es la impedancia de campo

R.-Cuando el medio de transmisión es el aire, la impedancia de campo corresponde a la impedancia intrínseca del medio, igual a 120π pero cuando el medio en que se propaga es diferente al aire se tendrá impedancia con parte real y parte imaginaria llamada impedancia de onda η .

Una impedancia de campo será aquella variación que va a tener la impedancia de la onda al pasar por la línea de transmisión y cuya distancia z afectará en forma substancial de la manera siguiente.

$$Z(z) = \frac{E_x(z)}{H_y(z)} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

Donde $E_x(z)$ es el campo eléctrico en dirección z

$H_y(z)$ " magnético " " " "

η es la impedancia en $z=0$

$\Gamma(z)$ es el coeficiente de reflexión de la onda en el punto de distancia z

$$\Gamma(z) = (E_m^- / E_m^+) e^{2\gamma z}$$

$$= \Gamma(0) e^{2\gamma z}$$

3.-Que es el coeficiente-de-reflexion—

r.- Es la relación que se tiene entre la onda que llega y la onda que se refleja por ser el medio limitado por fronteras.

Debido a que la onda que llega cambia de magnitud y fase a diferentes valores de z entonces el coeficiente de reflexión también cambia a medida que z se hace diferente de cero.

4.-Como nacieron las curvas de la carta Smith

r.-Las bases teóricas de la carta Smith son las siguientes:

$$Z(z) = \frac{E_x(z)}{H_y(z)} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

$Z(z)/\eta$ = Impedancia normalizada = $\kappa(z)$

$$\kappa(z) = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

con su respectivo

$$\Gamma(z) = \frac{\kappa(z) - 1}{\kappa(z) + 1}$$

Tanto el coeficiente de reflexión como la impedancia normalizada son complejos, por lo que se pueden poner de la siguiente manera:

$$\kappa(z) = r + jx$$

$$\Gamma(z) = \Gamma_r + j\Gamma_i$$

y se puede reescribir la ecuación de la siguiente manera

$$r + jx = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i}$$

agrupando la parte real y la imaginaria

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

haciendo que x y r sean constantes reales, se crean una familia de curvas

circulares de características muy particulares

Siendo los círculos en el plano Γ_r y Γ_i

En el primer círculo se tiene el radio igual a $1/r+1$
y el centro de cada círculo se encuentra en $P_0(r/r+1, 0)$

En el segundo círculo el centro está en $P_0(1, 1/x)$
y el radio es de $1/x$

La carta Smith es la trasposición de los dos juegos de círculos quedando un punto para cada impedancia a la cual le corresponde un valor en r y otro en x y la prolongación de ese punto al plano real e imaginario de Γ dará los valores del coeficiente de reflexión y la distancia desde el 0 de Γ hasta el punto, será el valor del coeficiente.

5.- *Que significado tienen los círculos que rodean al círculo que contiene los valores de r y x*

R.- El primer círculo, el más cercano a las curvas, denota el ángulo del coeficiente de reflexión, y se lee prolongando la línea desde el punto 0 hasta el punto $r+jx$ hasta llegar al círculo.

El segundo círculo es la rotación angular asociada a la distancia que se mueve la carga inicial, de donde se lee en longitudes de onda y es la distancia equivalente de la carga en una línea de transmisión y el tercer círculo es alejándose de la fuente y se lee de acuerdo como lo marcan las flechas.

6.- *Que es el SWR*

R.- Las siglas SWR indican (standing wave ratio) relación de onda estacionaria asociada con ondas uniformes incidentes y reflejadas en una región sin pérdidas y se relaciona con el campo máximo y mínimo eléctrico que a su vez es la relación de $1+\Gamma/1-\Gamma$ a la distancia z .

En la carta Smith tenemos forma de encontrarlo trazando un círculo con radio desde el 0 hasta el punto $r+jx$ y de esa manera encontrar el círculo de SWR o círculo ROE

8.- *Que es una onda estacionaria.*

R.- El fenómeno de reflexión se presenta siempre que una onda, ya sea luminosa, sonora o electromagnética, incide en una frontera que separa dos medios o una discontinuidad en el medio de propagación; la propagación en una línea de transmisión no es la excepción.

Se sabe que cuando una línea de transmisión termina en una impedancia de carga distinta a la impedancia característica, las funciones tensión e intensidad en cualquier punto a una distancia z de la carga se consideran como compuestas de dos ondas que se propagan en sentidos opuestos, y se llaman incidente y reflejada, esta última la que se propaga hacia el generador.

La reflexión puede ser parcial total o nula.

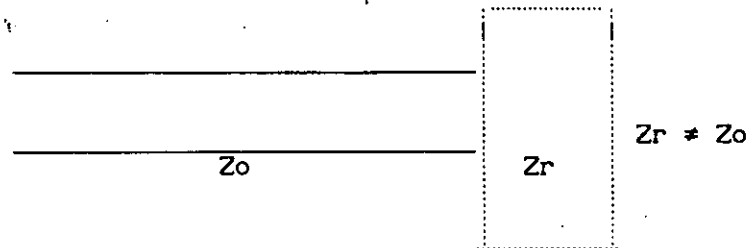
Una reflexión es nula cuando la línea de transmisión está terminada en una

carga cuya impedancia es igual a Z_0 y los efectos de reflexión no existen porque la potencia es transferida totalmente a la carga, o sea que existe un acoplamiento perfecto:

La reflexión es parcial cuando la impedancia de la carga no es igual a Z_0 pero tiene una componente real.

La reflexión es total cuando la línea de transmisión está terminada en CC o CA.

Siempre que exista una reflexión total o parcial, habrá onda incidente y reflejada que dan origen a la onda estacionaria.



Para la reflexión total

$$E_1 = E_0 e^{-j\beta z}, \quad E_2 = E_0 \Gamma(z) e^{+j\beta z}$$

En cualquier punto podemos encontrar el valor del campo total si evaluamos la suma de la onda incidente más la reflejada

$$E_t = E_1 + E_2$$

para una reflexión total, $\Gamma(z)$ es 1 y el campo total es:

$$E_t = 2 E_0 \cos \beta z$$

para la reflexión parcial $\Gamma(z)$ tiene un valor entre 0 y 1

y para una reflexión nula $\Gamma(z) = 0$

9.-Que son las líneas de $1/4$ y $1/2$ longitud de onda.

R-Para requerimientos específicos se requiere acoplar impedancias o transformar ondas por medio de alargar la distancia desde el generador hasta la carga, esto nos causa modificación en la impedancia de campo de la onda con una impedancia de carga dada en la carta Smith

Esto es muy claro, ya que una impedancia de un cuarto de longitud de onda es equivalente en la carta a trazar una línea desde el punto $r=1$ hasta la impedancia normalizada localizada en los círculos de r y jx y luego trazar el mismo radio para realizar el círculo de SWR constante, de ahí trazar la misma línea desde el punto localizado, $r=1$, y prolongarlo hasta el otro lado de el círculo SWR. El punto de intersección de esta línea con

el círculo SWR nos dara las características de la impedancia pero un $\lambda/4$ despues.

Para $\lambda/2$ es equivalente a tener el mismo valor de impedancia de carga , por lo que no afecta el valor de la impedancia de campo en nada. (Consideramos que el medio no tiene perdidas) Lo cual nos indica que en la carta , una vuelta completa es de $\lambda/2$

10.-Que es y para que sirve un STUB

R.- Si una carga se conecta en una línea de transmisión y el acoplo requiere un transformador de $\lambda/4$ quizá se use una carga puramente resistiva.

Si la impedancia de carga es compleja un camino para acoplar la carga en la línea es ajustar la reactancia por fuera con una inductancia o capacitancia y con esto acoplar con un transformador de cuarto de onda.

Una línea de transmisión de corto circuito es la que ofrece la ,mejor alternativa para componentes de muy alta frecuencia y a esto se le llama STUB. La figura siguiente muestra una línea con un stub.

La carta Smith tambien considera este caso , como lo indica uno de los problemas resueltos al final de este escrito.

11.-Donde se localizan las reactancias inductivas y capacitivas en la carta.?

R.- Se localizan en las curvas pertenecientes a jx , para la parte capacitiva corresponden a la parte superior de la curva y para la inductiva en la parte inferior.

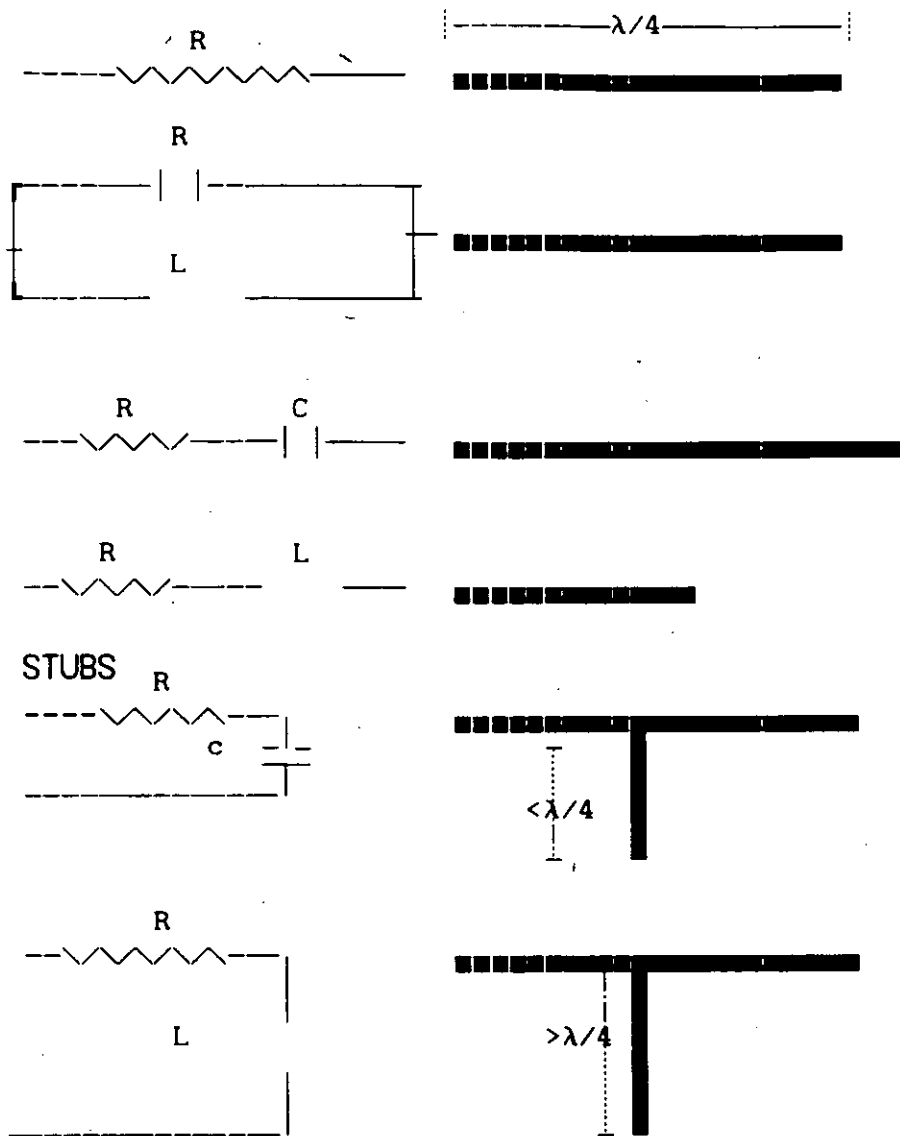
Por ejemplo , se desea saber el valor que requiere tener una inductancia para que funcionando en una frecuencia F tenga una impedancia total de $Z + XL$ Se soluciona localizando el punto en la carta se ve el valor de $\Gamma(z)$ en λ ,se ve entonces que la línea de transmisión tiene una longitud de $\Gamma(z)$.

Este valor es la longitud física para tener una impedancia $Z + XL$ y para saber el valor de L se recurre a :

$$XL = 2\pi F L = \omega L$$

12.-Cuántas formas existen de ver a las líneas de transmisión como circuitos RCL.

CIRCUITO EQUIVALENTE EN-L.T.



13.-Cuales son las aplicaciones mas comunes de la carta

R.- son las siguientes.

- 1.-Cálculo de la admitancia
- 2.-Cálculo de impedancias o admitancias para cualquier punto de la linea de transmisión con cálculo simultaneo de SWR en la linea
- 3.-Cálculo de la longitud del corto circuito de la linea de transmisión para dar la capacitancia o reactancia inductiva requerida.
- 4.- Acoplamiento de impedancias
- 5.- Diseño de circuitos para amplificadores de bajo ruido con microcintas.

14.-Como podemos obtener el valor del coeficiente de reflexion a partir de la inductancia caracteristica de la linea y la impedancia de carga Zl

R.- El coeficiente de reflexión se define como

$$\Gamma(z) = \frac{Z_1(z) - Z_0}{Z_1(z) + Z_0}$$

donde $Z_1(z)$ es la impedancia de carga a una distancia z
y Z_0 es la impedancia característica de la línea

El coeficiente de reflexión por lo tanto varía desde -1 a 1

si $Z_1(z) > Z_0$ $\Gamma(z) = 1$

si $Z_1(z) = Z_0$ $\Gamma(z) = 0$

si $Z_1(z) < Z_0$ $\Gamma(z) = -1$

15.-Que significa un SWR igual a uno

R.- Un SWR igual a 1 significa que existe la máxima transferencia de potencia,
o sea que E_{max} es igual a E_{min} .

Cuando existen pérdidas por onda reflejada, SWR es mayor que 1

EJEMPLOS

1.-Supongase una línea de transmisión con impedancia $Z_0 = 70$ ohms y que termina en una carga de $Z_L = 70 + j70$ ohms. encontrar la magnitud del coeficiente de reflexión y la fase.

Solución

Normalizar la impedancia de carga $x = 1 + j1$ localizarlo en la carta Smith, prolongar la línea desde el punto $r=0$ hasta el punto localizado, y ver en el último círculo en valor de $\rho = 0.45$ y el ángulo es de 1.11 radianes o en grados.

2.-Transformación de impedancias.

Considere la línea y la carga como en el ejemplo anterior donde la carga normalizada es $1 + j1$, si una línea de $\lambda/4$ de largo que tiene un ángulo de 90 grados eléctrico, nosotros movemos un ángulo de 180 grados constante por la carta de la que se aleja del generador a favor de las manecillas del reloj, y la impedancia de entrada normalizada se lee ahora como $0.5 - j0.5$. Si la impedancia de entrada es dada y la impedancia deseada es la de carga, el procedimiento es a la inversa.

3.-Determinación de la relación de onda estacionaria y la localización del voltage máximo.

Teniendo una impedancia de carga normalizada de $1 + j1$ se ubica en la carta, se dibuja a lo largo de la línea desde la carga hasta la línea de resistencia pura a favor de las manecillas, y la distancia en longitudes de onda desde la línea de A hasta C es 0.088. El valor máximo de la resistencia normalizada con esta relación de onda estacionaria es de 2.6

4.- Cálculo de la admitancia

En este ejemplo la carta Smith se usa en admitancias para analizar la línea acoplada cuando se emplean cortos circuitos variables para producir una onda estacionaria unitaria.

$Z_0 = 50$ ohms

$Z_0 = 70$ ohms en el corto.

Asumir una $Z_1 = 20 - j20$

Requerimos calcular la longitud del corto $z = -lm$ y la longitud del stub es de ls . La admitancia se utiliza en la carta porque es mas apropiada para manejar las formulas.

La admitancia de carga es $Y_1 = 1/Z_1 = 0.025 + j0.025$ y la admitancia característica es $Y_0 = 1/Z_0$, la admitancia de carga normalizada es $1.25 + j1.25$

La admitancia de entrada se cortocircuita como se indica en la figura, dando una admitancia puramente real $Y_i = -Y_0 \cot \beta l$ esto nos da $-z = lm$ de donde la admitancia se normaliza en la parte real $g=1$ y la parte imaginaria b que sera cancelada por Y_i .

5.- Calcule la longitud de linea requerida de un corto circuito a un lado de la salida para la suceptancia de una carga con :

$$Y = (0.004 - j 0.002)$$

Situada sobre una linea de transmisión de aire dieléctrico con una admitancia característica

$Y_0 = 0.00335$, con una frecuencia de 150Mhz.

Solución :

Normalizar la admitancia, dado que:

$$\kappa = Z(z)/Z_0 ; Y = Y(z)/Y_0$$

$$Y = 0.004 - j0.002 / 0.0033 = 1.21 - j0.61$$

La suceptancia normalizada requerida que cancela la suceptancia normalizada de carga es de $+ 0.61j$.

