

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE"

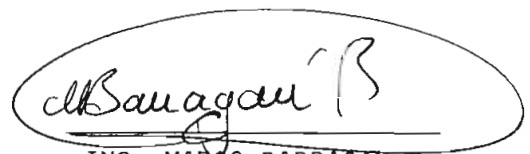
Tesis previa a la obtención del título
de Ingeniero en la especialización de
Electrónica y Telecomunicaciones

MARCO ARTURO VARGAS NARANJO

QUITO, JULIO 1984



Certifico que el presente trabajo ha sido elaborado en su totalidad por el Señor Marco Arturo Vargas Naranjo.



ING. MARCO BARRAGAN B.

Director de Tesis

A la memoria del Dr. Arturo Naranjo, quien dejó
impregnado para siempre en mí sus sabias enseñanzas.

A mis Padres.

A mi Esposa.

A mi hija Gabriela Fernanda.

Mi profundo agradecimiento al Ing. Marco Barragán por su acertada dirección, a los Ings. H. Jacobson R. Díaz, y P. Peñafiel, que de una u otra manera colaboraron para la culminación de este trabajo y a la Escuela Politécnica Nacional, en cuyo centro me he formado teniendo la certeza de ser mañana un profesional íntegro.

P R O L O G O

Este trabajo es la culminación de un estudio teórico iniciado en la materia de Proyectos.

En el que se realiza un resumen de varios artículos de revistas especialmente de la IEEE sobre antenas helicoidales, complementado con el diseño y construcción de una antena cuadrifilar.

Cabe indicar que la experimentación se llevó a cabo en los Laboratorios de la Escuela Politécnica Nacional y además gracias a las facilidades prestadas por la HCJB a la que debo mis agradecimientos.

En este trabajo no se pretende realizar un análisis profundo de los aspectos físicos y matemáticos del fenómeno de radiación electromagnética en estructuras helicoidales sino estudiar con la intensidad suficiente las características generales, todo ello orientado hacia aplicaciones y no hacia un aspecto meramente teórico.

I N D I C E

Pág.

INTRODUCCION.

CAPITULO I

PROPIEDADES GENERALES DE LAS ANTENAS

1.1	Generalidades	3
1.2	Adaptación	3
1.3	Concentración de la energía	4
1.3.1	Directividad	4
1.3.2	Ganancia	5
1.4	Fidelidad de transmisión	6
1.4.1	Polarización	6
1.4.2	Desacoplamiento	8
1.5	Ancho de Banda	9
1.6	Impedancia	9
1.7	Diagrama de flujo	9
1.8	Clasificación de antenas según su frecuencia de trabajo	11

CAPITULO II

TEORIA DE ANTENAS HELICOIDALES

2.1	Introducción	12
2.2	Estructura Periódica	13
2.3	Fase de armónicas espaciales	16
2.4	Simetría de la hélice	19
2.5	Ancho de Banda	24
2.6	Antena hélice cilíndrica	28
2.6.1	Dimensiones Físicas	30

	Pág.
2.6.2 Ancho de Banda	30
2.6.3 Factor de arreglo	31
2.6.4 Directividad	31
2.6.5 Polarización	32
2.6.6 Ancho de haz	32
2.6.7 Apertura entre los dos primeros nulos	32
2.6.8 Relación de onda estacionaria	32
2.6.9 Impedancia	32
2.7 Helicónea	34
2.8 Antena Multihélice	35
2.8.1 Parámetros geométricos	36
2.8.2 Radiación	38
2.8.3 Directividad	38
2.8.4 Ancho de Banda	38
2.8.5 Impedancia	39
2.8.6 Polarización	39
2.8.7 Sistema de alimentación y acoplamiento	40

CAPITULO III

HELICE RESONANTE CUADRIFILAR

3.1 Introducción	42
3.2 Radiación del dipolo elemental	43
3.3 Radiación del dipolo magnético	45
3.4 Modelo simplificado	48
3.5 Diagrama de radiación	49
3.6 Configuración física	50
3.7 Impedancia y ancho de banda	52
3.8 Sistema de acoplamiento y alimentación	53

CAPITULO IV

DISEÑO Y CONSTRUCCION

4.1	Introducción	55
4.2	Diseño de una antena resonante cuadrifilar tipo hélice	55
4.2.1	Especificaciones	55
4.2.2	Dimensiones físicas	56
4.2.3	Sistema de alimentación	59
4.2.4	Sistema de Conmutación	60
4.3	Diseño de un dipolo diedro	63
4.3.1	Características	63
4.3.2	Parámetros y dimensiones físicas	64

CAPITULO V

EXPERIMENTACION

5.1	Introducción	72
5.2	Métodos de Medición	73
5.2.1	Medida de Impedancia	73
5.2.2	Medida de lóbulos de radiación	76
5.3	Resultados experimentales	80
5.3.1	Impedancia	80
5.3.2	Diagramas de radiación	84
5.4	Análisis y conclusiones	86
5.5	Recomendaciones	89

ANEXO A

PROGRAMA PARA EL CALCULO DE RADIACION DE UNA ANTENA HELICE

ANEXO B

EXPRESIONES INTEGRALES DE CARACTERISTICAS DE RADIACION DE

LA HELICE RESONANTE CUADRIFILAR

ANEXO C

PROGRAMA PARA ELABORAR TABLAS DE DISEÑO DE UNA ANTENA
RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE

ANEXO D

GRAFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

ANEXO E

HOJAS DE ESPECIFICACIONES

BILBIOGRAFIA.

I N T R O D U C C I O N

La antena, al permitir la transferencia y/o captación de la energía electromagnética del espacio libre, permite las comunicaciones a distancia y es parte integral de la mayoría de sistemas de telecomunicaciones, que en la actualidad constituyen un elemento indispensable para la coexistencia de la sociedad moderna, por lo que su estudio es un tópico de mucha importancia.

Dentro del espectro radioeléctrico se tiene que, para VHF generalmente se trabaja con dipolos o con arreglos de ellos, por lo que existen extensos estudios y mucha experimentación, la que en parte se ha realizado en los Laboratorios de la Escuela Politécnica Nacional.

Sin embargo, para esta banda existen las antenas helicoidales, que presentan características similares a las de los dipolos y aún superiores, por lo que han sido utilizadas generalmente en comunicaciones por satélite o en radio astronomía, razón por la que en nuestro país no se ha difundido su conocimiento.

En el presente trabajo de tesis se realiza inicialmente un análisis teórico que unifica y ordena varios estudios dispersos de este tipo de antena, siendo complementado con el diseño, construcción y experimentación de una antena resonante cuadrifilar tipo hélice de dos bandas, en el rango de 170 - 230 MHz, la misma que no ha tenido estudios experimentales extensos previos.

Es así como, en el Capítulo I se condensan los conceptos generales bási

cos de antenas, definiendo diversos parámetros fundamentales con el fin de ubicar a las antenas objeto de este estudio.

El propósito del Capítulo II es el de establecer la relación existente entre el concepto de estructura periódica y antenas helicoidales. Además se resumen las características principales de diversas alternativas de este tipo de antenas.

En el Capítulo III se restringe el estudio a la hélice resonante cuadrifilar, estableciéndose un modelo físico que concuerde con los resultados experimentales de que se dispone, para en el Capítulo IV proceder a formular ecuaciones de diseño y pautas para la construcción de esta antena. Además se incluyen datos para el diseño de un dipolo-diedro, considerado como una buena alternativa de antena complementaria para las pruebas experimentales.

En el Capítulo V consta la descripción de métodos de medición a usarse así como la disposición experimental del equipo, para una vez obtenidos los resultados llegar a las correspondientes conclusiones.

Se incluyen Anexos que contienen listados de programas para la obtención de lóbulos de radiación de hélices, diseño de una antena resonante cuadrifilar, expresiones integrales de características de radiación, y los diagramas de radiación y la impedancia obtenidos experimentalmente.

Además se da el material bibliográfico en el cual se puede ampliar el estudio de algún punto en particular.

Por último cabe anotar adicionalmente la aspiración de que este trabajo se constituya en una guía para el estudio de antenas helicoidales.

C A P I T U L O I

PROPIEDADES GENERALES DE LAS ANTENAS

1.1. GENERALIDADES.

La antena es aquella parte de un sistema de comunicaciones transmisor o receptor que está asignada para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

Las antenas cumplen el teorema de reciprocidad que significa que dispone de las mismas características a la emisión como a la recepción (1).

Como dispositivo transmisor, la antena debe convertir las componentes de tensión y corriente de la señal en campos eléctricos y magnéticos, que, combinados se propaguen a través del espacio libre. Inversamente, durante la recepción, la antena debe interceptar los campos eléctricos y magnéticos que constituyen la energía de señal transmitida y reconvertirla en los valores equivalentes de tensión y corriente para su posterior amplificación y demodulación.

Las funciones generales de una antena son básicamente tres:

- Asegurar una buena adaptación entre el equipo radioeléctrico y el medio de propagación.
- Concentrar la energía en una dirección específica.
- Garantizar una transmisión fiel con el mínimo de distorsiones.

1.2. ADAPTACION.

Es la primera función de la antena. Consiste por una parte en conseguir la máxima transferencia de energía del emisor por medio de la adaptación de su impedancia a la impedancia del sistema radiante, y por otra en ceder toda la energía al medio de propagación, en este caso mediante una adaptación de impedancia al medio. El mecanismo en recepción es inverso.

La relación de Onda Estacionaria - ROE (VSWR) medida en los bornes accesibles de la antena, traduce la calidad de la misma con respecto a la adaptación. Así, una antena con ROE cercano a 1 puede ser considerada como muy bien adaptada (el coeficiente de reflexión es casi nulo).

1.3. CONCENTRACION DE LA ENERGIA.

1.3.1. DIRECTIVIDAD.

La antena, al ser excitada por el emisor debe repartir la energía en el espacio en ciertas direcciones preferenciales. Esta energía disponible será radiada de una manera que depende del tipo de antena y sus caractereísticas propias.

El arte del Ingeniero consiste entonces en saber aprovechar estas características con el fin de orientar la propagación de la máxima energía en una dirección específica y minimizarla en otras direcciones inútiles.

Relacionada con esta característica, está la directividad que se la define como "la relación entre la intensidad de radiación en cierta dirección y la intensidad promedio* en todas las direcciones (2).

* La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π .

La directividad abarca la idea de dirección (Fig. 1.1) porque según se ha indicado la energía se distribuye de una manera no uniforme en el espacio. Se acostumbra representar la directividad por vectores que tienen el mismo origen, con longitudes diferentes proporcionales a su magnitud. La envoltura de las extremidades de estos vectores constituye el diagrama de radiación.

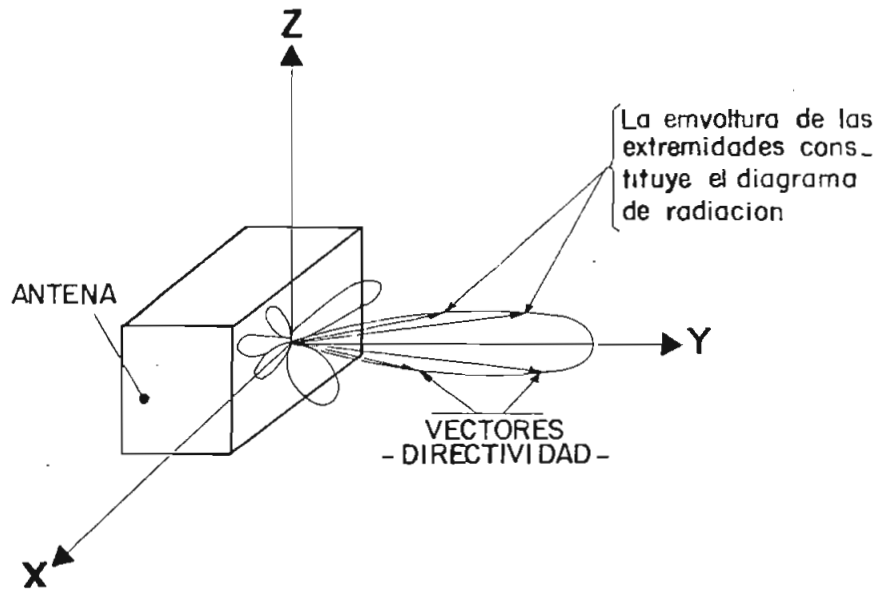


FIG. 1.1. Distribución espacial de la energía de una antena.

1.3.2. GANANCIA.

La ganancia y la directividad son conceptos íntimamente ligados. En efecto, la ganancia se la define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad que podría obtenerse sustituyendo la antena con un radiador isotrópico (radiación uniforme en todas las direcciones).

La ganancia incluye pérdidas debidas a desacoplamientos, desadaptación del sistema de alimentación, disipaciones, etc.

Directividad y ganancia están relacionadas de una manera simple:

$$\text{Ganancia (G)} = \text{rendimiento (n)} \times \text{Directividad (D)} \quad (1.1)$$

donde: $n \leq 1$

El rendimiento o factor de eficiencia determina entonces la calidad de una antena.

1.4. FIDELIDAD DE TRANSMISION.

Es un papel muy importante que debe cumplir la antena en la transmisión de la señal radioeléctrica. Para que la calidad de la señal sea buena intervienen tres parámetros importantes:

- Polarización
- Desacoplamiento
- Variación de velocidades de grupo.

1.4.1. POLARIZACION.

Corresponde al comportamiento del vector intensidad de campo eléctrico en un punto en el espacio.

En general, una onda electromagnética cuyo vector intensidad de campo siempre permanece en un plano fijo, se denomina -onda polarizada según un plano-, y el plano que contiene a ese vector eléctrico recibe el nombre de "plano de polarización". Una onda cuyo vector eléctrico siempre permanece paralelo a una determinada dirección, se dice que está polarizada "linealmente" en esa dirección.

Si se consideran dos ondas que se propagan en una misma dirección pero

polarizadas según dos ejes ortogonales, como se ilustra en la Fig. 1.2, el campo resultante tendrá una polarización "elíptica", "circular" o "lineal", dependiendo de la razón entre las amplitudes de los campos y del defasaje entre ellos. Según la figura, el extremo del vector resultante describirá una elipse proyectada en el plano yz y por ello se indica que está polarizado elípticamente. Esta elipse puede transformarse en una circunferencia o en una recta; en la primera, cuando las amplitudes son iguales y el defase es de 90° ; si el defase es de 180° , se obtiene una polarización lineal.

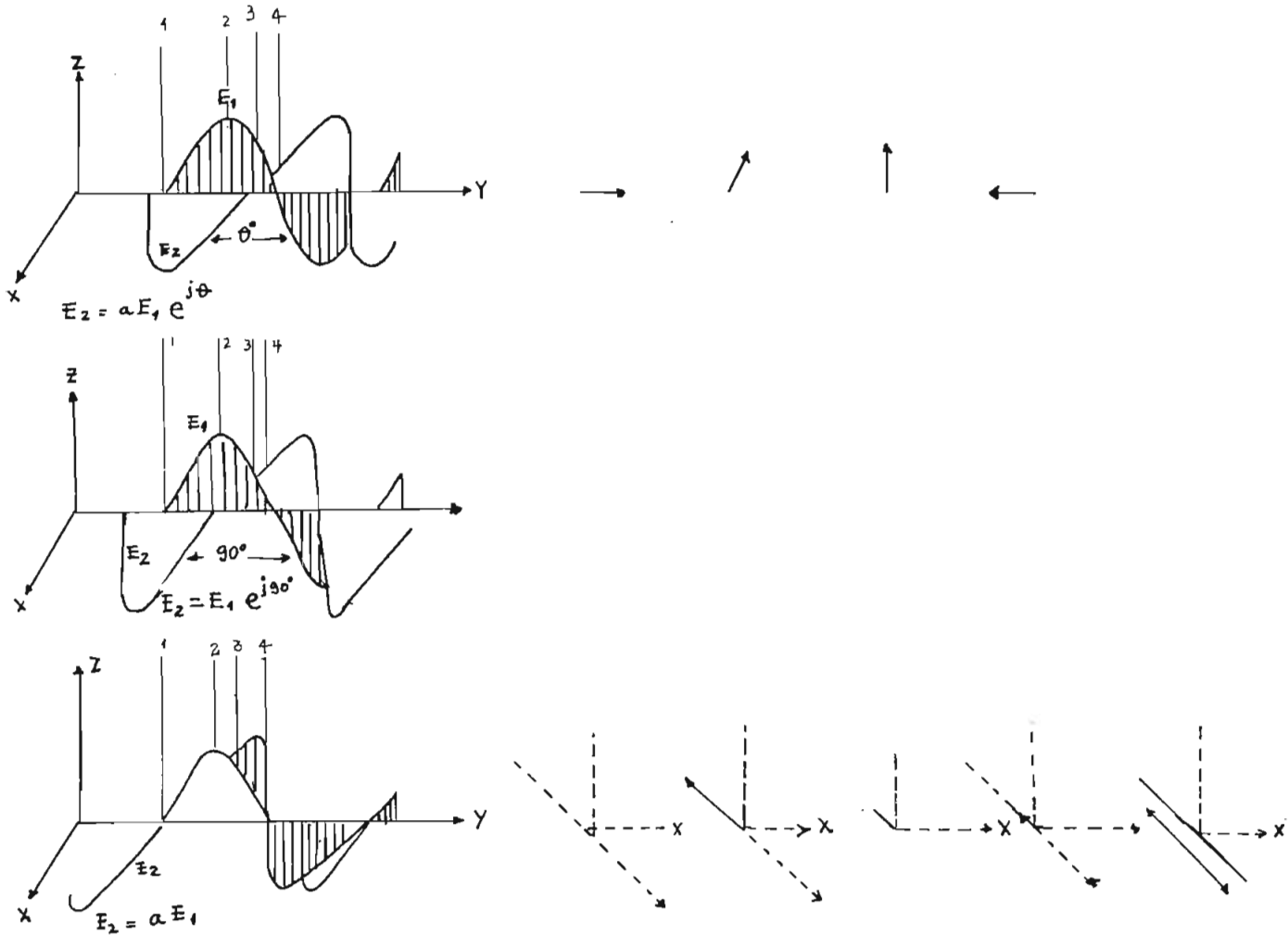


FIG. 1.2. Composición de ondas ortogonales
-Polarización-.

La influencia de la polarización desde el punto de vista de la antena, se traduce en una pérdida de energía debida a cambios de sentido de polarización ya sea en los elementos de alimentación o en las propias antenas transmisora y receptora (pérdidas por polarización cruzada), así como interferencia entre señales.

1.4.2. DESACOPLAMIENTO.

En sistemas transmisores - receptores es indispensable que exista un desacoplamiento en la antena, que logre niveles de separación entre las señales entrantes y salientes. En la práctica se recomiendan niveles de desacoplamiento de 55 dB para señales con polarización lineal y de 20 a 30 dB para polarizaciones circulares o elípticas (3).

1.4.3. VARIACIONES DE VELOCIDAD DE GRUPO.

Para que la transmisión de una señal sea fiel, es necesario que las componentes espectrales sean todas retardadas en el mismo tiempo. Existen fenómenos al interior mismo de las antenas que pueden perturbar la propagación de las ondas, produciendo:

- Reflexiones múltiples (Eco).
- Creación de modos superiores.

Todas estas perturbaciones generarán como consecuencia la mezcla de señales que se propagan a una velocidad de grupo* bien definida, con otras señales indeseables, que se propagan con otra velocidad de grupo provo-

* La velocidad de grupo para una onda plana se define como: $v_g = \frac{dw}{d\beta}$

cando que la señal resultante esté distorsionada.

El término modo superiores indica todo modo de propagación con velocidad de grupo mayor que la fundamental del modo original.

1.5. ANCHO DE BANDA (BW).

Otro rol de la antena consiste en transmitir de una manera correcta y dentro de parámetros nominales, la información contenida dentro de un cierto rango de frecuencias. Su comportamiento es entonces parecido al de un filtro pasabanda. Existen varios criterios según el tipo de antenas, para determinar el ancho de banda, como pueden ser: la ROE, la impedancia, la ganancia, en cuyo rango el desempeño de la antena se mantiene como se dijo dentro de determinados parámetros.

1.6. IMPEDANCIA.

Si se considera cualquier antena, esta presentará determinada impedancia a la línea de alimentación del sistema transmisor o receptor que constituye la Impedancia de entrada de la antena y comprenderá en general una parte resistiva y otra reactiva, que lógicamente variarán en función de la frecuencia.

Es de gran importancia conocer el valor de esta impedancia y así lograr la mejor adaptación con el sistema que la excita (antena transmisora). El cálculo de ella es en general complejo y se encuentran en la práctica relaciones semiempíricas.

1.7. DIAGRAMA DE FLUJO.

La interdependencia entre ganancia, polarización e impedancia se indica en la Fig. 1.3, en la cual se pretende dar una mejor visualización del sistema antena. Los términos denominados "parciales" corresponde a una determinada polarización.

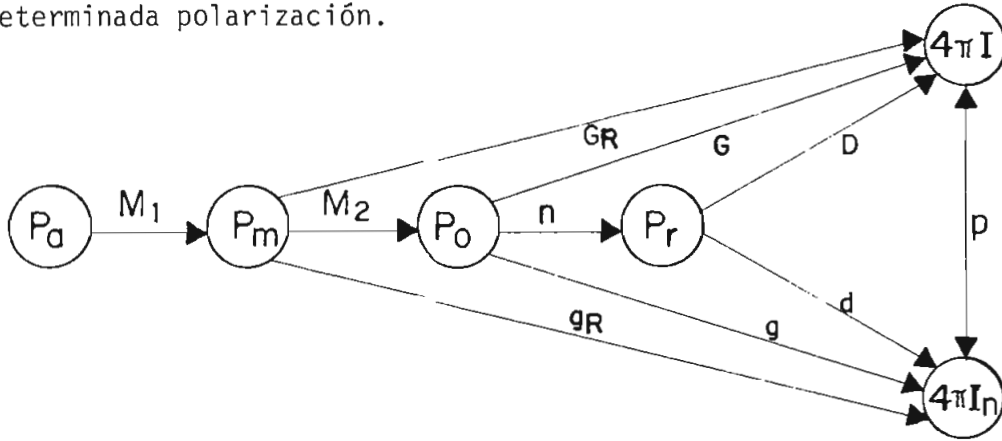


FIG. 1.3. Diagrama general de flujos de una antena.

- P_a : potencia disponible del generador
- P_m : potencia en la línea de transmisión
- P_o : potencia aceptada por la antena
- P_r : potencia radiada por la antena
- I : intensidad de radiación
- I_n : intensidad de radiación parcial
- M_1 : factor de desacoplamiento 1
- M_2 : factor de desacoplamiento 2
- n : eficiencia de radiación
- G : ganancia
- D : directividad
- g : ganancia parcial
- d : directividad parcial
- p : eficiencia de polarización

1.8. CLASIFICACION DE ANTENAS SEGUN FRECUENCIA DE TRABAJO.

Aquí se trata de dar un resumen de los tipos de antenas que se usan en las diversas bandas en que se puede dividir el espectro de frecuencias radio-eléctricas. (Tabla 1.1).

Debe entenderse esta clasificación como un intento de indicar aproximadamente las antenas que se adaptan mejor a cada banda de frecuencias.

λ	10^4m	10^3m	10^2m	10m	1m	10cm	1cm	
f	30KHz	300KHz	3MHz	30MHz	300MHz	3GHz	30GHz	
Banda	VLF	LF	MF	HF	VHF	UHF	SHF	EHF
Tipo lineal	Tipo paraguas, tipo L, tipo T.							
			Tipo tubo, torre					
		Tipo cuadro						
		Antena "Beverage" (antena de onda)						
			Antena "Adcock"					
				dípolo, dipolo plegado				
				rómbica, V		rómbica, V, para recepción de TV		
				formaciones de dipolos, "flat-top beam"				
				antena log-periódica				
					antena helicoidal			
Tipo dimensional					antena tipo "stub"			
					antena Yagi			
					antena "turnstile"			
						anillo		
					dípolo y reflector (cuerno, plano)			
					antena de ranura			
					antena parabólica, "Cassegrain"			
						antena tipo bocina		
						lente (dieléctrica, curvada)		
						reflectores pasivos		

TABLA 1.1 Clasificación de Antenas según Frecuencia de Trabajo.

TEORIA DE ANTENAS HELICOIDALES

2.1. INTRODUCCION.

Como se expuso en el capítulo anterior, dentro del espectro radioelétrico, la antena tipo hélice objeto de nuestro estudio, se ubica en el rango de VHF y UHF. Esta antena tiene excelentes propiedades de radiación y como su nombre lo indica, básicamente está constituida por un conductor de cierta longitud enrollado en forma de hélice y se la puede considerar como un tipo básico del cual las antenas más familiares: la de conductores rectos y la de anillo son casos especiales.

Los parámetros geométricos básicos de una antena helicoidal son: su diámetro (a), espaciamiento entre espiras (s), longitud de una espira (l), ángulo de paso (ψ), número de espiras (n), como se puede apreciar en la Fig. 2.1.

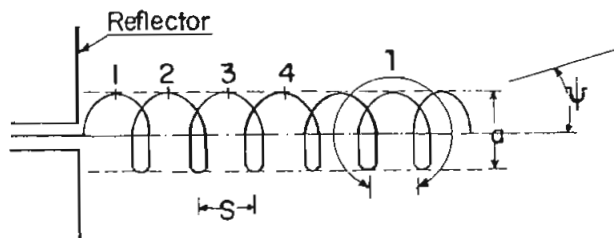


FIG. 2.1. Antena helicoidal básica.

Ahora bien, de acuerdo a distintas configuraciones que se puede tener se han desarrollado varios tipos de antenas helicoidales:

- Hélice cilíndrica.
- Helicone
- Multihélice
- Multihélice resonante fraccional.

Dentro de estas antenas se debe considerar dos aspectos: el primero relacionado con el modo de propagación de las ondas electromagnéticas dentro de la espira o lo que se conoce como modos de transmisión y el segundo relacionado con la configuración de los campos lejanos debida a la radiación.

Para conocer el campo emitido y otras características, es necesario conocer la corriente que por la hélice circula. Pero conocer la expresión de distribución de corriente a lo largo de la hélice es un problema complejo y es así como se han desarrollado teorías las cuales básicamente consideran a la hélice como una estructura periódica (4).

Entonces en este capítulo se va a realizar un estudio general de dichas estructuras para luego pasar al análisis individual de los distintos tipos de antenas helicoidales.

2.2. ESTRUCTURA PERIODICA.

Se considera con esta estructura a los sistemas de transmisión eléctrica que se comportan de una manera periódica a lo largo de su longitud. Mucha de la matemática y del punto de vista empleado en el estudio de

estas estructuras es el mismo que se utiliza en el análisis de vibraciones periódicas de cables o en el estudio de propagación de la luz a través de un cristal.

Básicamente el análisis teórico aplicado a la hélice demuestra que al incrementar el número de espiras alimentadas con señales de fases apropiadas se pueden eliminar ciertas armónicas indeseables o modos de transmisión incorrectos que podrían causar atenuación. A ciertas frecuencias estas armónicas indeseables se propagan sobre el enrollamiento antes que axialmente por lo que al eliminarlas se logra un incremento del ancho de banda ya que la energía se propaga en la hélice sobre un mayor rango de frecuencias.

Las estructuras periódicas han sido estudiadas extensivamente (5) y tienen algunas propiedades generales que se aplican a la hélice por tener ésta una geometría simétrica:

- Existen bandas de frecuencias en las cuales la propagación a través del eje de la hélice se atenúa rápidamente. A estas bandas se las denomina "bandas de paro" o regiones prohibidas, en ellas la hélice radia perpendicularmente al eje atenuando por lo tanto la señal que debería radiar axialmente.
- Recíprocamente existen bandas de paso en las cuales la energía se propaga en la dirección del eje con poca atenuación, estas bandas determinan el ancho de banda máximo de la antena.
- Los campos eléctricos se analizan en base a series de Fourier, cada término de la serie se lo denomina como "armónica espacial". Supongamos que el campo eléctrico lo expandimos en una serie de Fourier:

$$E(x,y,z) e^{-\gamma z} = \sum E_n(x,y) e^{-j(2\pi n/L)z} e^{-\gamma z} \quad (2.1)$$

donde $E(x,y,z)$ es periódico en z con período L .

Para encontrar $E_n(x,y)$ multiplicamos por $e^{j(2\pi m/L)z + \gamma z}$:

$$E(x,y,z) e^{j(2\pi m/L)z} e^{\gamma z} = \sum E_n(x,y) e^{j(2\pi m/L)z} e^{-j(2\pi n/L)z} e^{\gamma z} \quad (2.2)$$

Integrando ambos lados desde z_1 a $z_1 + L$:

$$\int_{z_1}^{z_1+L} E(x,y,z) e^{j(2\pi m/L)z} e^{\gamma z} dz = \sum_{z_1}^{z_1+L} E_n(x,y) e^{j(2\pi/L)(m-n)z} e^{\gamma z} dz \quad (2.3)$$

$$= 0, m \neq n$$

$$= E_n(x,y)L, m = n \quad (2.4)$$

De (2.4) se despeja el enésimo término E_n :

$$E_n(x,y) = \frac{1}{L} \int_{z_1}^{z_1+L} (E(x,y,z) e^{-\gamma z}) e^{(\gamma + j(2\pi n/L))z} dz \quad (2.5)$$

En (2.5) se tiene la expresión matemática de las armónicas espaciales y como se ve, son función de la frecuencia y de las respectivas coordenadas.

- La existencia de armónicas espaciales particulares depende entonces de la frecuencia, geometría de la hélice (N° de espiras, ángulo de paso, etc.), y de la amplitud y fase de las señales de alimentación.

En las antenas multifilares (ejemplo la cuadrifilar) mediante el control de los desfases de las señales de alimentación y cambios en la geometría de la antena se logrará reducir la propagación radial de armónicas indeseables, se incrementarán la existencia de las bandas de paso y se logrará un mayor BW (ancho de banda).

2.3 FASE DE ARMONICAS ESPACIALES.

Asociada con cada armónica espacial se tiene entonces una constante de propagación:

$$\gamma + j2\pi n/L \quad (2.6)$$

Si no existen pérdidas en el sistema γ puede ser puramente real o puramente imaginaria. Si imaginaria entonces tenemos:

$$\gamma = j\beta_0$$

y definimos

$$j\beta_n = j\beta_0 + j2\pi n/L$$

o lo que es lo mismo:

$$\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/L \quad (2.7)$$

donde β_n es la constante de fase para la n-ésima armónica espacial, la que nos determina en qué medida la fase de la armónica varía con la distancia a lo largo de la hélice. Para una antena sin pérdidas se tendrá entonces:

$$\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/s \quad (2.8)$$

donde β_n = constante de fase de la n-ésima armónica.

β_0 = constante de fase de la armónica de orden cero

$n = 0, 1, 2, \dots$

s = distancia de paso entre hélices.

Para conocer como β_n varía con la frecuencia se ha definido que las bandas de paso existen siempre que se cumpla la relación:

$$k^2 < \left| \beta_0 + 2\pi n/s \right|^2 \quad (2.9)$$

donde k = constante de fase del espacio libre.

$$k = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c = w \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (2.10)$$

λ = longitud de onda en el espacio libre

f = frecuencia en Hertz

c = velocidad de la luz en el espacio libre

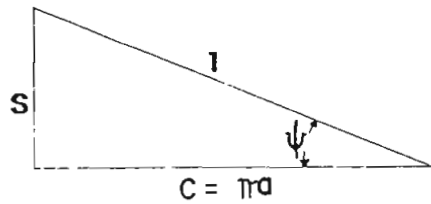
Para que sea más fácil de usar, la expresión (2.9) puede escribirse así:

$$k < \pm \left| \beta_0 \pm \frac{2\pi}{s} n \right|$$

Para obtener una expresión que incluya el ángulo de paso, en la inecuación anterior se multiplican ambos lados por el radio de la hélice "a" y se obtiene:

$$ka < \pm \left| \beta_0 a \pm \frac{2\pi a}{s} n \right| \quad (2.11)$$

pero $2\pi a/s = \cotg \psi$ (ver Fig. 2.2).



5
FIG. 2.2. Espira desdoblada.

entonces se tendrá la expresión:

$$ka < \pm (\beta_0 a \pm n \cotg \psi)$$

Para que esta última relación sea más comprensible existe el diagrama "Brillouin" en el cual se representa frecuencia versus constante de fase, además, se visualiza mejor el significado de las bandas de paso y las regiones prohibidas.

En el diagrama $w-\beta$ de la Fig. 2.3, para una hélice unifilar se tiene en el eje vertical la proporcional a la frecuencia y el eje horizontal proporcional a la constante de fase β_0 . En este se puede ver que los triángulos no coloreados representan las regiones pasabanda especificadas por la inecuación (2.11). La pendiente de los triángulos se encuentra si los dos términos se igualan; la ecuación con $n = 0$ y $n = 1$ determinan el primer triángulo como se puede apreciar en dicho gráfico. Estas pendientes definen el área de las bandas de paso. La región prohibida ubicada por encima de $\cotg \psi$ es aquella en donde la primera armónica espacial causa atenuación axial; la segunda armónica causa atenuación en la región $2\cotg \psi$, etc.

