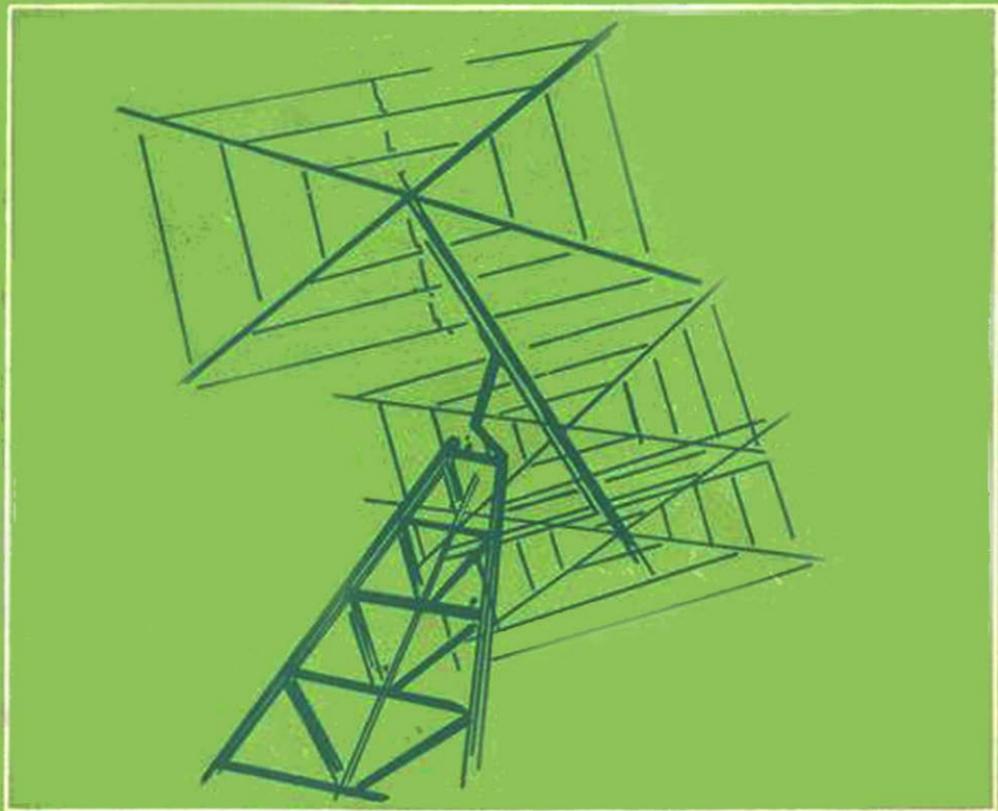


ANTENAS

para radioaficionados



ANTENAS

para radioaficionados

por

Harry D. Hooton, W6TYH

Traducido de la obra

"AMATEUR RADIO ANTENNAS"

2ª edición revisada del

"AMATEUR RADIO ANTENNA HANDBOOK"



Arbó
ARBO S. A. C. e. I.

Buenos Aires , Argentina

AMATEUR RADIO ANTENNAS

Copyright © 1967 by Howard W. Sams & Co., Inc., Indianapolis, Indiana 46206.

All rights reserved. Reproduction or use, without express permission, of editorial or pictorial content, in any manner, is prohibited. No patent liability is assumed with respect to the use of the information contained herein.

ANTENAS PARA RADIOAFICIONADOS

Copyright © 1969 por Arbó S. A. C. e I., Buenos Aires, Argentina. Todos los derechos reservados. Se prohíbe la reproducción o uso, sin permiso especial, del contenido editorial o gráfico. No se asume responsabilidad alguna sobre patentes, con respecto al uso de la información aquí contenida.