De la carta, la longitud de linea requerida, da una admitancia normalizada de entrada de 0.61 cuando la linea es corto circuito esta dado por :

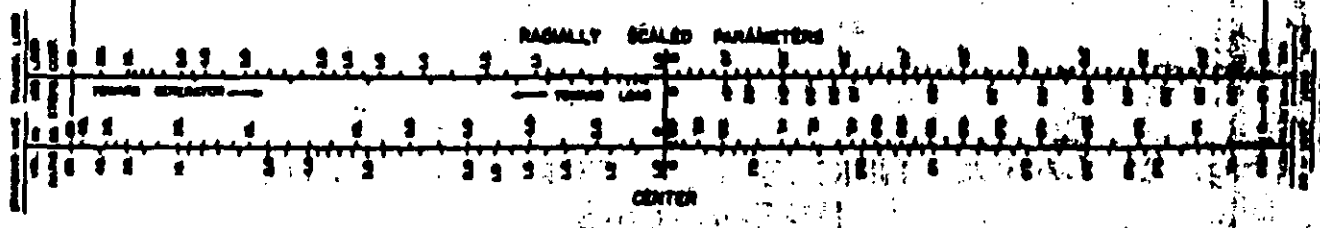
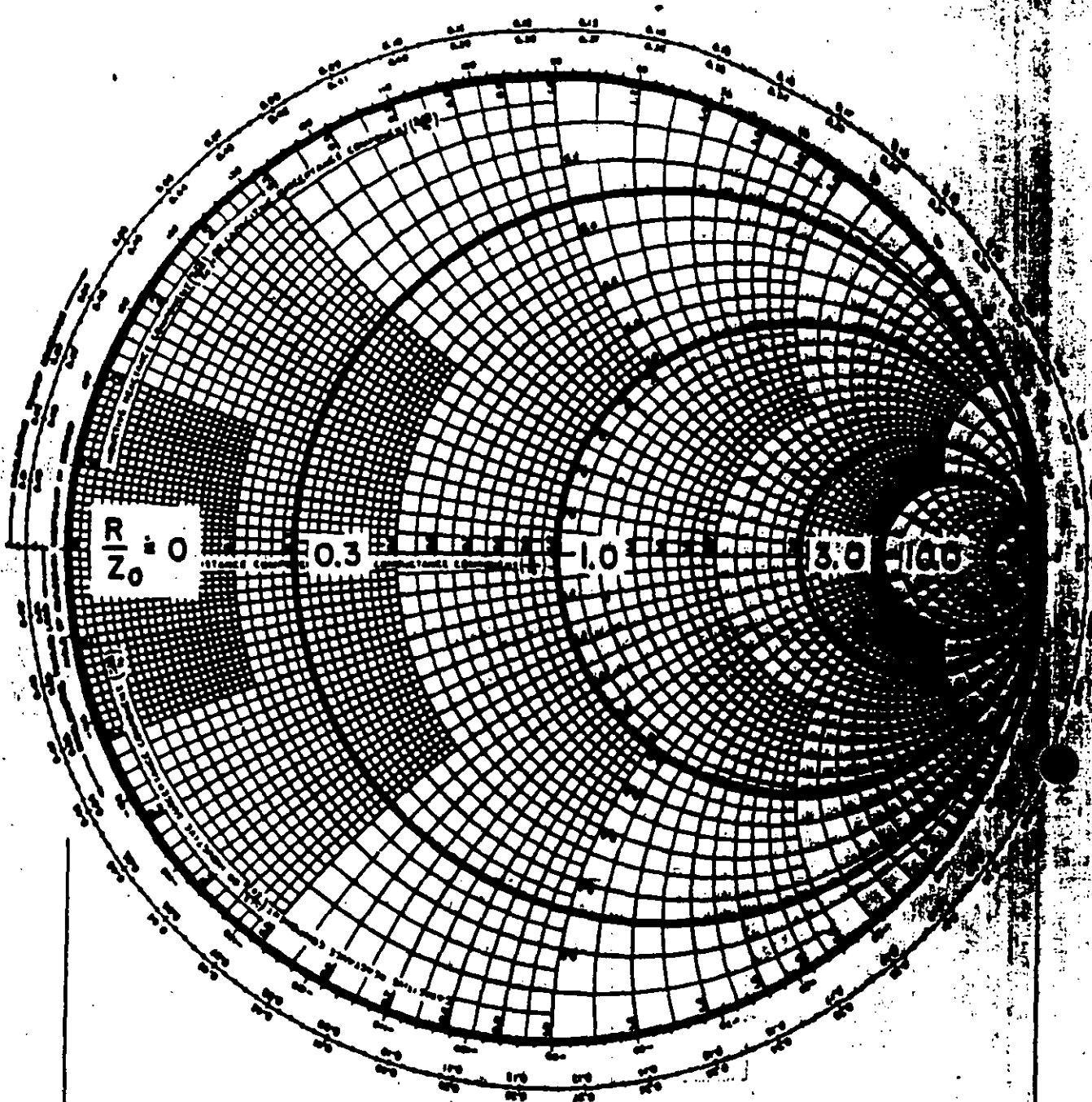
$$\text{Longitud} = 0.250 + 0.087 = 0.337 \lambda$$

Dado que una linea tiene aire como dieléctrico, el factor de velocidad es 1, entonces :

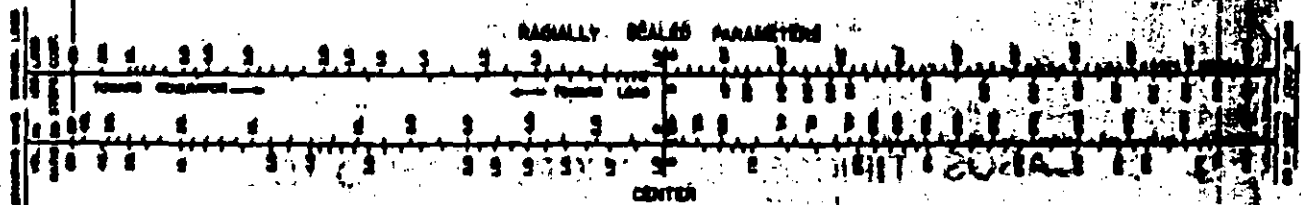
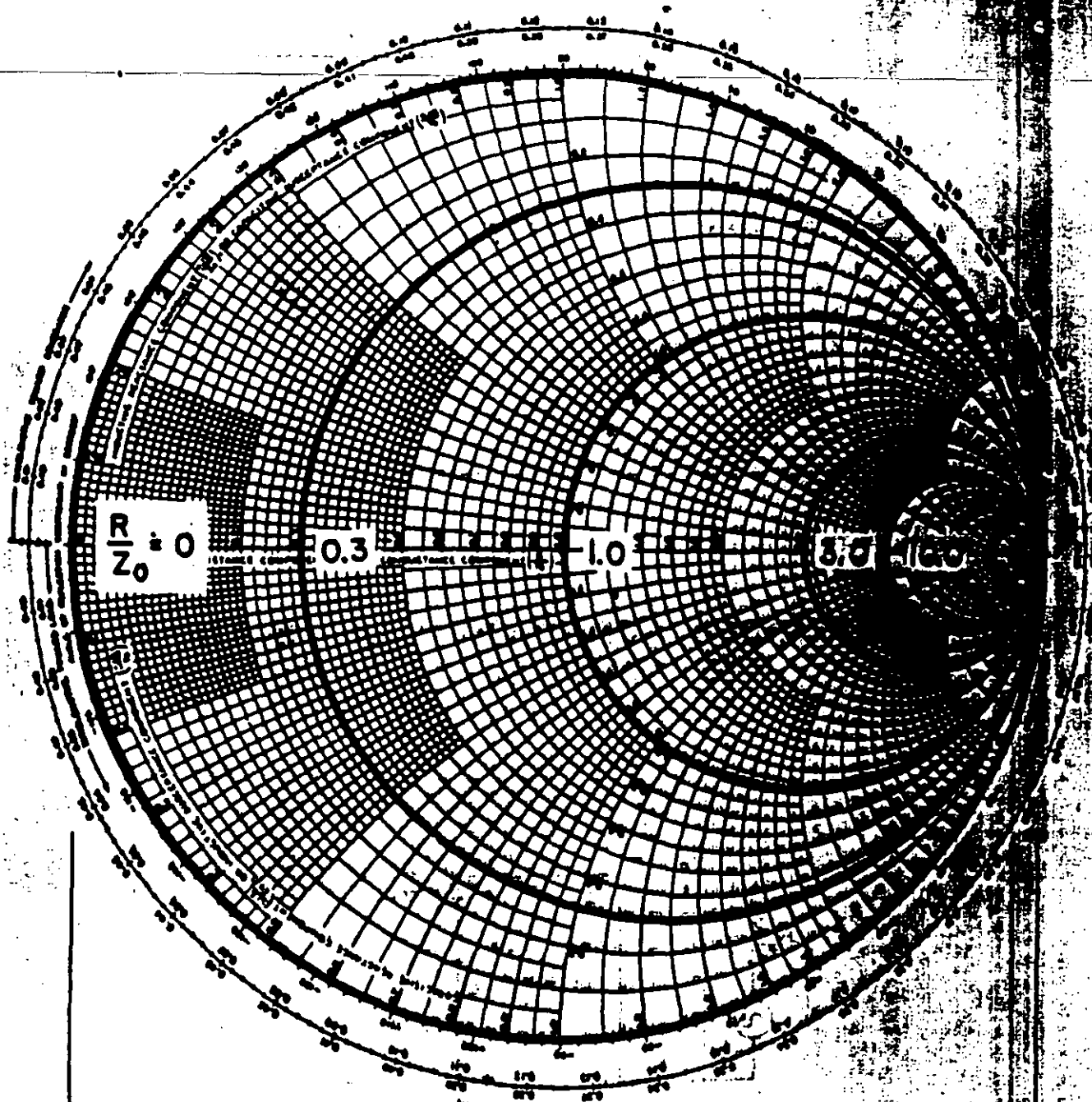
$$V_c = F\lambda$$

$$\lambda = V_c/F = 300 \times 10^8 / 150 \times 10^6 = 2 \text{ metros}$$

$$\text{Longitud} = 0.337 \lambda = 0.337 \times 200 = 67.4 \text{ Cm.}$$



LA CARTA DE SMITH



LA CARTA DE SMITH



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

CURSOS ABIERTOS.

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

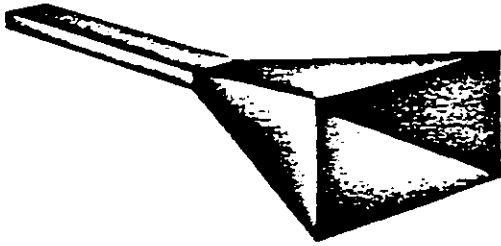
TEMA VI. ANTENAS DE ABERTURA.

ING. VICTOR PINILLA MORAN.

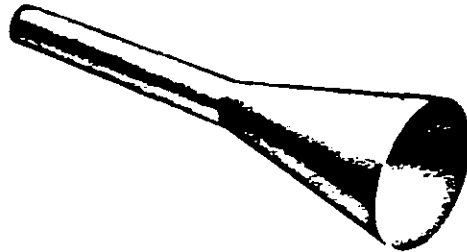
F E B R E R O 1994.

ANTENAS DE ABERTURA

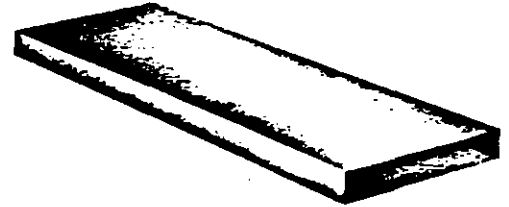
Normalmente son el tipo de antenas más utilizadas en frecuencias altas (microondas), sus configuraciones son avanzadas, destacando:



(a) Pyramidal horn



(b) Conical horn



(c) Rectangular waveguide

En general, estas antenas se componen de una guía de onda con una abertura al final que bien puede ser cuadrada, rectangular, circular o incluso elíptica.

Estas antenas resultan muy prácticas cuando se instalan en los fuselajes de aviones o naves espaciales, ya que la abertura es cubierta con un material dieléctrico para protegerla de las condiciones ambientales. Estos montajes suelen ir de acuerdo con los diseños aerodinámicos de tal forma que el perfil de la nave no se ve afectado.

Para conocer como es el comportamiento de este tipo de antenas, es necesario desarrollar herramientas matemáticas, ya que los análisis parten de principios diferentes. Por ejemplo, cuando se desea conocer el comportamiento de una antena de alambre (como un dipolo) se parte de conocer como se distribuye la corriente en el elemento. Resulta claro observar que es muy complicado conocer la distribución de corriente en una antena de abertura.

PRINCIPIO DE HUYGENS

También conocido como el *Principio del Campo Equivalente (PCE)* [1] en el cual las fuentes de energía actuales, tales como una antena o un transmisor, son remplazados por fuentes equivalentes. Estas fuentes ficticias son llamadas *Equivalentes dentro de una región* porque ellas producen campos equivalentes dentro de esas áreas.

El PCE se introduce en 1936 por S.A. Schelkunoff y es una forma más rigurosa del *Principio de Huygens* el cual establece que: *Cada punto de un frente de onda puede ser considerado como una nueva fuente de una onda esférica secundaria y que un frente de onda secundario se convierte en una envolvente de esa onda esférica secundaria.* Este principio fundamental de la óptica física puede usarse para explicar la desviación aparente de las ondas de radio alrededor de obstáculos, es decir, la difracción de ondas. Un rayo difractado es el que sigue una trayectoria que no puede interpretarse ni como reflexión ni como refracción [2]. Esta propone una teoría geométrica de la propagación de la luz, basado en ondas desde ranuras, que se expanden radialmente a la velocidad de la luz.

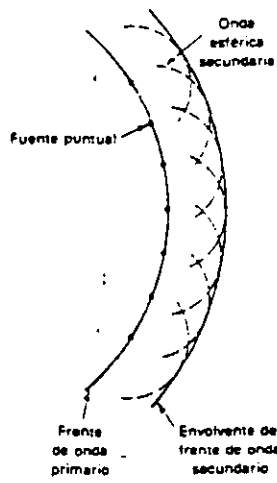
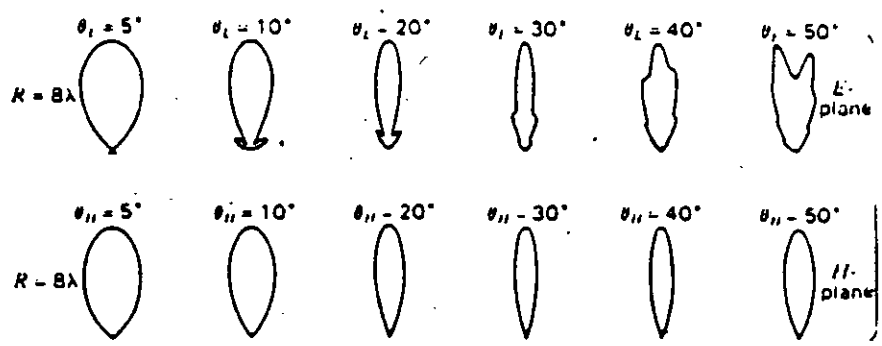
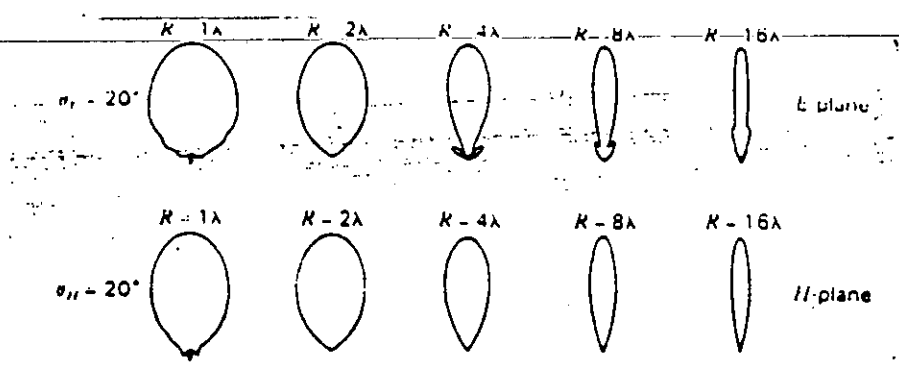


Figura 12-6 Ilustración del principio de Huygens de la óptica física (correspondencia punto a onda).

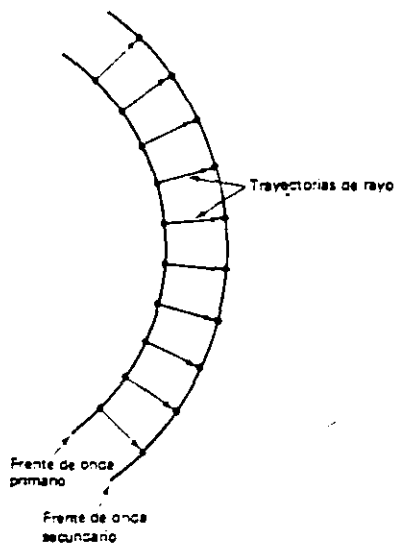
El PCE está basado en el *Teorema de la Unicidad* el cual establece que *un campo en una región con pérdidas es únicamente especificado por las fuentes dentro de la región mas las componentes tangenciales del campo eléctrico sobre los límites de la región, tanto de la parte anterior como posterior de la región.*



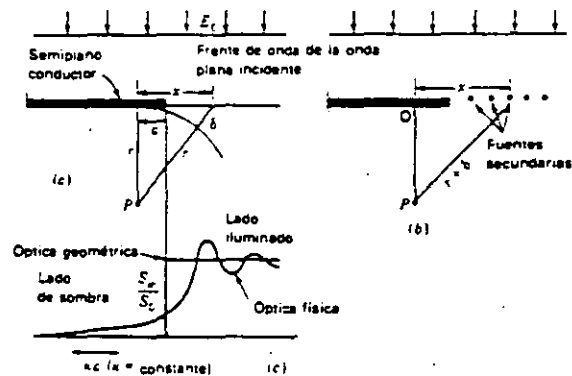
TEORIA GEOMETRICA DE LA DIFRACCION

Imagínese que se trata de una familia de trayectorias de rayos desde cada punto en un frente de onda primario para corresponder con los puntos en un frente de onda secundario, como se cita en la fig. Las trayectorias de los rayos son perpendiculares a los frentes de onda y están en dirección del vector de Poynting en cada punto. La *Teoría de la Óptica Geométrica* usa una correspondencia de rayos *punto a punto* entre dos posiciones sucesivas de un frente de onda, en contraste con la teoría de la óptica física, que postula una correspondencia punto a onda-esférica. Es decir, la óptica física tiene que ver con *frentes de onda*, mientras que la óptica geométrica tiene que ver con *trayectorias o caminos de los rayos* [2].

Para ilustrar lo anterior considérese una onda plana que incide sobre un borde recto. De acuerdo con la teoría de la óptica geométrica (fig), la densidad de potencia en el lado izquierdo del borde descenderá súbitamente a cero (línea sólida) cuando un observador pasa de la región iluminada a la región de sombra, en contraste con la solución de la óptica física (línea discontinua), que predice fluctuaciones seguidas de una disminución gradual. La aproximación de la óptica geométrica puede considerarse como el límite de alta frecuencia de la aproximación de la óptica física. Para tomar apropiadamente en cuenta la difracción en los bordes, los conceptos simples de la óptica geométrica se han extendido en una *Teoría Geométrica de la Difracción* (TGD) agregando un campo de difracción al campo simple de la óptica geométrica. Una ventaja de la teoría geométrica de la difracción es que permite una aproximación ingenieril a muchos problemas de difracción que serían difíciles o imposibles de resolver por medio de la óptica física u otros métodos.