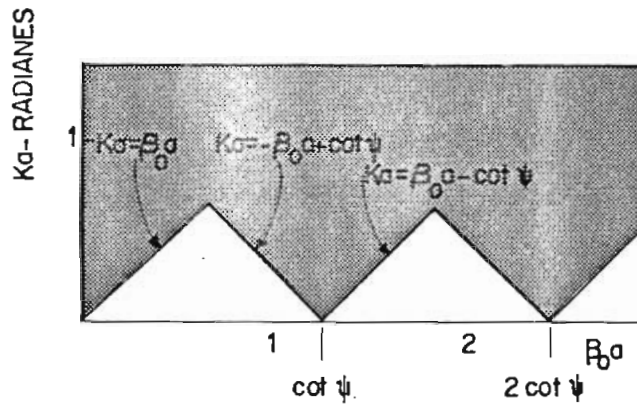


FIG. 2.3. Diagrama Brillouin para una hélice unifilar.

Ahora bien, las antenas helicoidales multifilares eliminan algunas de las armónicas pues cada arrollamiento se alimenta con señales defasadas de manera que la diferencia de fases entre ellos es de $2\pi/N$, donde N es el número de arrollamientos en una dirección. Así mismo, el diagrama que muestra las regiones prohibidas será diferente porque algunas de las armónicas espaciales tendrán amplitud de cero, dependiendo de la forma en que los arrollamientos son alimentados. Para entender el por qué se eliminan las armónicas es necesario revisar las propiedades de simetría de la hélice, las mismas que requieren que los campos eléctricos tengan la misma amplitud y fase relativa en puntos periódicos de la hélice.

2.4. SIMETRÍA DE LA HELICE.

La antena hélice multifilar tiene simetría traslacional, rotacional, y simetría de tornillo, como se indica en la Fig. 2.3.

Simetría Traslacional, significa que un punto movido en una distancia axial igual a la de paso (s) a lo largo del eje de la antena, no puede ser distinguido de su origen.

Simetría Rotacional, significa que un punto que se mueve alrededor de una circunferencia en 2π radianes regresa a su punto de partida.

Simetría de Tornillo, se tiene cuando un punto se mueve axialmente a lo largo del eje de la hélice y luego rota un ángulo, retorna a un punto similar.

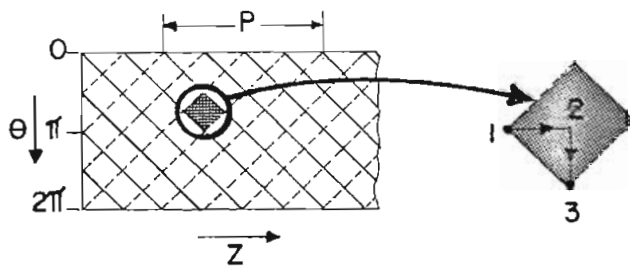


FIG. 2.3. Desarrollo de una antena hélice multifilar.

<u>Simetrías:</u>	TIPO	DESCRIPCION
	Traslacional	$S(z,\theta) = S(z + s, \theta)$
	Rotacional	$S(z,\theta) = S(z, \theta + 2\pi)$
	Tornillo	$S(z,\theta) = S(z + s/8, \theta + 2\pi/8)$

En el gráfico anterior $S(z,\theta)$ representa las funciones de las armónicas espaciales que describen el campo eléctrico a lo largo de la hélice, así por ejemplo la simetría de tornillo significa que la función de armónica espacial es idéntica en los puntos 1 y 3.

La simetría traslacional permite representar al campo eléctrico en series de Fourier con armónicos en z ; la simetría rotacional permite la expansión de campos en series de Fourier con armónicos en θ , no obstante la simetría tornillo permite representar solamente algunas armónicas en z para ciertas armónicas en θ .

Si E_{mn} es la magnitud del campo eléctrico con m -ésima armónicas en θ y n -ésima armónicas en z , la simetría tornillo permitirá que solamente existan los campos cuyos índices satisfagan la ecuación:

$$m = n \pm b2N \quad (2.12)$$

donde: $b = 0, -1, -2, -3, \dots$

$N =$ número de arrollamientos.

Así, se tiene que por ejemplo en una antena bifilar las armónicas de θ que podrán existir serán las armónicas 1, 5, 13 y 17. Pero solamente la primera armónica contribuye con la máxima radiación a lo largo de la hélice; las otras armónicas que poseen una amplitud de al menos 8 dB menos que la primera, radiarán en diferentes ángulos contribuyendo a la formación de lóbulos secundarios. Además la ausencia de las armónicas 2, 3, 4, harán que varíe el diagrama $w-\theta$ de tal manera que la banda de paso será mayor, como se puede apreciar en la Fig. 2.4.

La explicación que se puede dar de este diagrama es la siguiente: al empezar en frecuencia 0 ($k = 0$), k_a se incrementa con una pendiente de $\sin\psi$, esto implica que la onda está viajando en la hélice a la velocidad de la luz y en este rango de frecuencias la energía se propagará por el eje axial pero no se radiará al espacio. La energía se refleja-

rá en el final de la hélice y regresará hacia la fuente donde se disipará.

La antena continuará operando al incrementarse la frecuencia hasta que se llegue a encontrar la primera región prohibida de la armónica de z . Esto sucede cuando:

$$ka = (ka)_{\min} = 2\pi a / \lambda_{\min} = \cot\psi / 1 + \sin\psi \quad (2.13)$$

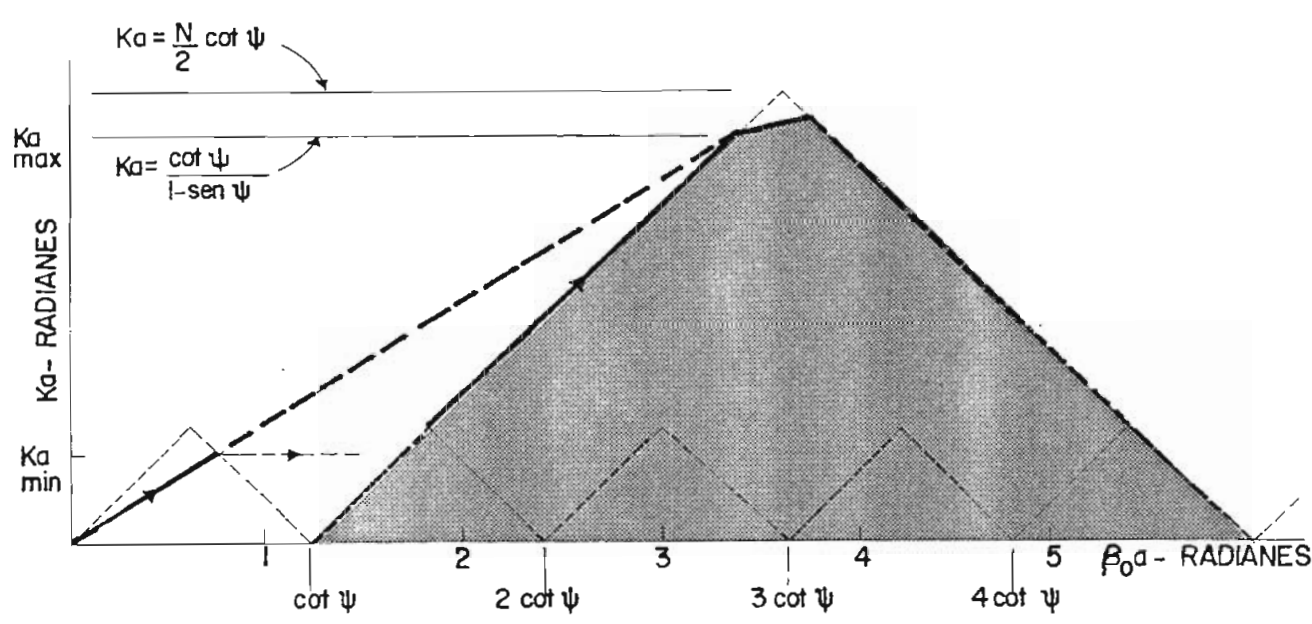


FIG. 2.4. Diagrama $w-\theta$ para una antena cuadrifilar.

Al incrementarse la frecuencia, ka no puede continuar por la misma curva pues se llegaría a entrar en una región prohibida. Como resultado se produce un "salto" de ka al otro lado de la región prohibida (lado del triángulo mayor). A medida que ka se incrementa más allá de $(ka)_{\min}$ la constante de propagación toma la curva:

$$ka = -\cot\psi + \beta_0 a$$

En este momento la condición exacta necesitada para que la antena radie

se ha satisfecho (por la condición explicada en 2.11).

A medida que ka se incrementa, la constante de propagación continúa sa tisfaciendo la condición anterior hasta que una de las condiciones si-guientes evite la propagación:

- La línea que en la Fig. 2.4, representa la propagación de la onda con velocidad c a lo largo del conductor (línea entrecortada) intercepte al triángulo pasabanda en:

$$ka = \frac{\cos \psi}{1 - \sin \psi} \quad (2.14)$$

en este punto, la velocidad de fase es igual a la velocidad de grupo.

- 0 el tope del triángulo pasabandas es alcanzado por el valor de ka dado por:

$$ka = N/2 (\cotg \psi) \quad (2.15)$$

Más allá de este punto, la hélice entra en región prohibida. Entonces siempre existirá una frecuencia máxima de operación para un ángulo de paso dado así como una mínima. Esto implica que las regiones de operación están definidas de acuerdo a la frecuencia y al número de arrollamientos.

Como ka es equivalente a la longitud de la circunferencia de la hélice dividida para la longitud de onda, entonces podemos llamar a $ka = C\lambda$, donde $C\lambda$ se denominará la circunferencia normalizada.

Entonces las curvas límites para las regiones de radiación para una an-

tena hélice multifilar estarán dadas por:

$$C\lambda(\text{máx}) = \frac{\cos \psi}{1 - \text{sen } \psi}$$

$$C\lambda(n) = \frac{N}{2} \cotg \psi \quad (2.16)$$

$$C\lambda(\text{mín}) = \frac{\cos \psi}{1 + \text{sen } \psi}$$

En la Fig. 2.5, se representa un diagrama general para diseño de antenas helicoidales multifilares para varios valores de n (número de arrollamientos) así como varios ángulos de paso, como resultado de la teoría desarrollada anteriormente de estructura periódica y simetría de la hélice.

En el punto siguiente se va a realizar un análisis del ancho de banda que se puede obtener para las distintas clases de antenas helicoidales.

2.5. ANCHO DE BANDA.

Se define el ancho de banda como la relación entre las frecuencias máxima y mínima en que una hélice puede radiar, así:

$$BW = \frac{f \text{ máx}}{f \text{ mín}} \quad (2.17)$$

pero la constante de propagación está en relación directa con la frecuencia, entonces se puede escribir:

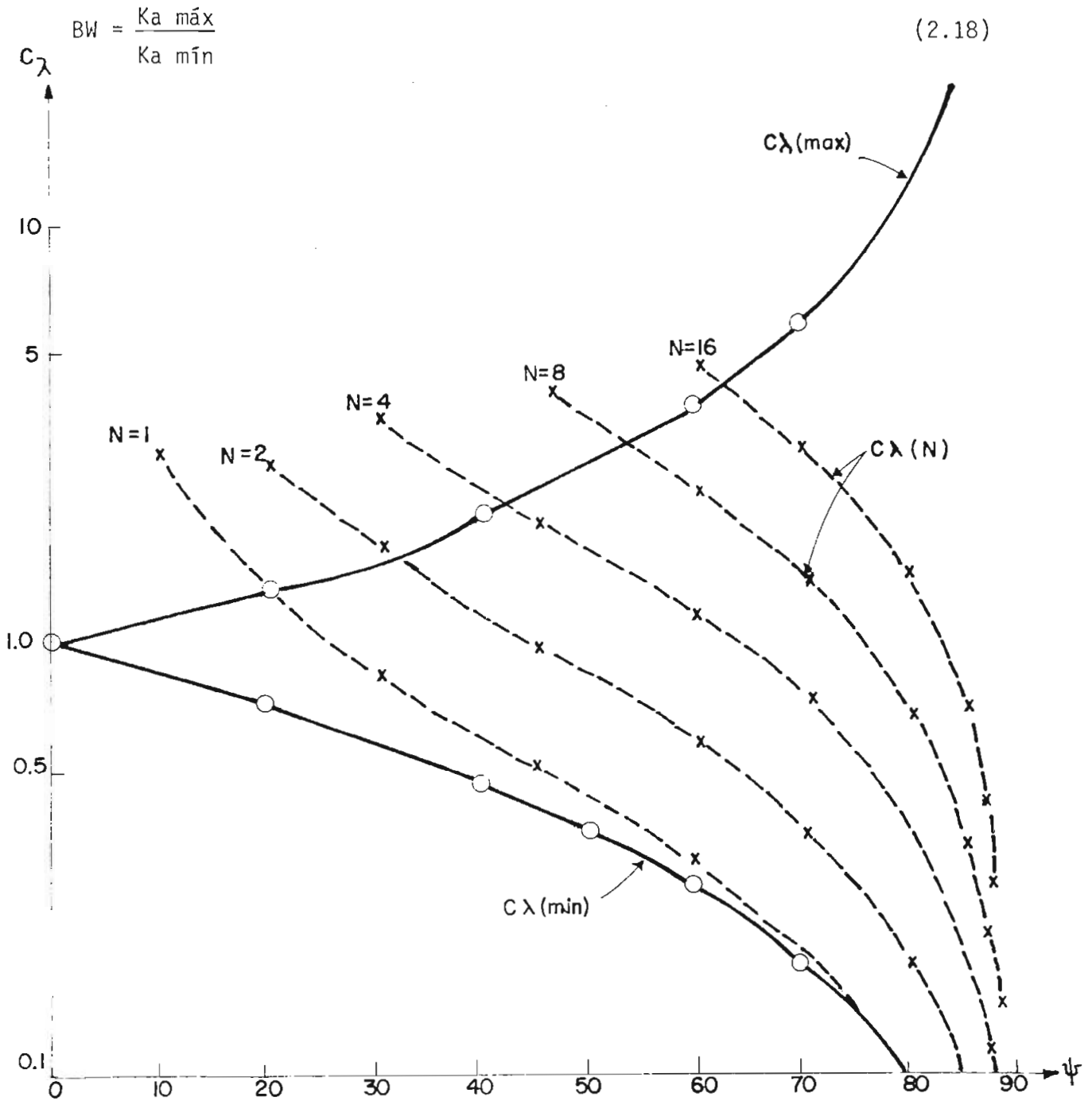
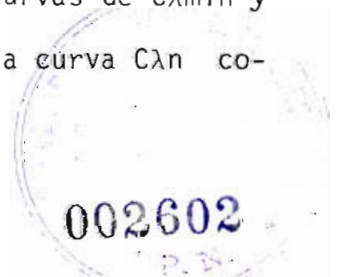


FIG. 2.5. Curvas para diseño de antenas multifilares.

Entonces para un ángulo de paso dado y un determinado número de arrollamientos, corresponde una distancia vertical entre las curvas de $C\lambda_{\text{mín}}$ y la curva $C\lambda_{\text{máx}}$ ó $C\lambda_N$ -la que primero se encuentre. La curva $C\lambda_N$ corresponde al número de arrollamientos de la antena.



La relación exacta para el BW será entonces la siguiente si se combina las ecuaciones 2.16.

$$BW = \frac{1 + \operatorname{sen} \psi}{1 - \operatorname{sen} \psi} \quad (2.19)$$

Este ancho de banda se incrementa proporcionalmente hasta un ángulo de paso $\psi_{\text{máx}}$ dado por:

$$\psi_{\text{máx}} = \operatorname{sen}^{-1} \frac{N}{N + 2} \quad (2.20)$$

A este ángulo tendremos el $BW_{\text{máx}}$ que será igual a:

$$BW_{\text{máx}} = \frac{1 - \frac{N}{N + 2}}{1 - \frac{N}{N + 2}} = N + 1 \quad (2.21)$$

Es decir el ancho de banda es proporcional al número de arrollamientos más uno. Esto significa que si por ejemplo se necesita que una antena opere de 150 MHz a 1.350 MHz -con una relación de 9 a 1 en BW-, se es cogerá una antena helicoidal de 8 arrollamientos; para obtener el $BW_{\text{máx}}$ en la Fig. 2.5, se tiene que cuando $N = 8$ la curva $C\lambda_{\text{máx}}$ se intercepta para un ángulo de paso de 53° . Si se dibuja una línea vertical se ten drá que se intercepta la curva C mín en un valor de $C\lambda$ aproximadamente igual a 0.34. Este valor de $C\lambda$ corresponde a la menor frecuencia de o peración. Debido a que $C\lambda$ es la longitud de la circunferencia de la an tena dividida para la longitud de onda y debido a que λ para 150 MHz es de 2 mts., el radio de la hélice tendrá 10.8 cm.

El ancho de banda teórico para otros ángulos de paso menores a $\psi_{\text{máx}}$ se

rã entonces:

$$BW = \frac{N}{2} \frac{\cos \psi \cotg \psi}{1 - \text{sen} \psi} \tag{2.22}$$

En el gráfico siguiente (Fig. 2.6) se indica la relación entre el ancho de banda y el ángulo de paso para distintas multihélices. En el se puede apreciar que para ángulos menores o mayores que $\psi_{\text{máx}}$ el BW decrece. Así mismo se tiene los ángulos de paso óptimos para una antena bifilar es $\psi = 30^\circ$, cuadrifilar $\psi = 42^\circ$, octafilar $\psi = 53^\circ$. Este gráfico será muy útil para diseños en los que se desean anchos de banda más o menos exactos.

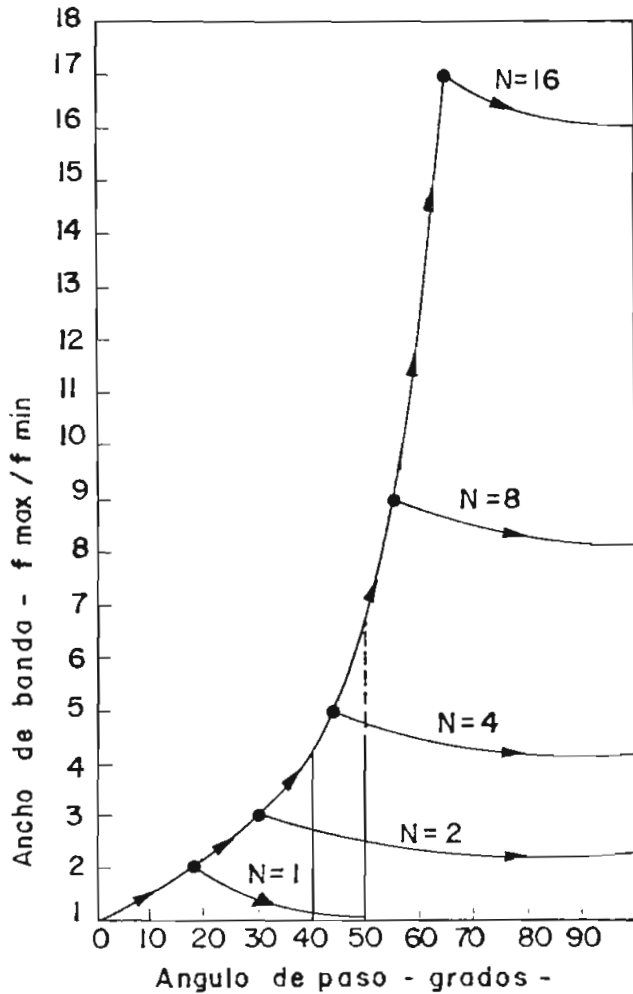


FIG. 2.6. Ancho de banda para antenas multi-hélices.

Una vez estudiada la teoría general, se procede a describir los diferentes tipos de antenas tipo hélice con un enfoque eminentemente práctico en el cual se resumirán las características y dimensiones fundamentales.

2.6. ANTENA HELICE CILINDRICA.

Es el tipo más general de una antena helicoidal. La configuración física que se tiene es la de un cable coaxial que alimenta a la hélice mediante su conductor central y cuyo conductor externo está ligado a un reflector cuyo papel es el de actuar como plano de tierra. El diagrama de radiación que se obtiene depende de las dimensiones de la hélice, pudiendo ser unidireccional, por ejemplo en dirección axial (hacia la derecha en la Fig. 2.7) si las dimensiones no son despreciables frente a la longitud de onda; o, pudiendo tener radiaciones laterales si las dimensiones de la hélice son muy pequeñas frente a λ , en este caso su comportamiento equivale al de un solenoide de pocas espiras, es decir, prácticamente como un dipolo magnético.

El modo de radiación axial se produce porque se considera que las espiras constituyentes de la hélice forman un conjunto de fuentes de radiación puntuales en una configuración de arreglo tipo end-fire. Por el principio de multiplicación de configuraciones el campo total para puntos lejanos tiene una configuración producto de una sola espira por el factor de arreglo.

Estudios teóricos y experimentales se han hecho con este tipo de antena que tiene excelentes características de radiación, y es así como se han clarificado estas propiedades con teorías referentes a la distribución de corriente en conductores helicoidales hechos por T. Shiokawa y otros

(6) y que se puede resumir en los siguientes aspectos:

- La distribución de corriente se compone principalmente de dos ondas viajeras, la una que se atenúa rápidamente desde el punto de alimentación y la otra relativamente uniforme, la cual es la componente principal en la región central de la antena; y de dos ondas reflejadas, la una que se atenúa con la distancia y la otra relativamente uniforme pero con una magnitud muy pequeña. (Ver Fig. 2.8).
- Independientemente del ángulo de paso y del número de vueltas, la velocidad de fase de la onda viajera satisface la condición de campos en fase lo que significa que los campos desde todas las fuentes puntuales están en fase en un punto sobre el eje de la hélice.
- La velocidad de fase de la onda viajera que se propaga y atenúa es cercanamente igual a la velocidad de la luz en el espacio libre, independientemente de ψ y de n .

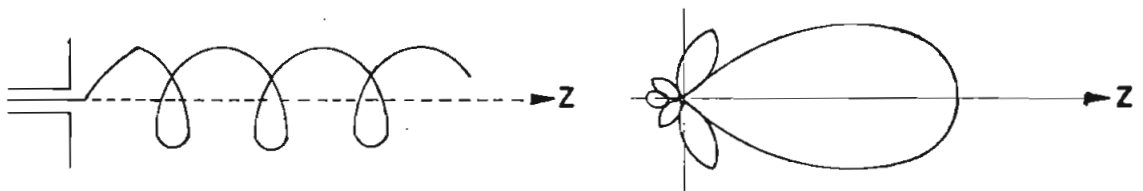


FIG. 2.7. Antena hélice cilíndrica
con radiación axial.

Fig 7

El diagrama de radiación axial generado por esta antena varía principalmente debido al número de espiras, pues al incrementarlas se aumenta la directividad de la hélice.

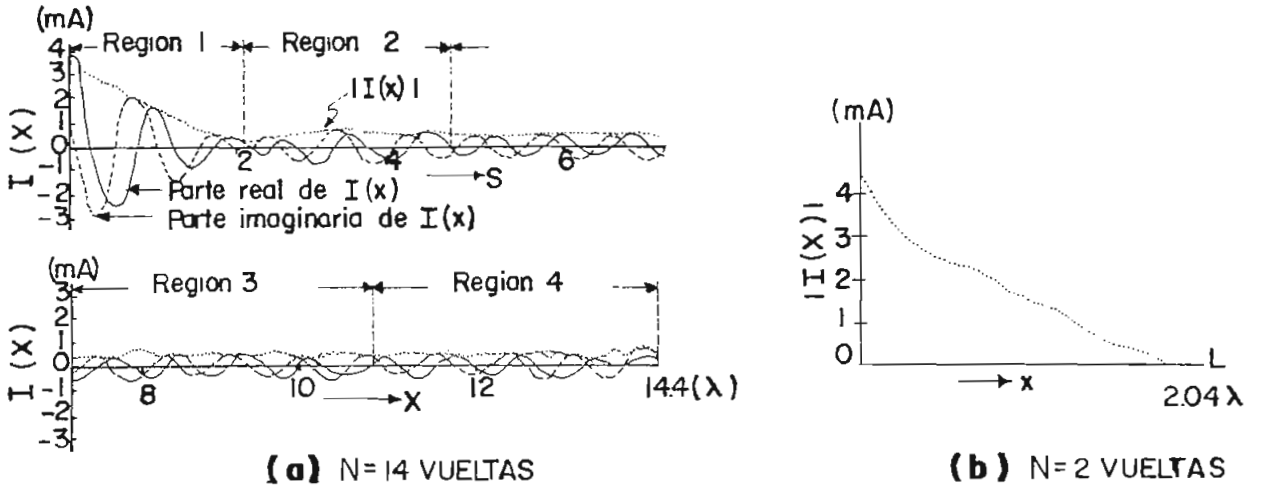


FIG. 2.8. Distribución de corriente para el modo axial de radiación.

A continuación se resumen las propiedades y características de esta antena:

2.6.1. DIMENSIONES FISICAS.

La antena hélice cilíndrica usualmente posee un paso angular entre 10° y 20° , una circunferencia normalizada entre 0.75λ y 1.5λ , un número de espiras (n) que varía entre 6 y 12, un espaciamiento entre espiras (s) de 0.15λ a 0.3λ .

2.6.2. ANCHO DE BANDA.

De acuerdo a la teoría de simetría de hélice estudiada el $BW_{m\acute{a}x}$ es de aproximadamente $1.5 (f_{m\acute{a}x}/f_{m\acute{i}n})$.

2.6.3. FACTOR DE ARREGLO.*

Considerando a la hélice como un arreglo de n fuentes isotrópicas alineadas según una línea recta y espaciada una cantidad s , el diagrama de radiación adopta la forma:

$$E_{\theta} = \text{sen} \left(\frac{\pi}{2n} \right) \frac{\text{sen} \left(n \frac{\psi}{2} \right)}{\text{sen} \frac{\psi}{2}} \cos \theta \quad (2.23)$$

$$\text{donde } \psi = 2\pi \left[\frac{s}{\lambda} [1 - \cos \theta] + \frac{1}{2n} \right]$$

2.6.4. DIRECTIVIDAD.

En base a un gran número de medidas experimentales se ha determinado la siguiente fórmula semi-empírica siempre que se respeten las condiciones dadas en 2.6.1, y que el número de espiras de la hélice no sea inferior a 3:

$$D = 15 \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 \frac{ns}{\lambda} \quad (2.24)$$

Por su alta directividad sobre un arreglo ordinario end-fire de la misma longitud, esta antena puede ser llamada como una antena de superganancia (7). La ganancia se sitúa entre 9 y 18 dBi.

* En el Anexo A se incluye un programa Fortran IV para la obtención de diagramas de radiación para una hélice o un arreglo lineal de antenas hélices unifilares.

2.6.5. POLARIZACION.

En cuanto a la polarización del campo radiado, se observa que ella es circular. La espira está constituida por n corrientes elementales I , sensiblemente rectilíneas, a cada una de estas corrientes corresponde un campo radiado proporcional a I , el mismo que está constituido por n vectores de amplitudes iguales, cada uno de los cuales forma con el precedente un ángulo de $2\pi/n$ y están defasados en el tiempo en un ángulo $2\pi/n$ ya que a lo largo de la espira existe un desfase total igual a 2π . Un campo con tales características está polarizado circularmente.

2.6.6. ANCHO DE HAZ (HPBW).

$$\theta_{-3dB} = \frac{52}{C/\lambda (ns/\lambda)^{\frac{1}{2}}} \text{ (grados)} \quad (2.25)$$

2.6.7. ABERTURA ENTRE LOS DOS PRIMEROS NULOS:

$$2\theta_0 = 2.21 (2\theta_{-3dB}) \text{ (grados)}$$

2.6.8. RELACION DE ONDA ESTACIONARIA.

Puesto que la corriente reflejada es pequeña comparada con la incidente, la ROE es en general inferior a 1.5.

2.6.9. IMPEDANCIA.

Cuando la hélice está radiando en el modo axial la impedancia de entrada es bastante constante al variar la frecuencia siempre que el ángulo de paso y el número de vueltas no sean demasiado pequeños. Cuando la

circunferencia de la hélice se ubica fuera de los rangos establecidos, la impedancia de entrada es altamente sensible a los cambios de frecuencia, esto se ilustra en la Fig. 2.9, en donde se muestra la variación de la impedancia de entrada en función de la frecuencia, para una hélice con $\psi = 12^\circ$ y $n = 8$, obtenida experimentalmente; sobre la curva se indican valores de la circunferencia de la hélice en longitudes de onda.

La naturaleza del dieléctrico que soporta la hélice no altera sensiblemente el valor de la impedancia, lo mismo que el diámetro del plano de tierra siempre que sea superior a λ .

En general la impedancia de entrada de hélices radiando en el modo axial es bastante resistiva, con un valor entre 100 y 200 Ω . En base a un gran número de medidas y dentro de un margen de $\pm 20\%$ la resistencia de entrada está dada por:

$$R = 140 C/\lambda \tag{2.26}$$

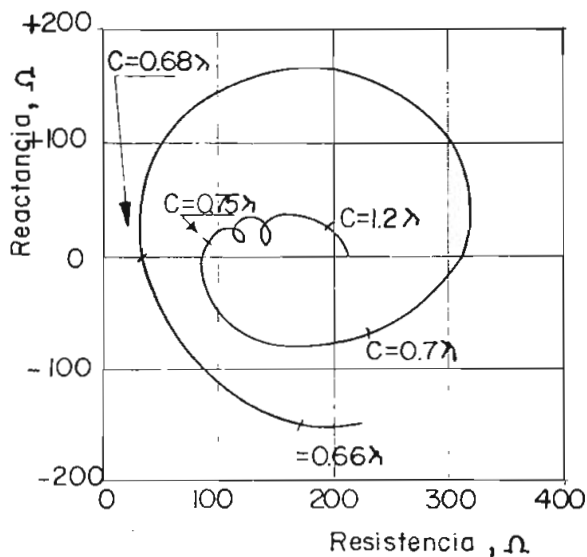


FIG. 2.9. Impedancia de entrada de antena hélice de 8 vueltas y $\psi = 12^\circ$.

Existen otras formas que constituyen variantes de la antena hélice cilíndrica como son la cónica, triangular, pero éstas no son muy utilizadas por cuanto sus características no se las conoce perfectamente.

2.7. HELICONE.

Esta antena constituye una combinación hélice - bocina cónica y según K. R. Carver (8), tiene un rendimiento aún superior al de la hélice simple. Como se puede apreciar en la siguiente figura, la helicone consiste en un conductor helicoidal excitado en el modo axial que se ubica dentro de una bocina cónica, con la longitud axial de la hélice aproximadamente igual a la del cono truncado.

La configuración del campo lejano se caracteriza por tener lóbulos secundarios mínimos y un lóbulo principal bastante angosto.

Las características y dimensiones principales son las siguientes:

- Diámetro mayor bocina = 3λ
- Diámetro menor bocina = 0.75λ
- Angulo del cono = 45°
- HPBW = 17°
- Ancho de banda = 2.1
- Resistencia de entrada = 100Ω
- Reactancia: $-20 < X < -55 \Omega$
- Directividad: una expresión aproximada se ha encontrado de una forma empírica, para bocinas con diámetro mayor entre 2λ y 4λ :

$$D = 7.8 \frac{d^2}{\lambda}$$

donde d : diámetro mayor de la bocina en longitudes de onda.

De lo expuesto se puede apreciar que la Helicóne tiene mejores propiedades de ancho de banda que las de una bocina cónica excitada por una guía de onda con polarización circular en el modo TE_{11} .

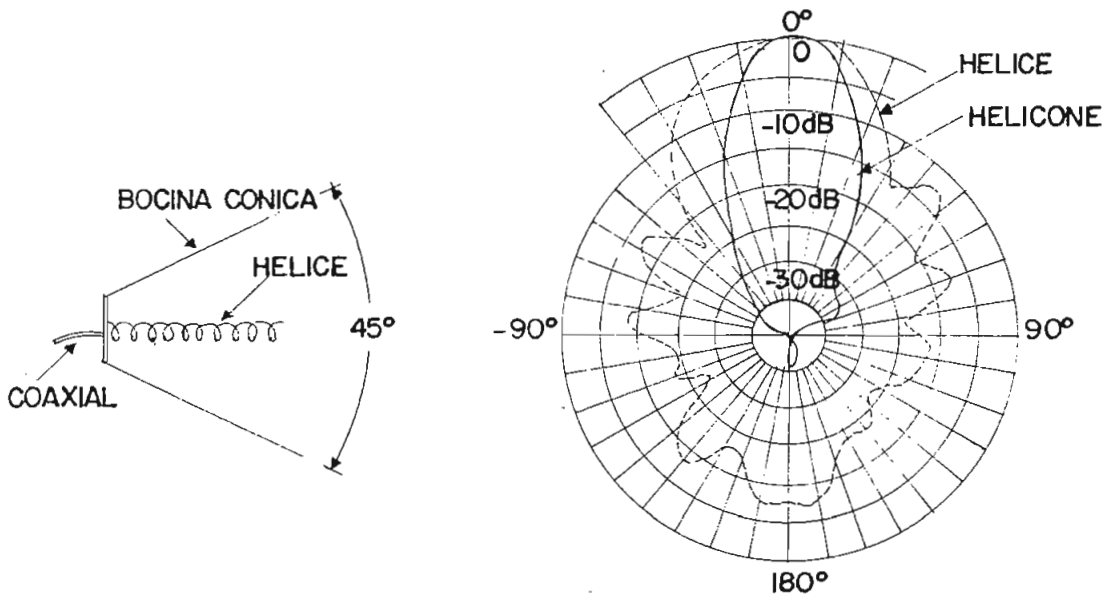


FIG. 2.10. Helicóne típica, comparación con diagrama de hélice sin bocina.

2.8. ANTENA MULTIHÉLICE.

Consiste en varias hélices o arrollamientos igualmente espaciados circunferencialmente en un cilindro y alimentadas con señales de igual amplitud y fases relativas. De la teoría estudiada anteriormente se pueden tener antenas bifilares, cuadrifilares, octafilares, etc.