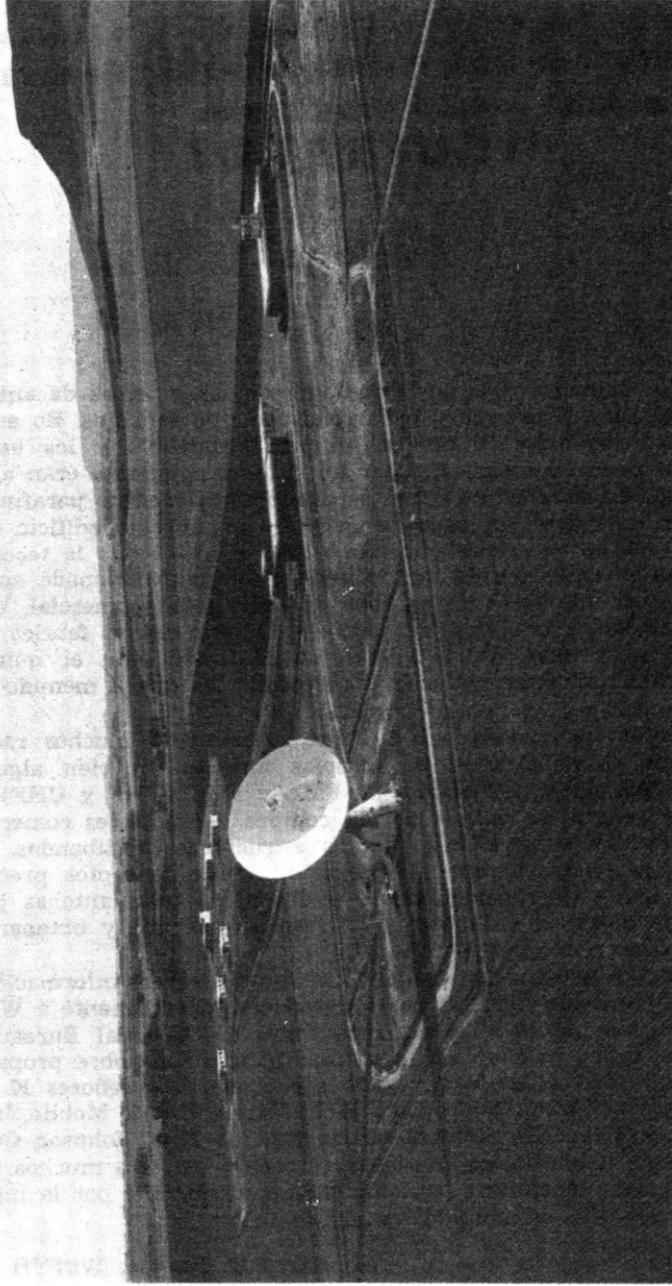
Prólogo

En los primeros días de la radioafición los sistemas de antena, para transmisión y recepción, eran relativamente sencillos. En aquella época tuvo auge la famosa antena "Zeppelin", y los únicos elementos necesarios para instalar un sistema irradiante eran algunos metros de alambre de cobre, separadores de madera parafinada, aisladores de vidrio, un pequeño mástil y un árbol o edificio cercanos. Desde entonces hasta nuestros días el avance de la tecnología de las antenas ha sido muy grande, y el radioaficionado actual tiene ante sí una serie de equipos de fabricación comercial, cada uno de los cuales es el "mejor" según el criterio de sus fabricantes. El novicio, en esas circunstancias, se confunde ante el número de variantes que intervienen en su elección, las que a menudo son desacertadas.

El autor tiene conciencia de que actualmente muchos radioaficionados no construyen sus propias antenas. Si bien algunos lo hacen todavía en las bandas de FME y FUE (VHF y UHF), la tendencia general se inclina por la compra de unidades comerciales, especialmente en el caso de las estructuras multibandas. Sin embargo, es necesario que el aficionado tenga conceptos precisos sobre la teoría de funcionamiento y diseño de tales antenas para que pueda elegir el sistema que le resulte más útil y obtener de él el máximo rendimiento.