El principio de la óptica geométrica (trayectorias de rayo).



Onda plana que incide por arriba en un semiplano conductor con variación de densidad de potencia resultante bajo el plano según se obtiene por la óptica física.

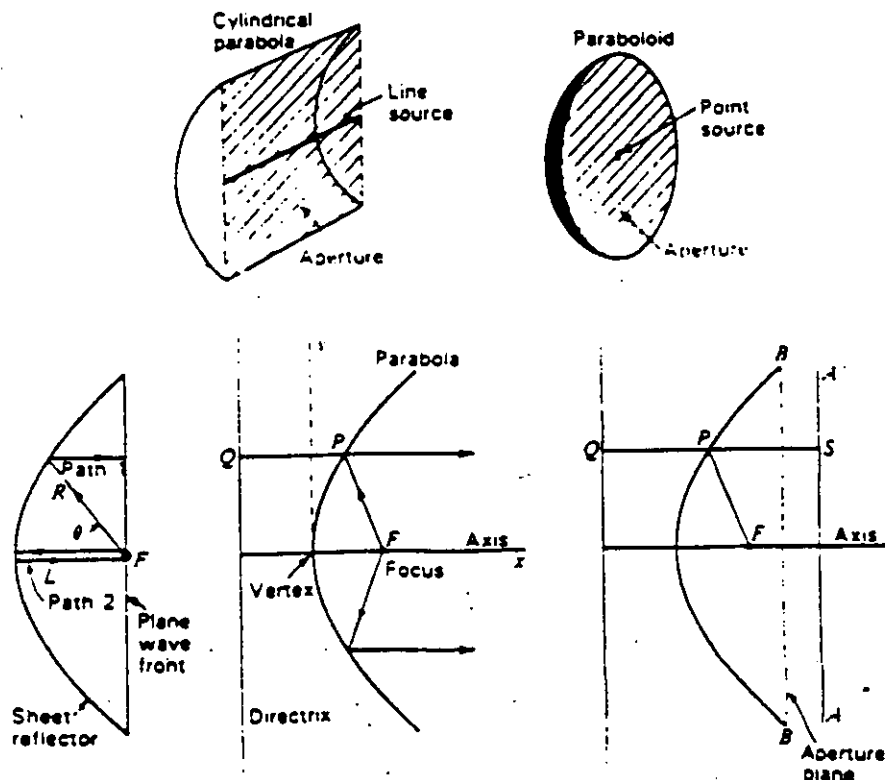
ANTENAS CON REFLECTOR PARABÓLICO

Las antenas de reflector son el tipo más difundido de antenas direccionales para gamas de ondas centimétricas, decimétricas y en parte métricas. El amplio uso de las antenas de reflector se debe a la sencillez de construcción, la posibilidad de obtener casi todo tipo de diagrama direccional utilizado en la práctica. Las antenas de reflector son las más difundidas en la comunicación espacial y radioastronomía, y precisamente con las antenas de reflector se realizan actualmente gigantescos sistemas de antenas con superficie efectiva de apertura medida en miles de metros cuadrados.

Los representantes clásicos de las antenas de reflector son las antenas de reflector parabólico que pueden producirse en forma de paraboloides de revolución y cilindro parabólico. El paraboloides de revolución se excita por un alimentador debilmente dirigido situado en el foco, y transforma el frente de onda esférico en plano. El cilindro parabólico se excita por una antena lineal colocada en línea focal y se transforma el frente de onda cilíndrico en plano.

Las propiedades geométricas son tales que, los haces que se dirigen al foco son reflejados en la parábola y se hacen paralelos al eje focal.

La característica principal de una antena parabólica es su ganancia, la cual es proporcional al tamaño de esta. Esto es cuanto más grande es la antena, mayor será la cantidad de señal que pueda recibir, sin embargo, el tamaño no es el único factor a considerar ya que también es importante tomar en cuenta la eficiencia, así como su tipo de alimentación o configuración.



DISEÑO DE REFLECTOR PARABOLICO PARA TV RURAL VIA SATELITE MORELOS

Amanda O. Gómez
Guillermo Festerling
Miguel Escobar

Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de Ingeniería
División de Estudios de Posgrado
A.P. 70-256
04510 MEXICO, D.F.

Abstract

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

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

Resumen

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

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

Introducción

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

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

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

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

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

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

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

Realización del prototipo e integración al sistema de recepción.

Planteamiento del problema.

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

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

Límites de calidad

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

Cálculo de parámetros de enlace

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

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

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

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

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

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

k = constante de Boltzmann = -228.6 dB.

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

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

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

La temperatura total esta dada por [Searcy 81]

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

TLNA = Temperatura del amplificador de bajo ruido

TA = Temperatura de la antena

L = Pérdidas de la antena

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

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

$$TA = \int_{\Omega_1} G_1 [T_c G_1 + (1-G_1) T_s] \frac{d\Omega_1}{4\pi} + \int_{\Omega_2} G_2 [p T_c + (1-p) T_g] \frac{d\Omega_2}{4\pi} + T_g \dots \quad (4)$$

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

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

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

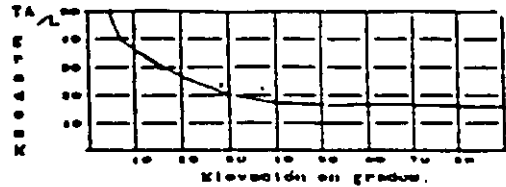


Fig. 1 Temperatura de la antena Vs. Angulo de elevación

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

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

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

- C/N ≥ 8 dB
- TA/L = 17.46 grados
- TLNA = 60 grados
- T = 60 + 17.46 grados = 10.8 dB

optimizando la ganancia de la antena.

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

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

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

Se llega a G = 35.2 dB que es la ganancia para una antena de 1.3 metros de diámetro con una ganancia de 65%.

Determinación de la relación F/D óptima.

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

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

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

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

Construcción

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

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

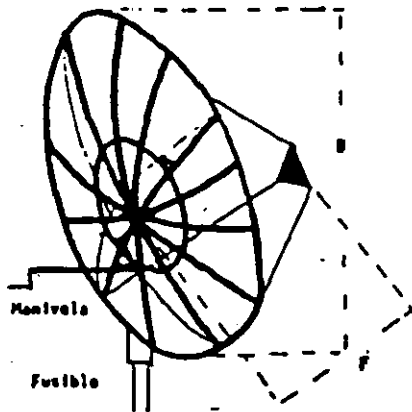


Fig. 2 Geometría de la antena

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

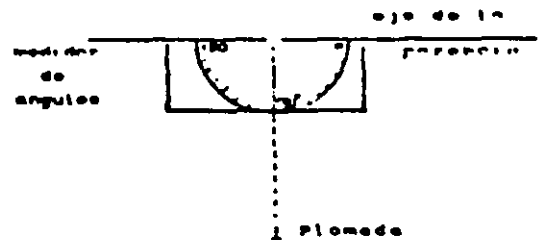


Fig. 3 Medidor de ángulo de elevación de la antena

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

Pruebas

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

Calidad de imagen:	
Antena Rural	Muy buena
Antena Piloto	Muy buena

Calidad de sonido	
Antena Rural	Excelente
Antena Piloto	Excelente

Costo	
Antena Rural	200 mil pesos
Antena Piloto	765 mil pesos

Peso sin base	
Antena Rural	15 kilos
Antena Piloto	45 kilos

Tiempo de instalación

Antena Rural 1 hora
 Antena Piloto 2.5 horas

Superficie requerida para transporte:

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

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

Antena Rural 6
 Antena Piloto 8

Resultados y conclusiones

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

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

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

Agradecimientos

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

Bibliografía

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



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

CURSOS ABIERTOS.

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

TEMA: VII ANTENAS DE RANURA.

ING. GERARDO ALEJANDRO NEYRA ROME

F E B R E R O 1 9 9 4 .

I INTRODUCCIÓN

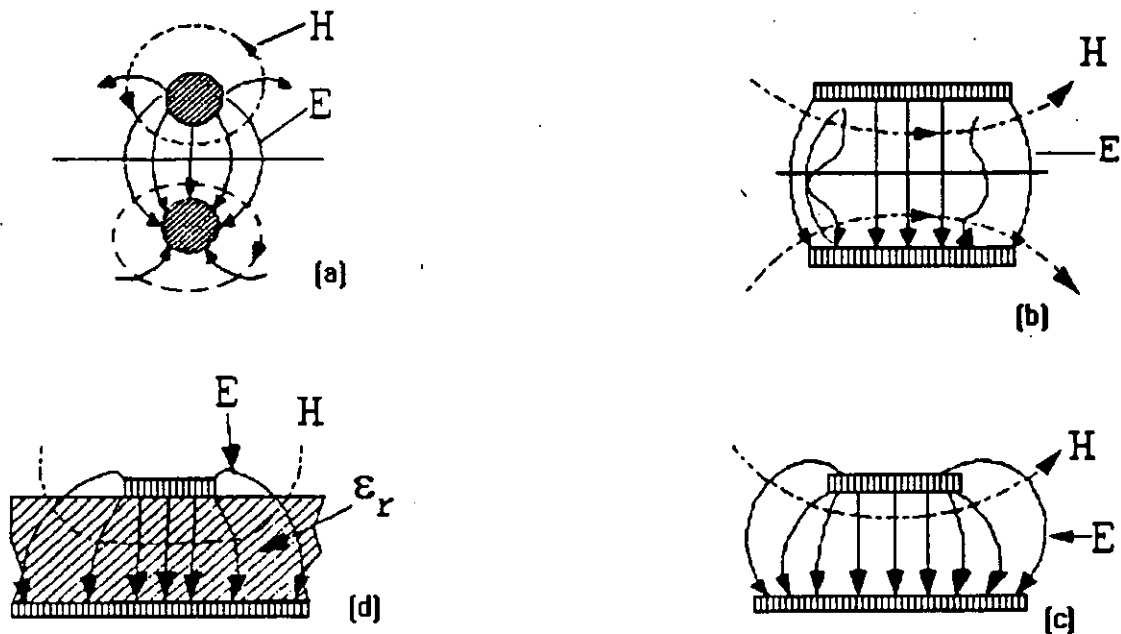
Las Antenas de Microcinta representan uno de los tópicos más innovadores dentro del campo. La idea de este tipo de antenas data de los años 50, pero fué hasta los 70 que se le dió una seria atención a este elemento cuando fueron requeridas antenas de bajo perfil para las nuevas generaciones de misiles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

Tabla 1. Aplicaciones de la tecnología de antenas de microcinta

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

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

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



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

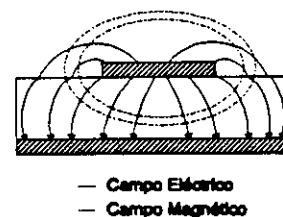


Figura 2. Campos TEM en una microcinta.

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

II CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

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

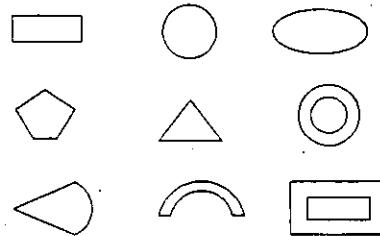


Figura 3. Diversas geometrías para radiadores de microcinta.

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

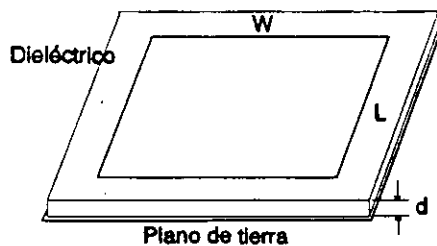


Figura 4. Radiador rectangular de microcinta.

Consideremos una antena de microcinta rectangular con un alimentador de prueba (figura 5). Cuando se encuentra operando en el modo de transmisión, la antena está manejada con un voltaje entre el alimentador de prueba y el plano de tierra. Esto excita la corriente en el radiador, y un campo eléctrico vertical entre el radiador y el plano de tierra.

est

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

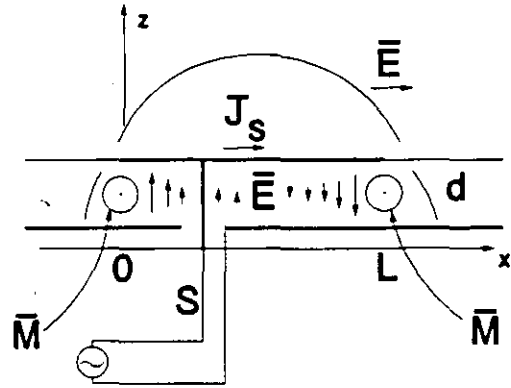


Figura 5. Antena rectangular de microcinta con alimentador.

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

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

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

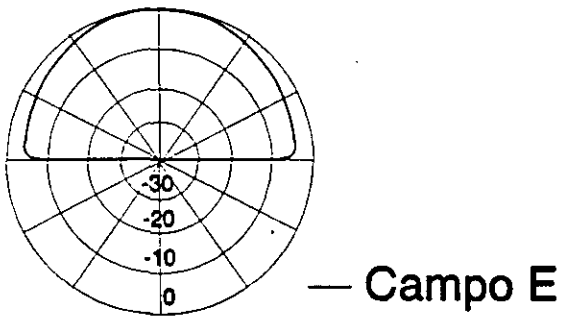


Figura 6. Patrón de radiación de una antena de microcinta

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

¹ Se considera que un sustrato es eléctricamente delgado cuando su grosor es menor a 0.051.

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

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

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

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

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

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

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

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

Tabla 2. Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta .

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

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

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

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

III ANÁLISIS DE ELEMENTOS RADIANTES UNITARIOS.

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

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

III.1 Análisis Reducido ó Empírico.

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

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

El MC asume las siguientes consideraciones:

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

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

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

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

III.2 Análisis Semiempírico

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

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

Tabla 5. Ventajas y desventajas de los Métodos Semiempíricos

ANALISIS	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Enfoque Variacional. (EV ó 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 comunmente empleando la función exacta de Green para el substrato dieléctrico, el cual permite que la radiación de onda superficial, las pérdidas en el dieléctrico y el acoplamiento con elementos externos sean incluidos en el modelo.

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

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

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

IV AGRUPAMIENTO DE ELEMENTOS DE MICROCINTA

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

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

Primero, se deduce la función de Green para la placa dieléctrica en su forma espectral, para una fuente infinitesimal (dipolo eléctrico 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 Completa" ó como el Método de Galerkin en el Dominio Espectral y se ha aplicado a una gran variedad de problemas de antenas y circuitos de microondas, tanto en elementos unitarios como en agrupamientos.

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

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

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

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

IV.1 DISTRIBUCIÓN ESPACIAL

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

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

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

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

IV.2 TIPO DE RASTREO

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

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

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

IV.3 TIPO DE ESTRUCTURA

Debido a la posibilidad para adaptarse a estructuras con

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

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

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

La figura 7 muestra algunas configuraciones de agrupamientos de microcinta.



Agrupamiento lineal



Agrupamiento capacitivo



Agrupamiento conformable

Figura 7. Ejemplos de agrupamientos de microcinta

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

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

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

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

Las primeras antenas de microcinta usaban una línea alimentadora de microcinta ó 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 substrato más bajo terminado en una apertura bajo el radiador que está impreso en el substrato superior.

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

La figura 8 muestra este tipo de alimentadores.

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

METODO DE ALIMENTACION	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alimentacion por coaxial	No hay pérdidas por radiación en la línea alimentadora.	Su fabricación es costosa y complicada.
	Es posible obtener diferentes valores de impedancia de entrada, modificando la localización del alimentador.	En el caso de agrupamiento de elementos unitarios, es necesario soldar un gran número de puntos.
Línea de microcinta.	Tanto el radiador como el alimentador pueden ser impresos en un solo paso. 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 de un mayor espacio bajo el plano de tierra.
Ranura en el plano de tierra	Es simple en su fabricación, fácil de integrar con dispositivos activos y bueno para la disipación de calor de estos, Tanto la ranura como el radiador pueden ser grabados en un solo paso	La ranura puede provocar radiaciones espúreas, kimitando 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

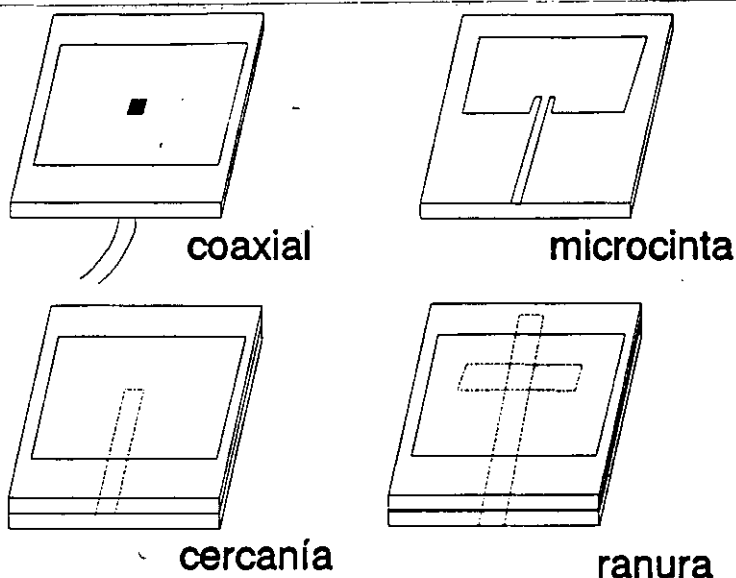


Figura 8. Tipos de alimentación para antenas de microcinta

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

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

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

Tabla 9. Substratos disponibles en el mercado.