Estas antenas tienen básicamente las mismas características que la ante

na unifilar pero poseen dos ventajas sobre éstas:

- 1) Un mayor ancho de banda, debido a que los arrollamientos alimentados en la forma $\exp(-j)$ suprimen armónicas espaciales que provocan la existencia de regiones prohibidas.
- 2) Una $f_{mín}$ de operación más baja.

La principal desventaja constituye el sistema de alimentación que se torna más complejo en la medida que se incrementa el número de hélices.

En los últimos años se han estudiado especialmente las características de la antena cuadrifilar con mucho detalle. Esta antena fue inventada por Gerst (9) existiendo dos versiones de la misma: (Fig. 2.11).

- Antena cuadrifilar de polarización circular QHA.
- Antena cuadrifilar de polarización lineal CQHA.

Estas antenas se las usa para recepción o transmisión de bajas potencias con aplicaciones en comunicaciones militares, telemetría espacial, rastreo y algunas aplicaciones comerciales como TV, en antenas de recepción de FM y en aviación. Las antenas cuadrifilares son más pequeñas en tamaño que las log-periódicas, así por ejemplo una antena hélice CQHA de 13 pies de longitud y 1.5 pies de diámetro captará en VHF los canales 2 - 13 y todas las emisoras FM (10).

2.8.1. PARAMETROS GEOMETRICOS.

De la experimentación que ha hecho Gerst se han obtenido parámetros ópti

mos para la QHA* cuyos resultados se resumen a continuación:

- Ángulo de paso: $\psi = 35^\circ$
- Diámetro de la hélice: $a = \lambda/\pi$
- Longitud axial: $L_{ax} = 2.5 \lambda$
- Diámetro de plano de tierra: $D_{gp} = (3-4) a$.

Fig. 2

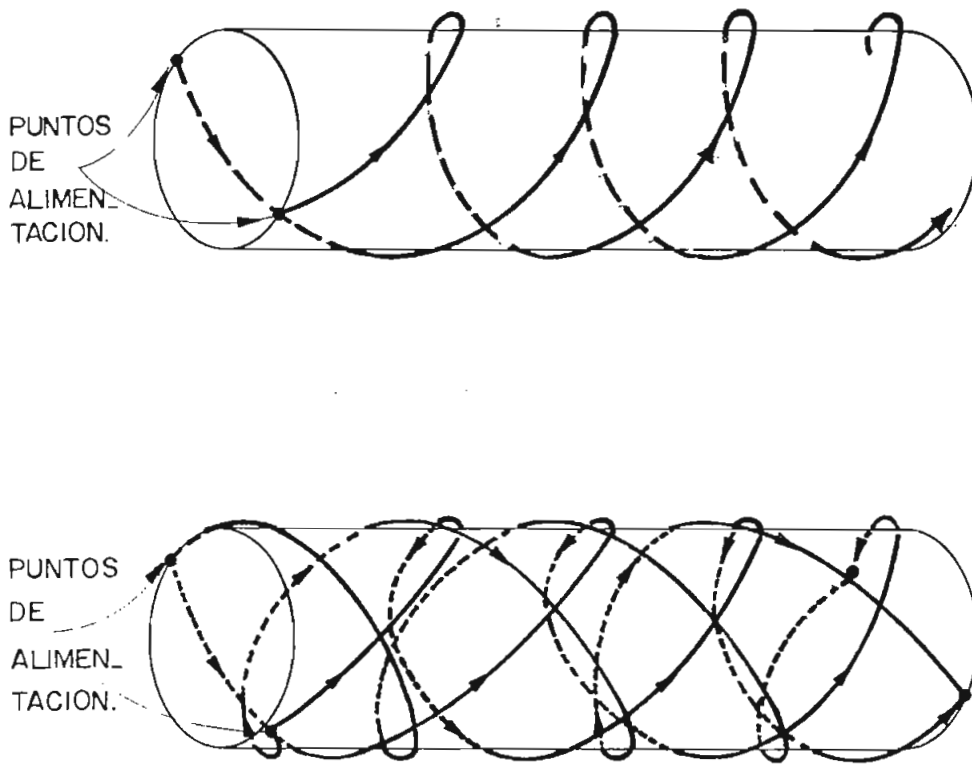


FIG. 2.11. Antenas cuadrifilares QHA y CQHA tipo hélice.

* Las características de la CQHA difieren en poco de la QHA. En particular se suprimen mejor los modos indeseables, se obtienen lóbulos secundarios menores (-10 dB), un BW mayor (6:1) consecuentemente una menor $f_{mín}$, sin embargo el sistema de alimentación es más complicado.

2.8.2. RADIACIÓN.

La QHA tiene la particularidad que radia no solamente end-fire o axialmente sino que para valores de $C\lambda$ entre 0.35 y 0.45 radia back-fire. El ancho del lóbulo se hace más angosto a medida que se incrementa la frecuencia. La radiación end-fire se presenta para valores de $C\lambda$ entre 0,4 y 1,6 con lóbulos estables y mínimos lóbulos secundarios (menores que -3 dB).

La configuración para campos lejanos es la misma que la dada en 2.23.

2.8.3. DIRECTIVIDAD.

La directividad se incrementa en la medida que la longitud axial de la antena se hace mayor, esto equivale a decir que la directividad aumenta mientras mayor sea el número de espiras. Se la puede calcular exactamente con la siguiente relación:

$$D = \frac{2}{\int_0^{\pi} (E_{\phi})^2 \cdot \sin \phi \, d\phi} \quad (2.27)$$

2.8.4. ANCHO DE BANDA.

Con parámetros óptimos se tiene un ancho de banda de 4:1. Esto significa que $f_{m\acute{a}x}/f_{m\grave{i}n} = 4$. De la experimentación efectuada se tiene que:

$$f_{m\grave{i}n} = 0,4 f_0 \text{ (para radiación end-fire)} \quad (2.28)$$

donde f_0 es la frecuencia central.

Se puede llegar a una polarización lineal por la combinación. De acuerdo con la teoría, el índice $n = N + 1$.

2.8.5. IMPEDANCIA.

Resultados experimentales han dado como resultado valores de $Z = 150 \Omega$ para cada arrollamiento. Sin embargo no se tienen conclusiones de como afectan el plano de tierra y los otros parámetros en la impedancia de entrada.

2.8.6. POLARIZACION.

En antenas multifilares se puede tener polarización circular derecha, circular izquierda y lineal. Esta depende de la forma en que se combina las fases relativas y amplitudes de los voltajes conectados a los terminales de las hélices.

En los diagramas del siguiente gráfico (Fig. 2.12) se indican las diferentes variaciones de defasamiento y amplitudes necesarias para una determinada polarización para una antena multifilar de 4, 6 y 8 arrollamientos.

La polarización circular izquierda (PCI) requiere las mismas relaciones de fase que la polarización circular derecha (PCD) pero la progresión de la fase será en el orden inverso.

Para antenas CQHA la polarización lineal se consigue por la combinación de las 2 polarizaciones circulares, las relaciones de fase y amplitud corresponden a la suma de los vectores de fase de la PCI y PCD respecti

vamente. Debido a que esta antena tiene simetría impar cuando se la excita con polarización lineal, un plano de tierra se puede colocar a lo largo del eje de simetría, sin que los campos se distorsionen; entonces este plano actúa como un "espejo" creando imágenes y haciendo que la media antena opere en el espacio libre como si fuera totalmente completa.

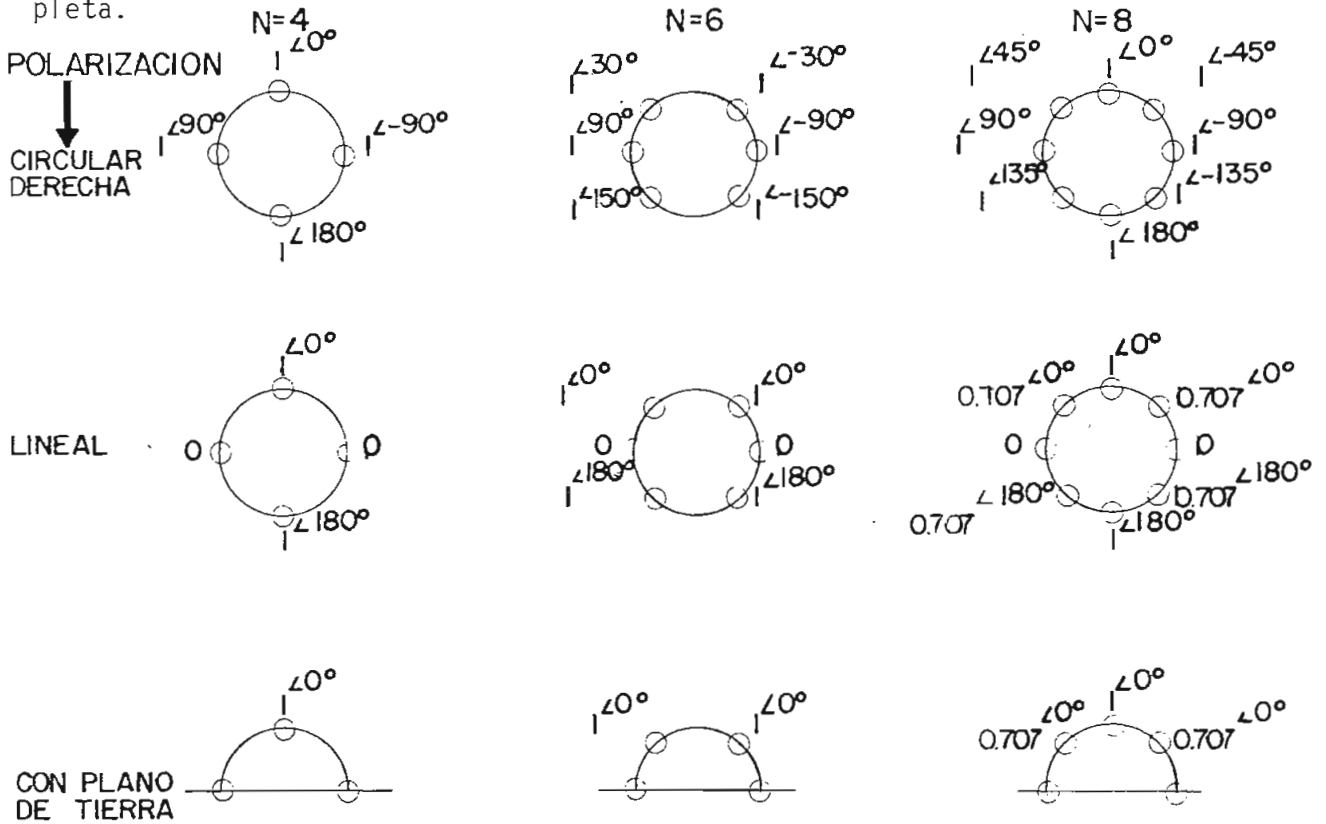


FIG. 2.12. Relaciones de fase y amplitud para polarización en antenas multifilares.

2.8.7. SISTEMA DE ALIMENTACION Y ACOPLAMIENTO.

Es un punto muy importante lograr un sistema de acoplamiento eficiente para un gran ancho de banda que se logra obtener con estas antenas.

El sistema de alimentación consiste en acopladores direccionales, aco-

pladores híbridos o strip-line híbridos que proporcionen los defasamientos requeridos. Este sistema se complica en la medida en que existan mayor número de hélices y además para antenas CQHA se duplican las secciones. Como ejemplo se da el sistema de alimentación de una antena de este tipo. (Fig. 2.13).

Para obtener acopladores de banda ancha se puede interconectar combinaciones tandem de acopladores de banda angosta. Habrá entonces que escoger elementos cuyas curvas de acoplamiento (respuesta de acoplamiento con la frecuencia) se compensen mutuamente. El proceso será similar a diseñar un circuito filtro de banda ancha mediante la combinación de circuitos de banda angosta con frecuencias resonantes ligeramente diferentes. Los errores que introducen un mal sistema de alimentación se traducen en polarización deficiente, y presencia de lóbulos indeseables.

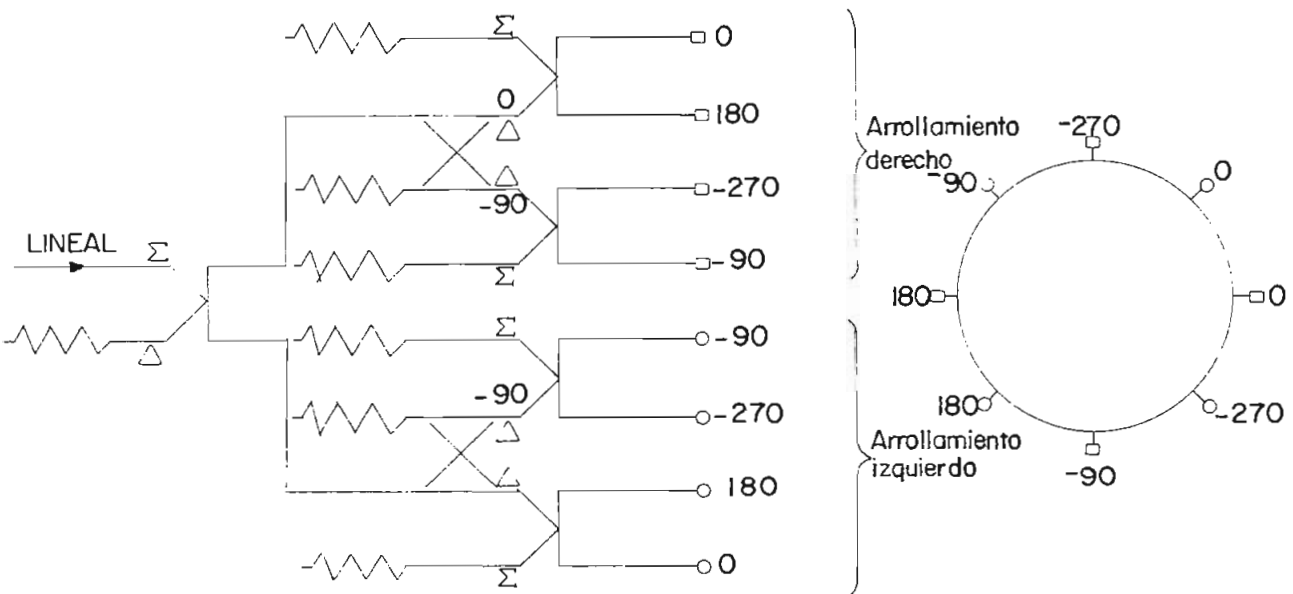


FIG. 2.13. Sistema de alimentación para una antena CQHA.

C A P I T U L O I I I

HELICE RESONANTE CUADRIFILAR

3.1. INTRODUCCION.

En el capítulo anterior se analizó la teoría concerniente a la hélice, además de las propiedades y características de diversos tipos de antenas helicoidales. Sin embargo todas estas estructuras radiantes tenían como denominador común el estar conformadas por hélices con espiras completas.

El propósito de este capítulo es analizar otra alternativa que consiste en una antena resonante cuadrifilar tipo hélice, con un número de espiras fraccionario y cuyas características principales (11) son: lóbulo de radiación de forma cardioidea bastante amplio, polarización circular, insensibilidad a estructuras metálicas ubicadas detrás de la antena, configuración física muy compacta para VHF y UHF, ancho de banda angosto.

El argumento físico a desarrollarse se basa en considerar a esta antena de elementos fraccionales como similar a un dipolo magnético (antena tipo anillo) colocado ortogonalmente a un dipolo eléctrico corto. De esta manera se encontrarán ecuaciones para la obtención del diagrama de radiación y ecuaciones para el diseño. Sin embargo, un análisis más estricto y detallado se incluye en el Anexo B en donde se calculan expresiones integrales de las características de radiación a partir de la fórmula general de Schelkunoff (12).

3.2. RADIACION DEL DIPOLO ELEMENTAL.

Desde un punto de vista teórico, la antena o sistema radiante más elemental lo constituye el "dipolo elemental". Su importancia radica en que puede considerarse como elemento constitutivo de las antenas lineales, que no son otra cosa que conductores de espesor delgado alimentados por una fuente alterna, y en este caso específico como constitutivo de la antena fraccional; y es así como el cálculo de muchos parámetros de antenas reales se realiza mediante una integración de las radiaciones de estos dipolos constituyentes.

El dipolo elemental está constituido por un "elemento de corriente Idl ", que no es otra cosa que una corriente alterna $I = I_m e^{j\omega t}$, de amplitud I_m que circula por un conductor lineal de longitud elemental dl . A este concepto se aproxima un conductor muy delgado y corto en cuyos extremos hay asociadas capacidades tan grandes que la corriente que por él fluye es esencialmente constante en toda su longitud.

Considérese un dipolo elemental colocado en el origen del sistema de coordenadas de la Fig. 3.1. El cálculo de los campos instantáneos existentes en el punto P del espacio se realiza con ayuda de las ecuaciones de Maxwell* y de los conceptos de potenciales escalar (V) (cantidad que depende de las cargas estacionarias) y vectorial (A) (cantidad que depende de las corrientes) de campo.

$$\begin{aligned} * \text{ A partir de: } E &= -\nabla V - \frac{\partial A}{\partial t} & ; & \quad V = \frac{1}{4\pi \epsilon_0} \int_V \frac{\rho_0}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} dv \\ H &= \frac{1}{\mu_0} \nabla \times A & ; & \quad A = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{J_0}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} dv \end{aligned}$$

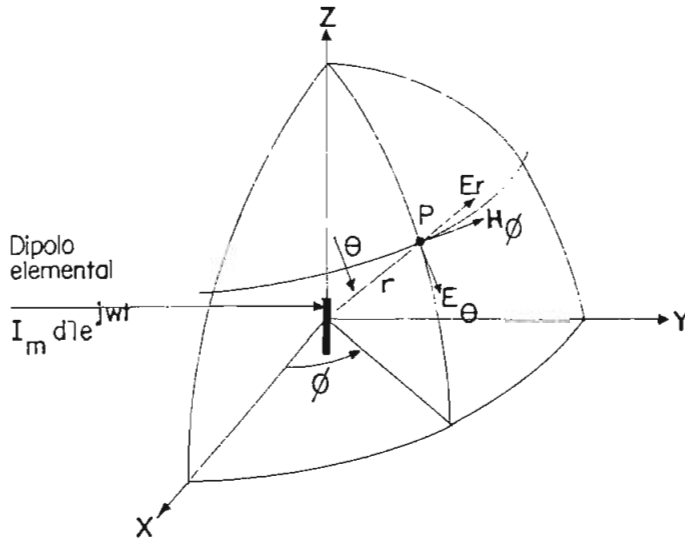


FIG. 3.1. Campos emitidos por el dipolo elemental.

Se obtiene, considerando tanto el campo eléctrico como el campo magnético:

$$E_\theta = 30 \cdot I \cdot d l \cdot e^{-j\beta r} \left(\frac{j}{r} + \frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right) \sin \theta \quad (3.1)$$

$$E_r = 60 \cdot I \cdot d l \cdot e^{-j\beta r} \left(\frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right) \cos \theta \quad (3.2)$$

$$E_\phi = 0 \quad (3.3)$$

$$H_\theta = 0 \quad (3.4)$$

$$H_r = 0 \quad (3.5)$$

$$H_\phi = \frac{I \cdot d l}{4\pi} \cdot e^{-j\beta r} \left| \frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right| \sin \theta \quad (3.6)$$

En donde $\beta = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase,

$$I = I_m e^{j\omega t}$$

Observando las relaciones (3.1), (3.2) y (3.6), se nota que cada componente aporta términos inversamente proporcionales a la distancia y al cuadrado de la misma; se les denomina campo de radiación y campo de inducción respectivamente. Incluso hay un término que varía en forma inversa con el cubo de la distancia y que por analogía con las expresiones de electrostática se le denomina campo electrostático.

De todos los componentes sólo interesan los campos de radiación pues son los únicos que contribuyen a un flujo neto de potencia emitido desde la fuente a un punto lejano. Por otro lado, a distancias relativamente grandes ($r \gg \lambda$) se tiene:

$$E_{\theta} = j 60 \pi I \frac{dl}{\lambda r} e^{-j\beta r} \sin \theta \tag{3.7}$$

$$E_{\phi} = j I \frac{dl}{\lambda r} e^{-j\beta r} \sin \theta$$

El campo de radiación que interesa, se representa en el siguiente diagrama (Fig. 3.2). Obsérvese que en un plano normal al dipolo, la característica de radiación es uniforme ya que no hay variación en función de ϕ . En un plano que contiene al eje del dipolo, el diagrama presenta cierta directividad dada por la función $\sin \theta$.

3.3. RADIACION DEL DIPOLO MAGNETICO.

Si la corriente que circula por una antena tipo anillo (lazo) es esencialmente uniforme y sus dimensiones son pequeñas en comparación de λ , se la puede analizar como un lazo cuadrado conformado por cuatro dipolos cortos.

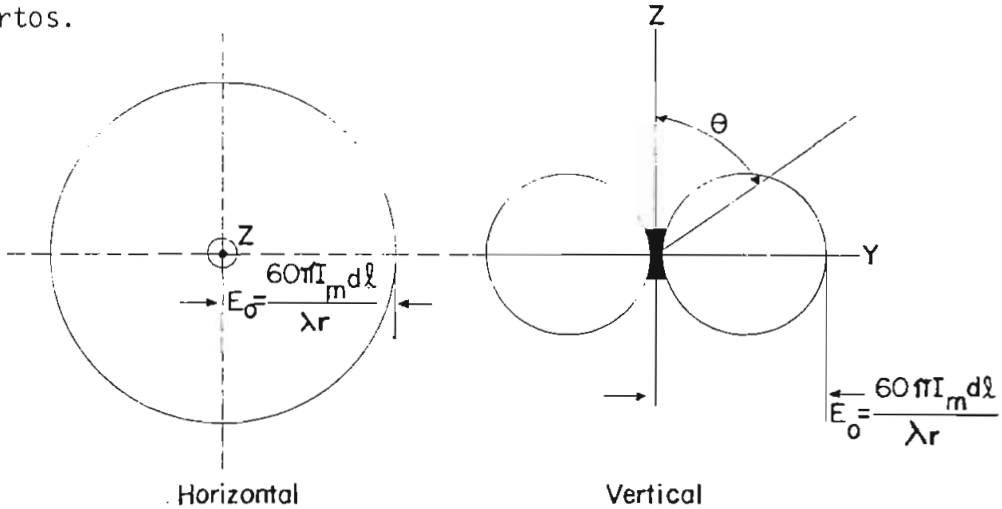


FIG. 3.2. Diagrama de radiación del dipolo elemental.

En la Fig. 3.3, se tiene que el campo en el plano yz es producido por la radiación de los dipolos cortos 2 y 4. Los dipolos cortos 1 y 3 no contribuyen porque sus campos son iguales y opuestos en fase para todos los ángulos en el plano yz. Debido a que los dipolos cortos 2 y 4, no son direccionales en este plano, el diagrama de radiación será el mismo que el de dos fuentes isotrópicas puntuales con fases opuestas. Por lo tanto, el diagrama del campo eléctrico corresponde al arreglo de estas dos fuentes y está dado por* :

$$E_{\theta} = E_2 e^{-j\psi/2} - E_4 e^{j\psi/2} \quad (3.8)$$

$\psi = \beta d \cos \theta$; es el ángulo diferencia de fase,

* Krauss and Carver, Teoría de arreglos, Electromagnetics Cap. 14.

$E_2 = E_4$ son los campos individuales de los dipolos cortos. Asumiendo que $s \ll \lambda$ se tiene:

$$E_\theta = -j E_2 \beta s \cdot \text{sen } \theta$$

Reemplazando el valor de la magnitud E_2 de (3.7) en (3.8) se tiene:

$$E_\theta = \frac{60 \pi I l}{\lambda r} \beta s \cdot \text{sen } \theta \quad (3.9)$$

donde l es la longitud del dipolo corto, pero en este caso $l = s$ y s^2 es el área del lazo (A), entonces:

$$E_\theta = \frac{120 \pi^2}{r} \frac{I}{\lambda^2} A \cdot \text{sen } \theta \quad (\text{V/m}) \quad (3.10)$$

Por tanto la configuración para el campo E tendrá la misma forma que la del dipolo eléctrico.

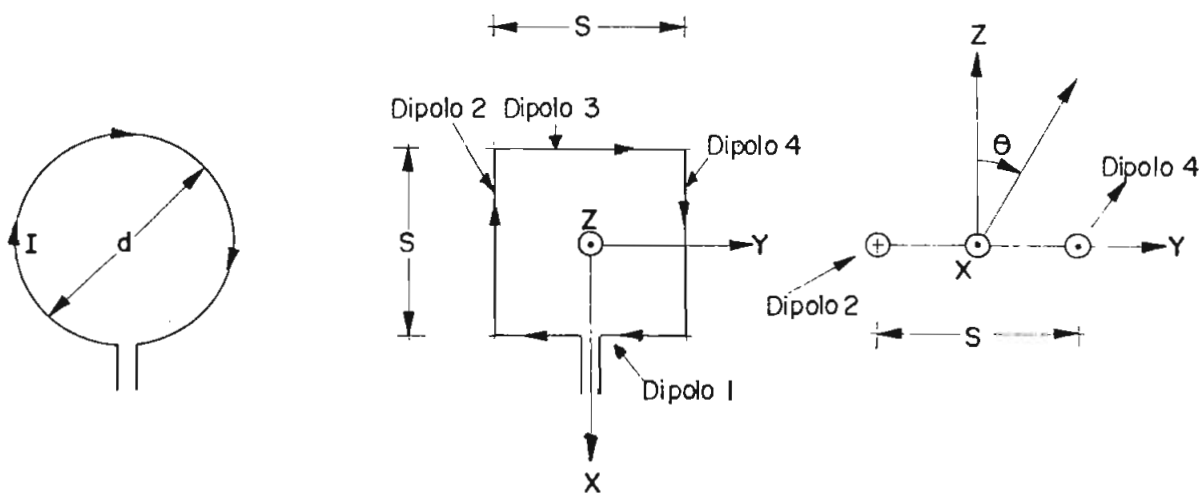


FIG. 3.3. Dipolo magnético y la geometría para calcular el campo lejano.

3.4. MODELO SIMPLIFICADO.

Si las dimensiones de una hélice son pequeñas en comparación a la longitud de onda se la puede considerar como conformada por dipolos magnéticos ortogonales con dipolos eléctricos cortos (Antena lazo-dipolo) (13).

Un modelo simplificado de una hélice bifilar se indica en la Fig. 3.4, en donde cada hélice se ha aproximado mediante la combinación de un segmento lineal y otro semicircular. La distribución de corriente asumida es sinusoidal con velocidad de fase = c , a través de los conductores. La corriente I_D en línea entrecortada constituye el vector suma de las corrientes en el círculo.

Ahora bien, si los conductores se retiran, la distribución de corriente que permanece es similar a la de una antena lazo-dipolo con el lazo en el plano de los radiales y el dipolo perpendicular al plano.

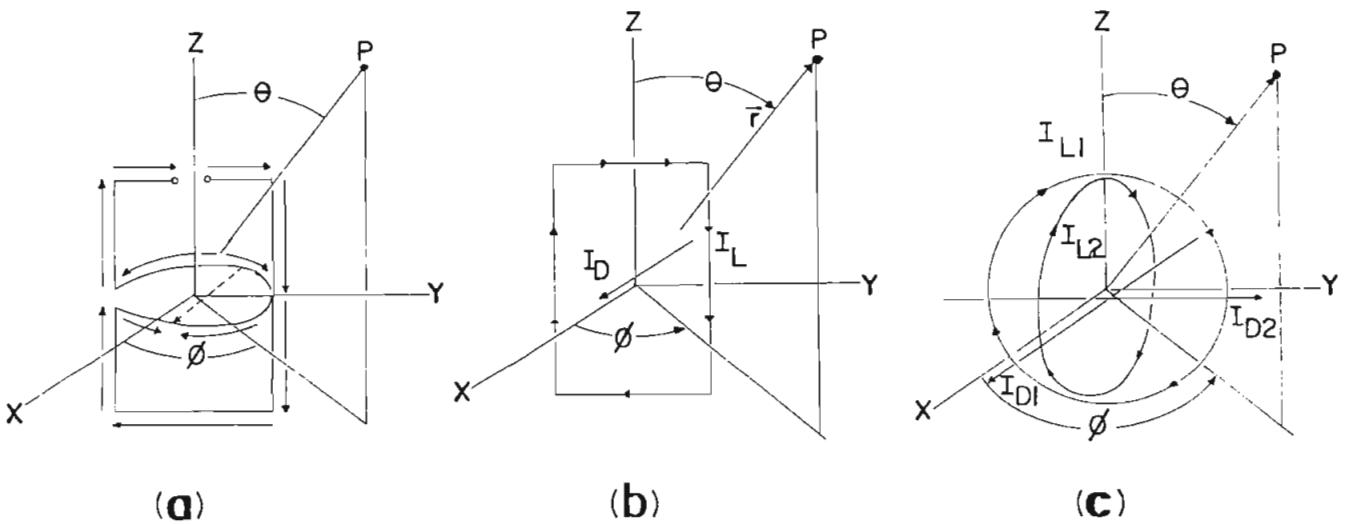


FIG. 3.4. (a) Modelo de la hélice bifilar.
(b) Lazo - dipolo bifilar.
(c) Lazo - dipolo hélice cuadrifilar.

Si se acepta la equivalencia entre la hélice bifilar y el lazo - dipolo, un modelo para la hélice cuadrifilar fraccional puede ser hecho con dos antenas lazo - dipolo ortogonales (Fig. 3.4 (c)).

3.5. DIAGRAMA DE RADIACION.

Las expresiones para el campo radiado se encontrarán a partir de las expresiones del dipolo corto y del dipolo magnético definidas anteriormente en (3.7) y (3.10) aplicándolas al modelo de la Fig. 3.4 (b) :

$$E_{\theta} = j60\pi Id \cdot \frac{1}{\lambda r} e^{-j\beta r} \cdot \text{sen } \theta = jK_1 \text{ sen } \theta \cdot e^{-j\beta r} \quad (3.11)$$

$$E_{\phi} = 120\pi^2 I l \cdot \frac{A}{\lambda^2 r} e^{-j\beta r} \cdot \text{sen } \theta = K_2 \text{ sen } \theta \cdot e^{-j\beta r} \quad (3.12)$$

En estas ecuaciones se nota que si la primera es imaginaria (contiene una j), la segunda es real, lo que significa que el campo radiado por una hélice bifilar tendrá 2 componentes ortogonales.

Para obtener polarización circular será necesario que $K_1 = K_2$ lo que implica que $l\lambda = 2\pi A$.

Ahora bien, para encontrar las ecuaciones del campo radiado por una antena cuadrifilar se hará referencia al modelo establecido anteriormente teniéndose:

$$\begin{aligned} E_{\theta_1} &= jK \cdot \text{sen } \theta \cdot (e^{-j(\beta r - \pi/2)}) \\ E_{\phi_1} &= K \cdot \text{sen } \theta \cdot (e^{-j(\beta r - \pi/2)}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$E_{\theta_2} = K \cdot e^{-j\beta r} (\sin \phi - j \cos \phi \cos \theta)$$

$$E_{\phi_2} = K \cdot e^{-j\beta r} (\cos \phi \cos \theta - j \sin \phi)$$

en donde:

$e^{-j\pi/2}$ significa que las dos hélices bifilares se defasan en un ángulo de 90° .

K es la misma constante para los dos lazo - dipolo debido a la simetría geométrica y a la alimentación con corrientes de igual magnitud.

El campo total será:

$$|E_{\theta T}| = |E_{\theta_1} + E_{\theta_2}| = \sqrt{\sin^2 \theta + \sin^2 \phi + \cos^2 \theta \cos^2 \phi + 2 \sin \phi \sin \theta}$$

$$|E_{\phi T}| = |E_{\theta T}|$$

$$\theta T = \tan^{-1} \left| \frac{\cos \phi \cos \theta}{\sin \phi + \sin \theta} \right| \quad (3.14)$$

$$\phi T = \tan^{-1} \left| \frac{\sin \phi + \sin \theta}{\cos \phi \cos \theta} \right|$$

El diagrama de radiación generado por este factor de arreglo se muestra en el Anexo D para una antena resonante cuadrifilar fraccionaria tipo hélice.

3.6. CONFIGURACION FISICA.

Esta antena está conformada por cuatro elementos idénticos y resonantes. Cada elemento tiene una parte radial y otra helicoidal. En el punto de alimentación, los elementos opuestos se los alimenta en antifase con lo que se consiguen dos hélices bifilares independientes; si ahora se alimentan estas con un defase de 90° , se obtiene la configuración requerida para la antena cuadrifilar.

La hélice está descrita por los siguientes parámetros:

L_e = longitud a lo largo de un elemento (N° proporcional a $\lambda/2$: $\frac{\lambda}{4}$,
 $\lambda/2, \frac{3}{4}\lambda, \lambda$)

L_{ax} = longitud axial entre los radiales.

r_o = radio del cilindro.

N = N° de vueltas para un elemento ($1/4, 1/2, 3/4, 1$).