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

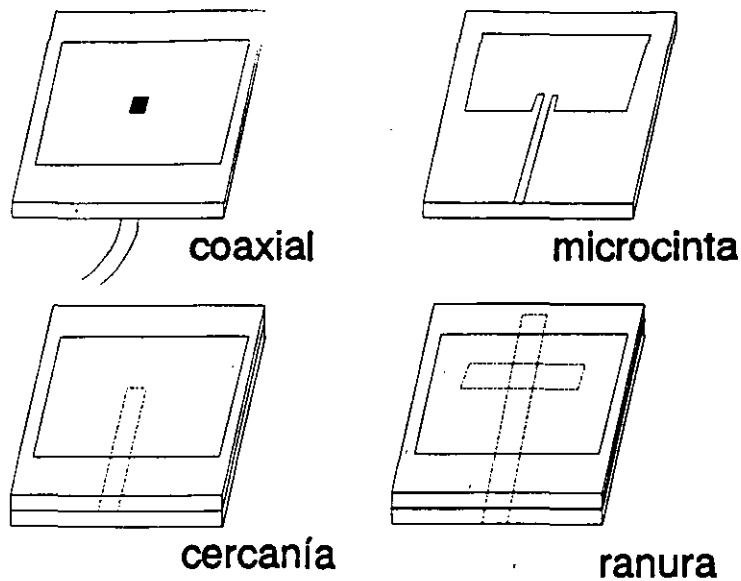


Figura 8. Tipos de alimetación para antenas de microcinta

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

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

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

Tabla 9. Sustratos disponibles en el mercado.

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

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

VI.1 CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE SUSTRATOS

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

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

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

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

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

VI.1.2 ANISOTROPIA³

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

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

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

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

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

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

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

VI.1.3 MEDIO AMBIENTE

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

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

- El 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.

VI.1.4 REQUERIMIENTOS MECANICOS

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

La estabilidad dimensional, la capacidad de soportar vibraciones severas durante largos 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 auxiliandose de CAD ó por métodos manuales. En ambos casos, se requiere de la mayor exactitud posible para la fabricación de la misma.

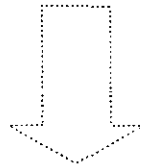
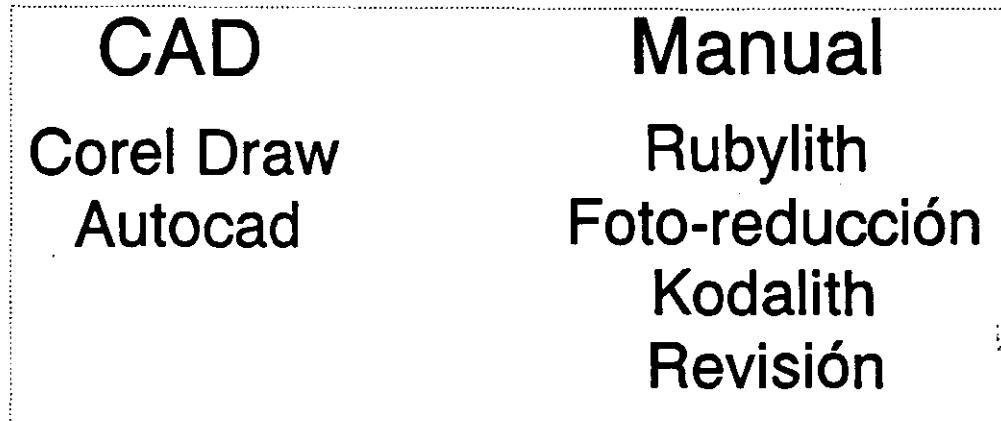
Para el grabado del circuito, es necesario que la placa del material esté perfectamente limpia, antes de aplicar los químicos requeridos para el decapado.

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:

Método de Fabricación

Mascarilla



Grabado

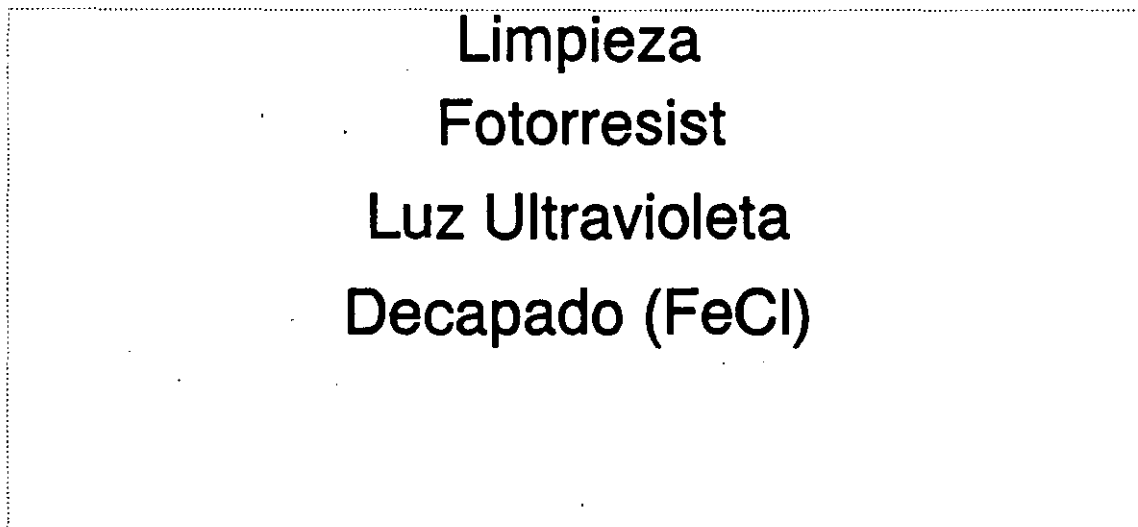


Figura 9. Procedimiento para fabricar una antena de microcinta.

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.



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

CURSOS ABIERTOS

CURSO ESPECIAL DE ANTENAS

ANTENAS HELICOIDALES DE RADIACION AXIAL

M.C. JORGE SOSA PEDROZA

FEBRERO DE 1994

Palacio de Minería Calle de Tacuba 5 Primer piso Deleg. Cuauhtémoc 06000 México, D.F. APDO. Postal M-2285
Teléfonos: 512-8955 512-5121 521-7335 521-1987 Fax 510-0573 521-4020 AL 26

CAPITULO UNO

INTRODUCCION

Las comunicaciones por microondas son en la época actual de uso común, gran cantidad de mensajes de todos tipos: telefonía, datos, televisión, etc, se cursan en todo el mundo diariamente.

El auge de las microondas en los últimos 20 años se debe principalmente a la saturación del espectro electromagnético en las bandas de VHF Y UHF, que ha obligado a los ingenieros en comunicaciones a desarrollar sistemas cada vez de mayor frecuencia (superiores a varios GHz), sin embargo otros elementos han influido en el desarrollo de este sistema de comunicaciones, podría mencionarse en primer lugar la ventaja de utilizar anchos de banda muy amplios, lo que permite transmitir una gran cantidad de información, a través de un solo canal de radifrecuencia. Otro elemento que debe mencionarse es que las altas frecuencias permiten la comunicación vía satélite con un mínimo de difracción a través de la ionósfera.

Las comunicaciones por microondas tienen una ventaja más: debido a que la longitud de onda es pequeña (30 cm. a 1 GHz) es posible construir antenas de dimensiones pequeñas con altas ganancias, por lo que la potencia de los transmisores es relativamente baja para establecer enlaces punto a punto, de varios kilómetros o incluso cientos o aún miles como es el caso de los satélites geostacionarios.

Considerando estas ventajas, la ingeniería de microondas ha tenido un auge explosivo en las últimas dos décadas. La electrónica de microondas se enriquece con nuevas técnicas, los viejos tubos Klystron de principios de los sesentas, han sido substituidos por los semiconductores de alta frecuencia y alta potencia, cuyo factor de construcción K^4 ($K = P * [f_{\text{GHz}}]^2$) está actualmente alrededor de 1000 W/GHz, considerando que la segunda generación de satélites mexicanos usarán amplificadores de 20 W a una frecuencia de 4 GHz con un factor de seguridad de 2^2 . Lo mismo está sucediendo con los tubos de onda progresiva de los setentas, que poco a poco están cediendo su lugar a los semiconductores, en la actualidad se encuentran limitadas sus aplicaciones a frecuencias superiores a los 9 GHz pero es de esperarse que para el nuevo siglo estarán a punto de la extinción.

Las nuevas técnicas de circuitos no se han quedado atrás, en este aspecto el desarrollo fué imperativo, considerando que los elementos concentrados: capacitores e inductores y aún resistores, no pueden ser considerados como tales a frecuencias en que sus dimensiones son comparables con las longitudes de onda de trabajo, por lo que ha habido necesidad de emplear microcircuitos cuando la potencia de trabajo lo permite o elementos distribuidos (microcintas) a potencias medias y altas para simular los antiguos elementos concentrados.

Lo mismo ha sucedido con los materiales, nuevos productos

dieléctricos, con características más confiables, capaces de responder uniformemente a frecuencias cada vez más altas, han sido desarrollados y son de uso común en las comunicaciones de microondas y principalmente en las que se realizan vía satélite; los materiales paramagnéticos han tenido el mismo desarrollo, la necesidad de tener circuladores, defasadores, resonadores de microondas de frecuencias cada vez mayores ha implicado un trabajo intenso en el campo de los materiales magnéticos.

A pesar de lo anterior, el desarrollo de antenas de microondas no ha sido tan vertiginoso y aunque es necesario reconocer el desarrollo de estructuras como las microantenas (antenas construidas con la técnica de las microcintas), su eficiencia hasta ahora deja mucho que desear, por lo que no existe todavía la antena que pueda substituir, por su ganancia, su ancho de banda y aún sus dimensiones, a los antiguos reflectores parabólicos, aunque haya aumentado la calidad y la diversidad de los radiadores primarios que los alimentan, ya sean las cornetas utilizadas originalmente, los ya no tan nuevos dipolos o las nuevas técnicas que utilizan antenas helicoidales.

Por lo anterior, desde hace varios años, el autor y sus colaboradores han trabajado en la búsqueda de alternativas para antenas de microondas, esta tesis es una descripción general de los resultados logrados a través de sus investigaciones, pretende presentar los avances de la investigación hasta el momento de su

escritura, pero debe entenderse que la misma prosigue y el objetivo final es presentar una alternativa real para la substitución, por lo menos en algunas aplicaciones, del reflector parabólico.

OBJETIVO

El trabajo que aquí se presenta es un intento del autor por encontrar alternativas para antenas de microondas, en la búsqueda de mayor ganancia, mejor ancho de banda, mejores lóbulos de radiación, mayor economía y facilidad de construcción, en suma: mejores características

El desarrollo tecnológico que el autor ha hecho en los últimos años, en la búsqueda de esas alternativas, ha producido además de la experiencia práctica de construcción de antenas helicoidales y su caracterización, que puede convertirse ahora en un paquete tecnológico para producción masiva, un procedimiento general de análisis de antenas delgadas, cuyos fundamentos han sido presentados en diferentes foros^{3,4}.

En la actualidad, en la banda de microondas, el reflector parabólico no tiene competencia, en lo que a características eléctricas se refiere: ganancia alta y prácticamente ilimitada, dependiendo de su diámetro, lóbulos secundarios pequeños y lóbulo principal angosto, sin embargo su construcción no es sencilla, debido a que la calidad de la antena está determinada por la

exactitud del perfil parabólico del reflector. Este hecho llevó al autor a estudiar las antenas helicoidales, que aunque no tienen una ganancia tan alta además de no ser ilimitada, como se demuestra en el desarrollo experimental que aquí se presenta, es sumamente sencilla de construcción y sus deficiencias pueden ser corregidas siguiendo algunas técnicas generales de antenas, como son los arreglos, de tal manera que puedan ser competitivas con los reflectores parabólicos.

No se pretende presentar aquí el trabajo de investigación completo porque el proyecto continúa, pero sí presentar el avance al momento de la escritura, sin embargo las contribuciones que se hacen son lo suficientemente importantes para justificar su presentación.

El desarrollo del proyecto en esta etapa, incluye el análisis y el diseño teórico y experimental de antenas helicoidales. Desde el punto de vista teórico, partiendo de la necesaria investigación bibliográfica, se ha desarrollado un nuevo procedimiento de análisis de antenas helicoidales, que se ha generalizado para el tratamiento de antenas delgadas de cualquier geometría³. Este método desarrollado por el autor y sus colaboradores, permite la determinación de la intensidad del campo eléctrico radiado y de los patrones de radiación correspondientes, tal método se presenta en el segundo capítulo. Continuando con el mismo procedimiento, se trabaja actualmente en la determinación de la impedancia y de la

ganancia, características que hasta ahora se han definido solo en forma empírica^{6,7}.

En lo que se refiere a la parte experimental, se ha partido del diseño teórico para construir alrededor de 30 antenas con características diferentes y para las dos frecuencias de trabajo: 520 MHz y 3 GHz. Se hicieron mediciones de patrón de radiación, de ganancia e impedancia. Los procedimientos de construcción se explican en el cuerpo de la tesis, en principio se intentó reproducir aquellos existentes en la literatura⁸ pero en algunos casos se analizaron construcciones originales como el referente a la caracterización considerando diferentes dimensiones para la cavidad usada como reflector. Los resultados se presentan en los capítulos 3 y 4.

CONTENIDO

El trabajo que aquí se presenta está dividido en cinco capítulos. El primer capítulo incluye, además de esta descripción general del contenido del trabajo una breve semblanza del desarrollo de las microondas en los últimos años y en especial sobre antenas. Por otro lado, bosqueja una pequeña semblanza histórica sobre antenas helicoidales, desde los primeros diseños de Kraus hasta nuestros días con la amplia aplicación en todo tipo de comunicaciones espaciales.

En el capítulo 2 se analiza la antena desde el punto de

vista teórico, se describen los parámetros principales y su influencia en las características de la antena en base a los documentos generados desde 1947 a la fecha, además se presenta un procedimiento original de análisis del campo lejano, desarrollado por el autor y el grupo de investigadores que han estudiado este tipo de antenas en la ESIME.

En el capítulo 3 se presentan los resultados experimentales obtenidos en estructuras helicoidales que trabajan en la banda de UHF, específicamente en 520 Mhz y que sirvió de base del análisis paramétrico experimental para el diseño de antenas de microondas.

El capítulo 4 se dedica a los resultados experimentales en antenas de microondas trabajando en la banda C a 4 GHz, se muestran patrones de radiación los cuales son comparados con los resultados experimentales obtenidos por otros investigadores y los resultados teóricos obtenidos a partir del procedimiento descrito en el capítulo 2. Igualmente se presentan los resultados de impedancia de entrada para diferentes estructuras y formas de alimentación.

Finalmente el capítulo 5 se dedica a las conclusiones del trabajo, así como una descripción no muy detallada de los proyectos que esta investigación ha generado y de la proyección futura de la investigación tanto en el aspecto teórico como experimental.

Se incluyen al final dos apéndices, uno con el programa de cómputo que permite el cálculo del campo y los patrones de radiación que se describe en el capítulo 2 y otro con un glosario de los términos que se usan en el trabajo, sin faltar la necesaria bibliografía requerida en el desarrollo de la tesis.

ANALISIS HISTORICO SOBRE ANTENAS HELICOIDALES

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

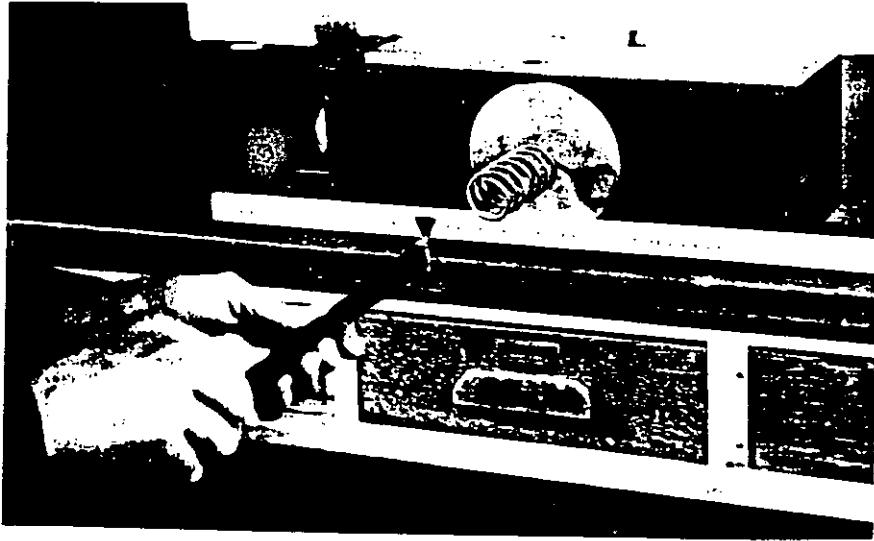


FIGURA 1.1 PRIMEROS EXPERIMENTOS CON ANTENAS HELICOIDALES

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

varias de las preguntas se obtuvo 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 el que se hace girar la antena con su plano de tierra mientras que

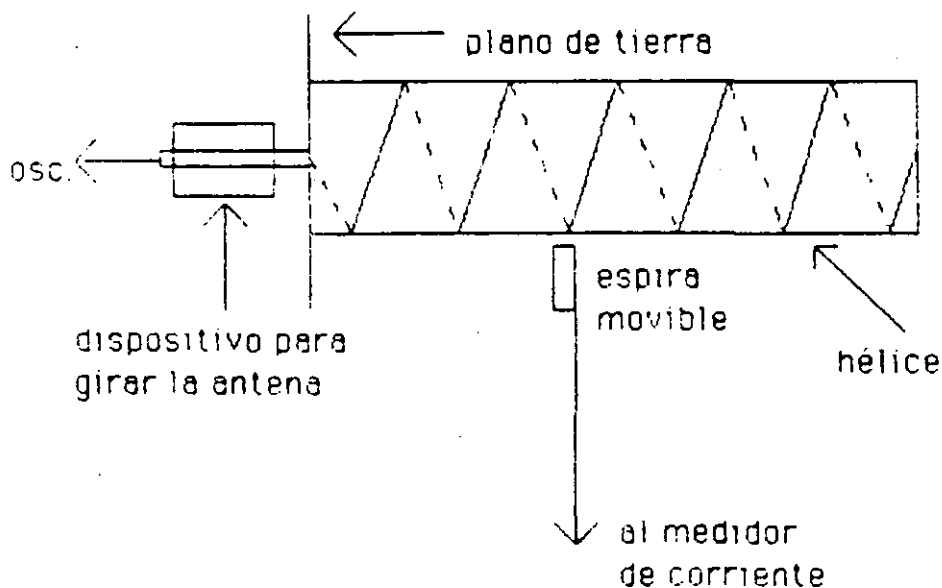


FIGURA 1.2 DISPOSITIVO PARA MEDIR LA CORRIENTE EN LA HELICE

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

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

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

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

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

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

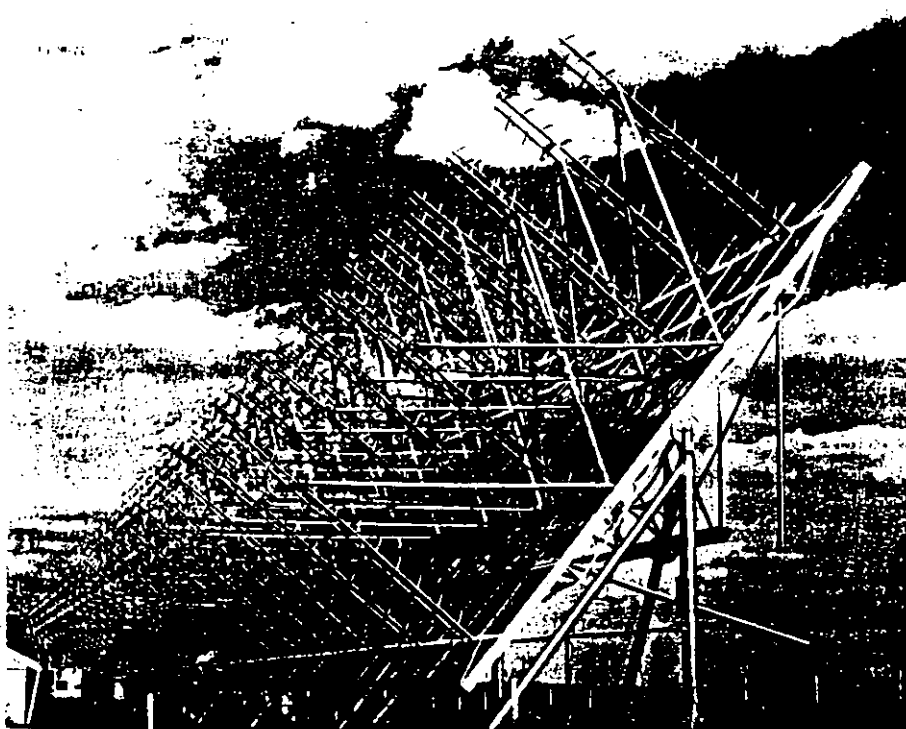


FIGURA 1.3 RADIOTELESCOPIO CON 96 HELICES DE 11 VUELTAS

A partir de su descubrimiento/invencción , como 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 operaba en frecuencias de 200 a 300 Mhz, el arreglo de 50m de longitud y ganancia de 35 dB produjo algunos de los mapas radioastronómicos más completos¹⁶.

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

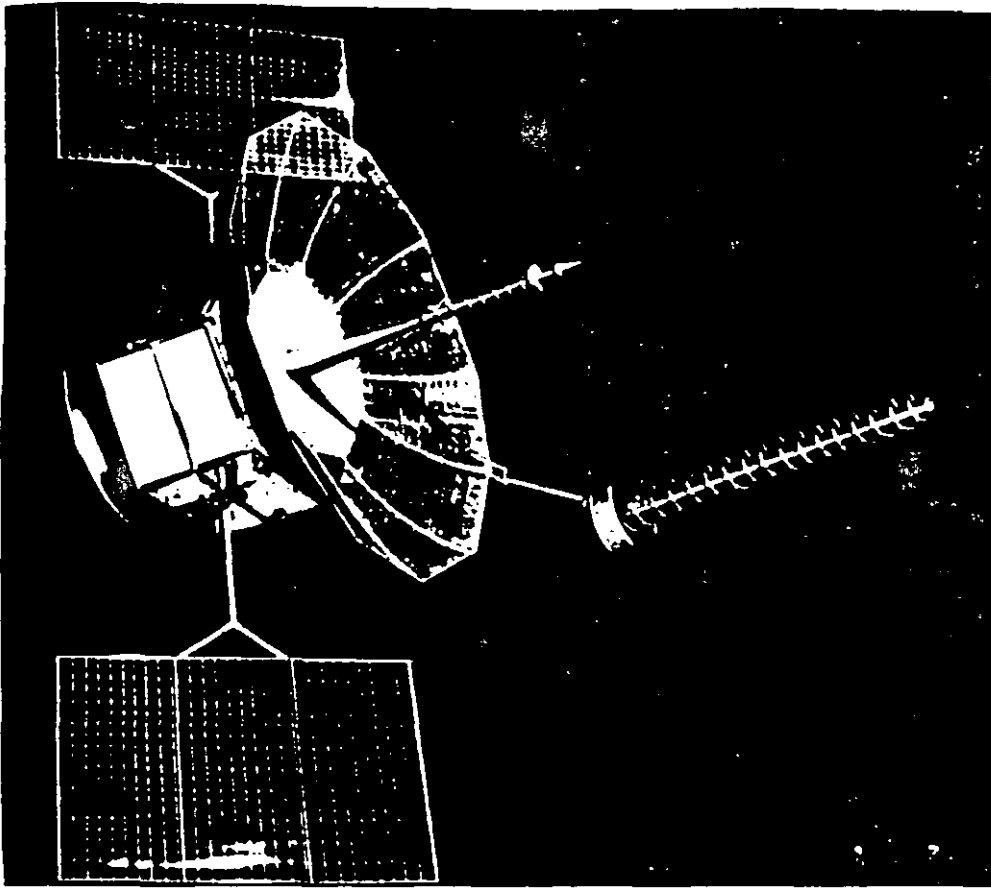


FIGURA 1.4 SATELITE DE COMUNICACIONES QUE UTILIZA HELICES

CAPITULO DOS

ANALISIS TEORICO DE ANTENAS HELICOIDALES

GEOMETRIA DE LA HELICE Y MODOS DE OPERACION

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

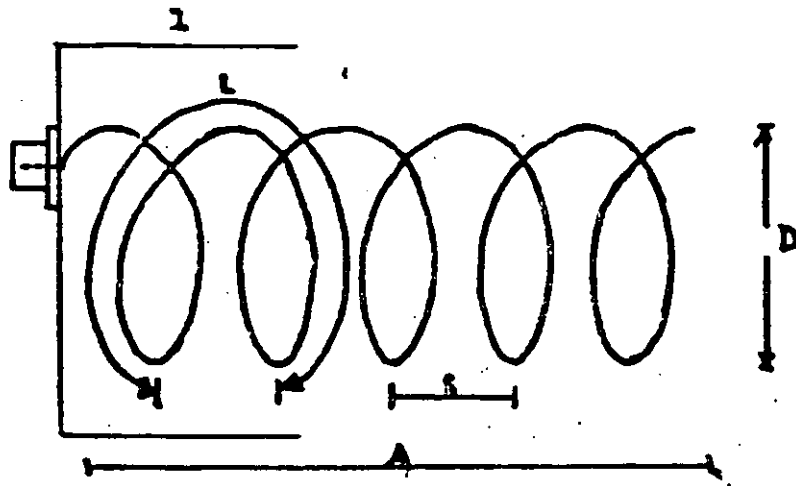


FIGURA 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELICOIDAL

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

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

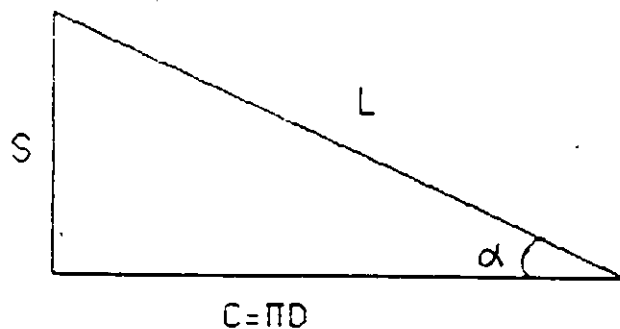


FIGURA 2.2 RELACION ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

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

y

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

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

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

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

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

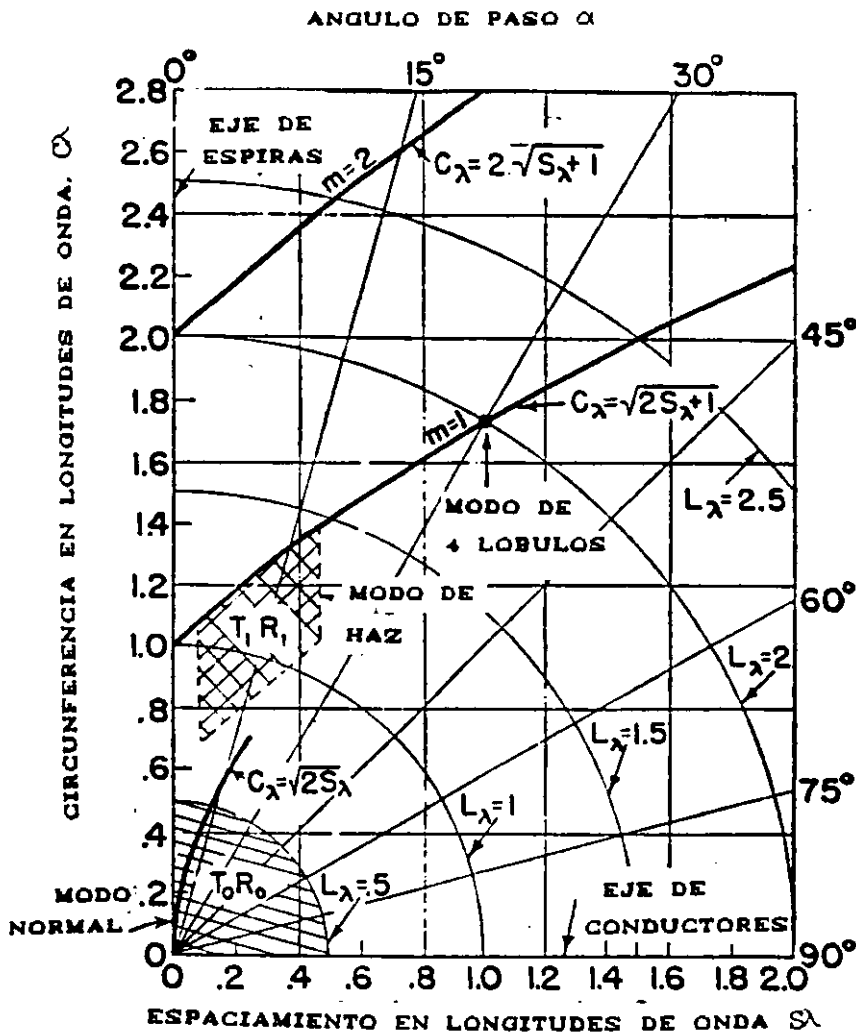


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

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

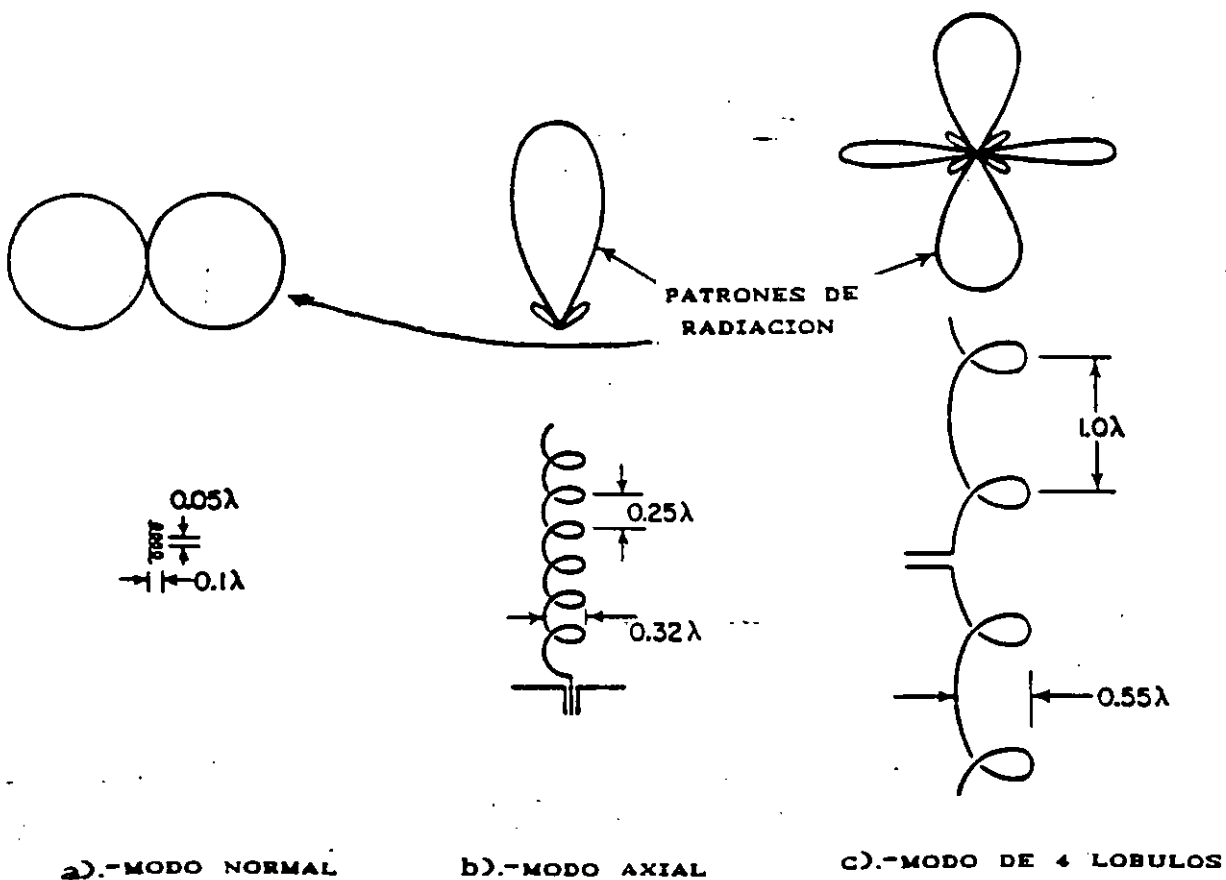


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACION DE ANTENAS HELICOIDALES

el lóbulo es aproximadamente circular y el sentido de la polarización está determinado por el sentido del devanado de la hélice. A esta forma de radiación se le conoce como modo axial¹⁰. Si las dimensiones de la hélice son mayores que la longitud de onda entonces el patrón de radiación se hace multilobular, manteniéndose la radiación axial pero con lóbulos perpendiculares

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

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

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

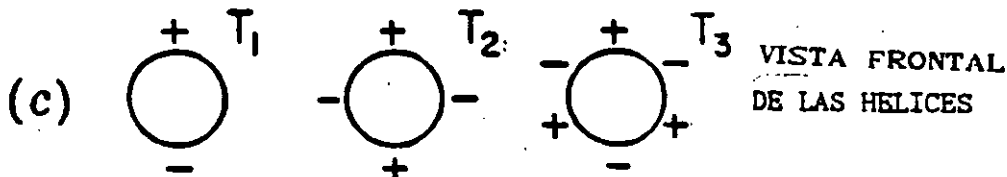
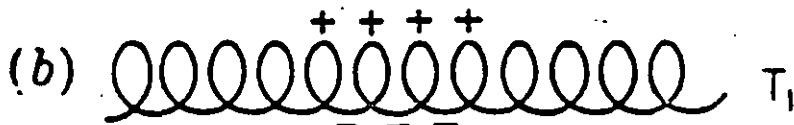
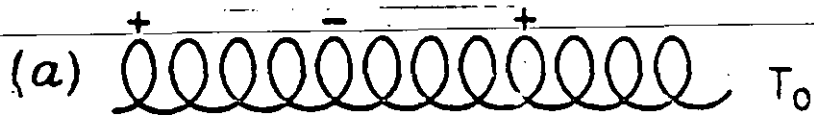


FIGURA 2.5 DISTRIBUCION DE CARGA EN LA HELICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACION

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

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

figura 2.5c.