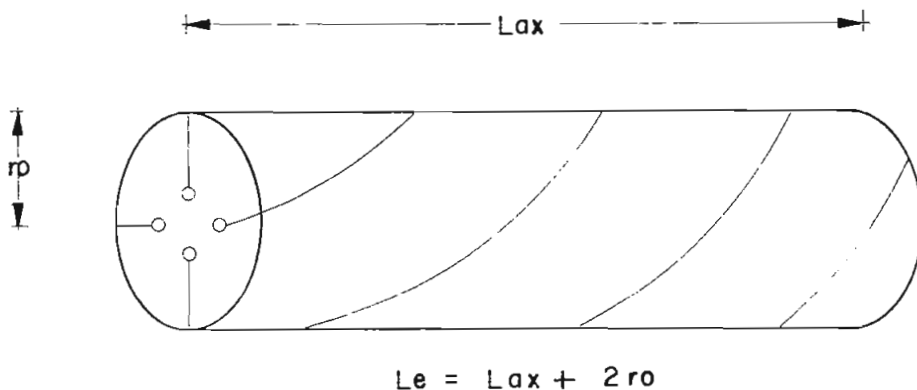


FIG. 3.5. Parámetros de la hélice cuadrifilar.

La relación entre los distintos parámetros que conforman esta antena se tiene mediante la ecuación:

$$L_{ax} = N \frac{1}{N^2} (L_e - Ar_0)^2 - 4\pi^2 r_0^2 \quad (3.15)$$

donde: 2 para $L_e = \lambda/2$ ó λ

A =

1 para $L_e = \lambda/4$ ó $3 \lambda/4$

3.7. IMPEDANCIA Y ANCHO DE BANDA.

Como se indicó en el capítulo anterior, mucha investigación y experimentación se había realizado con antenas hélices unifilares y multifilares, tal es así que se conocían muy bien sus características; en cambio, la hélice fraccional ha recibido poca atención tal vez porque no es de banda ancha.

Entre la poca información disponible, se encuentra que según C. Kilgus (14) la impedancia de esta antena tiene las siguientes propiedades:

- La resistencia resonante de entrada y el BW se incrementan en proporción al volumen cilíndrico encerrado por la antena.
- El BW se incrementa en proporción al espesor de las hélices.

Se han obtenido impedancias resonantes de entrada del orden de 10 a 20 Ω para elementos con $L_e = 0.5 \lambda$ y de cercanas a 50 Ω para $L_e = \lambda$.

Anchos de banda de 10 a 15% se han conseguido con conductores angostos;

para incrementar este BW se han utilizado elementos más anchos (wide strip elements) pero con degradación en las características de radiación.

3.8. SISTEMA DE ACOPLAMIENTO Y ALIMENTACION.

Para la antena resonante fraccional se ha desarrollado dos sistemas de alimentación y acoplamiento (15):

- En la Fig. 3.6 (a), se indica un sistema que utiliza un acoplador direccional de 3 dB, una red de acoplamiento de impedancia y un balun tipo "folded" con lo que se consigue el defase necesario entre el par de hélices bifilares.
- En la Fig. 3.6 (b), se ilustra un segundo sistema que utiliza un balun tipo "split-sheat" cuya longitud se podrá variar para obtener una impedancia terminal real. La Z_0 del transformador de $\lambda/4$ interior al balun se ajusta para obtener el acoplamiento a 50. Para obtener el defase de 90° entre las corrientes del par de hélices bifilares se ajustan los elementos de la primera hélice con longitudes mayores que las de resonancia para producir una Z_{in} con un ángulo de fase de $+45^\circ$ y los elementos de la segunda hélice con longitudes menores para producir una impedancia con -45° .

Además se puede conseguir dos baluns independientes de la frecuencia si se utiliza para la alimentación dos cables coaxiales cuyos conductores centrales se conectan a los conductores exteriores o blindajes de otros dos cables opuestos cuyos conductores centrales quedan abiertos. Para completar las dos hélices bifilares se utilizan los conductores externos de estos cables opuestos y se los cortocircuita junto con los otros

blindajes en el punto de alimentación. Fig. 3.6.(c).

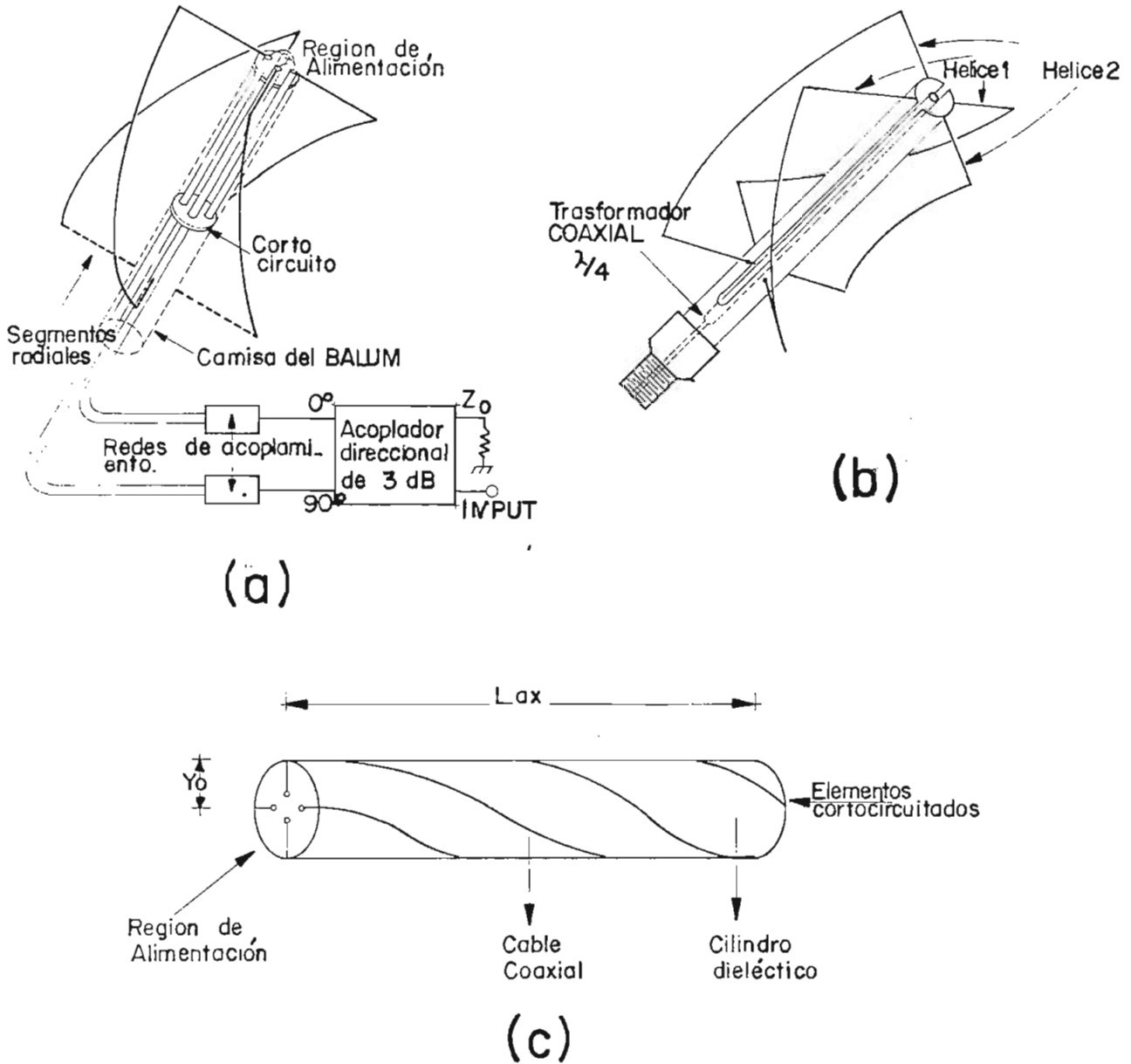


FIG. 3.6. (a) Sistema de alimentación con balun "folded"
(b) Sistema de alimentación con balun "split-sheet"
(c) Sistema de alimentación con cable coaxial.

C A P I T U L O I V

DISEÑO Y CONSTRUCCION

4.1 INTRODUCCION.

Una vez que se ha realizado el estudio de la hélice y de los diversos tipos de antenas helicoidales, en razón de cumplir el objetivo de este trabajo, en este capítulo se procederá a realizar el diseño y construcción completo de una antena resonante cuadrifilar helicoidal multibanda para VHF (que sea capaz de resonar a dos frecuencias distintas y que presente a esas frecuencias una impedancia puramente resistiva).

Esta antena será puesta bajo pruebas experimentales en las que se realizarán mediciones para determinar la impedancia y el campo de radiación en función de la frecuencia, por lo que se necesitará además del equipo de detección una fuente transmisora.

Se ha considerado utilizar como antena complementaria un dipolo con reflector diedro pues sus características de radiación son uniformes, presentando mínimos lóbulos secundarios lo que permitirá que se obtenga resultados más confiables pues se minimizarán las reflexiones, a más de otras ventajas, por lo que se incluirá detalles de diseño para su construcción.

4.2 DISEÑO DE UNA ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE.

4.2.1 ESPECIFICACIONES.

Se realizará el diseño de esta antena con las siguientes especificacio-

nes:

- Rango de frecuencias:

Banda₁ : 170-190 MHz ; f₀₁ = 180 MHz.

Banda₂ : 210-230 MHz ; f₀₂ = 220 MHz.

- Polarización : circular

- Ancho de Banda : 10%

- Impedancia de entrada : adaptada a 50 Ω desbalanceados

- Diagrama de radiación : lóbulo principal de forma cardioidea

- θ_{-3dB} : 170°

- Ganancia : 2.5 dBi

4.2.2 DIMENSIONES FISICAS.

Del Capítulo III se tiene que la relación entre los parámetros físicos que conforman esta antena viene dada por la ec. 3.15.

$$L_{ax} = N \sqrt{\frac{1}{N^2} (L_e - A_{r0}) - 4 \pi^2 r_0^2}$$

donde constan como variables:

L_{ax} = longitud axial de la antena

L_e = longitud total de una hélice (incluida la parte radial)

r₀ = radio del cilindro dieléctrico

N = número fraccionario de vueltas (1/4, 1/2, 3/4, 1)

L_e puede tomar los valores : 0.25, 0.5, 0.75.

A = 2 para L_e = 0.5 λ ó λ.

A = 1 para L_e = 0.25 λ ó 0.75 λ.

Para facilitar el cálculo de las dimensiones de la antena a distintas frecuencias considerando las variaciones posibles del número fraccionario de vueltas por hélice para las diferentes longitudes $-L_e-$ de la misma se ha elaborado un programa en Fortran IV cuyo listado consta en el Anexo C.

En este programa se consideran diámetros de 2, 4, 6, pulgadas pues en el mercado se comercializan los cilindros dieléctricos con esa unidad de medida (ej: PVC).

El mismo permitirá entonces calcular las dimensiones exactas de cualquier antena resonante cuadrifilar dados como especificaciones la frecuencia (MHz) y el radio (pulgadas). En el mismo Anexo se presentan además algunos resultados generados por el programa.

De estos resultados se observa que pueden haber varias alternativas de antenas que para una misma frecuencia cumplen el objetivo que se desea. Sin embargo para que sea resonante a dos frecuencias, solamente se dispone de dos alternativas:

- Utilizar dos antenas cuadrifilares fraccionarias montadas linealmente, ó,
- Utilizar una antena pero que con un sistema apropiado de conmutación permita ajustar la longitud de las hélices para que se obtenga resonancia a las frecuencias requeridas.

La primera opción de tener una estructura con dos antenas montadas linealmente, se podría aceptar para el caso en que $L_e = \lambda/2$, $N = 1$ y $r_o = 3"$, pues se tendría para la frecuencia menor de resonancia una antena

de longitud aceptable ($L_{ax} = 48.4$ cm), sin embargo debido a que el sistema de alimentación y acoplamiento debe ser independiente para cada etapa, no se justifica esta alternativa, pues se duplica el número de elementos.

Se decide entonces por el sistema de obtener resonancia a dos frecuencias en una misma estructura mediante un sistema de conmutación que se detallará posteriormente.

Se escoge aquella antena que proporciona una estructura compacta físicamente, que brinda las mejores posibilidades para su construcción, sin mayor costo a causa de su tamaño y cuyas dimensiones son:

$L_{ax} = 71.4$ cm. (longitud del cilindro)

$L_e = 83.3$ cm. = $\lambda/2$ (longitud de una hélice a 180 MHz).

$N = 1/2$ vuelta

$r_o = 2$ " (diámetro del cilindro = 10.16 cm)

Hay que anotar que para la longitud física de los brazos se considerará el llamado efecto terminal que es común para toda antena lineal y que provoca un aparente alargamiento de la misma por lo que es usual acortar en un 5% la longitud física del elemento radiante.

A partir de estos datos, se construye la antena, utilizando los siguientes materiales para los diversos componentes:

- brazos de hélice : cinta conductora de metal "amarillo" (aleación de cobre y bronce) de 1" . de espesor.
- cable coaxial semi-rígido de $Z_0 = 50\Omega$, diámetro = 0.141"

atenuación ≈ 6 dB/100 ft. que alimentan los brazos y se los enrolla sobre los mismos, con lo que se consigue un balun independiente de la frecuencia.

- cilindro dieléctrico : se utiliza discos de poliuretano que se los sujeta concéntricamente mediante una barra del mismo material el cual es apropiado para utilizarlo en radiofrecuencia pues por sus características de permitividad ocasiona bajas pérdidas. ($\epsilon_r \approx 3$).

Como resultado se obtuvo una antena con la suficiente rigidez mecánica como para que durante las mediciones su estructura no varíe accidentalmente.

4.2.3. SISTEMA DE ALIMENTACION.

Como se explicó en el punto 3.8, es necesario alimentar cada brazo desfasado 90° respecto del anterior para producir el diagrama de radiación de forma cardioidea. Esto se consigue con un acoplador direccional de -3 dB. el mismo que distribuye equitativamente la energía de RF, provoca el desfase de 90° y presenta una impedancia de entrada de 50Ω , lo cual es conveniente para la experimentación pues el sistema detector disponible en el laboratorio presenta una impedancia que puede considerarse de 50Ω ; así se tendrá un buen acoplamiento entre la antena y el detector.

De los catálogos disponibles de elementos para radio frecuencia, se escoge el acoplador PSC Q-2-250* de la Mini-Circuits (RF/IF Signal Processing Components Guide) debido a que es el que mejor se adapta a nues

* Ver en Anexo E, hojas de especificaciones.

tros requerimientos, pues trabaja en el rango de frecuencias de 150-250 MHz e introduce pérdidas del orden de los 0.4 dB.

4.2.4. SISTEMA DE CONMUTACION.

La sintonía de la hélice cuadrifilar se conseguirá mediante el ajuste de la longitud de los brazos radiantes a $\lambda/2$ de la frecuencia menor de resonancia requerida y se conmutará esta longitud a $\lambda/2$ de la frecuencia mayor para obtener la cobertura en doble banda.

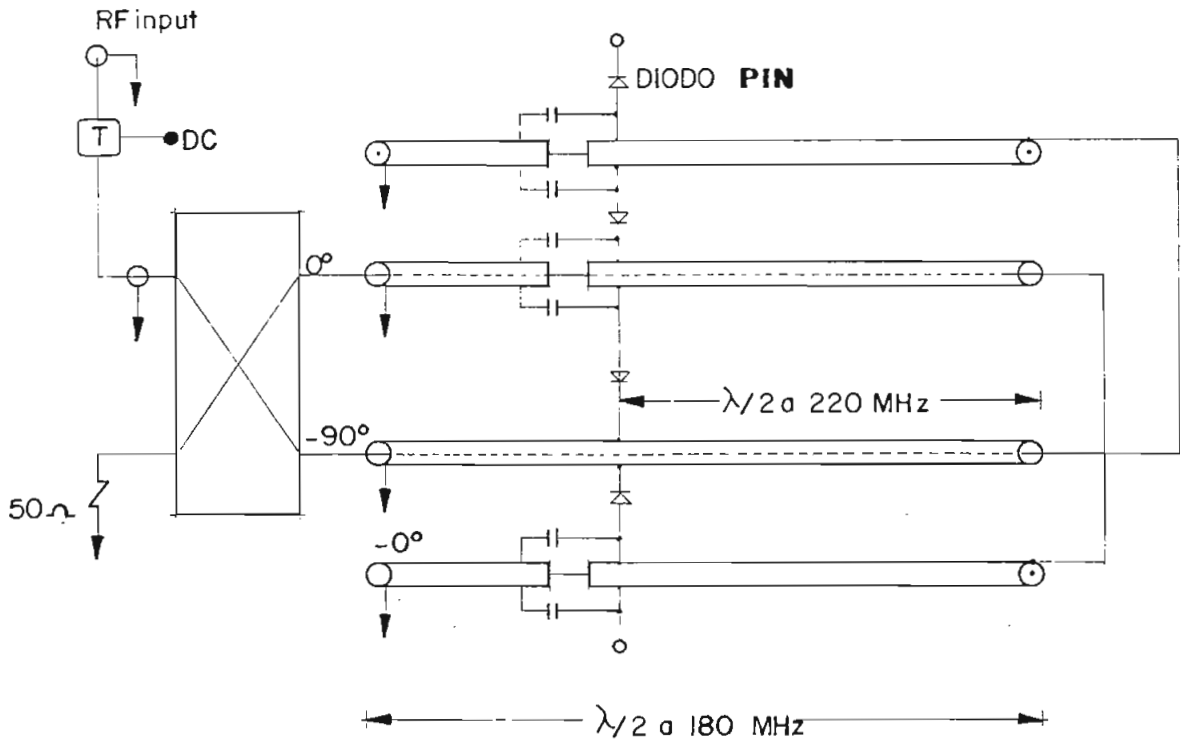
Este sistema consiste en cortocircuitar la longitud de los elementos al tamaño necesario. En el esquema de la Fig. 4.1 se detalla como se consiguen estos cortocircuitos utilizando diodos -pin- los cuales, al estar polarizados directamente presentan para radio frecuencia un valor real de impedancia bastante bajo ($R_s \approx 1 \Omega$); y, en polarización inversa presentan una resistencia bastante alta ($R_p \approx 10 K\Omega$) en paralelo con un valor bajo de capacitancia ($C_p \approx 1 pF$). Estos diodos pin además tienen otra característica que es la de alta velocidad de conmutación (fast switching speed) que puede ser del orden de los 10 ns o menor, dependiendo del tipo de fuente de polarización utilizada.

Para insertar la corriente de polarización de los diodos pin se diseñan dos sistemas:

- 1.- Debido a que cada hélice bifilar se alimenta con un balun independiente de la frecuencia, se podrá enviar corriente por uno de los cables. Facilmente se puede insertar esta corriente en el coaxial, usando un filtro T (resistencia, choque de RF).

Además, en el punto en que están localizados los diodos, es neces-

(a)



(b)

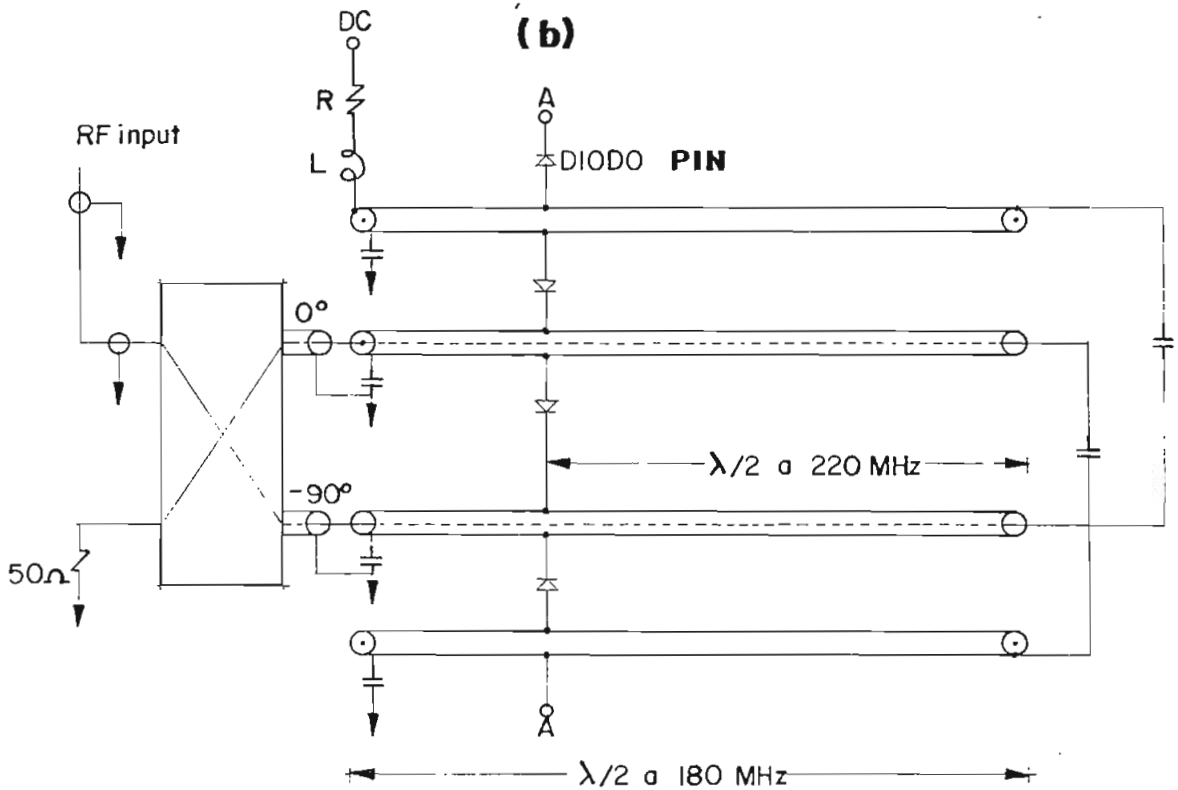


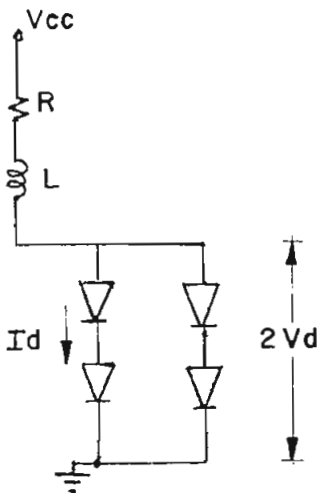
FIG. 4.1. Esquema completo de antena cuadrifilar fraccional con dos sistemas diferentes de alimentación DC para los diodos Pin.

rio bloquear esta DC para que no sea cortocircuitada por los blindajes hacia tierra e impida así cumplir la función polarizadora, se consigue esto mediante un par de capacitores en 3 de los 4 brazos componentes de la antena. (Fig. 4.1.(a)).

2.- Se puede enviar la corriente de polarización por uno de los blindajes de los brazos que quedan abiertos. Así mismo, es necesario un choque de RF y una resistencia de protección para los diodos pin. Se necesitan capacitores de bloqueo en los 4 brazos para evitar que la DC se cortocircuite a tierra. (Fig. 4.1.(b)).

En este caso se ha optado por el segundo sistema, para el que se calcula la red RL a continuación.

Considérese el siguiente circuito de polarización:



Sea $V_{cc} = 5V$

$V_d = 0.9 V$

$I_d = 10 \text{ mA}$

Diodo pin
MPN 3401

Entonces:

$$R = \frac{V_{cc} - 2 V_d}{2 I_d}$$

$$R \approx 150 \Omega$$

Sea $X_L = 1 K\Omega$, impedancia reactiva suficiente para bloquear la RF, para la frecuencia más baja de trabajo se tendrá:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

$$L \approx 0.8 \mu H$$

Los capacitores de bloqueo deberán presentar una alta impedancia para DC y al mismo tiempo ser un cortocircuito para la RF. Para la frecuencia menor de resonancia se tendrá:

$$X_C = 1 \Omega$$

entonces:

$$C = \frac{1}{2 \pi f X_C}$$

$$C \approx 800 \text{ pF.}$$

4.3. DISEÑO DE UN DIPOLO-DIEDRO.

4.3.1. CARACTERISTICAS.

Esta antena está constituida por un elemento radiante (dipolo) normalmente de longitud $\lambda/2$ asociado con un reflector diedrico.

Para esta antena se tiene como ventajas:

- Alta ganancia (10 - 15 dB).
- Direccionalidad y facilidad de escoger lóbulos de radiación apropiados variando sus parámetros físicos.
- Simplicidad en su estructura.
- Ajuste práctico de impedancia.

Como desventajas se puede anotar:

- Frecuencias de uso limitadas por tamaño de la estructura física.

- Aparecimiento de lóbulos secundarios o multilóbulos cuando el espaciamiento entre el dipolo y el vértice del diedro es demasiado largo.

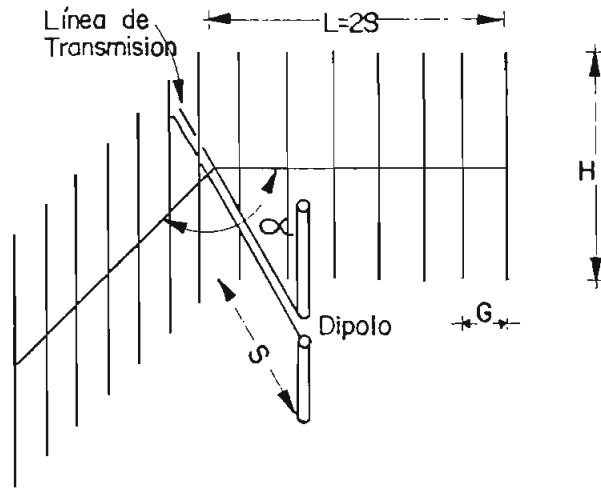


FIG. 4.2. Antena dipolo - diedro.

4.3.2. PARAMETROS Y DIMENSIONES FISICAS.

En la Fig. 4.2 se puede apreciar el dipolo diedro y sus parámetros físicos. Las dimensiones y la manera en que los mismos afectan a las características de radiación de esta antena se detallan a continuación:

- Angulo del diedro (α).- Infiuye en los lóbulos de radiación y en la ganancia. Cuando el ángulo α es proporcional a $180/n$ grados (n entero) el efecto del diedro se obtiene mediante el método de imágenes. Generalmente se tienen ángulos de 45° a 180° .
- Distancia dipolo-vértice (s).- Existe una correlación entre este espaciamiento y las características de radiación a saber:
 - s -muy grande- lóbulos secundarios, menor ganancia, mayor tamaño físico.
 - s -muy pequeño- resistencia de radiación* se reduce mucho, difícil acoplamiento, mayor variación de características con la frecuencia.

* La Componente Resistiva de la impedancia de una antena es igual a la suma de $R_{rad} + R_{pérdidas}$.

En general se recomiendan espaciamentos de $0.25 \lambda < s < 0.7 \lambda$.

- Longitud del dipolo (ℓ).- Generalmente es de $\lambda/2$ y debido al efecto de terminación esta longitud varía en la medida que sirve para obtener el acoplamiento deseado; sin embargo, en la práctica es corriente encontrar un criterio uniforme: acortamiento de 5%.
- Tamaño del diedro (L, H, G).- El reflector diedro puede estar constituido por un enrejado de conductores o por una plancha conductora sólida. El efecto de los lados del diedro es que los lóbulos se abren más tanto cuanto más cortos sean éstos. De acuerdo a razonamientos geométricos de condiciones de reflexión el tamaño que se aconseja para obtener un desempeño aceptable de esta antena es el siguiente:

$$L \geq 2s$$

$$H \geq 0.6 \lambda \text{ (para dipolo de } \lambda/2)$$

$$G \leq 0.1 \lambda.$$

En los siguientes gráficos se dan las características de ganancia y resistencia de radiación en función del espaciamento s para diversos ángulos diedros. (16). (Ver Fig. 4.3 y 4.4).

Para nuestra aplicación se escogen las siguientes dimensiones:

- Ángulo diedro: se toma de valor 90° por su facilidad de construcción y montaje, además que se obtiene patrones de radiación monolóbulos, tanto para el plano E como para el plano H.

$$\alpha = 90^\circ.$$

- De la Fig. 4.4. se toma el valor de $s = 0.30\lambda$ pues en este caso la resistencia de radiación que se tiene es de $\approx 50 \Omega$ lo cual es conveniente pues queda acoplado a nuestro sistema de medición.

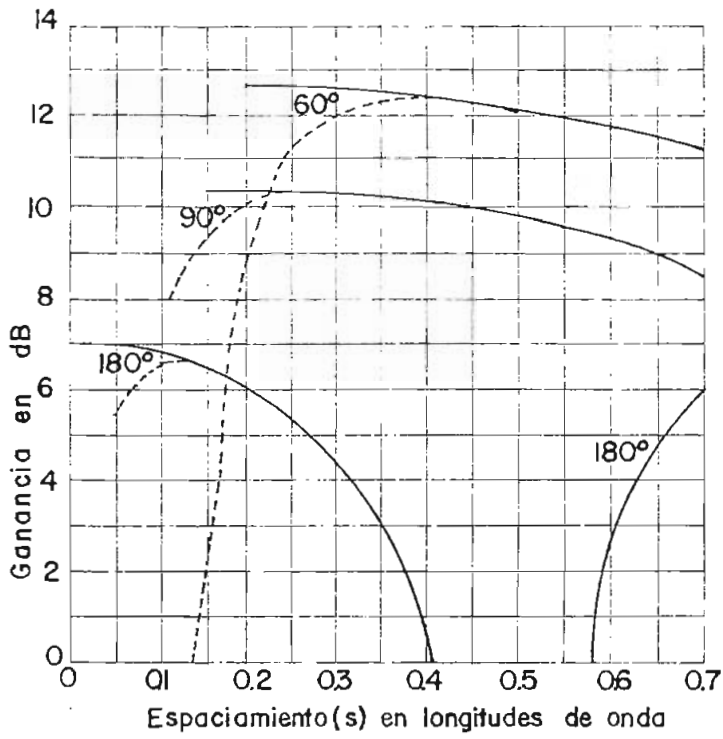


FIG. 4.3. Ganancia de la antena dipolo - diedro con respecto a un dipolo de $\lambda/2$.

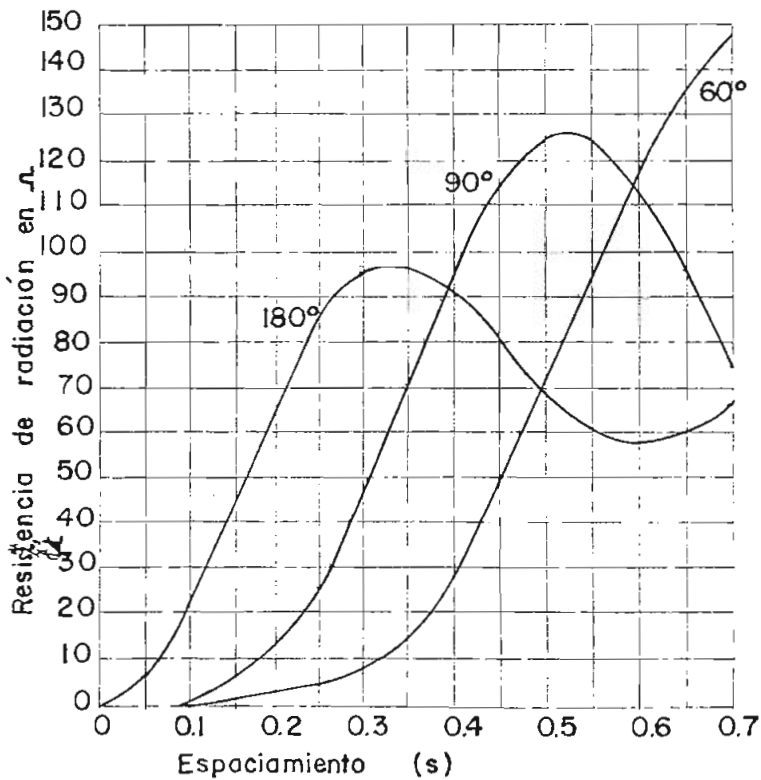


FIG. 4.4. Resistencia terminal de radiación para una antena dipolo - diedro ($2A = \lambda/2$).

Ahora bien, una desadaptación entre el equipo medidor y la antena diédrica producirá una onda estacionaria producto de la suma entre una on da incidente de voltaje y una onda de reflexión.

Existirán en el sistema de alimentación amplitudes máximas y mínimas y cuya razón es justamente una medida del grado de desadaptación (relación de onda estacionaria); por lo que se hará un análisis para las dos bandas de frecuencias con el objeto de evaluar teóricamente la necesidad o no de dos antenas que cubran estos rangos.

Para este análisis, se tomará como frecuencia intermedio entre las dos bandas $f = 200$ MHz y se tomará como base comparativa con las demás fre cuencias.

f (MHz)	λ (cm)	0.30λ (cm)	s/λ	Rrad (Ω)	$ \rho $	ROE
170	176.5		0.26	30	0.25	1.67
180	166.7		0.27	34	0.19	1.47
190	157.9		0.29	45	0.05	1.11
200	150.0	45	0.30	50	0	1
210	142.9		0.31	53	0.03	1.06
220	136.4		0.33	62	0.11	1.25
230	130.4		0.35	70	0.17	1.41

TABLA 4.1. Cálculo espaciamento dipolo-reflector

NOTA: Se considera como impedancia de entrada del dipolo diédrico a la Rrad. La razón de evaluar solamente en función de la Rrad se hace comprensible si se piensa que la potencia útil de radiación disponible para las pruebas depende sólo de los campos le janos.

En la tabla anterior: $|\rho|$ = coeficiente de reflexión el cual es otra manera de expresar desadaptación. Se lo calcula a partir de:

$$\rho = \frac{Z_b - Z_0}{Z_b + Z_0}$$

Siendo Z_b la impedancia de entrada de la antena y Z_0 la impedancia ca-racterística de la línea de transmisión del equipo de medida.

Considerando un sistema sin pérdidas, se puede relacionar la ROE con el coeficiente de reflexión:

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Si se denomina con P_u la potencia útil de radiación, con P_i la potencia incidente y P_r la potencia reflejada, se puede escribir:

$$P_u = P_i - P_r = P_i(1 - |\rho|^2)$$

Con esta relación se analiza para los casos más desfavorables de desa-daptación que serán para las frecuencias extremas:

$$P_u/P_i = 0.94 \quad \text{para } f = 170 \text{ MHz}$$

$$P_u/P_i = 0.97 \quad \text{para } f = 230 \text{ MHz.}$$

Del análisis anterior se puede concluir que un solo dipolo diedro se desempeñará de una manera aceptable en todo el rango de frecuencias, pues se consigue una ROE menor a 2 con lo que la desadaptación no presentará valores cuantitativamente grandes. Esto se visualiza mejor si se obseru

va que se tiene una pérdida máxima de 6% en potencia reflejada (para $f=170$ MHz) que equivale a 0.27 dB.

Entonces se tiene:

$s = 45$ cm. (espaciamiento dipolo - vértice del diedro)

- Para las dimensiones del dipolo* considerando el efecto terminal se tendrá:

$$\ell = 0.95 (\lambda/2) \text{ a } 200 \text{ MHz.}$$

$$\underline{\ell = 71.3 \text{ cm.}}$$

- Para las dimensiones del reflector, considerándolo construido con lámina sólida de aluminio:

$$L \geq 2s$$

$$L \geq 90 \text{ cm.}$$

$$\underline{L = 1 \text{ m.}}$$

$$H \geq 0.6 \lambda$$

$$H \geq 90 \text{ cm.}$$

$$\underline{H = 1 \text{ m.}}$$

Con estas dimensiones se construye la antena dipolo - diedro y se obtiene una antena con ganancia de ≈ 10 dB sobre el dipolo de $\lambda/2$ además de lóbulos de radiación apropiados para la experimentación como se puede apreciar de los patrones de radiación tomados del libro de H. Jasik "Antenna Engineering Handbook", Cap. II.

* En la implementación física se construirá de tal manera que la longitud del dipolo pueda variar para así ajustar a la frecuencia requerida.

FIG. 11-12. 60° corner, *E* plane, S_x variable.

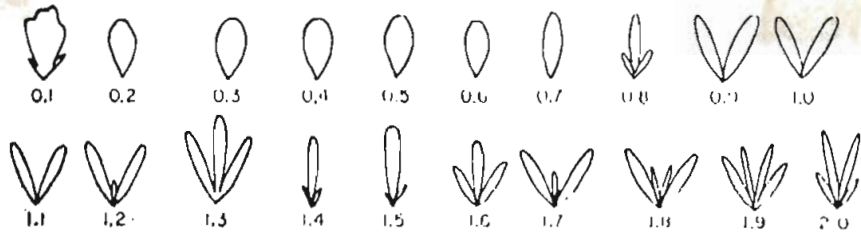


FIG. 11-13. 90° corner, *H* plane, S_x variable.

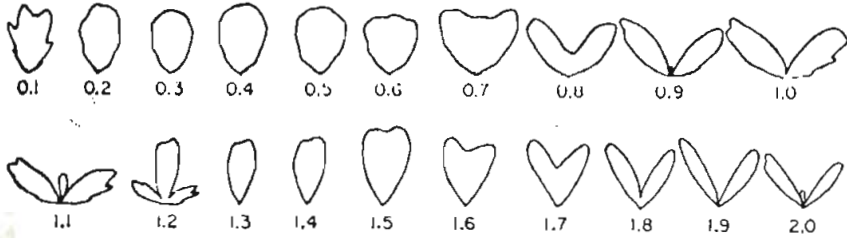


FIG. 11-14. 90° corner, *E* plane, S_x variable.

FIG. 4.5. Patrones de radiación de antena dipolo - diedro.

Además, hay que considerar otra situación respecto al sistema emisor (transmisor) disponible, cuya impedancia de salida puede considerarse de 50Ω como se explicó anteriormente. En este caso, se llega al dipolo - diedro por medio de un sistema desbalanceado de líneas de transmisión de 50Ω (cable coaxial) a un sistema balanceado (considerada así la antena dipolo), por lo que se necesita entonces de un balún, cuya característica proporciona un acoplamiento aceptable entre el emisor y la antena diédrica.

Un balún típico se muestra en la Fig. 4.6. en el cual se obtiene un circuito balanceado mediante la introducción de una alta impedancia de una estructura resonante conformada por dos conductores cortocircuitados (folded) cuya simetría de circuito balanceado se mantiene independiente de la frecuencia y además el factor de transformación de impedancias es de 1 con lo que se consigue el acoplamiento deseado.

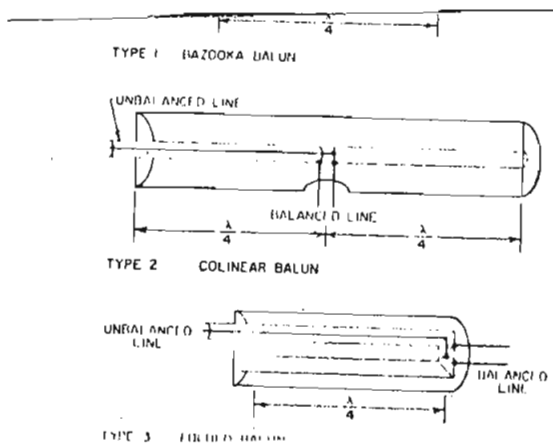


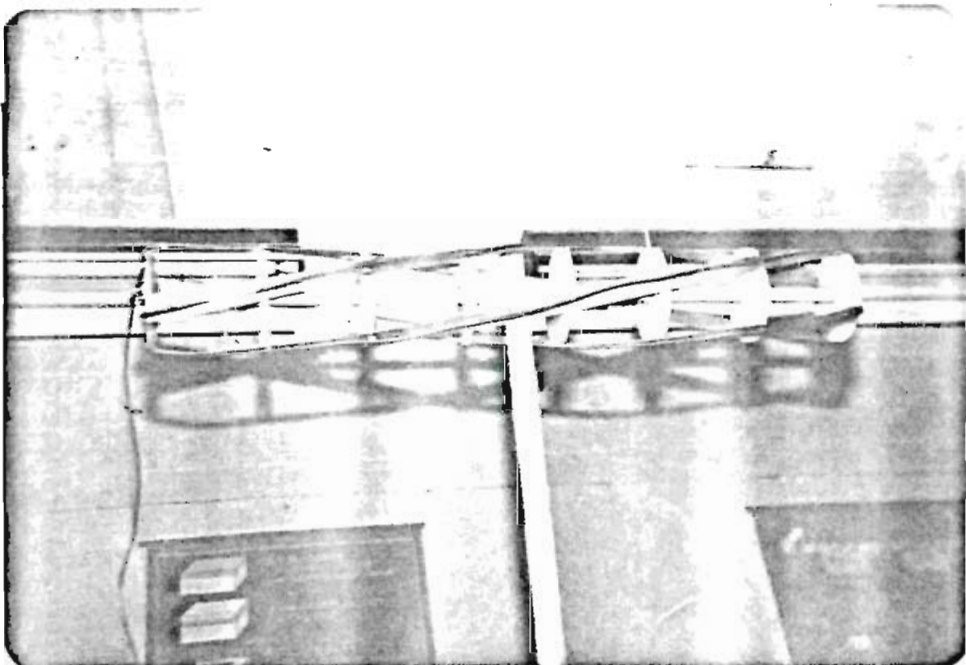
FIG. 4.6. Balún doblado.

El cortocircuito de los dos conductores que conforman el balún estará separado del dipolo de $\lambda/2$ la distancia:

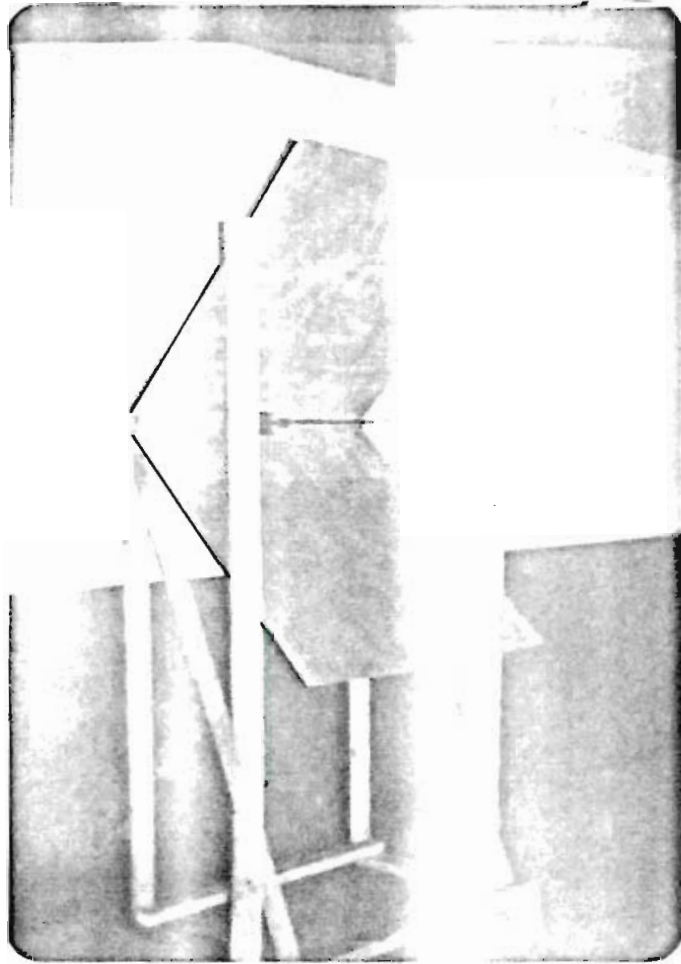
$$d = 0.25 \lambda \text{ a } 200 \text{ MHz.}$$

$$d = 37.5 \text{ cm.}$$

A continuación se muestra en fotografías las antenas resonante cuadrifilar y dipolo-diedro construídas para el trabajo de experimentación.



Antena Resonante Cuadrifilar tipo Hélice



Antena Dipolo - Diedro

C A P I T U L O V

EXPERIMENTACION

5.1. INTRODUCCION.

En razón de cumplir el objetivo de este trabajo de tesis, se realizarán medidas experimentales para poder constatar que la antena cuadrifilar resonante tipo hélice diseñada se desempeña de una manera aceptable dentro de las especificaciones definidas teóricamente con aproximaciones propias de un sistema de esta naturaleza.

Las características de reciprocidad entre las propiedades de transmisión y recepción de las antenas son extremadamente útiles, ya que hacen posible deducir sus características a través de pruebas de recepción o de transmisión, según sea más conveniente.

Dada las disponibilidades de equipo existentes en el Laboratorio de Líneas de Transmisión de la Escuela Politécnica Nacional, se procederá a tomar medidas experimentales de impedancia y de lóbulos de radiación en las dos bandas de frecuencias definidas con anterioridad.

Se debe puntualizar el hecho de que como las antenas son elementos radiantes, están sujetos a toda clase de interferencia de radio frecuencia proveniente de otras fuentes externas y de reflexiones por la presencia de objetos cercanos por lo que, para obtener resultados confiables se debe tomar en cuenta ciertas condiciones propias del tipo de medida a efectuarse.

Entonces, en este capítulo se describirán los métodos de medida, se detallarán los resultados con la consiguiente discusión de los mismos, a fin de obtener conclusiones prácticas.

5.2. METODOS DE MEDICION.

5.2.1. MEDIDA DE IMPEDANCIA.

Dentro del estudio de antenas, es importante el conocimiento del valor de su impedancia por cuanto ésto permitirá el diseño de un circuito de acoplamiento de la antena al equipo de transmisión y/o recepción.

Esta impedancia posee componente resistiva (resistencia de radiación más resistencia de pérdidas) que depende de los campos lejanos, y componente reactiva que depende de los campos cercanos a la antena y que indica la naturaleza de la resonancia existente.

De la información disponible no se tienen cálculos concretos respecto a la impedancia de la antena cuadrifilar hélice, pues éstos son en general complejos y en algunos casos ideales, pero se dispone de resultados experimentales en los que se indican impedancias menores a 50Ω (Ver 3.7).

Con estos antecedentes, el trabajo a realizarse consistirá en encontrar la varización de la impedancia a través de las dos bandas de trabajo.

En la práctica, esta impedancia se medirá utilizando a la antena como un elemento transmisor. Para el rango de los 41-1000 MHz existe en el laboratorio un medidor de admitancias General Radio 1602 construído pa

ra mediciones en sistemas coaxiales de 50Ω de impedancia característica, pudiendo ser usado en sistemas coaxiales de otra Z_0 y en sistemas balanceados empleando accesorios adicionales. (Ver Fig. 5.1).

El funcionamiento de este medidor se basa en los siguientes puntos (17):

- La señal proveniente del generador alimenta tres secciones de línea coaxial.
- En cada una de estas secciones existe un lazo que toma una muestra del campo magnético presente.
- Estas salidas se combinan aditivamente conectándose en paralelo.
- La señal resultante se lleva a un indicador.
- Los tres lazos de acoplamiento son factibles de rotarse, permitiendo así un mayor o menor acoplamiento con el campo magnético.
- Hay que ajustarlos de tal manera que la señal resultante a la salida sea cero. (o lo más cercana posible).

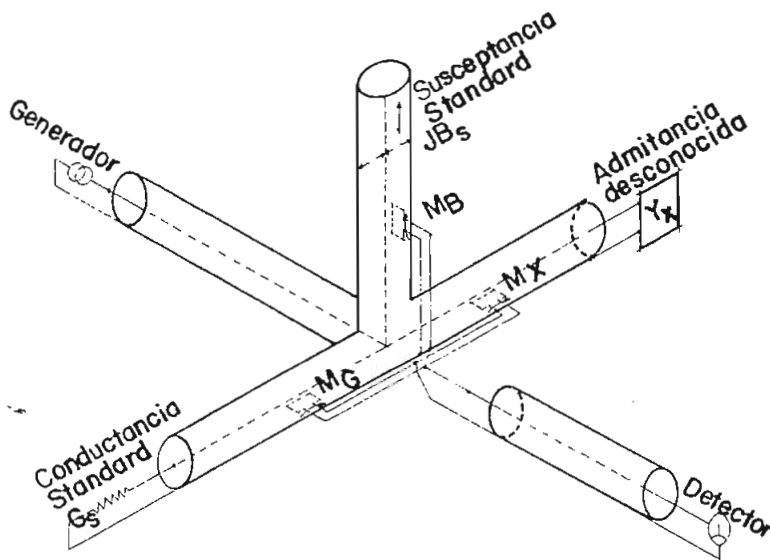


FIG. 5.1. Esquema del medidor de impedancias (admitancias) General Radio 1602.

Cuando en el indicador se logra un valor cercano a cero, se tendrá la admitancia (impedancia) desconocida, pero puesto que ésta se encuentra en el sitio donde está el lazo de acoplamiento (Y_s), es necesario utilizar una línea de $\lambda/2$ (línea coaxial de longitud variable y Z_0 constante) a fin de poder referir el punto de medición al punto de conexión de la admitancia desconocida (Y_L).

El equipo requerido para la medición de admitancia (impedancia) y su disposición experimental se indica a continuación:

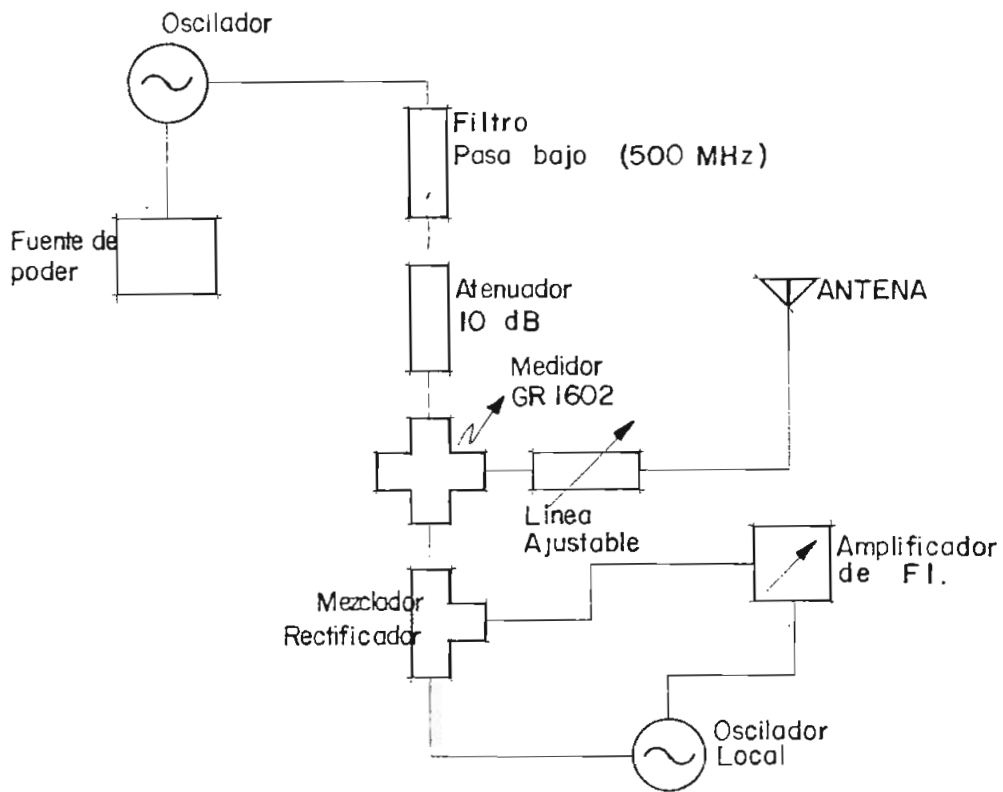


FIG. 5.2. Esquema de conexión de equipos para medición de impedancia.

El método a emplearse es el siguiente:

- 1.- Selección de la frecuencia de trabajo.

- 2.- Sintonización del amplificador de FI.
- 3.- Calibración del medidor de admitancias GR1602
- 4.- Obtención de longitud $\lambda/2$ con la línea ajustable.
- 5.- Medición de carga con terminación en circuito abierto.
- 6.- Medición de carga Y_s correspondiente a la antena.

Con la ayuda del diagrama de Smith se podrá determinar el valor de la admitancia Y_ℓ en los terminales de entrada de la antena y consecuentemente la impedancia requerida.*

5.2.2. MEDIDA DE LOBULOS DE RADIACION.

Tal como ya se ha indicado anteriormente, la potencia total radiada por una determinada antena se distribuye en todo el espacio que la rodea, de acuerdo a características que son propias de cada elemento radiante. Existe entonces en el espacio una distribución de densidad de potencia (definida por el vector de Poynting), y por lo tanto una intensidad de campo que es función de las coordenadas del punto de observación considerado. El diagrama de radiación que define las características de direccionalidad de la antena es por supuesto tri-dimensional, pero generalmente se presenta bajo una representación descompuesta en dos planos (horizontal y vertical).

Dada las características de polarización circular de la antena en estudio, será necesario solamente medir la intensidad de campo en función del ángulo θ (plano yz) ó del ángulo ϕ (plano xy). Ventajosamente, me-

* $|Z_\ell| = \frac{1000}{|Y_\ell|} (\Omega)$ si Y se expresa en milimhos.

diante rotaciones convenientes de las antenas, todas las medidas se pueden realizar en el plano horizontal sin tener problemas de movilización:

Se debe anotar que para medir lóbulos de radiación, lo óptimo sería disponer de un medidor directo de intensidad de campo con su correspondiente grafizador, pero dado que en el laboratorio aún no se dispone de este equipo, se opta por un método conocido en el cual el equipo básico consiste de los siguientes elementos:

- Antena transmisora.
- Antena receptora.
- Sistema de detección.
- Sistema de rotación.

En este caso, la antena bajo prueba actuará como receptora y la lectura que se obtenga en los terminales de esta antena tendrá un valor proporcional a la intensidad de campo en el punto de observación. La configuración de equipos se dará posteriormente.

Para la medida de intensidad de campo existen requerimientos generales respecto a la antena complementaria, separación entre antenas y separación con respecto al plano de tierra (18).

- La antena transmisora debe tener un lóbulo principal lo suficientemente ancho y uniforme de manera que la magnitud de la intensidad de campo no varíe más de un 5% sobre el círculo de rotación de la antena bajo prueba, en lo posible alta ganancia, mínimos lóbulos secundarios para evitar la influencia de reflexiones y estar polarizada linealmente. Es así como se consideró al dipolo-diedro como una bue

na alternativa para estas pruebas.

- La separación entre antenas (R) deberá ser la suficiente como para obtener medidas de intensidad de campo en la zona lejana (Fraunhofer) en donde la antena bajo prueba estará excitada con un frente de onda plano ($R > a^2/2\delta$). Esto implica adoptar como criterio que la diferencia de fase (δ) entre el centro y uno de los extremos de la antena bajo prueba no sea mayor que $\lambda/16$, lo cual se cumple para una separación $R \geq 2 a^2/\lambda$. (19). (Ver Fig. 5.3).

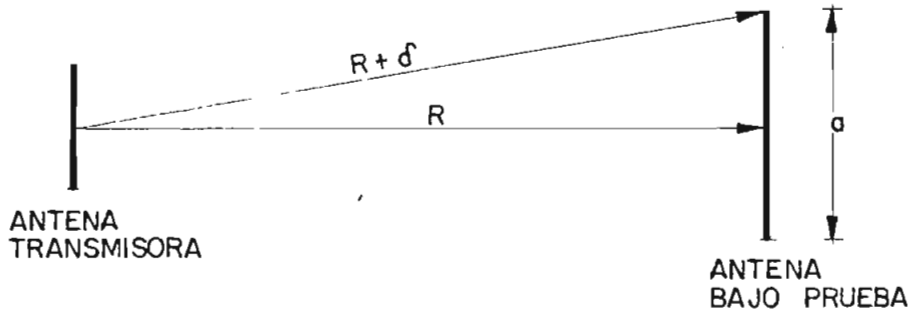


FIG. 5.3. Distancia requerida para medir campo.

Para la aplicación en este trabajo se tendrá una R mayor que 1.5 m. Para una diferencia de fase de 1 grado se tendrá que la distancia mínima requerida es de 4.5 m.

- Por último, el plano de tierra puede afectar la respuesta electromagnética de una estructura de tres maneras: (1) modificando la distribución de corriente debida a interacciones de campos cercanos, (2) cambiando el área efectiva de iluminación de la estructura, y, (3) variando el campo debido a reflexiones por la presencia de objetos extraños. Por estas razones es necesario que la antena transmisora

El equipo debe ser transportado en un vehículo adecuado, preferentemente un camión, donde se tomen las medidas tanto el suelo como y en lo posible cubierto de material absorbente. Cabe anotar que no existe un criterio definido con respecto a la altura de las antenas respecto a tierra, más bien se debe conseguir una altura en la que se pueda trabajar con movilidad aceptable.

El equipo requerido para la medición de lóbulos de radiación en el plano horizontal y su disposición experimental se detalla en la Fig. 5.4.

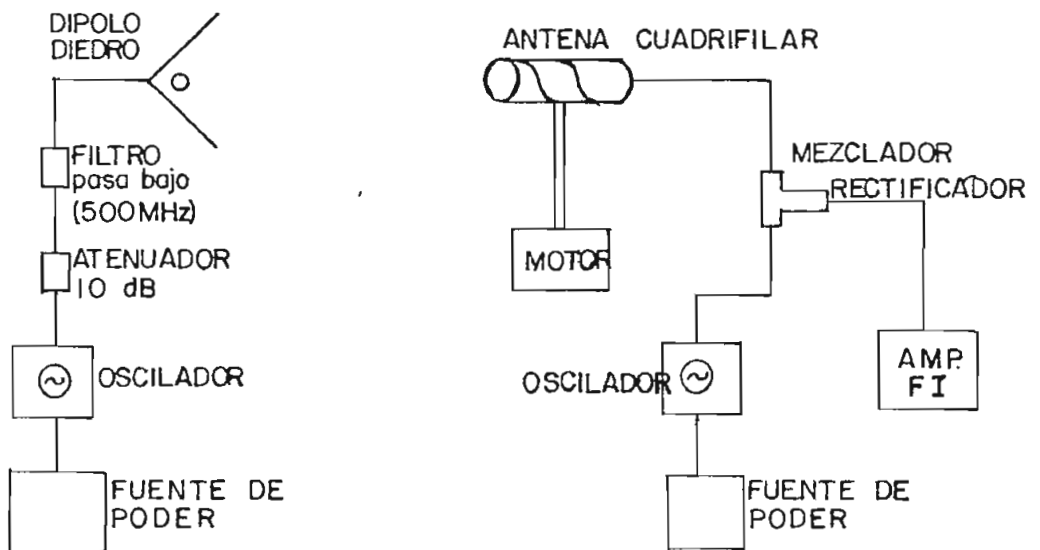


FIG. 5.4 Esquema de conexión de equipos para medición de lóbulos de radiación.

El método a emplearse consiste en lo siguiente:

- 1.- Se selecciona la frecuencia de trabajo.
- 2.- Se sintoniza el amplificador de FI.
- 3.- Se calibra el dipolo - diedro para que en la posición considerada de máxima radiación ($\phi = 0^\circ$) se obtenga la mayor deflexión del sistema detector.
- 4.- Se rota con ángulos de 5° a la antena de prueba.
- 5.- Se miden los valores de magnitud relativa de campo recibido.

5.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.3.1. IMPEDANCIA.

Siguiendo el procedimiento explicado en 5.2.1. se procedió a tomar medidas de impedancia de entrada en las dos bandas de frecuencia requeridas.

Hay que anotar que se utilizó la técnica de medición de admitancias, con el objeto de conseguir mayor precisión pues al tener que referir la carga a media longitud de onda se tiene un mayor rango de variación en la línea ajustable que al tener que referirla a un cuarto de longitud de onda. En los resultados no se realiza la corrección eléctrica pues se considera a la antena incluida su sistema de alimentación y acoplamiento; además se considera que al trabajar en una banda relativamente angosta, la impedancia característica de la línea de transmisión desbalanceada se mantiene constante y con una constante de atenuación cercana a cero.

Las medidas se realizaron por más de una ocasión y con los aparatos en diferentes disposiciones para tener mayor confiabilidad en los resultados. Se trató de evitar en lo posible la cercanía de objetos que de

una u otra manera afectaran las mediciones por las reflexiones que estos podrían ocasionar.

En la Tabla 5.1 se tabulan los resultados que son un promedio aproximado de las diferentes medidas de impedancia para la antena sin sistema de conmutación. ($\lambda/2$ a 180 MHz).

Debido a que no fue posible conseguir los diodos pin se procedió a cortocircuitar la longitud de las hélices en $\lambda/2$ a 220 MHz para medir nuevamente la impedancia y se obtuvo los resultados que se tabulan en la Tabla 5.2.

TABLA 5.1.- IMPEDANCIA DE ENTRADA
ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE

f MHz	Y m ν	Z Ω	z
160	18.3 - 1.05	54.5 + 3.1	1.05 + 0.06
165	23.0 - 0.7	43.4 + 1.3	0.87 + 0.03
170	18.1 - 3.9	52.8 + 11.4	1.06 + 0.23
175	19.5 + 1.3	51.1 - 3.4	1.02 - 0.07
180	20.1 - 1.8	49.4 + 4.4	0.99 + 0.09
185	21.1 - 0.13	47.4 + 0.3	0.95 + 0.01
190	20.1 - 4.90	47.0 + 11.4	0.94 + 0.23
195	15.0 - 2.6	64.7 + 11.2	1.29 + 0.22
200	15.9 + 1.9	62.0 - 7.4	1.24 - 0.15
205	20.5 + 5.0	46.0 - 11.2	0.92 - 0.22
210	29.0 + 1.3	34.4 - 1.5	0.69 - 0.03
215	26.3 + 8.7	34.3 - 11.3	0.69 - 0.23
220	18.9 - 8.5	44.0 + 19.8	0.88 + 0.40
225	13.2 - 7.8	56.3 + 33.4	1.13 + 0.67
230	15.8 - 1.8	62.5 + 7.1	1.25 + 0.14
235	18.6 - 1.7	53.3 + 4.9	1.07 + 0.10
240	18.6 - 3.4	52.0 + 9.5	1.04 + 0.19

TABLA 5.2.- IMPEDANCIA DE ENTRADA
(CORTOCIRCUITO EN $\lambda/2$ A 220 MHz)

f MHz	Y m Ω	Z Ω	z
160	15.3 + 3.0	64.1 - 10.0	1.28 - 0.2
165	19.5 + 2.6	50.4 - 6.7	1.01 - 0.13
170	24.3 - 0.5	41.1 + 0.8	0.82 + 0.02
175	22.2 - 5.7	42.3 + 10.9	0.85 + 0.22
180	17.4 - 4.2	54.3 + 13.1	1.09 + 0.26
185	15.9 - 0.8	62.7 + 3.2	1.25 + 0.06
190	18.0 - 1.6	54.9 + 5.0	1.10 + 0.10
195	21.5 - 1.9	46.2 + 0.1	0.92 + 0.08
200	20.9 + 1.2	47.7 - 2.7	0.95 - 0.05
205	22.8 - 2.4	43.4 + 4.6	0.87 + 0.09
210	18.9 - 3.0	51.6 + 8.2	1.03 + 0.16
215	20.5 + 3.6	47.3 - 8.3	0.95 - 0.17
220	28.4 - 3.8	34.7 + 4.6	0.69 + 0.09
225	23.3 - 9.0	37.4 + 14.4	0.75 + 0.29
230	17.6 - 6.6	49.8 + 18.7	1.0 + 0.37
235	17.6 - 2.6	55.6 + 8.2	1.11 + 0.16
240	20.5 - 2.2	48.2 + 5.1	0.96 + 0.10

Además se consideró la alternativa de utilizar diodos de propósito general en lugar de los diodos pin correspondientes al circuito de conmutación. Se escogió entonces el diodo 1N320 y se realizaron medidas de impedancia sin polarización. Para la primera prueba se utilizó el medidor de la HP y como resultado se obtuvo lo siguiente:

$$R_d = 150 \Omega$$

$$C_d = 4 \text{ pF.}$$

Esto significa evidentemente que al no estar polarizado el diodo no pre

senta una alta impedancia por lo que no se lo puede considerar como un circuito abierto y se puede preveer que no contribuirá a un funcionamiento adecuado de la antena ya que se filtrará la radiofrecuencia y además se tendrá un elemento parásito que interferirá en el funcionamiento de la misma.

La prueba para el diodo polarizado no fue necesario ya que con la prueba anterior se determinó que no funcionaría tal como estaba previsto con los diodos pin.

Sin embargo para no dejar vacíos experimentales se procedió a tomar medidas de impedancia de la antena incluida los diodos y se obtuvo los resultados que se tabulan a continuación. (Tabla 5.3).

TABLA 5.3.- IMPEDANCIA DE ENTRADA
(CON DIODOS 1N320).

f MHz	Y m ν	Z Ω	z
170	13.5 - 13.0	38.4 + 37.0	0.77 + 0.74
175	12.4 - 11.2	44.4 + 40.1	0.89 + 0.80
180	12.8 - 9.7	49.6 + 37.6	0.99 + 0.75
185	11.6 - 5.5	70.4 + 33.4	1.41 + 0.67
190	13.1 - 2.4	73.9 + 13.5	1.48 + 0.27
195	51.0 - 16.0	17.9 + 5.6	0.36 + 0.11
200	45.5 - 30.0	15.3 + 10.1	0.31 + 0.20
205	21.0 - 21.0	23.8 + 23.8	0.48 + 0.48
210	27.3 - 16.5	26.8 + 16.2	0.54 + 0.32
215	16.6 - 2.0	59.4 + 7.2	1.19 + 0.14
220	13.5 - 2.5	71.6 + 13.3	1.43 + 0.27
230	34.5 - 2.4	28.8 + 2.0	0.58 + 0.04

5.3.2 DIAGRAMA DE RADIACION.

Para determinar el diagrama de radiación, en primera instancia se tomaron medidas en el laboratorio de la Facultad con el método explicado en 5.2.2., pero dado que para esta clase de medida se requieren condiciones mínimas respecto al lugar de experimentación se consideró que debido a la presencia de muchos objetos que ocasionan interferencia no se podía obtener resultados confiables por lo que se optó por realizar nuevas pruebas en el campo. En esta ocasión se dispuso ventajosamente de un medidor de intensidad de campo con su respectiva fuente de poder el cual al estar calibrado proporciona valores de campo en microvolts o en dB.

Respecto a la ubicación de las dos antenas se hicieron las siguientes consideraciones:

- Antena de prueba situada en el campo lejano; esto implica una separación mínima de $2a^2/2\lambda \approx 3.5$ m.
- En la dirección de máxima radiación se obtenga la mayor intensidad de campo; implica que en la antena de recepción se tenga una contribución aditiva de onda directa y reflejada en el plano de la superficie de tierra. Por simples relaciones trigonométricas se calcula la altura h dada una separación R . (Fig. 5.1).

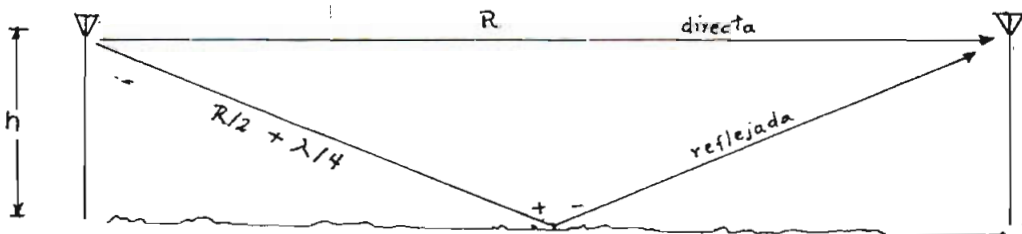


FIG. 5.1. Ubicación de antenas para medida de diagrama de radiación.