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

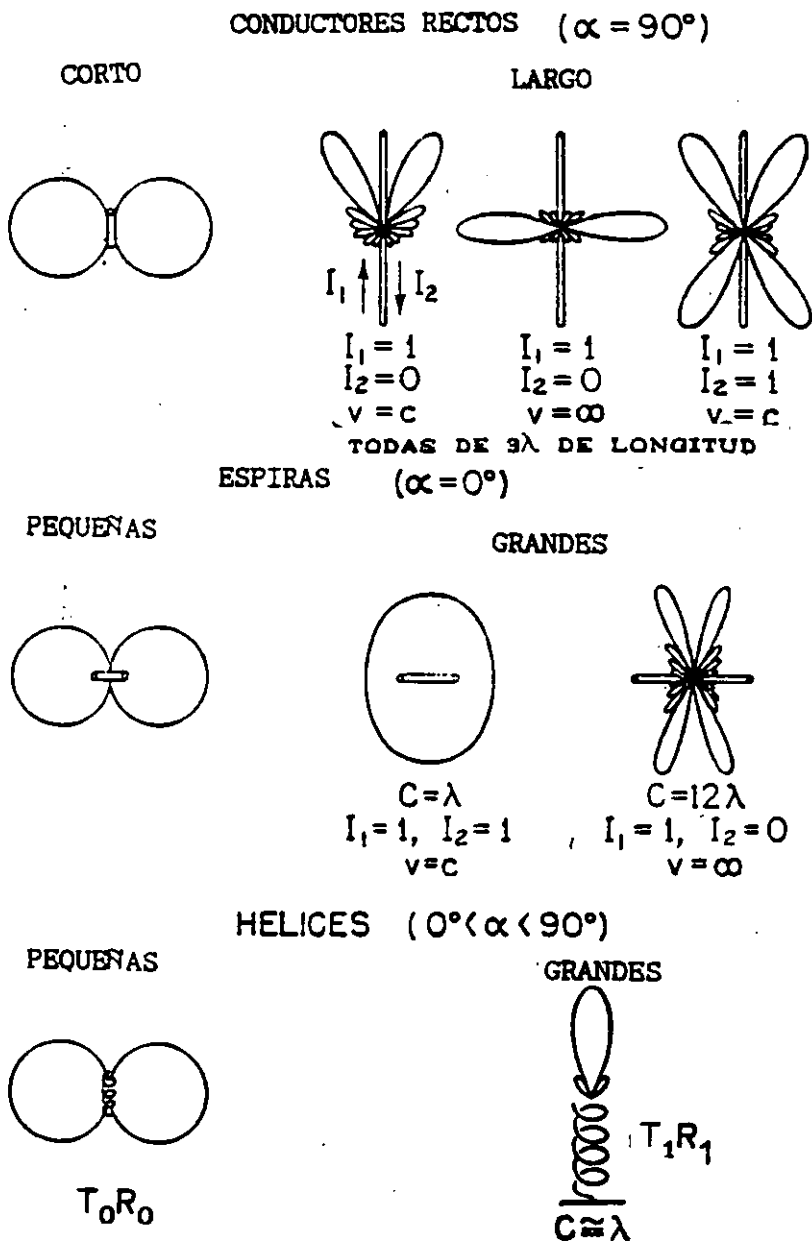


FIGURA 2.6 COMPARACION ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

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 y sobre todo el núcleo de la integral que es una función de Green^{21,22}.

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

$$\int J(z') G(z, z') dz' = E \cos \beta z - (jV/2Z_0) \sin \beta |z| \quad 2.4$$

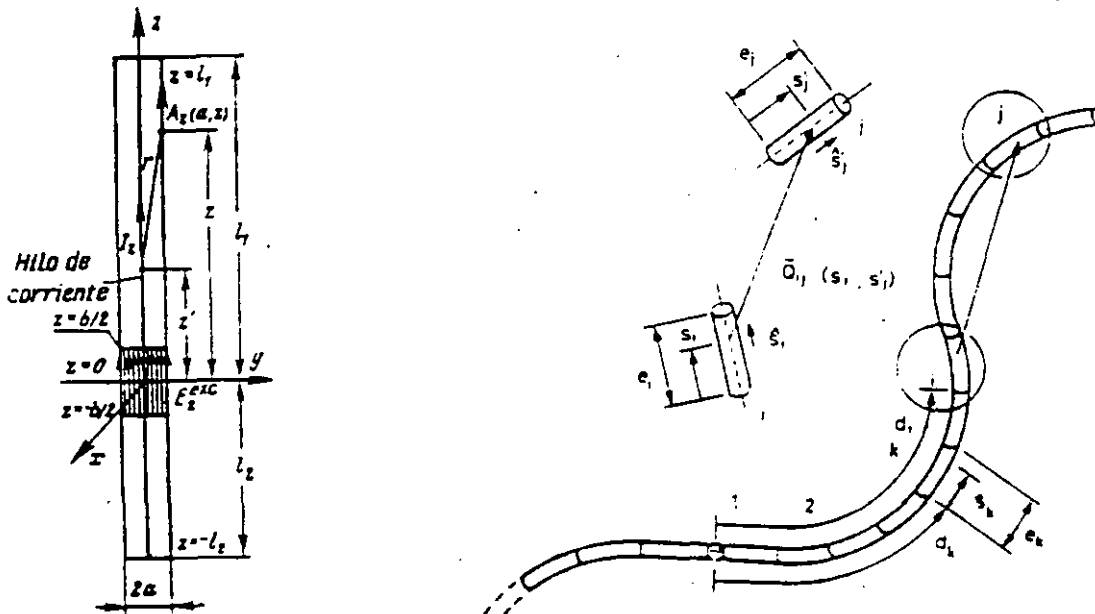


FIGURA 2.7 ESQUEMAS PARA LA DETERMINACION DE LA ECUACION INTEGRAL DE HALLEN

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

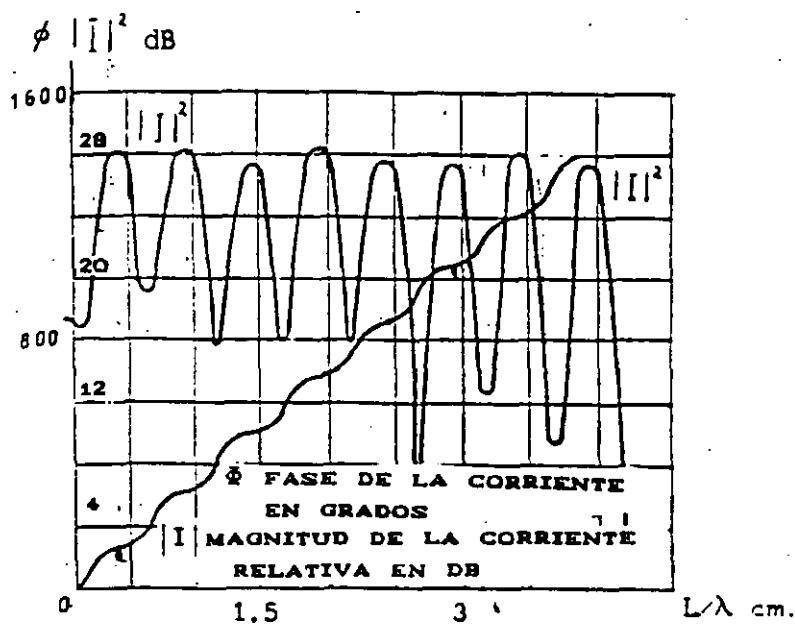


FIGURA 2.8 DISTRIBUCION DE CORRIENTE PARA EL MODO T_0

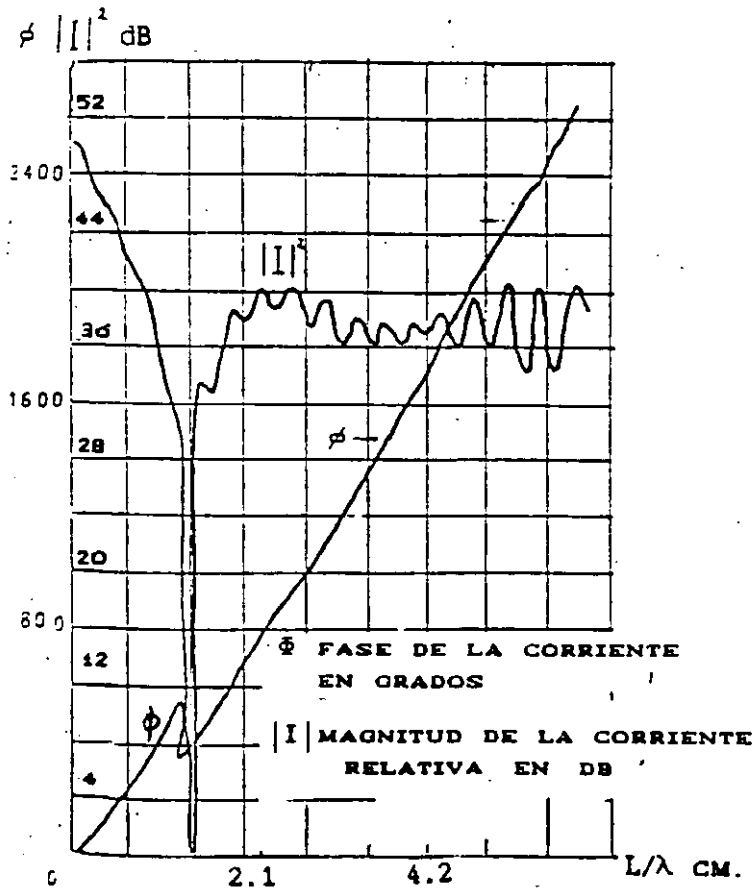


FIGURA 2.9 DISTRIBUCION DE CORRIENTE PARA EL MODO T_1
 ANALISIS DE CAMPO

Procedimiento de Kraus

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

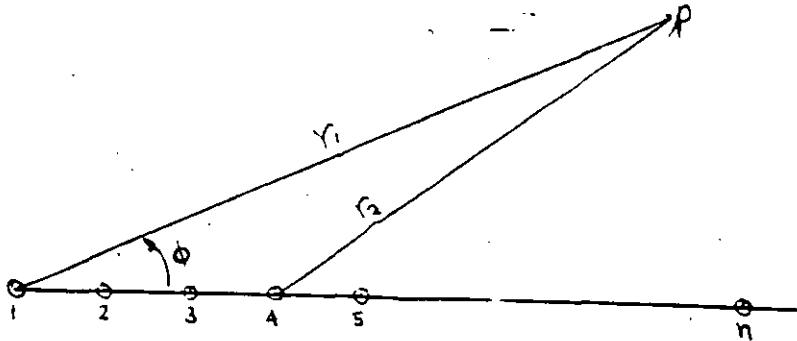


FIGURA 2.10 CAMPO RADIADO POR n FUENTES PUNTUALES

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

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

donde:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

o

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

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

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

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

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

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

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

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

En su análisis, teórico experimental, Kraus ha concluido que la antena puede tratarse como un arreglo de directividad incrementada^{2º} en el que el factor de arreglo esta dado por:

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

donde:

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

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

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

para $m=1$, 2.15 es:

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

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

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

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

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

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

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

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

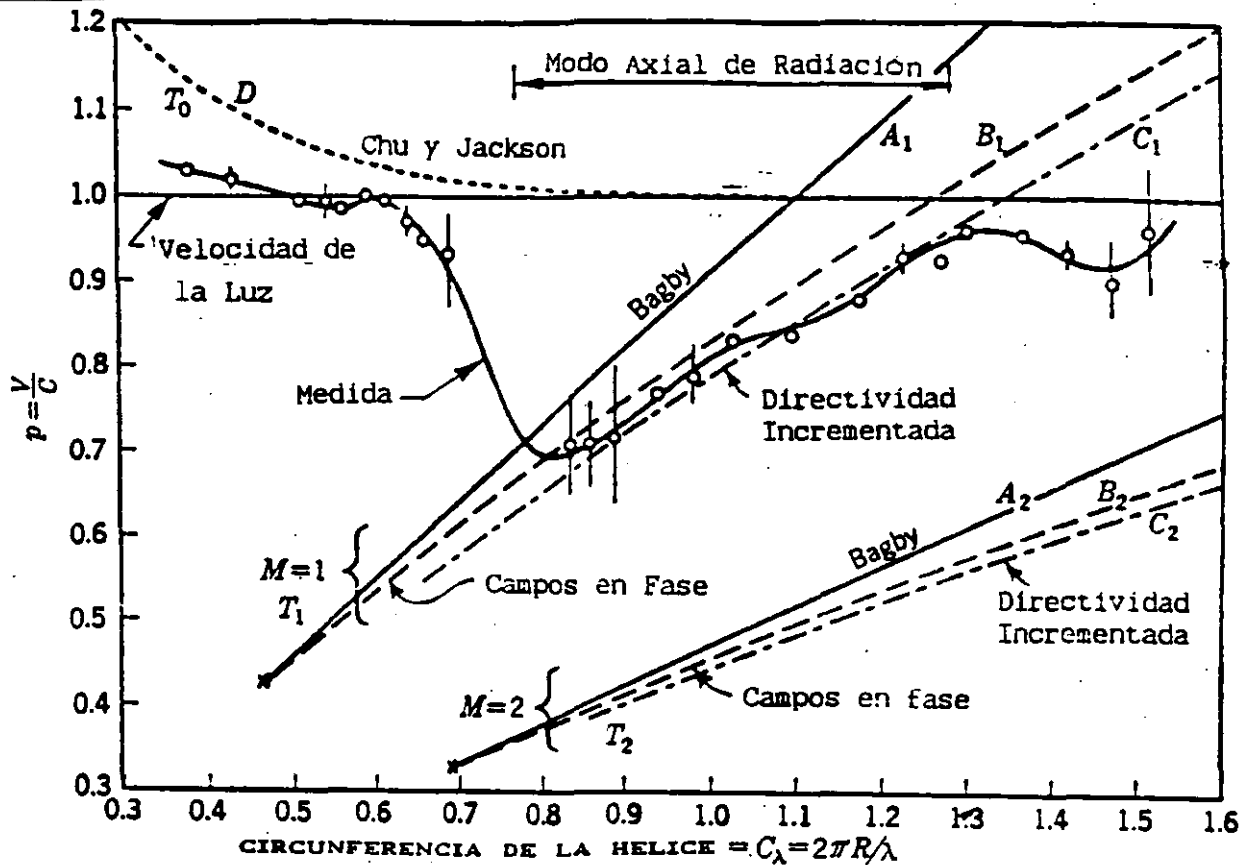


FIGURA 2.11 RESULTADOS TEORICO-EXPERIMENTALES SOBRE EL FACTOR DE VELOCIDAD p

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

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

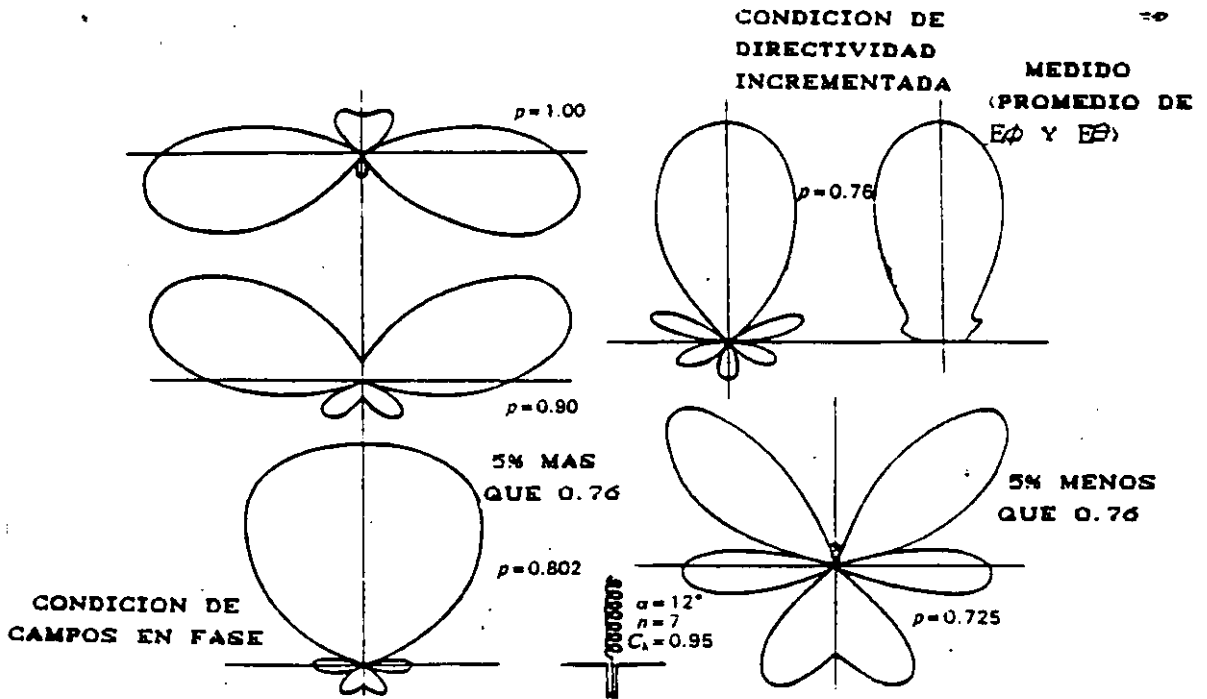


FIGURA 2.12 PATRONES DE RADIACION POR EL METODO DE KRAUS

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

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

Como ejemplo, en la figura 2.12 se muestran los patrones de radiación para una hélice con $C_{\lambda} = 0.95$, 12° y 7 vueltas, utilizando el factor de arreglo de ganancia incrementada, con campos en fase en la dirección del eje de la antena, para varios valores de p (1, 0.9, 0.76 y 0.725). Se muestra igualmente el campo medido en una antena con las mismas dimensiones con un plano de tierra de 0.88λ de diámetro. Se observa que para $p = 0.76$ el patrón teórico es muy similar al experimental, aunque aquél desprecia el efecto del plano de tierra. Es interesante observar la gran sensibilidad de los patrones con p , ya que cambios de apenas 5%, arriba y abajo de 0.76, provocan patrones de radiación con cambios muy 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 del F.A., haciendo innecesario el cálculo del campo de una espira, excepto para hélices pequeñas. Bajo estas condiciones, el campo lejano de una hélice puede determinarse, en una buena aproximación, a partir del conocimiento de sus dimensiones y usando la condición de directividad incrementada para el cálculo del factor p.

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

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

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:

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

La figura 2.13 muestra los términos de la expresión 2.20

La corriente se supone de la forma:

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

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:

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

y

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

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

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

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

de funciones de Bessel.

Las soluciones de las integrales quedan entonces:

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

y

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

donde:

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

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

$$\nu = (\omega a/c) \tan \alpha \cos \theta - \beta \quad 2.27$$

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

sumatorias infinitas de funciones Bessel, sin embargo haciendo un análisis cuantitativo ha encontrado que sólo los primeros 2 términos de la expansión son significativos, tomando el valor de a obtenido experimentalmente por Kraus. Las gráficas de los patrones de radiación generados por las ecuaciones 2.25 y 2.26, considerando las aproximaciones que se indican se presentan en la figura 2.14, para comparación se muestran igualmente, los campos propuestos con la aproximación de Kraus, para antenas de 7 vueltas, 12° y $p = 0.83$.