Con las condiciones anteriores se procedió a sintonizar las dos antenas y tomando la dirección de máxima radiación como el ángulo 0° se obtuvieron los siguientes resultados para las dos bandas de frecuencia:

TABLA 5.4.- DIAGRAMA DE RADIACION
(BANDA MENOR)

ANGULO GRADOS	INTENSIDAD DE CAMPO (dB)		
	f: 170 MHz	f: 180 MHz	f: 190 MHz
0	30.0	25.0	25.0
10	30.0	24.8	24.6
20	29.6	24.7	24.3
30	29.5	24.5	24.0
40	29.0	24.2	23.8
50	28.5	23.7	23.5
60	27.8	23.2	23.0
70	27.0	22.5	22.6
80	26.0	21.5	22.0
90	25.0	20.5	21.5
100	24.5	19.2	20.7
110	24.2	18.8	19.8
120	23.8	18.5	18.8
130	23.0	18.0	17.5
140	22.5	17.8	16.9
150	21.5	17.4	13.8
160	21.0	17.0	14.9
170	20.0	15.0	13.0
180	17.0	13.0	9.7
190	16.5	12.5	7.8
200	16.0	10.0	10.9
210	15.0	9.5	14.8
220	18.5	14.0	16.9
230	20.0	16.0	18.4
240	22.0	17.0	19.2

ANGULO GRADOS	INTENSIDAD DE CAMPO (dB)		
	f: 170 MHz	f: 180 MHz	f: 190 MHz
250	23.2	18.0	20.6
260	24.5	18.5	21.7
270	25.5	20.0	22.5
280	26.5	20.5	23.2
290	27.5	21.5	23.7
300	28.0	22.0	24.0
310	28.5	22.5	24.2
320	28.8	23.2	24.3
330	29.2	23.8	24.3
340	29.4	24.2	24.4
350	29.6	24.6	24.6
360	30.0	25.0	25.0

Para la banda mayor solamente se tomaron datos para ángulos de 90° de diferencia. Los gráficos correspondientes son consecuentemente bastante aproximados (Ver Anexo D).

5.4 ANALISIS Y CONCLUSIONES.

Del estudio teórico - experimental de la antena resonante cuadrifilar se pueden obtener conclusiones generales como consecuencia de un análisis previo de los resultados obtenidos.

En primer término se debe resaltar el hecho de que si bien el diseño permite el funcionamiento en doble banda, el trabajo experimental se realizó exclusivamente para la banda menor debido al hecho de que no fue posible conseguir los diodos pin (en el mercado nacional e internacional) necesarios para la conmutación para la banda mayor.

Otro aspecto importante constituyen las pruebas de campo las mismas que permitieron cumplir en gran parte el objetivo y alcance del presente proyecto.

Es así como respecto a la impedancia de entrada de la antena se pueden concluir de manera general los siguientes resultados:

- La antena presenta un acoplamiento aceptable para todo el rango de frecuencia (Ver Anexo D, la Fig. D.1) y se obtiene resonancia a 177.5 MHz con una impedancia de $50 + j0 \text{ } (\Omega)$.
- A frecuencias alrededor de la resonancia, la impedancia se mantiene ligeramente variable. En cambio a otras frecuencias la impedancia varía de una manera no uniforme y hasta cierto punto aleatoria por lo que no se puede obtener una conclusión más general que pretenda prever la forma de variación de la impedancia.
- Al reemplazar los diodos pin por cortocircuitos se observa que se llega a obtener resonancia en 215 y en 217.5 MHz. (Fig. D.2.a), así mismo dentro de esta banda se nota una variación casi lineal de la impedancia pero alrededor de los $35 \text{ } \Omega$.
- El comportamiento de la impedancia de la antena con los diodos 1N320 y los respectivos capacitores de $\approx 1000 \text{ pF}$ presenta grandes variaciones dentro de las dos bandas alcanzando valores que no permiten un acoplamiento aceptable. Cabe anotar que no se llega a obtener resonancia y más bien se obtienen altos valores de inductancia. (Fig.D.2b)
- Si se analiza la relación de onda estacionaria para el primer caso, se tiene que en los puntos menos favorables se llega a una ROE de 1.32 por lo que la relación de potencia útil a potencia incidente es aproximadamente 0.97, lo cual significa que en todo el rango de frecuencias

se obtiene un muy buen acoplamiento por lo que se podría concluir que el ancho de banda en este caso será: $f_{\max}/f_{\min} = 1.5$, por lo que el BW ya no sería muy angosto de acuerdo a los resultados experimentales.

- De todo lo anterior se puede resumir que la antena presenta una impedancia cercana a los 50Ω en todo el rango de frecuencias y que resuena y se comporta de la manera prevista para la banda menor obteniéndose un error en la frecuencia central de resonancia del orden del 1.5%

En cuanto a los lóbulos de radiación se puede anotar los siguientes comentarios:

- En general cumplen en cuanto a la forma cardioidea prevista por la teoría, notándose una asimetría para las dos bandas.

Esta asimetría se hace menos perceptible para la frecuencia de 200 MHz. Para las demás frecuencias existe un desplazamiento del eje del cardioide del orden del 15%. Esto significa que evidentemente existe una asimetría en la realización física de la antena de vida entre otras razones a la ubicación del acoplador direccional y la diferencia mínima de longitudes de las hélices, lo que provoca un defase adicional que redonda en un desplazamiento del lóbulo.

- La relación delante - atrás se ubica en el orden de los 15 dB.
- El ancho del lóbulo se sitúa por los 150° que puede considerarse muy bueno para varias aplicaciones en las que se requiera coberturas de amplias zonas.
- En todas las mediciones no se advirtió la presencia del lóbulo secundario.
- La polarización es aproximadamente circular pues al girar el eje de

La antena en 90° se obtuvo resultados que indicaban que se seguía teniendo lóbulos de forma cardioidea. En el Anexo no se incluyen estos diagramas pues no se tabularon los datos del campo. Además, para pruebas más precisas habría sido necesario la construcción de un soporte de madera especial que mantenga a la antena en posición vertical.

- De lo anterior se puede concluir que la antena resonante cuadrifilar tipo hélice presenta lóbulos de radiación de forma cardioidea en las dos bandas de frecuencia con un desempeño aceptable de acuerdo a lo previsto por la teoría.

5.5 RECOMENDACIONES.

Del estudio realizado en el presente proyecto, se dan las siguientes recomendaciones para continuar con el estudio de dichas antenas, así como para una mejor optimización en la implementación física.

- Se debe hacer en lo posible el análisis con los diodos pin a fin de confirmar la validez del circuito de conmutación diseñado.
- Se deben hacer estudios con la misma estructura a una frecuencia $f_0/2$, $3/4 f_0$ para averiguar si la antena trabaja en estas frecuencias pues lo que se haría es variar la longitud del elemento L manteniendo la misma estructura.
- Para obtener una antena más simétrica se debería utilizar cilindros de PVC* o de un material que no introduzca muchas pérdidas en radiofrecuencia.
- Todos estos estudios se facilitarían si se hace realidad la implementación del Laboratorio de Antenas en la Facultad pues se dispondría

* Por la facilidad de obtención en el mercado.

de equipos que permitirían la realización de un mayor número de pruebas, condición necesaria para la obtención de resultados que permitan conclusiones más científicas.

A N E X O A

PROGRAMA PARA EL CALCULO DE
RADIACION DE UNA ANTENA HELICE

DIAGRAMA DE EXHAUSTION DE UN GRABADOR

NUMERO DE EXHAUSTION = 10,6
 PASOS PLAM (3AS = 2,01)
 ANGULO DE PASO = 11,3 GRADOS

EXHAUSTION	CALCULO	CAMPESIN	EXHAUSTION
0,0	-0,10	102,70	1,0000
5,0	-0,17	99,03	0,9911
10,0	-0,21	92,16	0,9694
15,0	-1,27	80,42	0,9423
20,0	-3,11	69,27	0,8919
25,0	-5,33	58,21	0,8131
30,0	-9,02	45,35	0,7059
35,0	-15,23	27,32	0,4903
40,0	-34,43	1,07	0,01
45,0	-18,85	11,40	0,133
50,0	-14,52	18,59	0,205
55,0	-13,13	20,01	0,203
60,0	-15,29	16,51	0,274
65,0	-19,34	10,14	0,103
70,0	-29,15	3,48	0,13
75,0	-39,51	1,19	0,01
80,0	-30,95	2,83	0,04
85,0	-34,15	1,91	0,06
90,0	-100,00	0,00	0,00
95,0	-33,02	1,17	0,01
100,0	-44,57	0,39	0,00
105,0	-33,50	2,11	0,09
110,0	-25,65	5,21	0,07
115,0	-22,33	7,43	0,055
120,0	-22,13	7,66	0,058
125,0	-25,10	5,55	0,081
130,0	-35,15	1,67	0,03
135,0	-30,34	3,70	0,09
140,0	-22,33	7,69	0,057
145,0	-19,11	11,00	0,083
150,0	-17,50	13,33	0,078
155,0	-16,15	14,35	0,085
160,0	-15,31	14,44	0,089
165,0	-17,33	13,99	0,079
170,0	-17,37	13,73	0,077
175,0	-17,79	12,89	0,065
180,0	-17,77	12,71	0,063

A N E X O B

EXPRESIONES INTEGRALES DE CARACTERISTICAS DE
RADIACION DE LA HELICE RESONANTE CUADRIFILAR

A N E X O B

EXPRESIONES INTEGRALES DE CARACTERISTICAS DE RADIACION DE LA HELICE RESONANTE CUADRIFILAR

Las variables y parámetros que se usan aquí se definen en la Fig. B. Los campos generados por las porciones radiales y los generados por las porciones helicoidales se evaluarán independientemente y luego de podrá aplicar el principio de superposición.

La distribución de corriente que se asume es de tipo sinusoidal con máximos en los puntos de alimentación y en los de terminación.

Se utiliza las aproximaciones dadas por S. Schelkunoff* a partir de su fórmula general para radiación:

Campo generado por las porciones helicoidales.

Considérese el primero de los cuatro elementos que conforman nuestra antena hélice cuya componente ϕ del campo eléctrico será:

$$E_{\phi_1} = \frac{-j\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{\ell=0}^{\ell=\lambda/2} i\phi e^{jkr'\cos\psi} d\ell$$

Sea α la variable de integración, de la Fig. B, se tiene:

* Schelkunoff. S., "A general radiation formula", Proc. IRE, Vol 27. pp. 660 - 666, october 1949.

$$d\ell = \frac{r_0 d\alpha}{\cos \beta}$$

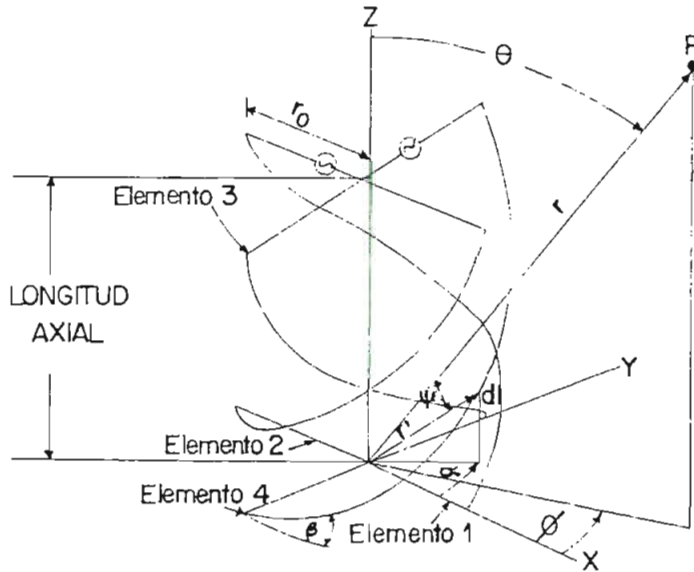


FIG. B. Geometría de la hélice cuadrifilar.

La fórmula quedará entonces:

$$E_{\phi H} = \frac{j\omega\mu r_0 e^{-jkr}}{4\pi r \cos \beta} \int_{\alpha=0}^{2N} i_{\phi}(\phi, \alpha) e^{jkr'} \cos \psi d\alpha$$

Para cada elemento de la hélice se tendrá las siguientes magnitudes de corriente:

$$i_{\phi}(\alpha) = I_0 \cos(kr_0) \cos \frac{\alpha}{2N} \cos \beta.$$

- para los elementos 1 y 2:

$$i_{\phi}(\phi, \alpha) = i_{\phi}(\alpha) \cos(\phi - \alpha)$$

- Para los elementos 3 y 4:

$$i_{\phi}(\phi, \alpha) = i_{\phi}(\alpha) \text{ sen } (\phi - \alpha)$$

El término de fase para el elemento 1 será:

$$r' \cos = \frac{\bar{r}' \cdot \bar{r}}{r}$$

se define la constante K como:

$$K = \frac{\omega \mu I_0 r_0 \cos(K r_0) e^{-jKr}}{4 \pi r}$$

luego el campo eléctrico E para la porción helicoidal del elemento 1 será:

$$E_{\phi H_1} = -jK \int_{\alpha=0}^{2N\pi} \cos \frac{\alpha}{2N} \cos(\phi - \alpha) \exp \left[jk (r_0 \cos \alpha \cdot \text{sen } \theta \cos \phi + \right. \\ \left. + r_0 \text{sen } \alpha \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi + \frac{P\alpha}{2\pi} \cos \theta) \right] d\alpha$$

Similarmente, el campo para el elemento 2 será:

$$E_{\phi H_2} = -jK \int_{\alpha=0}^{2N\pi} \cos \frac{\alpha}{2N} \cdot \cos(\phi - \alpha) \exp \left[jk (-r_0 \cos \alpha \cdot \text{sen } \theta \cos \phi - \right. \\ \left. - r_0 \text{sen } \alpha \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi + \frac{P\alpha}{2\pi} \cos \theta) \right] d\alpha$$

Los elementos 3 y 4 (que conforman la segunda hélice bifilar) se los alimenta con fases en cuadratura (90°) con los elementos 1 y 2 respecti-

vamente por lo que se tendrá las siguientes expresiones para su campo:

$$E_{\phi H_3} = K \int_{\alpha=0}^{2N\pi} \cos \frac{\alpha}{2N} \operatorname{sen}(\phi - \alpha) \cdot \exp \left[jk \left(-r_0 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \theta \cos \phi + \right. \right. \\ \left. \left. + r_0 \cos \alpha \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi + \frac{P\alpha}{2\pi} \cos \theta \right) \right] d\alpha$$

$$E_{\phi H_4} = K \int_{\alpha=0}^{2N\pi} \cos \frac{\alpha}{2N} \operatorname{sen}(\phi - \alpha) \exp \left[jk \left(r_0 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \theta \cos \phi - \right. \right. \\ \left. \left. - r_0 \cos \alpha \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi + \frac{P\alpha}{2\pi} \cos \theta \right) \right] d\alpha$$

Campo generado por los radiales.

Si la corriente en la sección radial se la aproxima a una distribución uniforme, las siguientes expresiones* se tendrán para diferente tipo de hélices:

- Hélice de 1/4 de vuelta :

$$E_{\phi R_{1,2}} = \frac{-j\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2r_0 I_0 (\cos \phi e^{jk \cos P/4} - \operatorname{sen} \phi)$$

$$E_{\phi R_{3,4}} = \frac{\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2r_0 I_0 (\cos \phi + \operatorname{sen} \phi e^{jk \cos \theta P/4})$$

* Kilgus, C.C., "Multielement, fractional turn helices", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol AP-16, pp. 499 - 501, July 1968.

- Hélice de 1/2 vuelta:

$$E_{\phi R_{1,2}} = \frac{-j\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2 r_0 I_0 (\sin\phi e^{jk\cos\theta P/2} - \sin\phi)$$

$$E_{\phi R_{3,4}} = \frac{\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2 r_0 I_0 (\cos\phi - \cos\phi e^{jk\cos\theta P/2})$$

- Hélice de 1 vuelta:

$$E_{\phi R_{1,2}} = \frac{-j\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2 r_0 I_0 (\sin\phi + \sin\phi e^{jk\cos\theta P})$$

$$E_{\phi R_{3,4}} = \frac{\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} 2 r_0 I_0 (\cos\phi + \cos\phi e^{jk\cos\theta P})$$

A N E X O C

PROGRAMA PARA ELABORAR TABLAS DE DISEÑO DE
UNA ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE

```

** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** **
** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** ** **
** ** ** ** ** ** **

```

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL ** INSTITUTO DE INFORMATICA Y

AS NARANJO MARCO — VARGAS NARANJO MARCO VARGAS NARANJO MARCO

XEC WATFIV

```

C$JOB
C PROGRAMA PARA ELABORAR TABLAS DE DISEÑO DE UNA
C ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE (VHF - UHF)
C
C LA RELACION QUE SE UTILIZA ES LA ESTABLECIDA POR LA ECUACION 3.15
C
C DATOS QUE SE DEBEN PROPORCIONAR:
C
C FREC = FRECUENCIA (MHZ)
C RAD(I) = RADIO DEL CILINDRO (PULGADA)
C
C RESULTADOS QUE SE OBTIENEN:
C
C LAX = LONGITUD AXIAL DE LA ANTENA (CM)
C
C NOTA: PARA UNA FRECUENCIA DADA SE ELABORAN TABLAS CON LAS VARIACIONES
C POSIBLES DE N Y LE, DONDE:
C
C N = NUMERO FRACCIONARIO DE VUELTAS
C (1/4, 1/2, 3/4, 1)
C
C LE = LONGITUD TOTAL DE UNA HELICE
C (1/4, 1/2, 3/4, 1) LAMBDA
C
C LAMBDA = LONGITUD DE ONDA
C

```

```

1 REAL LE,LAX,N,LEX,LIX
2 DIMENSION RAD(3),TAB(12)
3 C=3.E04
4 PI=3.14159
5 PRINT 2
6 2 FORMAT(//////40X,'ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE'/40X
*40('=')//)
7 50 READ(1,3,END=100) FREC
8 3 FORMAT(F5.1)
9 PRINT 4,FREC
10 4 FORMAT(//50X,'FRECUENCIA : ',F5.1,' MHZ'/50X,22('=')//)
11 FAC=0.25
12 I=
13 J=
14 READ(1,1)(RAD(I),I=1,3)
15 1 FORMAT(3F3.1)
16 PRINT5,(RAD(I),I=1,3)
17 5 FORMAT(/9X,109('=')/9X,' ',3(35X,'|')/9X,' ',3(11X,'RADIO = ',F3.1)
*,',',12X,'|')/9X,' ',3(35X,'|')/3X,115('=')/3X,' ',5X,'|',120('=')
*'|',3X,'|',N '|',3(2X,'1/4 | 1/2 | 3/4 | 1 |')/
*3X,'|',5X,'|',12(8X,'|')/3X,115('='))
18 DO 20 I=1,3
19 20 RAD(I)=RAD(I)*2.54
20 10 LE=(C/FREC)-FAC
21 PRINT6,FAC
22 6 FORMAT( 9X,' ',3(35X,'|')/9X,'|',45X,'LE = ',F4.2,' LAMBDA',40X,
*'|',79X,'|',3(35X,'|')/3X,115('='))
23 I=
24 30 I=I+1
25 N=0.
26 40 N=N+0.25
27 IF(FAC.EQ.0.25.OR.FAC.EQ.0.75)GO TO 7
28 A=2.
29 GO TO 3
30 7 A=1.
31 8. LEX=(1./(N+L))*(LE-A*RAD(I))*2
32 LIX=(2.*PI*RAD(I))*2
33 IF(LIX.LT.LEX)GO TO 3
34 LAX=0.
35 GO TO 3
36 80 LAX=N*50PI*(LEX-LIX)
37 70 J=J+1
38 TAB(J)=LAX
39 IF(N.NE.1.)GO TO 40
40 IF(J.NE.12)GO TO 30
41 PRINT 9,(TAB(J),J=1,12)
42 9. FORMAT(3X,'|',12(8X,'|')/3X,'|',LAX |7,12(1X,F5.1,2X,'|')
*x,'|',12(8X,'|')/3X,115('='))
43 FAC=FAC+0.25
44 J=
45 IF(FAC.GT.1.)GO TO 50
46 GO TO 10
47 100 PRINT 11
48 11 FORMAT(//50X,'END'//)
49 STOP
50 END

```

ENTRY

ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE

FRECUENCIA : 170.0 MHz

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00	
174	172	1	1/4	1/2	3/4
LE = 0.25 LAMBDA					
41.4	40.8	33.4	33.2	35.6	30.8
LE = 0.50 LAMBDA					
33.1	32.3	31.6	77.7	73.4	74.3
LE = 0.75 LAMBDA					
129.3	129.0	123.8	127.0	126.3	125.0
LE = 1.00 LAMBDA					
171.3	171.0	170.6	166.1	165.5	164.6
				RADIO = 1.00	
174	172	174	172	174	172
LE = 0.25 LAMBDA					
41.4	40.8	33.4	33.2	35.6	30.8
LE = 0.50 LAMBDA					
33.1	32.3	31.6	77.7	73.4	74.3
LE = 0.75 LAMBDA					
129.3	129.0	123.8	127.0	126.3	125.0
LE = 1.00 LAMBDA					
171.3	171.0	170.6	166.1	165.5	164.6
				RADIO = 1.00	
174	172	174	172	174	172
LE = 0.25 LAMBDA					
41.4	40.8	33.4	33.2	35.6	30.8
LE = 0.50 LAMBDA					
33.1	32.3	31.6	77.7	73.4	74.3
LE = 0.75 LAMBDA					
129.3	129.0	123.8	127.0	126.3	125.0
LE = 1.00 LAMBDA					
171.3	171.0	170.6	166.1	165.5	164.6
				RADIO = 1.00	
174	172	174	172	174	172
LE = 0.25 LAMBDA					
41.4	40.8	33.4	33.2	35.6	30.8
LE = 0.50 LAMBDA					
33.1	32.3	31.6	77.7	73.4	74.3
LE = 0.75 LAMBDA					
129.3	129.0	123.8	127.0	126.3	125.0
LE = 1.00 LAMBDA					
171.3	171.0	170.6	166.1	165.5	164.6
				RADIO = 1.00	
174	172	174	172	174	172

FRECUENCIA : 180.0 MHZ

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00							
1/4	1/2	3/4	1	1/4	1/2	3/4	1	1/4	1/2	3/4	1
38.0	33.3	37.3	35.7	35.7	32.9	27.7	17.0	31.9	24.2	0.0	0.0

LE = 0.25 LAMBDA

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00							
78.2	77.8	77.3	70.6	72.7	71.4	69.1	65.8	67.0	63.7	57.9	43.4
130.0	129.6	121.9	121.0	117.2	114.9	117.0	118.0	110.8	114.0	111.8	107.2

LE = 0.50 LAMBDA

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00							
161.5	161.4	151.1	150.8	150.3	145.7	154.7	153.0	151.0	149.5	147.1	137.7

LE = 1.00 LAMBDA

FRECUENCIA : 100.1 MHz

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00			
1/4	1/2	3/4	1	1/4	1/2	3/4	1
LE = 0.25 LAMBDA							
36.7	35.1	34.9	34.3	31.5	30.5	26.7	12.3
LE = 0.50 LAMBDA							
73.8	71.6	72.0	72.1	64.3	65.9	64.5	50.9
LE = 0.75 LAMBDA							
115.8	115.0	115.3	114.8	113.1	112.2	110.8	108.9
LE = 1.00 LAMBDA							
152.8	152.6	152.3	152.0	147.5	145.9	145.8	144.2
						RADIO = 3.00	
						LE = 0.25 LAMBDA	
						LE = 0.50 LAMBDA	
						LE = 0.75 LAMBDA	
						LE = 1.00 LAMBDA	
						RADIO = 3.00	
						LE = 0.25 LAMBDA	
						LE = 0.50 LAMBDA	
						LE = 0.75 LAMBDA	
						LE = 1.00 LAMBDA	
						RADIO = 3.00	
						LE = 0.25 LAMBDA	
						LE = 0.50 LAMBDA	
						LE = 0.75 LAMBDA	
						LE = 1.00 LAMBDA	
						RADIO = 3.00	
						LE = 0.25 LAMBDA	
						LE = 0.50 LAMBDA	
						LE = 0.75 LAMBDA	
						LE = 1.00 LAMBDA	

FRECUENCIA : 200.0 MHZ

RADIO = 1.00												RADIO = 2.00												RADIO = 3.00											
	1/4	1/2	3/4	1	1 1/4	1 1/2	3/4	1	1 1/4	1 1/2	3/4	1	1 1/4	1 1/2	3/4	1	1 1/4	1 1/2	3/4	1	1 1/4	1 1/2	3/4	1											
	14.7	14.0	13.6	13.1	12.4	11.8	11.2	10.6	10.0	9.4	8.8	8.2	7.6	7.0	6.4	5.8	5.2	4.6	4.0	3.4	2.8	2.2	1.6	1.0	0.4										
LE = 0.25 LAMBDA												LE = 0.50 LAMBDA												LE = 0.75 LAMBDA											
X	69.3	69.5	69.9	70.1	70.3	70.5	70.7	70.9	71.1	71.3	71.5	71.7	71.9	72.1	72.3	72.5	72.7	72.9	73.1	73.3	73.5	73.7	73.9	74.1	74.3										
X	69.3	69.5	69.9	70.1	70.3	70.5	70.7	70.9	71.1	71.3	71.5	71.7	71.9	72.1	72.3	72.5	72.7	72.9	73.1	73.3	73.5	73.7	73.9	74.1	74.3										
X	109.9	109.7	109.3	108.8	107.1	106.2	104.7	102.6	100.2	97.5	94.5	91.1	87.4	83.4	79.1	74.5	69.8	64.8	59.5	54.1	48.5	42.8	36.9	30.8	24.5										
X	144.0	144.7	144.4	144.0	143.6	143.1	142.8	142.4	142.0	141.6	141.1	140.7	140.2	139.8	139.3	138.8	138.3	137.8	137.3	136.8	136.3	135.8	135.3	134.8	134.3										

FRECUENCIA : 230.0 MHZ

RADIO = 1.0"		RADIO = 2.0"		RADIO = 3.0"								
	1/4	1/2	3/4	1	1/4	1/2	3/4	1				
LE = 0.25 LAMBDA												
x	20.8	29.0	27.6	25.5	25.3	22.4	13.6	0.0	7.2	21.0	0.0	0.0
LE = 0.50 LAMBDA												
3												
x	60.0	59.6	59.9	58.0	54.5	52.7	49.6	44.9	43.5	43.9	36.8	18.3
LE = 0.75 LAMBDA												
x	95.2	95.0	94.5	93.0	92.4	91.4	89.6	87.1	84.4	87.0	82.8	76.0
LE = 1.00 LAMBDA												
x	125.3	125.1	124.8	124.3	123.0	119.2	117.9	115.0	114.6	112.7	109.5	106.1

FRECUENCIA : 240.0 MHZ

RADIO = 1.00		RADIO = 2.00		RADIO = 3.00			
1/4	1/2	3/4	1	1/4	1/2	3/4	1
LE = 0.25 LAMBDA							
24.4	27.6	29.1	29.9	29.9	20.7	10.6	0.0
LE = 0.50 LAMBDA							
57.3	56.9	55.2	55.2	51.7	41.8	46.5	40.7
LE = 0.75 LAMBDA							
91.1	90.9	90.4	89.8	88.3	87.2	85.4	82.7
LE = 1.00 LAMBDA							
119.9	119.7	119.3	118.9	114.6	113.7	112.3	109.1
103.7	103.7	103.7	103.7	103.7	103.7	103.7	103.7

END

A N E X O D

GRAFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

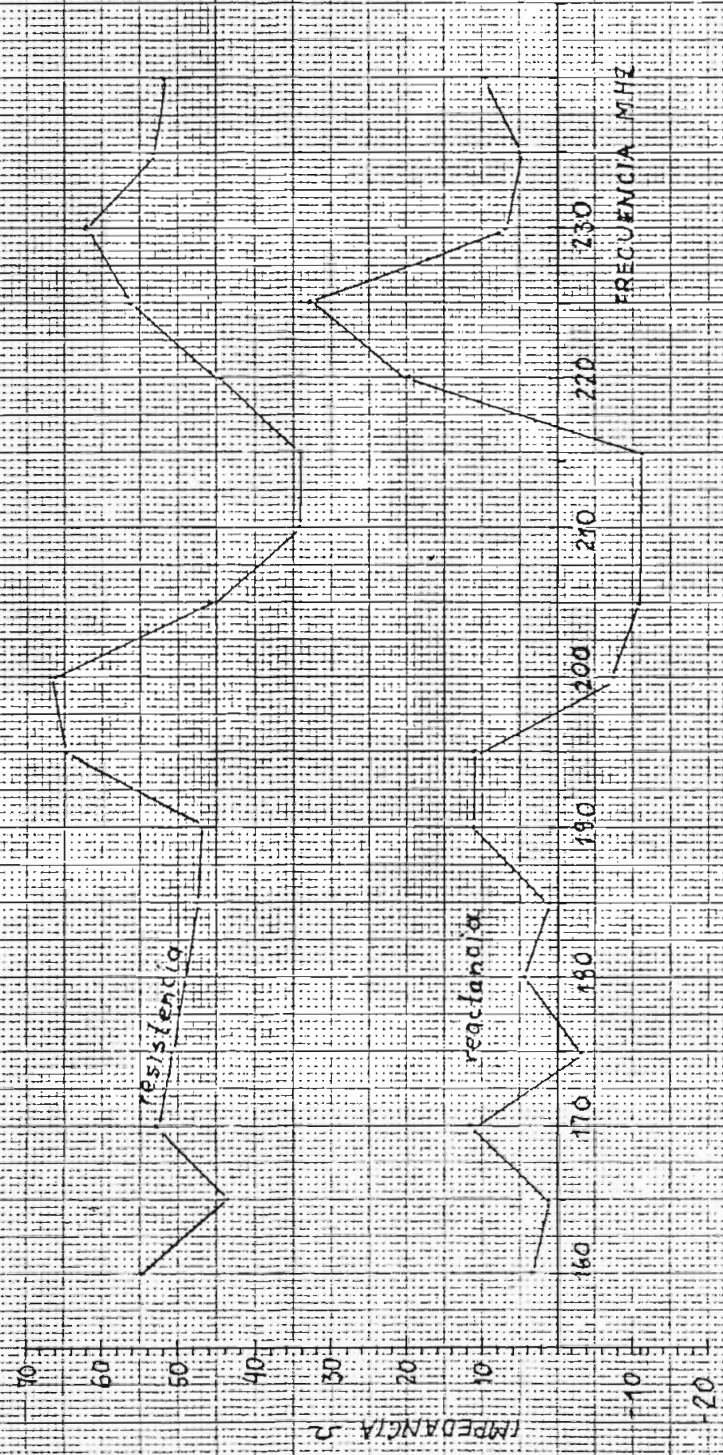


FIG. D.11 IMPEDANCIA DE ENTRADA

ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR

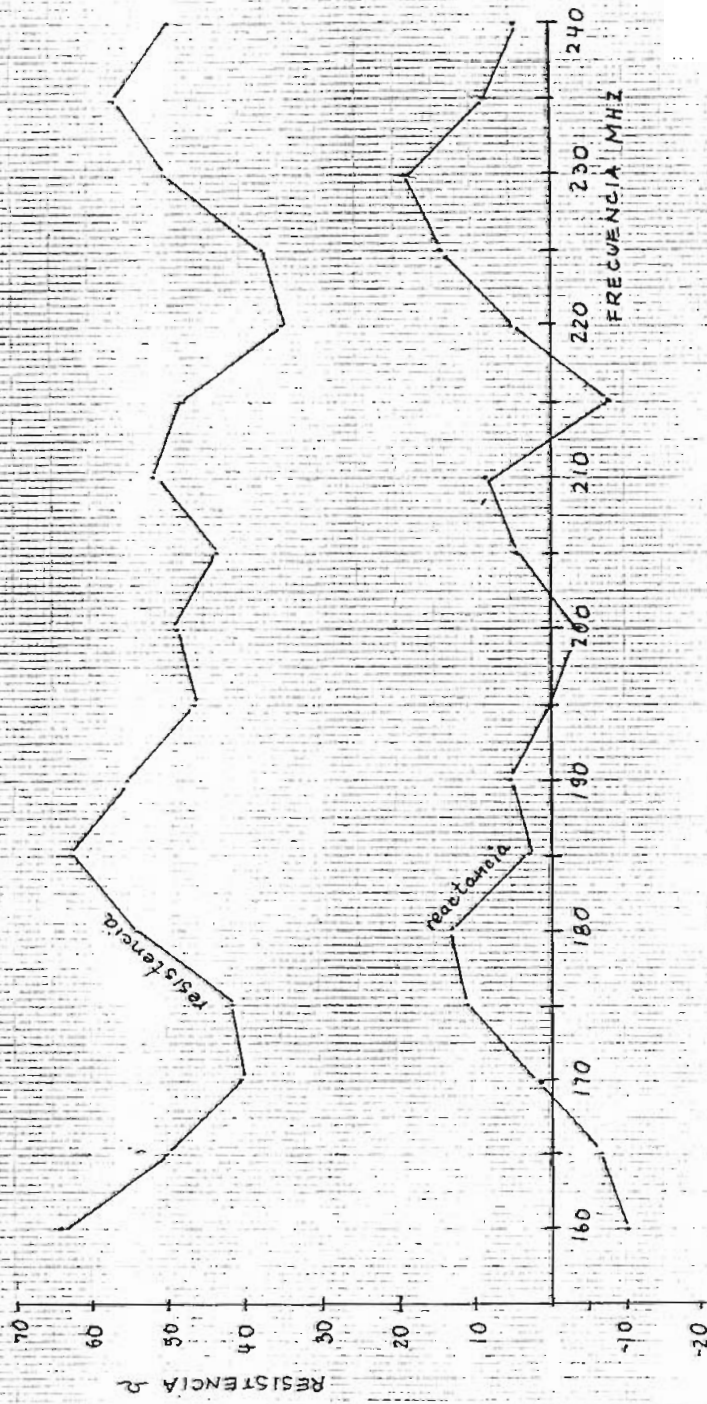
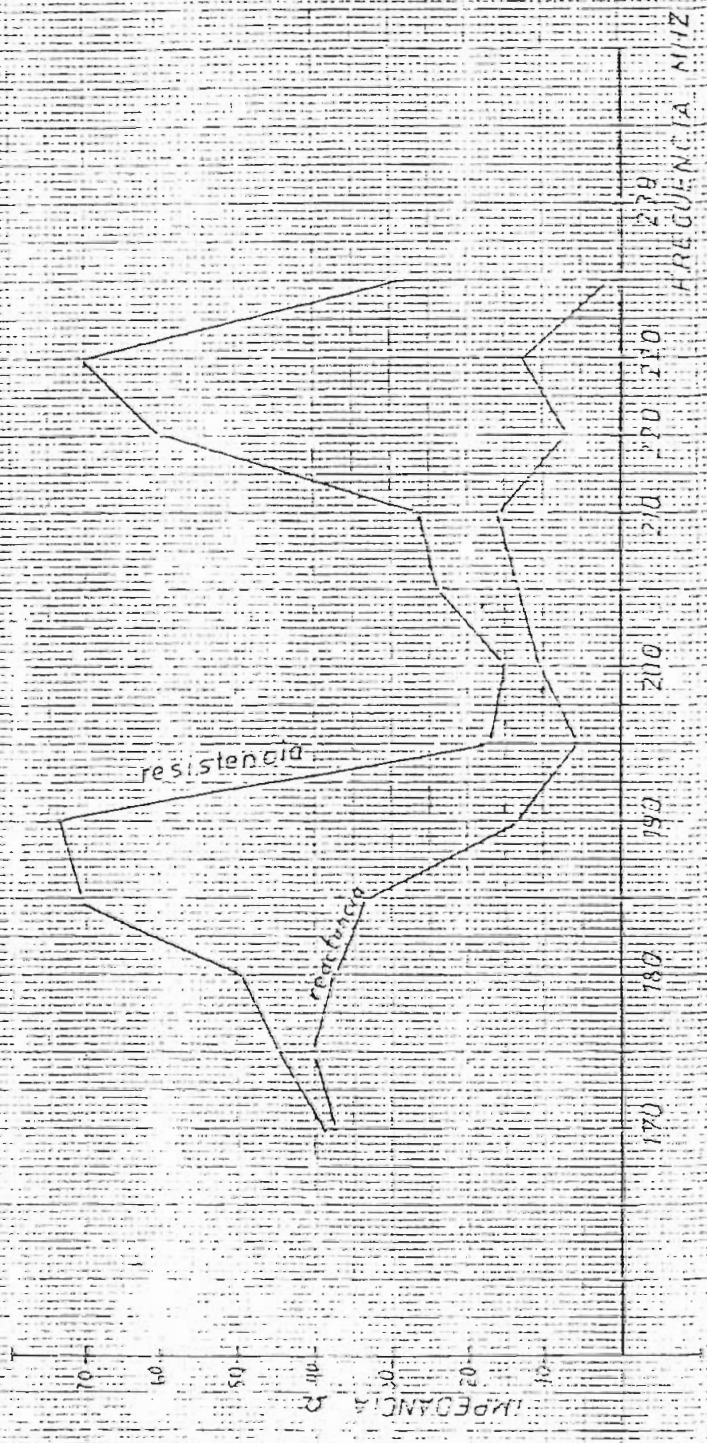


FIG D.2. (a) IMPEDANCIA DE ENTRADA

-CORTOCIRCUITADO A 220 MHZ-



H(10, 0, 2, 0) IMPEDANCIA DE ENTRADA
 ← CON DISTANCIA DE 1 METRO →

NORMALIZADO EN DECIMALES DE LA ANTENA QUADRIFILAR

DEFINICION DE VARIABLES

DEFINICION DE VARIABLES
E(N) -- COMPONENTE DE CAMPO
X(N) -- COMPONENTE X
Y(N) -- COMPONENTE Y
T0 -- ANGULO THETA
F0 -- ANGULO PHI
A1 -- INICIO DE INTERVALO
A2 -- FIN DE INTERVALO
A3 -- CONSTANTE DE INTERVALO

DEFINICION DEL PLANO DE ANALISIS

PLANO VERTICAL

INGRESE ANGULO PHI

F0

360

10

1.0E+20

(A2-A1)/A3+1

E(X),Y(N),E(N)

1

T0=A1 TO A2 STEP A3

COS(T0)+1

MAX E1

E1=ABS(E1)

1+1

T0

E/N

0

T0=A1 TO A2 STEP A3

1+1

E1=E1* $\cos(T0)$

E1=E1* $\sin(T0)$

T0

PAGE

0

DESEA GRAFICO EN PAPEL? (SI O NO):

X

X="NO" THEN 530

ALISTE EL GRAFIZADOR Y LUEGO APLASTE RETURN

K

1

SUB 1000

NDOW 0,1,0,1

ALL 'DIS'*.E

PAGE

FRISIONE IRETURN

K

PAGE

NDOW -1,1,-1,1

VE @FB:X(1),Y(1)

AW @FB:X,Y

K K1=1 TO 35 STEP 2

VE @FB:0,0

AW @FB:X(K1),Y(K1)

VE @FB:X(K1+1),Y(K1+1)

AW @FB:0,0

T0

VE @FB:-1,0

AW @FB:1,0

VE @FB:0,-1

AW @FB:0,1

T0

IEWFRT 20,120,0,100

F FB=1 THEN 1030

IEWFRT 20,110,5,95

RETURN

RECEBIDA

RECEBIDA

RECEBIDA

RECEBIDA

ANTENA RESONANTE CUADRIFILAR TIPO HELICE

DIAGRAMA TEORICO DE RADIACION

$\phi = 0$ GRADOS

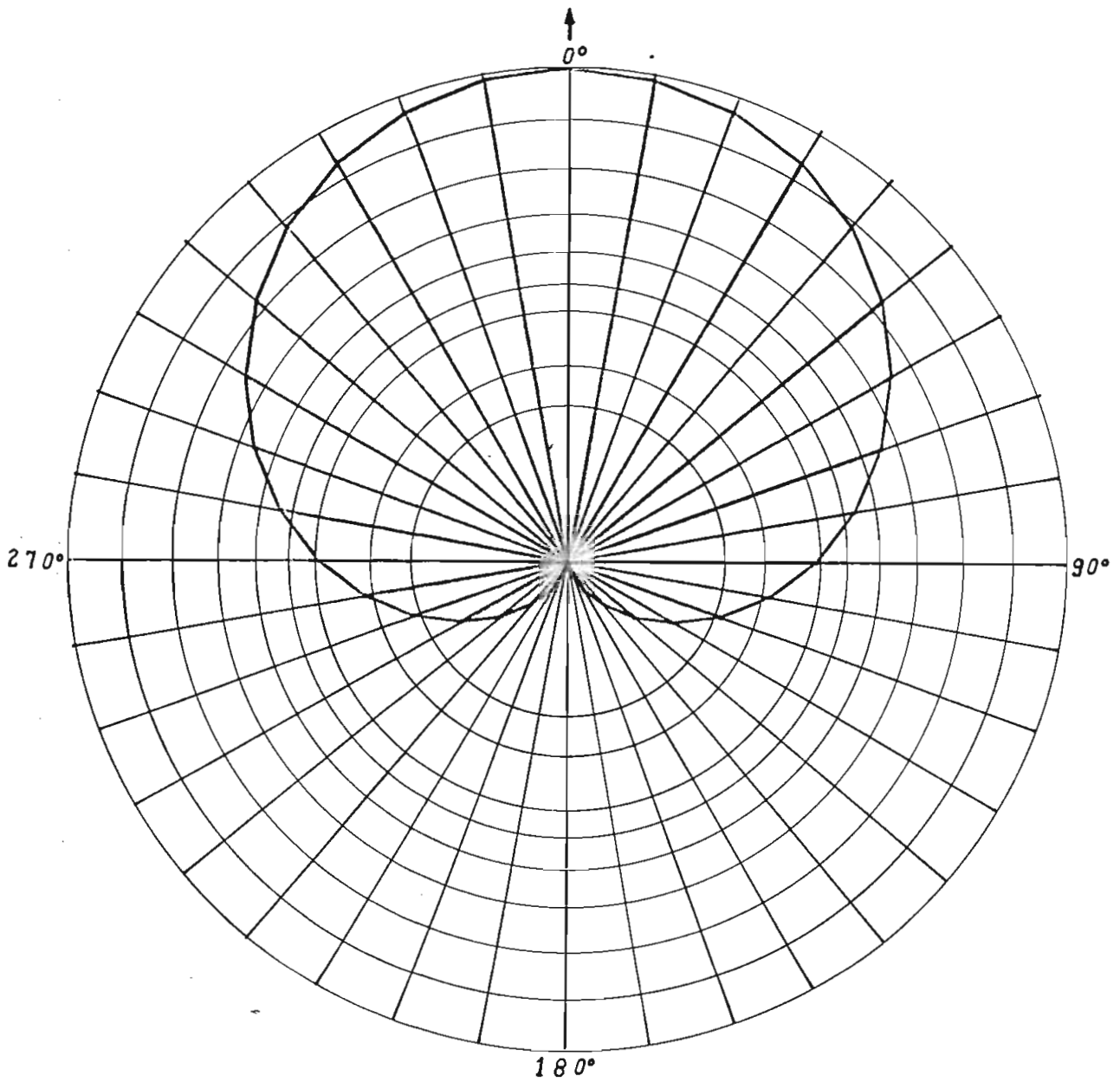
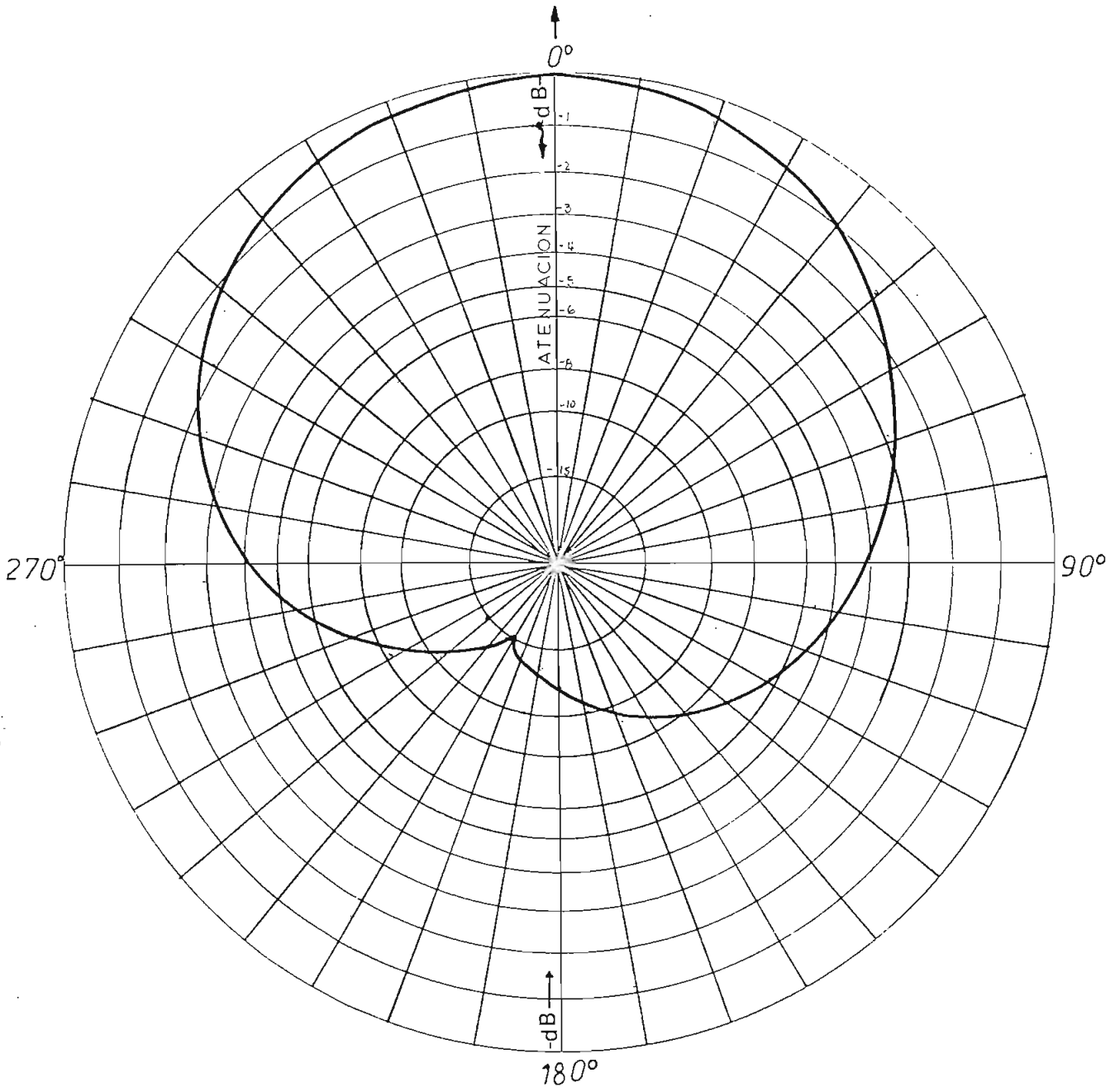
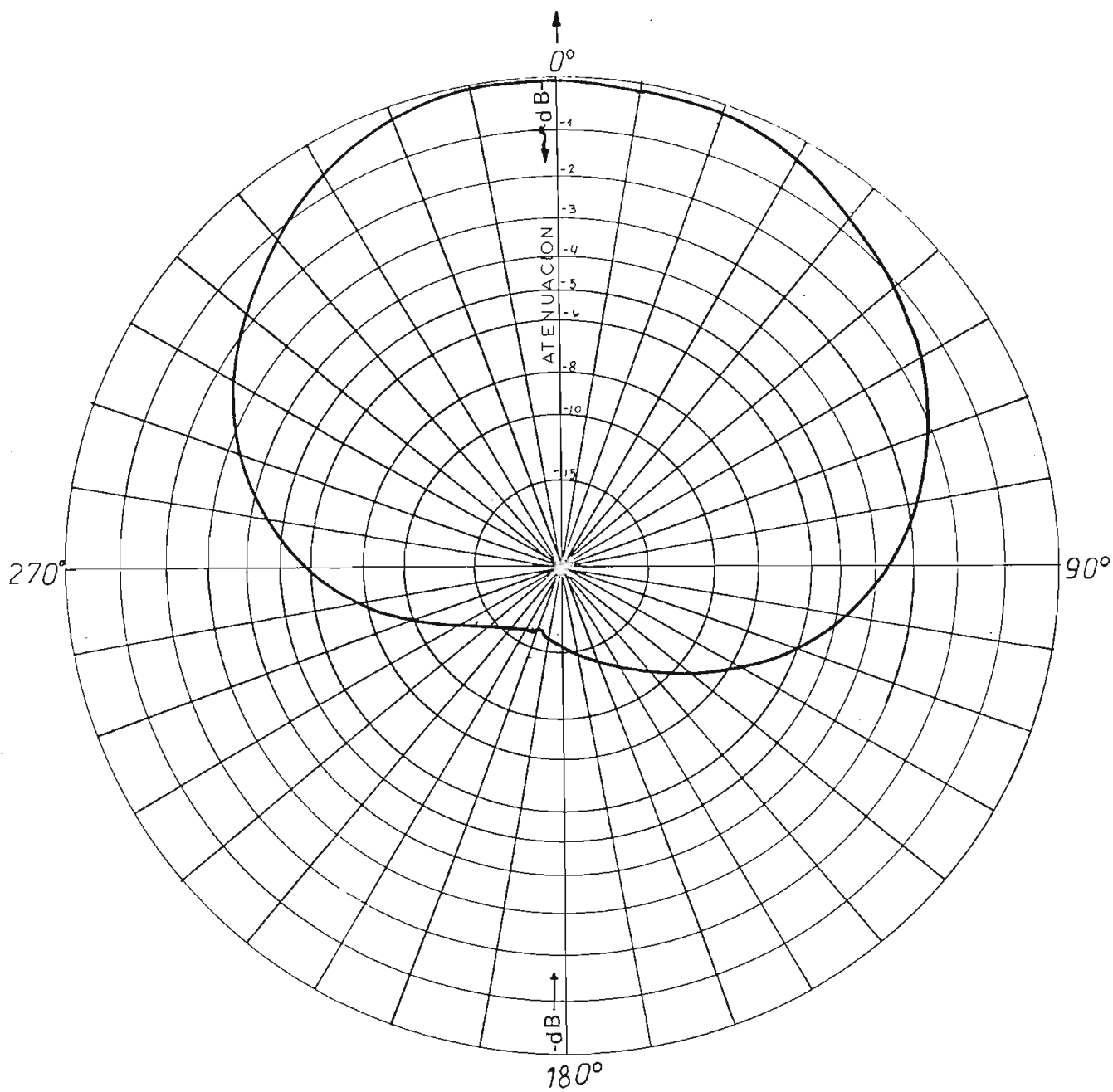