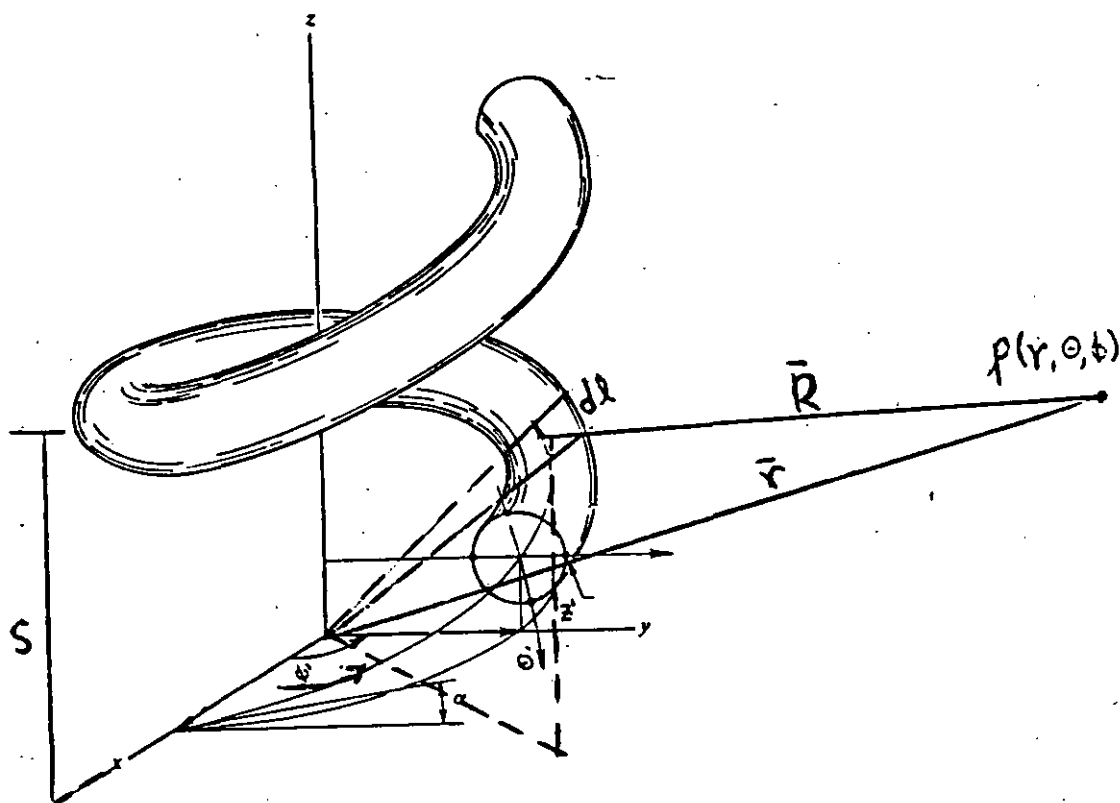
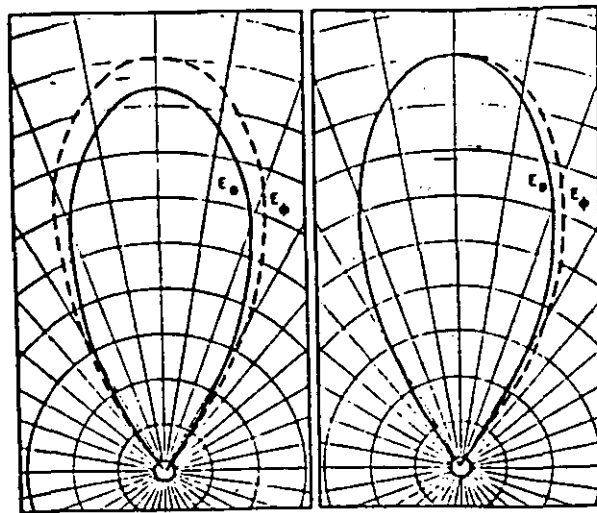


FIGURA 2.13 GEOMETRIA DE LA HELICE Y EL PUNTO DE CAMPO LEJANO



FORMULA RIGUROSA APROXIMACION DE KRAUS

FIGURA 2.14 COMPARACION DE PATRONES DE KRAUS Y KORNHAUSER

Procedimiento de Kai Fong Lee

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

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

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

Procedimiento del autor

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

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

y el campo eléctrico lejano se puede determinar como:

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 le da la simplicidad, pues no es necesario evaluar sumatorias infinitas de funciones Bessel o de hacer consideraciones adicionales para obtener el resultado final.

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

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

$$s = \phi \quad 2.30$$

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

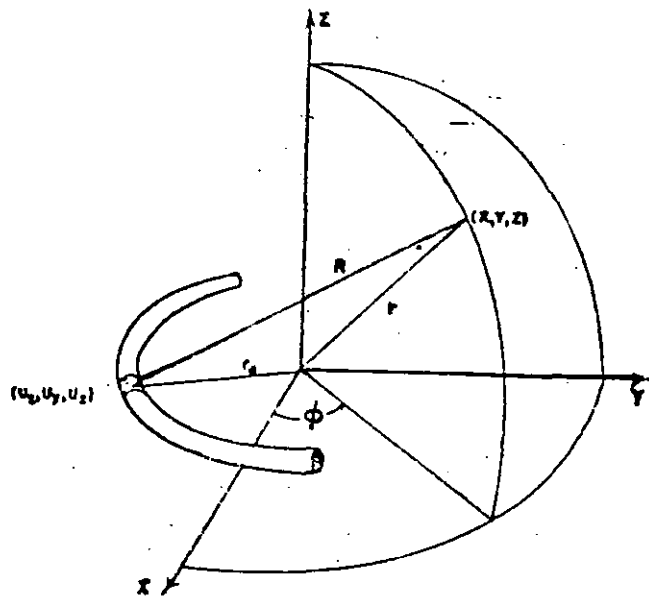


FIGURA 2.15 GEOMETRIA DE LA HELICE

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

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

La distribución de la corriente es la propuesta por Kraus²⁸

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

siendo p el factor de velocidad de fase en la hélice

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

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

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

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

donde

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

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 1.

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

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 $12^\circ < \alpha < 15^\circ$, $3/4 < C_\lambda < 4/3$ y $n > 3$. Si la alimentación es periférica, es decir sobre la superficie imaginaria del cilindro de la antena, Baker⁸⁵ ha propuesto que:

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

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

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

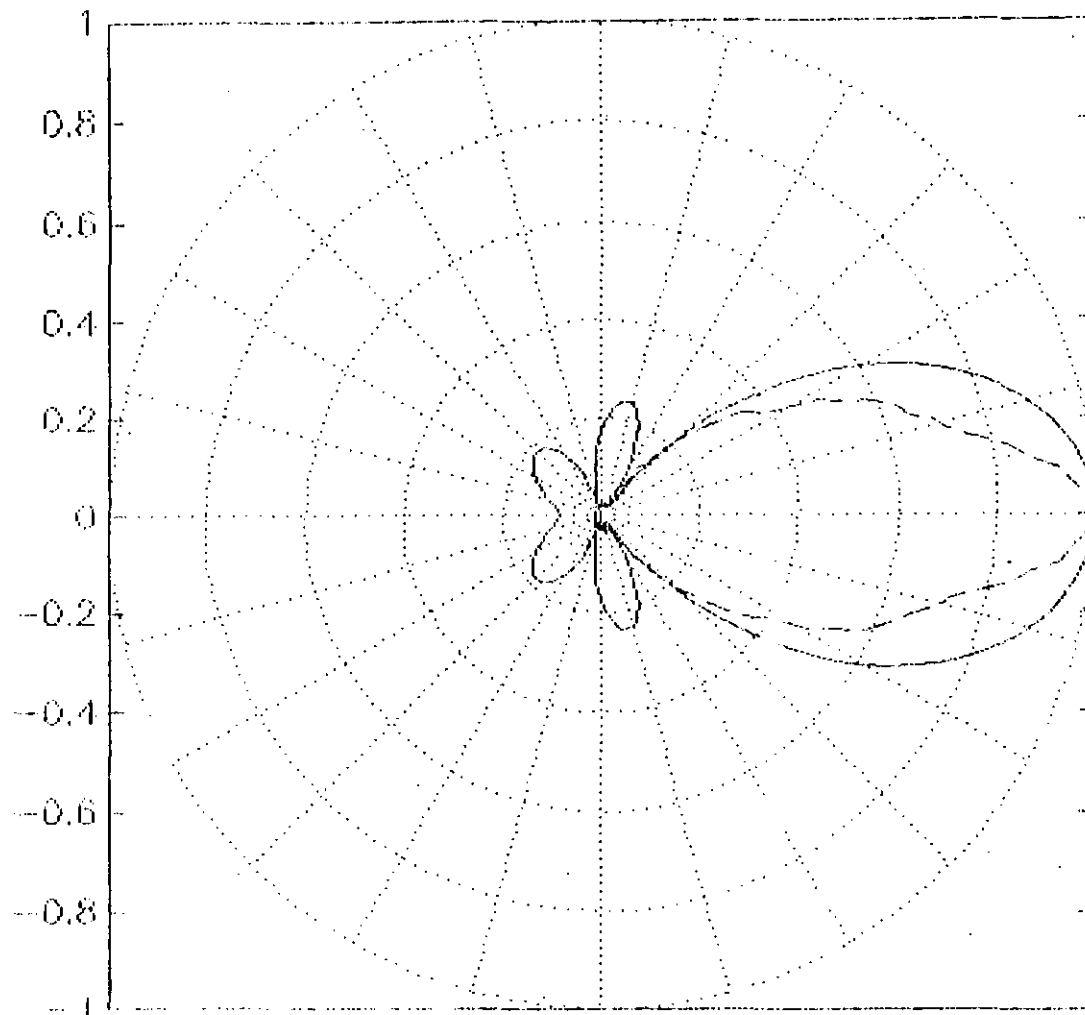


FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

ANTENA DE 10 VUELTAS, P. TEO. RAYA CONTINUA, P. EXP. PUNTEADA

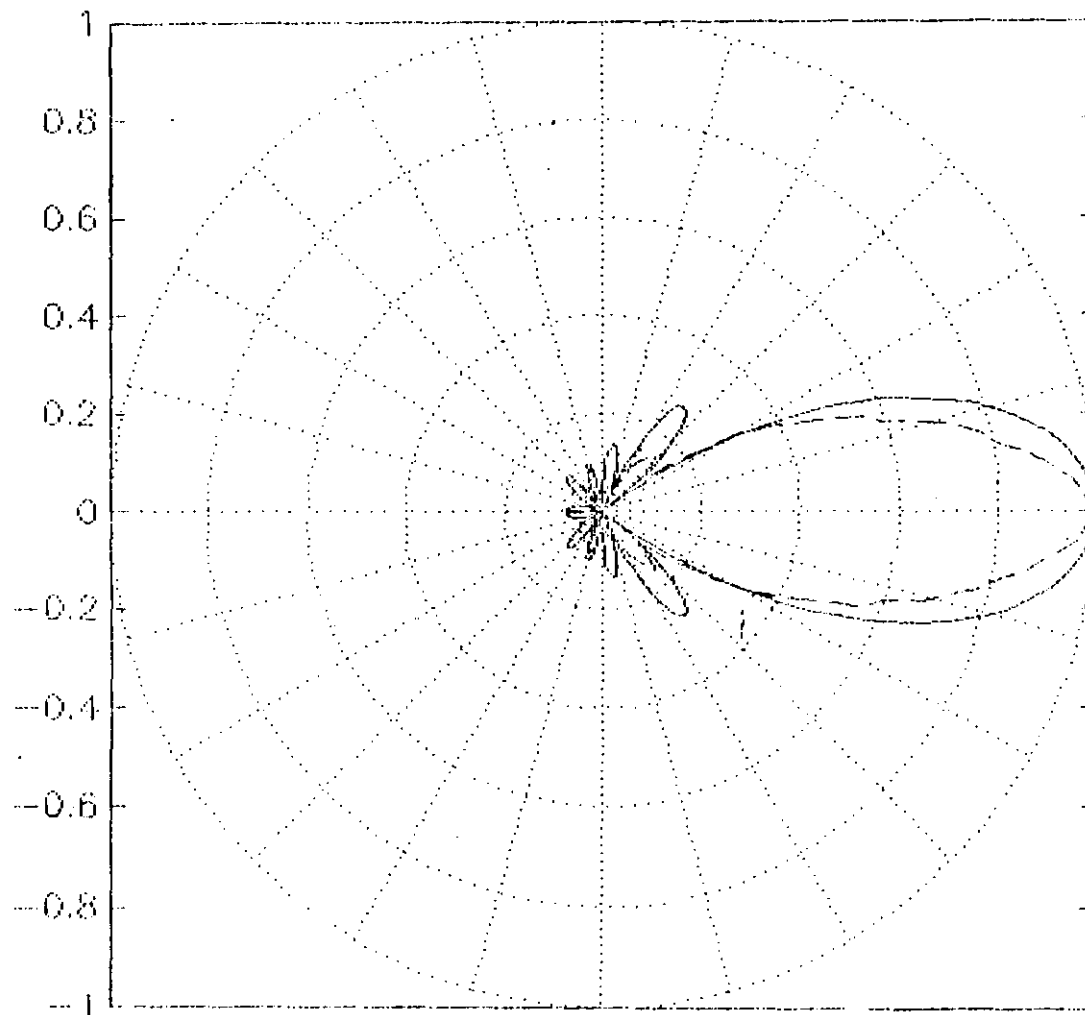


FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

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

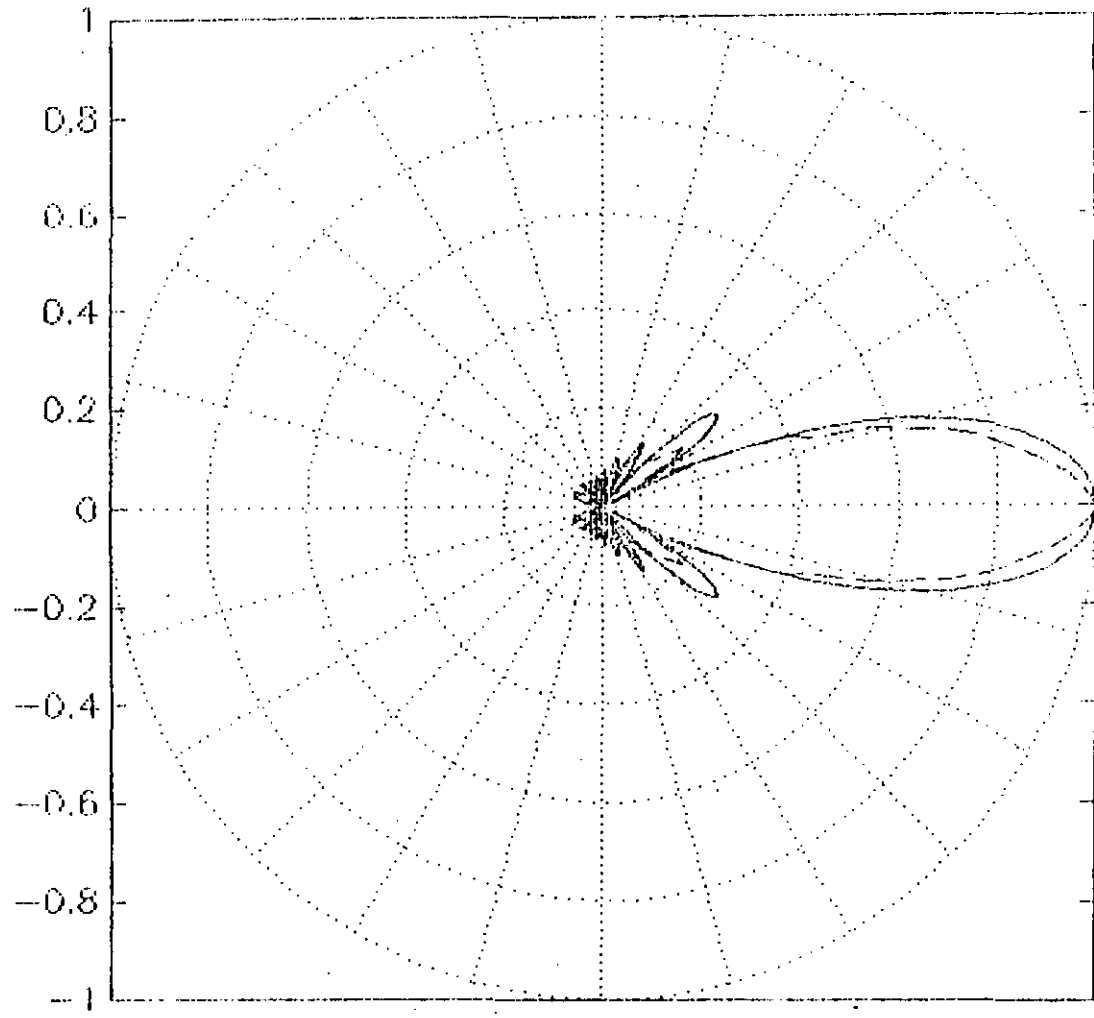


FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS

TEORICA ——— ESPERIMENTAL - - -

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

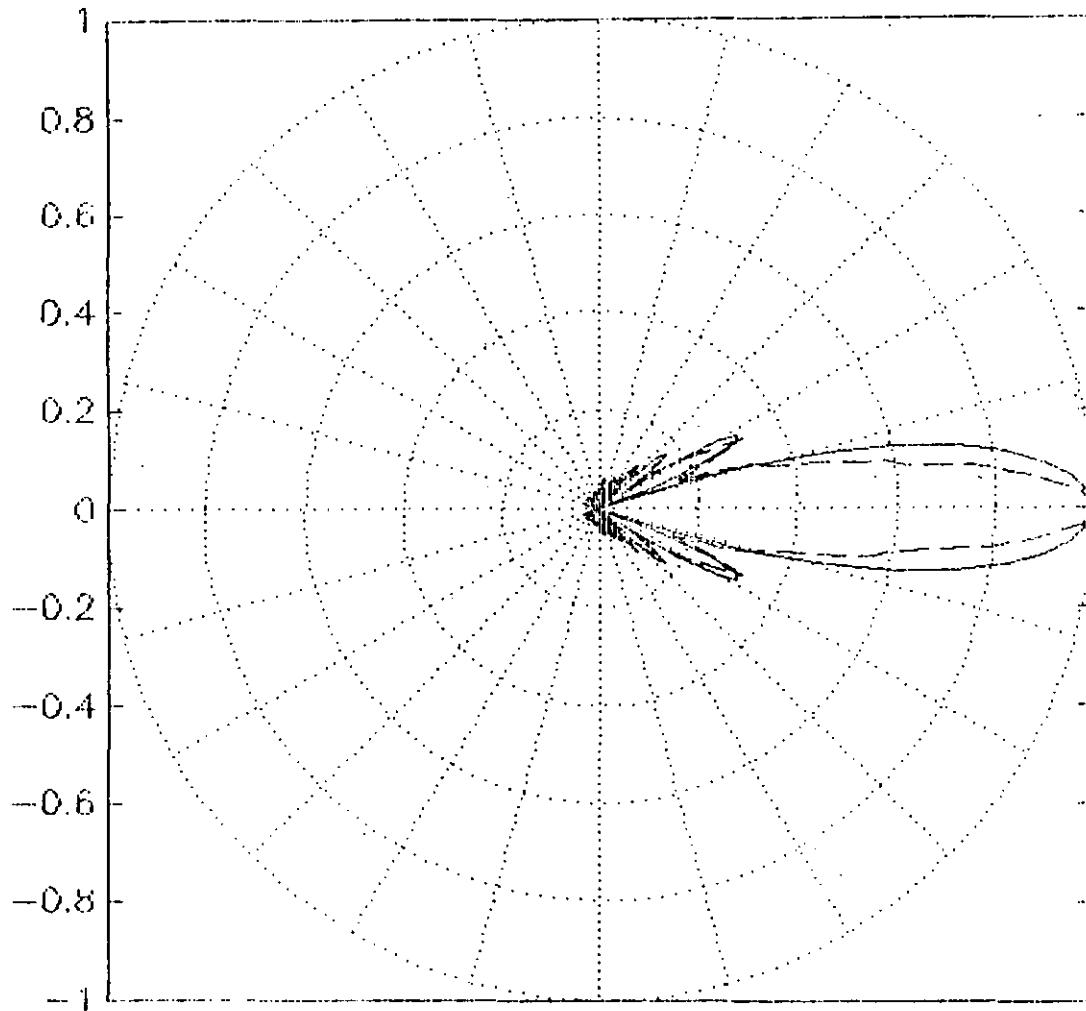


FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS

TEORICA ——— EXPERIMENTAL - - -

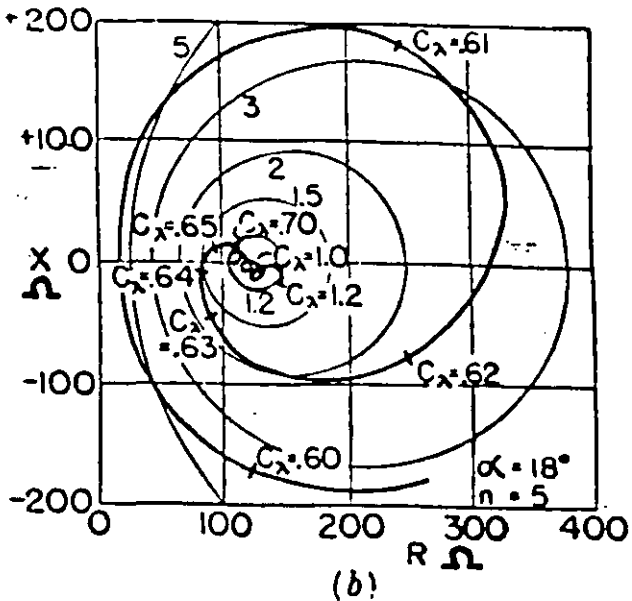
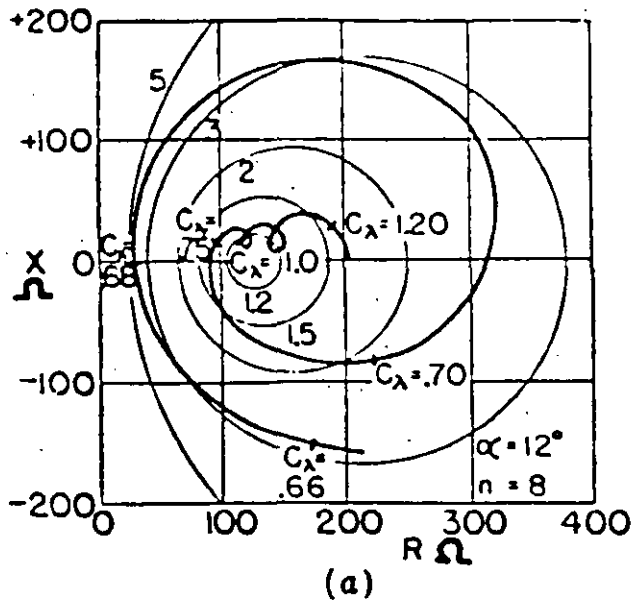


FIGURA 2.17 IMPEDANCIA DE ANTENAS HELICOIDALES



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

CURSOS ABIERTOS

CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS

METROLOGIA DE ANTENAS.

ING. JORGE CEJA.

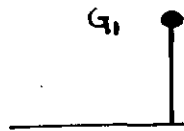
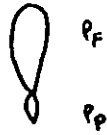
FEBRERO 1994.

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

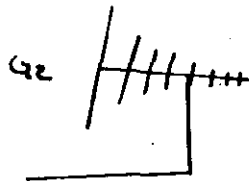
l : longitud de la antena

λ : longitud de onda

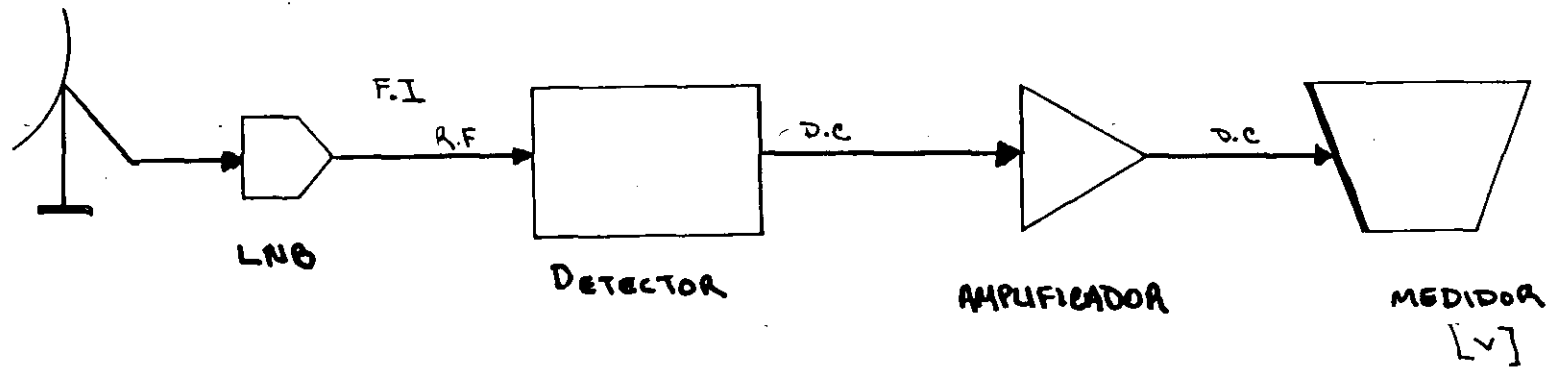
$$\%_d = 10 \log \frac{P_F}{P_P} [\text{dB}]$$



$\longleftrightarrow d \longrightarrow$

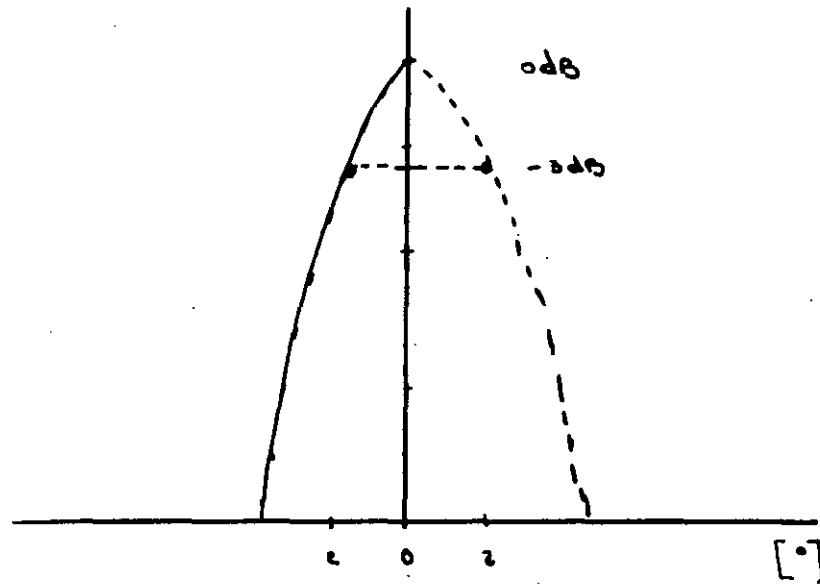


$$\blacksquare G_{2_1} = 10 \log \frac{R_2}{R_1} \blacksquare [\text{dB}]$$



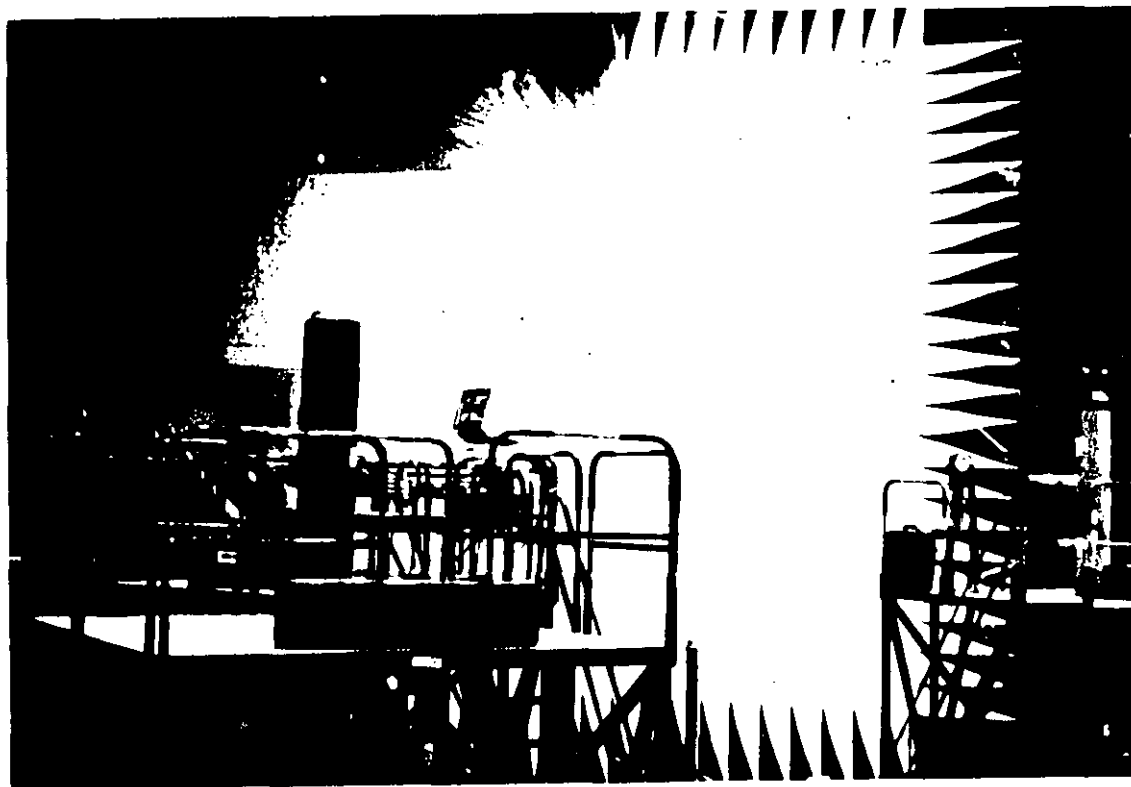
$$-340 \Rightarrow 0.5P$$

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



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

" CAMARA DE RANGO COMPACTO "



" CAMARA ANECOICA "





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

CURSOS ABIERTOS

CURSO ESPECIAL DE DISEÑO DE ANTENAS

ANTENAS LINEALES

ANTENA VAGI-UDA Y EJEMPLO

ING. EDUARDO ALVAREZ G.

FEBRERO, 94.

Antena Yagi-Uda

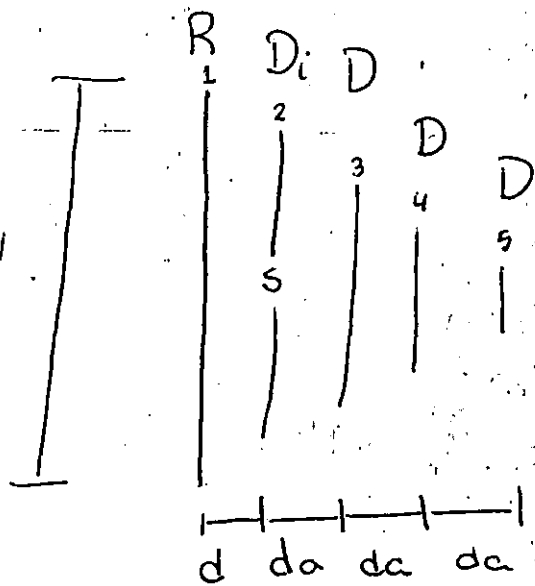
D - director R - reflector D_i - dipolo

S - separación entre terminales del dipolo

d - separación entre reflector y dipolo

d_a - " " " " dipolo y director ó entre directores.

L - longitud de Punta a punta del elemento



... hasta 15 elementos

$$d_a = 0.1 \lambda$$

$$d = 0.15 \lambda$$

$$L_R = 0.5 \lambda$$

$$L_{D_i} = 0.476 \lambda$$

$$L_{D_3} = 0.46 \lambda$$

$$L_{D_4} = 0.45 \lambda$$

$$L_{D_5} = 0.44 \lambda$$

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

Frecuencias

FM [MHz] 87.5 - 108

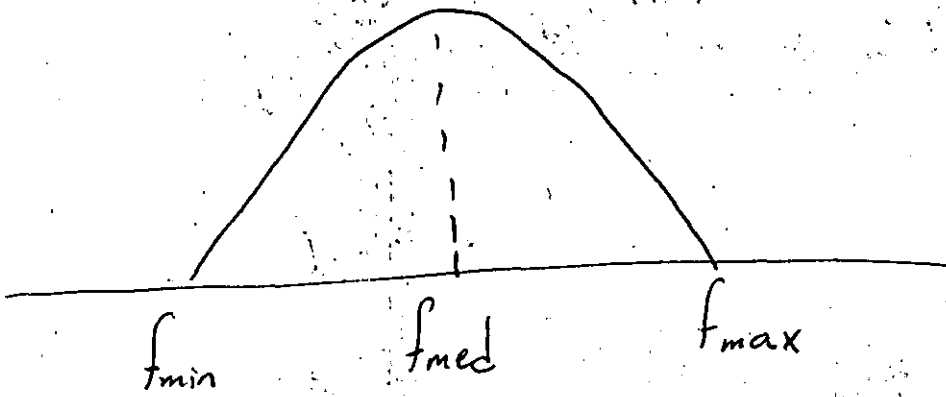
AM [kHz] 522 - 1611

Televisión [MHz]

Canal	frec. mínima	frec 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 de ancho

Banda



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

DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
09 A) CURSO ESPECIAL DE ANTENAS

18 y 19 de Febrero de 1994.
DIRECTORIO DE ASISTENTES

- 1 *Jorge Anguiano Camarillo*
Coordinador de Teleproceso
Banco Nacional de Comercio Interior
C.J. Ma. Marroquí 81
Col. Centro
06050 México, D.F.
Tel. 328 60 65
- 2 *Ing. Narciso Acevedo Hernández*
Jefe de Mantenimiento de Labs.
UNAM, Campus Aragón
Av. Rancho Seco s/n
Col. Bosques de Aragón.
57130 Estado de México
Tel. 623 10 77
- 3 *Octavio Borgonio Aguilar*
Capturista de Datos
Dir. Gral. de Publicaciones UNAM
Ciudad Universitaria
04510 México, D.F.
Tel. 622 23 97
- 4 *Misael Calzada Maca*
(No anotó datos en la solicitud de
Inscripción)
- 5 *Daniel Flores Romero*
(No anotó datos en la solicitud de
Inscripción)
- 6 *Guillermo González Valle*
(No anotó datos en la solicitud de
Inscripción)
- 7 *Ignacio Jiménez García*
(No anotó datos en la solicitud de
Inscripción)
- 8 *Miguel Angel Lima Gutiérrez*
Analista en Teleinformática
Banco Nacional de Comercio Interior
José Ma. Marroquí 81
Col. Centro
06050 México, D.F.
Tel. 328 60 65
- 9 *Dora Elena Ledesma Carrión*
(No anotó datos en la solicitud de
Inscripción)
- 10 *Víctor Armando Ramos Viterbo*
Av. Las Colonia 52 Int. 3
Atizapán de Zaragoza
54500 Edo. de México
Tel. 824 67 80
- 11 *Javier Valdivia Valentín*
Analista en Teleinformática
Banco Nacional de Comercio Interior
José Ma. Marroquí 81
Col. Centro
06050 México, D.F.
Tel. 328 60 65
- 12 *Tomás Villavicencio Luis*
Ing. de Mantenimiento
Fac. de Química, UNAM
Ciudad Universitaria
04510 México, D.F.
Tel. 622 37 06