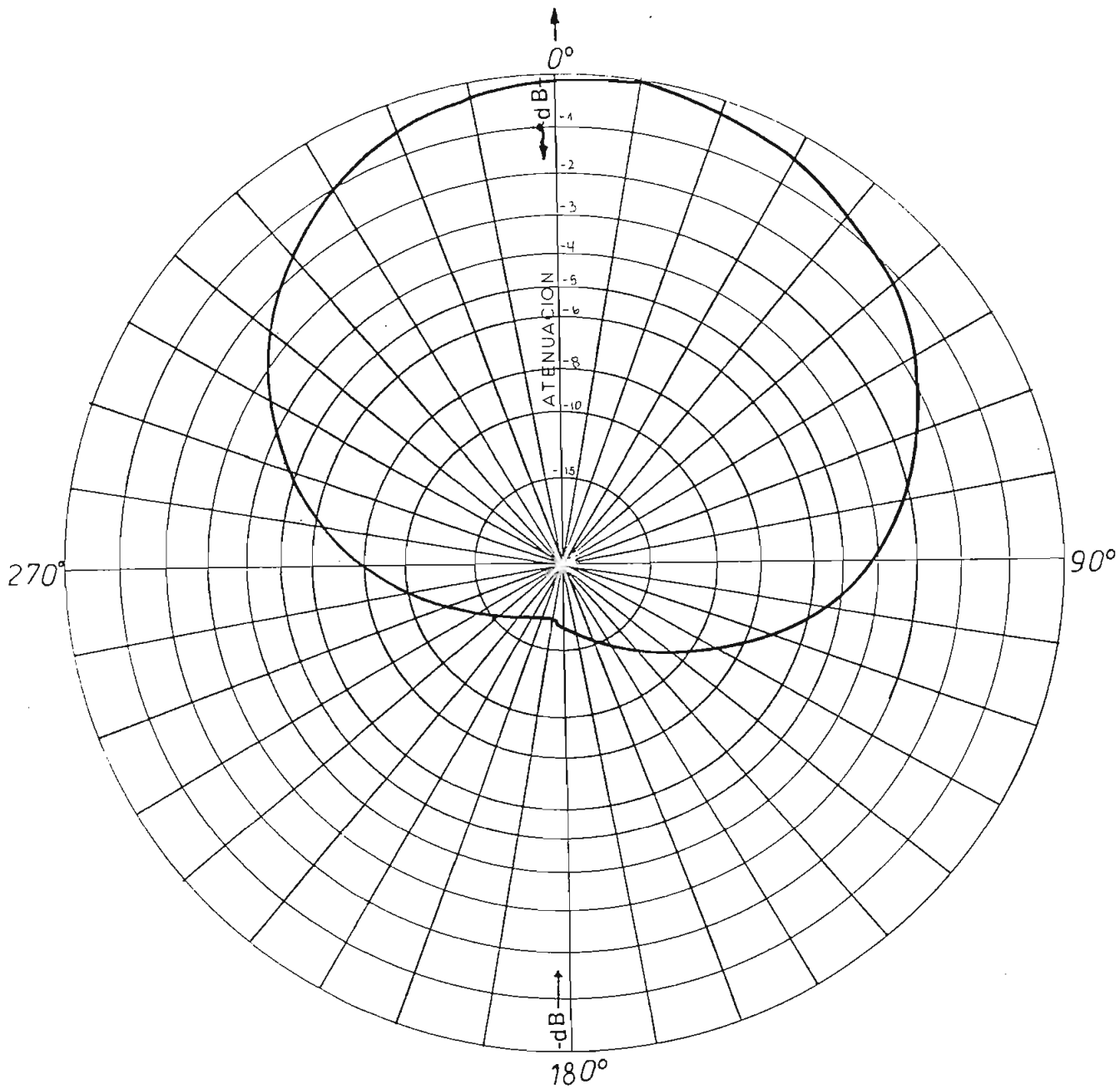
FIG. D.3



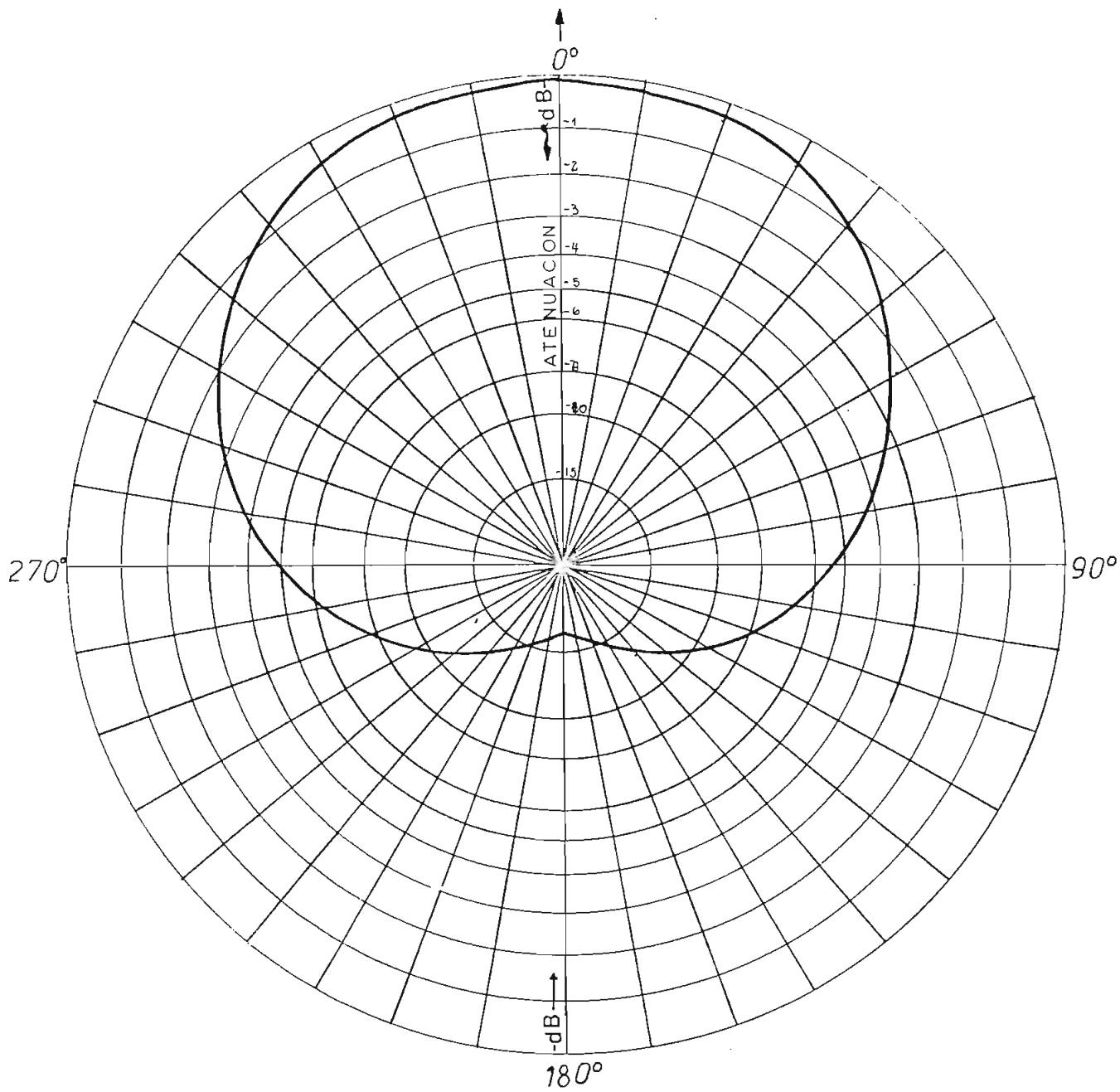
frecuencia: 170 MHZ



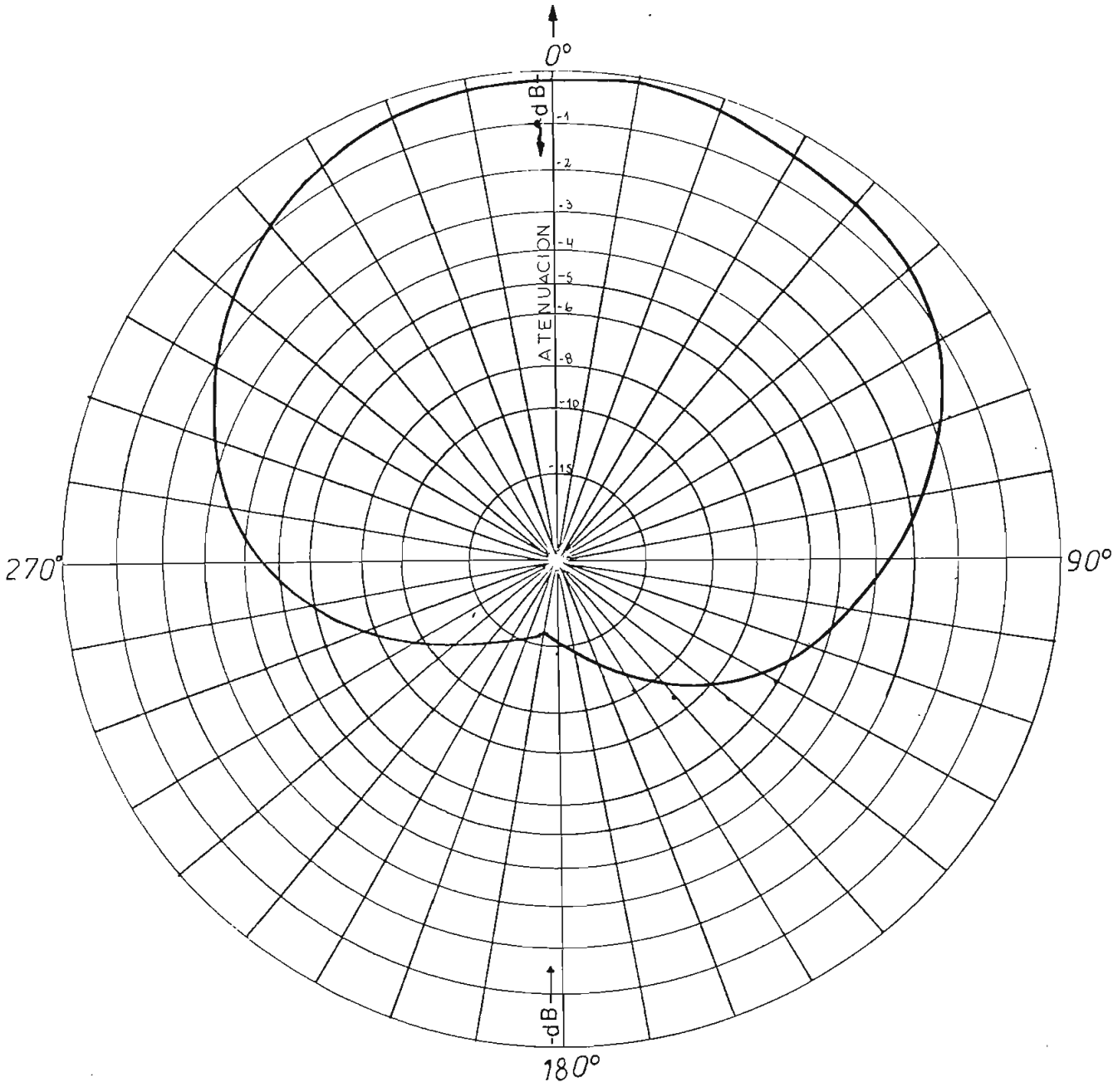
frecuencia: 180 MHZ



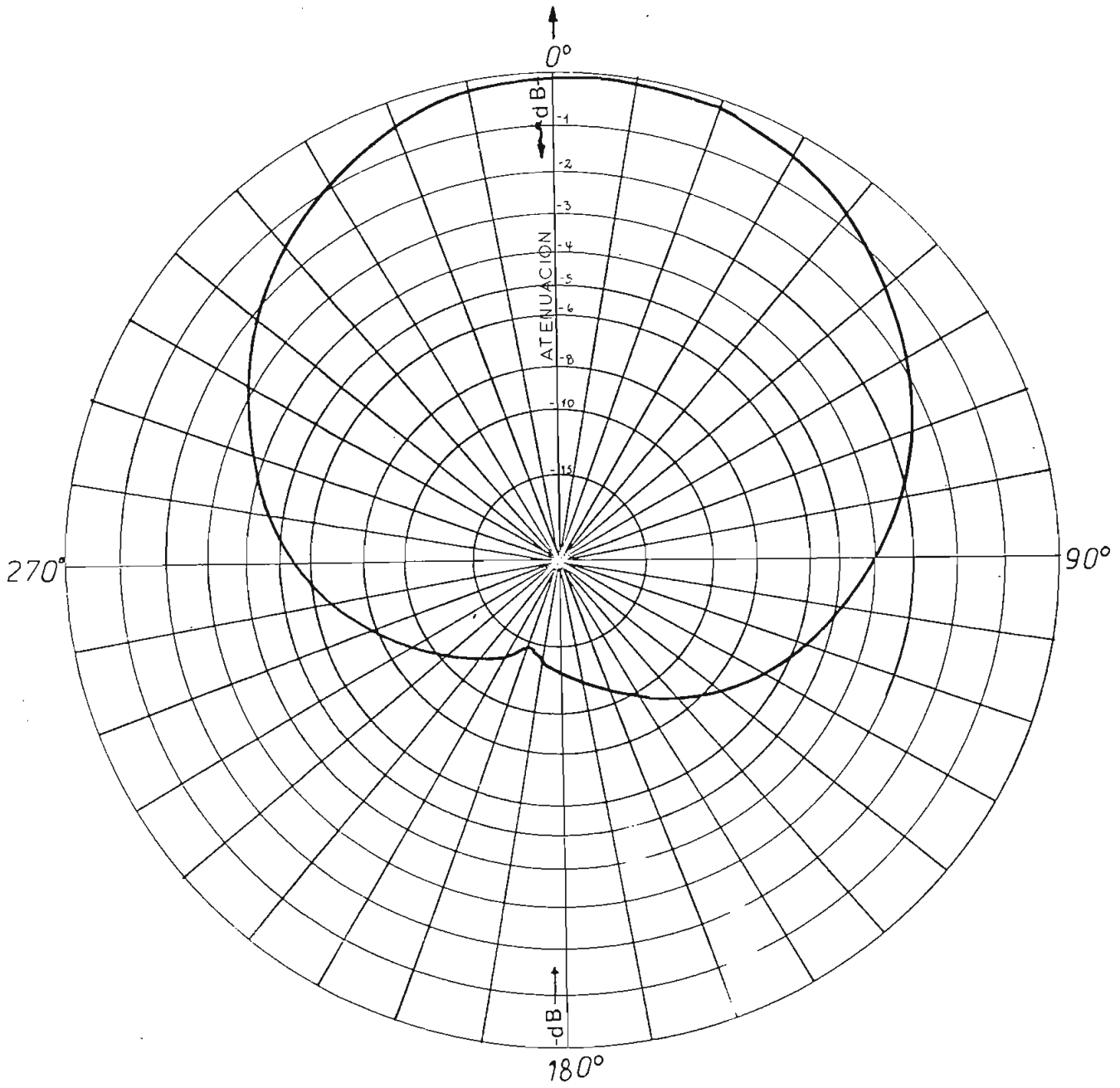
frecuencia: 190 MHZ



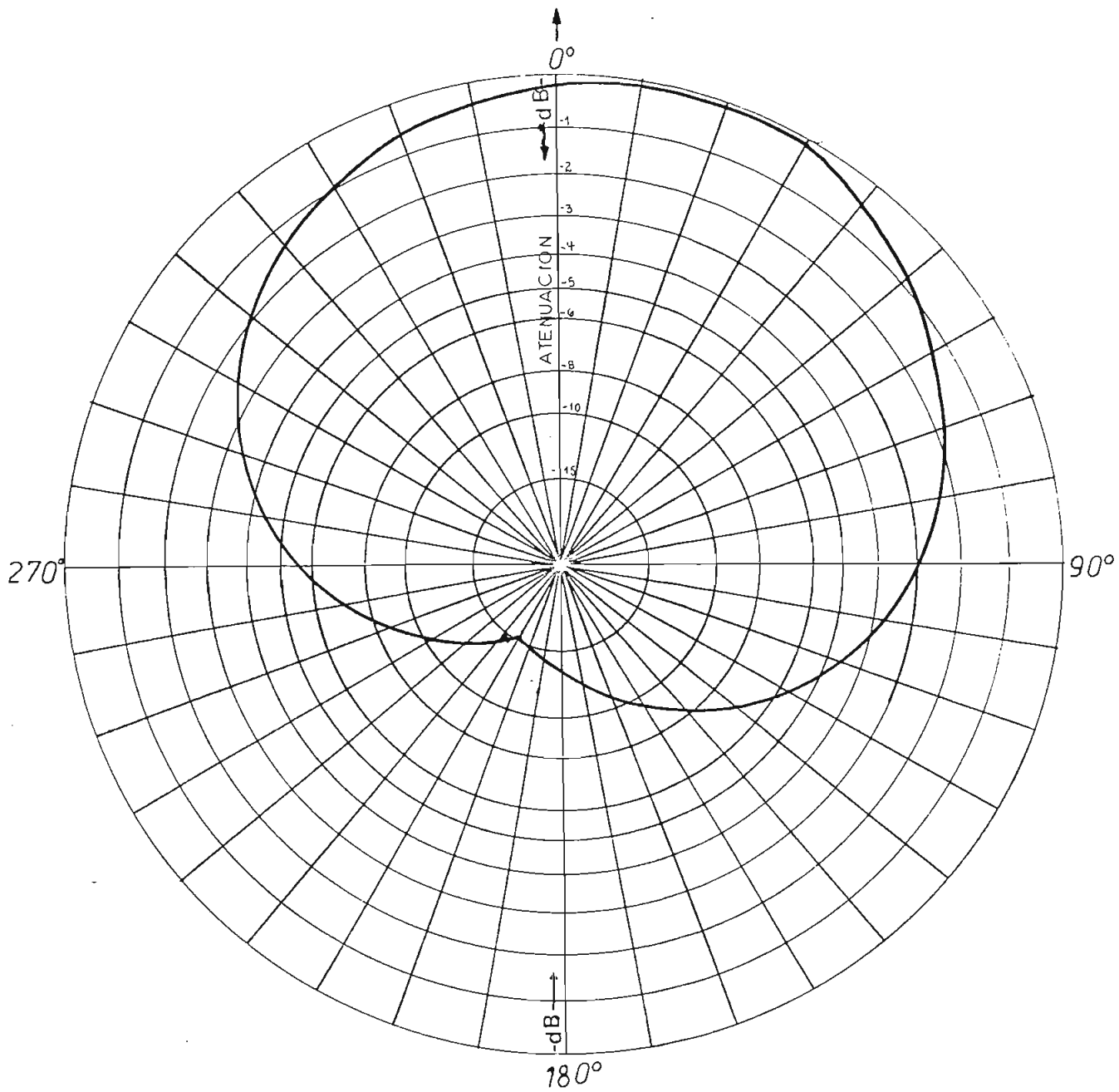
frecuencia: 200 MHZ



frecuencia: 210 MHZ



frecuencia: 220 MHZ



frecuencia: 230 MHZ

A N E X O E

HOJAS DE ESPECIFICACIONES

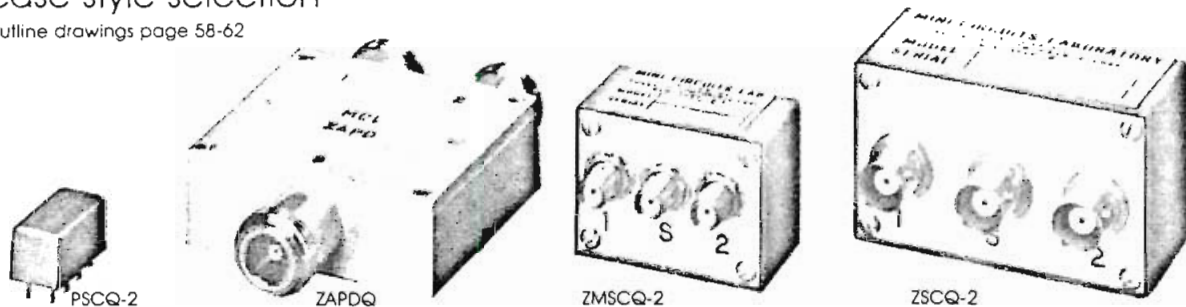
Power Splitter/Combiners

2 WAY-90°

1.4 MHz to 4.2 GHz

case style selection

outline drawings page 58-62



MODEL NO.	FREQ. RANGE MHz	ISOLATION dB		INSERTION LOSS dB Avg. of Coupled Outputs less 3 dB		PHASE UNBALANCE Degrees Max.	AMPLITUDE UNBALANCE dB Max.	PRICE \$			
		Typ.	Min.	Typ.	Max.			Ea.	Qty.		
PSCQ-2 case A01	PSCQ-2-1.5	1.4-1.7	29	25	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-3.4	3.0-3.8	30	25	0.4	0.7	3.8	1.2	16.95	(5-49)	
	PSCQ-2-6.4	5.8-7.0	30	25	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-7.5	7.0-8.0	35	25	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-10.5	9.0-11.0	25	20	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-13	12-14	29	25	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-14	12-16	30	25	0.3	0.6	3.0	1.8	16.95	(5-49)	
	PSCQ-2-21.4	20-23	30	25	0.4	0.7	3.0	1.2	12.95	(5-49)	
	PSCQ-2-50	25-50	30	20	0.3	0.7	3.0	1.5	19.95	(5-49)	
	PSCQ-2-70	40-70	30	20	0.3	0.7	3.0	1.5	19.95	(5-49)	
ZAPDQ case F14	ZAPDQ-2	1000-2000	22	16	0.4	0.9	5.0	1.0	59.95	(1-9)	
	ZAPDQ-4	2000-4200	22	16	0.4	0.9	5.0	1.0	59.95	(1-9)	
	ZMSCQ-2 case M21	ZMSCQ-2-50	25-50	30	20	0.3	0.7	3.0	1.5	49.95	(4-24)
		ZMSCQ-2-90	55-90	30	20	0.3	0.7	3.0	1.2	49.95	(4-24)
		ZMSCQ-2-180	120-180	23	15	0.3	0.7	4.0	1.2	49.95	(4-24)
		ZSCQ-2 case M22	ZSCQ-2-50	25-50	30	20	0.3	0.7	3.0	1.5	39.95
ZSCQ-2-90	55-90		30	20	0.3	0.7	3.0	1.2	39.95	(4-24)	
ZSCQ-2-180	120-180		23	15	0.3	0.7	4.0	1.2	39.95	(4-24)	

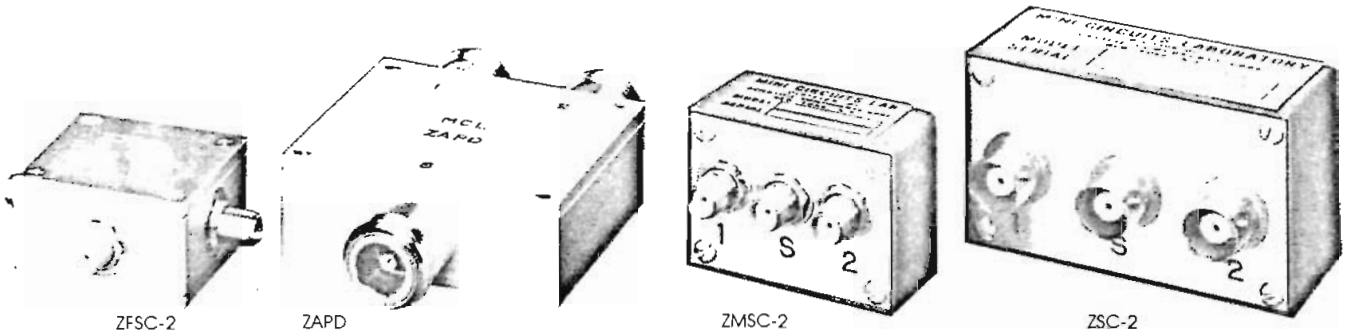
NOTES:

- For Quality Control procedures, see page 6.
- For environmental specifications see page 7.
- Absolute Maximum Ratings.
Matched power rating ZAPDQ(10W),
all other models (1W).
Internal load dissipation (0.125W), see page 7
- For connector types and case mounting options,
see case style outline drawings.
- Prices and specifications
subject to change without notice.

pin and coaxial connections

see case style outline drawing

Series	Sum Port	Port 1	Port 2	Ground	Terminate 50 ohms
PSCQ-2	1	2	5	3,4,7,8	6
PSCJ-2	1	5	6	2,3,4,7,8	—
ZAPDQ	3	1	2	—	—
ZMSCQ-2	2	1	3	—	—
ZSCQ-2	2	1	3	—	—
ZFSCJ-2	3	1	2	—	—
ZMSCJ-2	2	1	3	—	—
ZSCJ-2	2	1	3	—	—



MODEL NO.	FREQ. RANGE MHz f_L - f_U	ISOLATION dB			INSERTION LOSS, dB Above 3dB			PHASE UNBALANCE Degrees			AMPLITUDE UNBALANCE dB			PRICE, \$									
		L Typ.	M Min.	U Min.	L Typ.	M Min.	U Min.	L Typ.	M Max.	U Max.	L Max.	M Max.	U Max.	Ea.	Qty.								
ZFSC-2 case K1B	ZFSC-2-1	5-500	30	25	28	20	25	20	0.2	0.5	0.3	0.6	0.6	0.8	2.0	4.0	4.0	.15	.15	.03	31.95	(4-24)	
	ZFSC-2-1-75	0.25-300	20	15	30	20	20	15	0.4	0.75	0.4	0.75	0.4	1.0	2.0	3.0	5.0	.15	0.2	0.3	32.95	(4-24)	
	ZFSC-2-1W	1-750	30	20	28	20	25	20	0.2	0.5	0.4	0.8	0.8	1.0	2.0	4.0	4.0	.15	.15	0.3	35.95	(4-24)	
	ZFSC-2-2	10-1000	30	20	25	20	23	18	0.2	0.5	0.5	1.0	0.9	1.2	2.0	4.0	4.0	.15	.15	0.3	39.95	(4-24)	
	ZFSC-2-4	0.2-1000	20	15	25	20	23	18	0.2	0.5	0.5	1.0	0.9	1.2	2.0	4.0	4.0	.15	.15	0.3	44.95	(4-24)	
	ZFSC-2-5	10-1500	25	15	30	20	25	18	0.25	0.6	0.5	1.0	0.8	1.5	5.0	8.0	10.0	.15	0.2	0.5	49.95	(4-24)	
ZAPD case F14	ZAPD-1	0.5-1.0	25	19	25	19	25	19	0.25	0.6	0.25	0.6	0.25	0.6	—	1	—	—	0.2	—	—	39.95	(1-9)
	ZAPD-2	1.0-2.0	25	19	25	19	25	19	0.25	0.6	0.25	0.6	0.25	0.6	—	2	—	—	0.2	—	—	39.95	(1-9)
	ZAPD-4	2.0-4.2	25	19	25	19	25	19	0.4	0.8	0.4	0.8	0.4	0.8	—	6	—	—	0.4	—	—	39.95	(1-9)
	ZAPD-21	0.5-2.0	25	19	25	19	25	19	0.25	0.8	0.25	0.8	0.25	0.8	—	2	—	—	0.2	—	—	49.95	(1-9)
ZMSC-2 case M21	ZMSC-2-1	0.1-400	20	15	25	20	25	20	0.2	0.5	0.4	0.75	0.6	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	0.2	0.3	37.95	(4-24)	
	ZMSC-2-1W	1-650	25	20	35	25	25	20	0.3	0.5	0.5	0.8	0.7	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	0.2	0.3	42.95	(4-24)	
	ZMSC-2-2	0.002-60	27	20	30	20	27	20	0.3	0.6	0.3	0.6	0.6	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	.25	0.3	47.95	(4-24)	
ZSC-2 case M22	ZSC-2-1	0.1-400	20	15	25	20	25	20	0.2	0.5	0.4	0.75	0.6	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	0.2	0.3	27.95	(4-24)	
	ZSC-2-1W	1-650	25	20	35	25	25	20	0.2	0.5	0.5	0.8	0.7	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	0.2	0.3	32.95	(4-24)	
	ZSC-2-2	0.002-60	25	20	30	20	27	20	0.3	0.6	0.3	0.6	0.6	1.0	2.0	3.0	4.0	.15	.25	0.3	37.95	(4-24)	
	ZSC-2-4	10-1000	25	20	35	20	25	20	0.2	0.5	0.5	0.8	0.7	1.3	2.0	4.0	6.0	.15	0.2	0.3	37.95	(4-24)	
	ZSC-2375	55-85	35	25	35	25	35	25	0.3	0.5	0.3	0.5	0.3	0.5	—	1.0	—	—	0.1	—	—	37.95	(4-24)
	ZSC-2-1-75	0.25-300	20	15	30	20	20	15	0.4	0.74	0.4	0.75	0.4	1.0	2.0	3.0	5.0	.15	0.2	0.3	29.95	(4-24)	

L = low range (f_L to $10 f_L$) M = mid range ($10 f_L$ to $f_U/2$) U = upper range ($f_U/2$ to f_U)

NOTES:

- Denotes 75 ohm models. 75 ohm BNC connectors are standard.
- 1. For Quality Control procedures, see page 6.
- 2. For environmental specifications, see page 7.
- 3. Absolute Maximum Ratings. Matched power rating ZAPD 10W all other models 1W. Internal load dissipation 0.125W. see page 6.
- 4. For connector types and case mounting options, see case style outline drawing.
- 5. Prices and specifications subject to change without notice.

pin and coaxial connections

see case style outline drawing

Series	Sum Port	Port 1	Port 2	Ground
LPS	1	4	5	2,3,6,7,8
PSC-2	1	5	6	2,3,4,7,8
MSC-2	1	5	6	2,3,4,7,8
TSC-2	1	2	4	3
ZFS-2	3	1	2	—
ZAPD-2	3	1	2	—
ZMSC-2	2	1	3	—
ZSC-2	2	1	3	—

MIL-P-23971/15, NSN GUIDE

MCL NO.	NSN	MIL-P-23971/15*
MSC-2-1	6625-01-124-8595	02
PSC-2-1	5820-00-548-0739	01
PSC-2-2	5825-01-044-8944	
ZFSC-2-2A	6625-01-079-7021	
ZMSC-2-1W	5895-01-127-0232	
ZSC-2-1-BNC	5895-01-036-6254	
ZSC-2-1B	5820-00-270-3055	
ZSC-2-1-B-TNC	5820-01-109-3706	
ZSC-2-2-758	5915-01-012-8162	

*units are not QPL listed

In Stock... Immediate Delivery

case style outline dimensions (inch mm)

case no.	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt. grams	NOTES*
A01	.770 19.54	.800 20.32	.385 9.78	.400 10.16	.370 9.40	.400 10.16	.200 5.08	.20 5.08	.14 3.54	.031 .79									5.2	A1
A03	.480 12.20	.500 12.70	.390 9.91	.405 10.29	.210 5.34	.230 5.85	.100 2.54	.20 5.08	.14 3.54	.020 .51									2.3	A1
A04	.770 19.54	.800 20.32	.200 5.08	.210 5.33	.370 9.40	.400 10.16	.200 5.08	.20 5.08	.14 3.54	.031 .79									3.7	A1
A05	.770 19.54	.800 20.32	.240 6.10	.250 6.35	.370 9.40	.400 10.16	.200 5.08	.20 5.08	.14 3.54	.031 .79									3.7	A1
A06	.770 19.54	.800 20.32	.285 7.24	.310 7.88	.370 9.40	.400 10.16	.200 5.08	.20 5.08	.14 3.54	.031 .79									5.2	A1
A11	.480 12.20	.500 12.70	.240 6.10	.255 6.48	.210 5.34	.230 5.85	.100 2.54	.20 5.08	.14 3.54	.020 .51									1.9	A1
B02	.480 12.20	.500 12.70	.240 6.10	.255 6.48	.210 5.34	.230 5.85	.16 4.07	.100 2.54	.14 3.54	.020 .51	.020 .51								1.9	A1
B13	.480 12.20	.500 12.70	.390 9.91	.405 10.29	.210 5.34	.230 5.85	.16 4.07	.100 2.54	.14 3.54	.020 .51	.020 .51								2.3	A1
C07	.770 19.54	.810 20.58	.380 9.65	.410 10.42	.030 .77	.200 5.08	.20 5.08	.14 3.54											11.0	A1
D08	1.000 25.40	1.025 26.04	.390 9.91	.430 10.93	.500 12.70	.525 13.34	.025 .64	.300 7.62	.200 5.08	.09 2.29	.13 3.31	.150 3.81	.20 5.08	.14 3.54					8.5	A1
D09	1.000 25.40	1.025 26.04	.240 6.10	.280 7.12	.500 12.70	.525 13.34	.025 .64	.300 7.62	.200 5.08	.09 2.29	.13 3.31	.150 3.81	.20 5.08	.14 3.54					7.5	A1
E10	1.540 39.12	1.620 41.15	.380 9.65	.410 10.42	.770 19.54	.810 20.58	.030 .77	.200 5.08	.10 2.54	.20 5.08	.14 3.54								23.0	A1
F14	2.00 50.80	2.00 50.80	.75 19.05	1.00 25.40	.25 6.35	1.500 38.10	.13 3.31	.39 9.91											170.0	A4, B1, D2
F53	2.00 50.80	2.00 50.80	.75 19.05	1.00 25.40	.13 3.31	1.750 44.28	.13 3.31	.39 9.91											170.0	A4, B1, D2
G15	1.25 31.75	1.25 31.75	.75 19.05	.63 16.01	.38 9.65	.63 16.01	—	.800 20.32	.76 19.31	.125 3.18	1.688 42.86	2.18 55.38	.75 19.05	.07 1.78					85.0	A4, B1, D1
H16	1.25 31.75	1.25 31.75	.75 19.05	.63 16.01	.38 9.65	1.000 25.40	.125 3.18	1.000 25.40	—	—	.125 3.18	1.688 42.86	2.18 55.38	.75 19.05	.07 1.78				70.0	A4, A5, B1 D2, D3, D4
J17	1.25 31.75	1.25 31.75	.75 19.05	.63 16.01	.38 9.65	1.000 25.40	.125 3.18	1.000 25.40	—	—	.125 3.18	1.688 42.86	2.18 55.38	.75 19.05	.07 1.78				75.0	A4 or A5 B1, D2, D3
K18	1.25 31.75	1.25 31.75	.75 19.05	.63 16.01	.38 9.65	1.000 25.40	.125 3.18	1.000 25.40	—	—	.125 3.18	1.688 42.86	2.18 55.38	.75 19.05	.07 1.78				70.0	A4 or A5 B1, C1, D2, D3
L19	1.50 38.10	1.13 28.70	.97 24.64	.50 12.70	.155 3.94	2.345 59.57	.138 3.51	.987 25.07	2.50 63.50	.10 2.54	.31 7.88	1.19 30.23	—	.66 16.77	—	—	.150 3.81		37.0	A4 or A6 B2, D6
L20	2.25 57.15	1.38 35.05	1.21 30.74	.50 12.70	.150 3.81	3.100 78.74	.138 3.51	1.238 31.45	3.25 82.55	.10 2.54	.40 10.16	1.86 47.25	—	.64 16.26	—	—	.150 3.81		74.0	A4 or A6 B2, D5
M21	1.50 38.10	1.13 28.70	.97 24.64	.50 12.70	.155 3.94	2.345 59.57	.138 3.51	.987 25.07	2.50 63.50	.10 2.54	.31 7.88	.75 19.05	1.19 30.23	.66 16.76	—	—	.150 3.81		40.0	A4 or A6 B2, C1, D6
M22	2.25 57.15	1.38 35.05	1.21 30.74	.50 12.70	.150 3.81	3.100 78.74	.138 3.51	1.238 31.45	3.25 82.55	.10 2.54	.40 10.16	1.15 29.21	1.86 47.25	.64 16.26	—	—	.150 3.81		74.0	A4 or A6 B2, C1, D5
M23	2.25 57.15	1.38 35.05	1.21 30.74	.50 12.70	.150 3.81	3.100 78.74	.138 3.51	1.238 31.45	3.25 82.55	.10 2.54	.63 16.00	1.06 26.93	1.63 41.40	.69 17.53	—	—	.150 3.81		70.0	A4 or A6 B2, C1, D6
N24	1.50 38.10	1.13 28.70	.97 24.64	.50 12.70	.155 3.94	2.345 59.57	.138 3.51	.987 25.07	2.50 63.50	.10 2.54	.32 8.13	.75 19.05	1.18 29.97	.31 7.88	.56 14.21	.81 20.55	.150 3.81		45.0	A4 or A6 B2, D6
N27	2.25 57.15	1.38 35.05	1.21 30.74	.50 12.70	.150 3.81	3.100 78.74	.138 3.51	1.238 31.45	3.25 82.55	.10 2.54	.42 10.67	1.13 28.70	1.84 46.74	.38 9.65	.69 17.53	1.00 25.40	.150 3.81		92.0	A4 or A6 B2, D7
P25	2.25 57.15	1.38 35.05	1.21 30.74	.50 12.70	.150 3.81	3.100 78.74	.138 3.51	1.238 31.45	3.25 82.55	.10 2.54	.78 19.81	1.47 37.34	—	.38 9.65	1.00 25.40	—	.150 3.81		86.0	A4 or A6 B2, D7
P26	1.50 38.10	1.13 28.70	.97 24.64	.50 12.70	.155 3.94	2.345 59.57	.138 3.51	.987 25.07	2.50 63.50	.10 2.54	.50 12.70	1.00 25.40	—	.31 7.88	.81 20.58	—	.150 3.81		42.5	A4 or A6 B2, D6
Q28	40.6 103.13	1.60 40.64	1.50 38.10	3.56 90.43	.25 6.35	.88 22.35	.36 9.15	.160 4.07	.40 10.16	.69 17.53	.58 14.73	.66 16.77	3.13 79.50	.81 20.58	.06 1.53				300.0	A5, D8

tolerance x±.1 xx±.03 xxx±.015

oz. = grams x .0353

***NOTES:**

MATERIAL & FINISH

A1 Header material CRS, Pin material, #52 alloy.
Finish, electro tin hot-oil flowed. Cover material, cupro-nickel.

A4 Case material aluminum; Finish, iridite.

A5 Case material CRS. Finish, baked grey enamel over hot-tin dip.

A6 Case material aluminum. Finish, blue baked enamel over phosphoric etch per MIL-C-15328.

MOUNTING

B1 Mounting bracket available on request. Add suffix B to part number.

B2 Mounting bracket available on request. Add suffix B to part number.
Add \$1.50 to unit cost.

MARKING

C1. For part markings 1, 2, and 3 see specification data sheet.

CONNECTORS

D1. Connectors: SMA Standard, BNC on request (no charge). Male SMA on request (add \$5.00 to unit cost).

D2. Connectors: please specify, unless otherwise noted; BNC is standard, TNC no charge. SMA and Type N add \$5.00 per unit. (ZAPD only, Dash - 4 units not available with BNC).

D3. For Type N or TNC connectors this dimension, "C", changes from 0.75 to 0.94 inches.

D4 Isolated connectors available only for BNC type.

D5. Connectors: BNC standard, TNC on request (no charge).

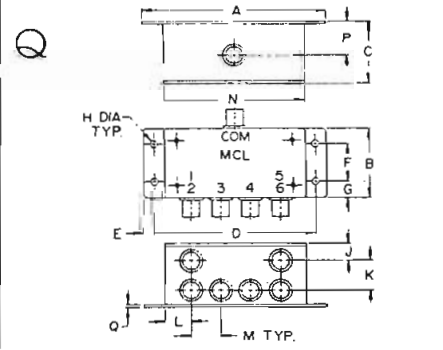
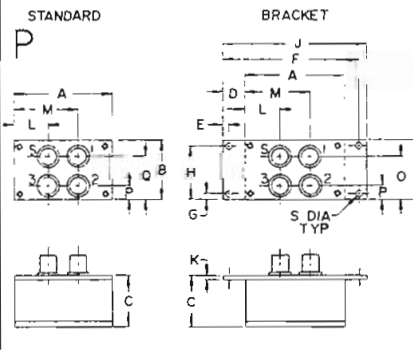
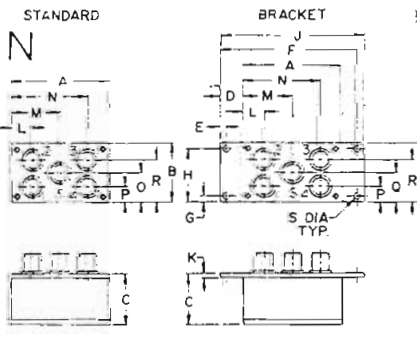
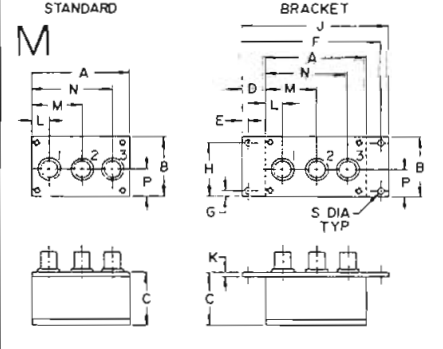
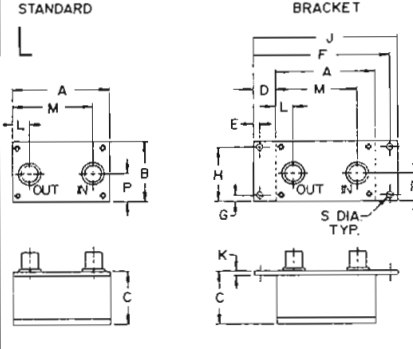
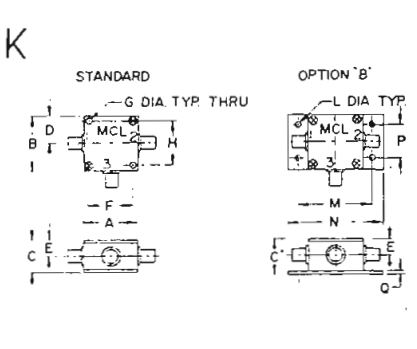
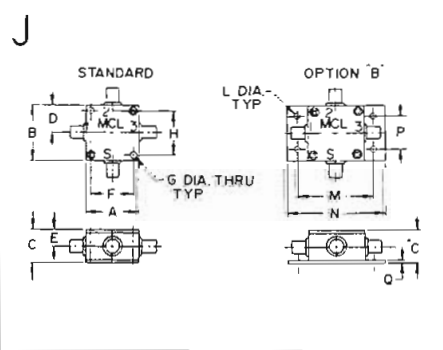
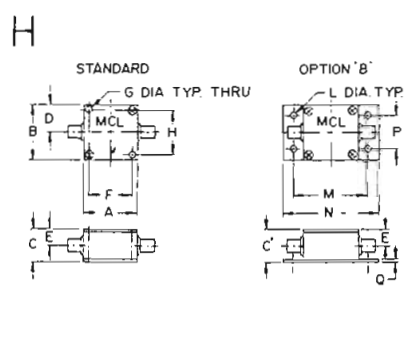
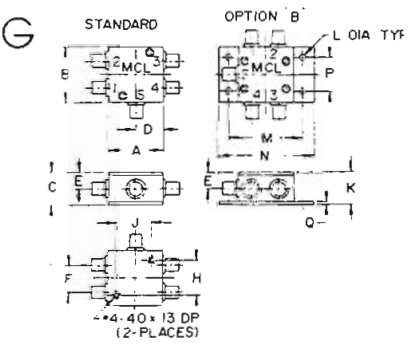
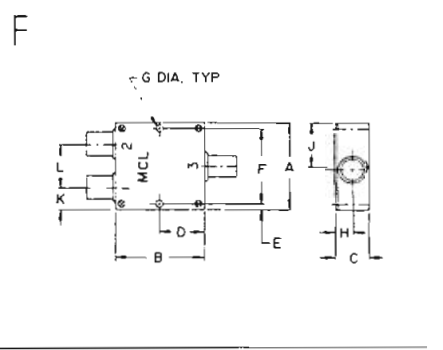
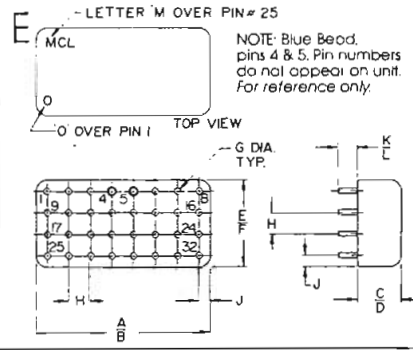
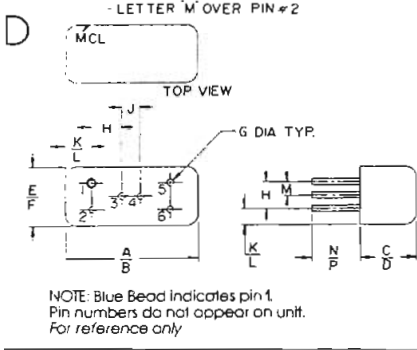
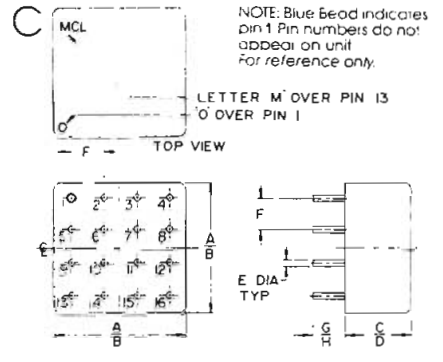
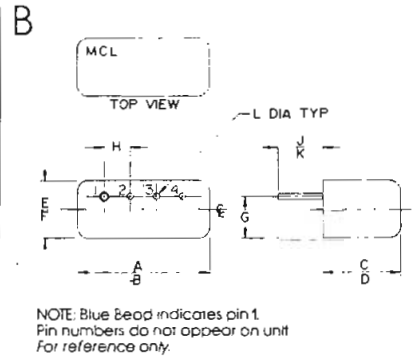
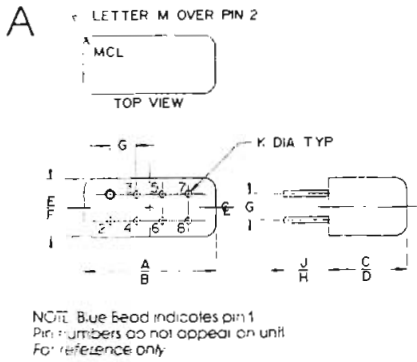
D6. Connectors: Female SMA only, Male SMA available on request, consult factory.

D7. Connectors: BNC only.

D8. Connectors: BNC standard, TNC on request (add \$10.00 to unit cost). Female SMA on request (add \$15.00 to unit cost).



PO BOX 166, Brooklyn, New York 11235 (212) 934-4500



BIBLIOGRAFIA

- (1) IEEE, "Standard Definitions of Terms for Antennas",
IEEE, "Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-31,
Nov. 1983.
- (2) Idem (1).
- (3) THOUREL, L. "Les Antennes", Dunod, Paris, 1971, Cap. 2.
- (4) GERST y WORDEN, "Helix antennas take turn for better",
Electronics, Vol. 39, Aug. 1966, pp. 100.
- (5) DEAN A. WATKINS, "Topics in Electromagnetic Theory", John Wiley
and Sons, Inc. , New York, 1962.
- (6) T. SHIOKAWA, "A Ship - Borne Helical Array Antenna", 1980
IEEE AP-S, Part.1, pp. 303-305.
- (7) KRAUS AND CARVER, "Electromagnetics", Segunda Edición,
Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1973, pp. 657-662.
- (8) K.R. CARVER, "The Helicone", IEEE Transactions on Antennas and
Propagation, Vol. AP-15, April 1967, pp. 559.
- (9) A.T. ADAMS, "The quadrifilar helix antenna", IEEE Transactions
on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, Mar. 1974, pp. 173-178.
- (10) GERST y WORDEN, "Helix antennas take turn for better",
Electronics. Vol. 39, Aug. 1966, pp 100-110.
- (11) C.C.KILGUS, "Spacecraft and ground station applications of the
resonant quadrifilar helix", IEEE AP-S, June 1974, pp. 75-77.
- (12) S. SCHELKUNOFF, "Antennas Theory and Practice", Primera Edición,
Applied Mathematics, New York, 1952.

- (13) C.C. KILGUS, "Multielement Fractional Turn Helices", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-16, July 1968, pp. 499-501.
- (14) C.C. KILGUS, "Resonant Quadrifilar Helix Design", Microwave Journal, Vol. 13-12, Dec. 1970, pp. 49-54.
- (15) SILVER M., "Microwave Antenna Theory and Design", Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1959, pp. 246-247.
- (16) KRAUS J. D., "Antennas", Harvard University Press, Cambridge Mass., 1956, Cap. 11.
- (17) GENERAL RADIO COMPANY, "Operating Instructions. Type 1602-B Admittance Meter", GR Company, W. Concord, Mass., 1965.
- (18) BARRAGAN M., "Estudio y experimentación con antenas en el rango de UHF", E.P.N., Quito, 1972, pp. 82.
- (19) JASIK, H., "Antenna Engineering Handbook", Primera Edición, Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1961.