Entre las personas y firmas que suministraron informaciones y dibujos para este libro, se desea agradecer especialmente a W. B. Chadwick, jefe de la sección Predicciones de National Bureau of Standards, quien proporcionó generosa información sobre propagación y actividad solar. También se agradece a los señores K. W. Scharping, W6KWF (Cubex Co.) E. F. Harris (Mark Mobile, Inc.) W.G. White (Hy-Gain Antenna Products), y a E. F. Johnson Company, Telrex Laboratories, Mosley Electronics, Inc., y a muchos más con particular mención de la Rohn Manufacturing Co. por la información y los dibujos incluidos en el Capítulo 8.

Harry D. Hooton, W6TYH



ESTACION TERRENA DE COMUNICACIONES POR SATELITE INSTALADA EN BALCARCE, PROVINCIA DE BUENOS AIRES
Antena de 30 metros de diámetro que apunta al satélite Intelsat III; Usina pabellón de equipos; casino y viviendas destinadas al personal superior, forman el conjunto de instalaciones que hace posible la recepción de imágenes via satélite.

Contenido

CAPITULO 1

TEORÍA DE LA PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS	7
El Espectro Magnético – Naturaleza de las Ondas de Radio – Formas de Propagación – Ciclo de Actividad de las Manchas Solares – Altura Virtual y Frecuencia Crítica.	

CAPITULO 2

BASES TEÓRICAS DEL FUNCIONAMIENTO DE LAS ANTENAS	28
Características de Radiación de un Conductor Recto – Efecto del Terreno y Antenas Imágenes – Diagramas de Irradiación del Dipolo Horizontal – Directividad Vertical.	

CAPITULO 3

ANTENAS PARA FRECUENCIAS ELEVADAS	46
Radiadores Lineales Horizontales – Antenas Direccionales Lineales a Desplazamiento de Fase – Las Antenas Cuádricas – Sistemas de Polarización Vertical.	

CAPITULO 4

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	79
Conceptos Básicos sobre Líneas de Transmisión – Análisis de las Líneas de Transmisión como Circuitos Eléctricos.	

CAPITULO 5

SISTEMAS DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS	95
Sección Adaptadora Básica – Adaptadores de Línea – Secciones de Línea como Dispositivos de Balance – Adaptación de Impedancias por Elementos Plegados.	

CAPITULO 6

SISTEMAS DE ACOPLAMIENTO DE ANTENA	111
Acoplador de Antena con Red Pi – Circuitos Acoplados por Eslabón.	

CAPITULO 7

CONSTRUCCIÓN DE ANTENAS	122
Antenas Tipo Yagi - Antenas Direccionales para FME (VHF) - Antenas Móviles.	

CAPITULO 8

TORRES Y ESTRUCTURAS DE SOPORTE	160
Torre de Comunicaciones de uso General - Especificaciones para Torres con Vientos - Torres con Vientos - Torres Articuladas - Mantenimiento de las Torres de Acero.	

CAPITULO 1

Teoría de la propagación de las ondas electromagnéticas

La existencia de ondas electromagnéticas, producidas por una corriente eléctrica oscilante de gran frecuencia, fue demostrada por primera vez por Heinrich Hertz en 1888. Estas ondas de energía electromagnética producidas por Hertz fueron conocidas, por mucho tiempo, como *ondas hertzianas*. Actualmente se las designa como *ondas de radio*. Entre los experimentos de Hertz se encontraba la utilización de un reflector parabólico ("antena") para concentrar sus ondas en haces estrechos. Esta y otras experiencias confirmaron que las ondas hertzianas eran fundamentalmente similares a las de la luz, es decir, que ambas eran ondas electromagnéticas. En honor a los trabajos de Hertz en este campo, el National Bureau of Standards (Oficina Nacional de Normas) de EE.UU. de N. A., ha adoptado el término Hertz para reemplazar a la antigua unidad de frecuencia, el ciclo por segundo. *

EL ESPECTRO ELECTROMAGNETICO

El espectro electromagnético se extiende sobre toda la gama de frecuencias utilizables. Dentro de este espectro, puede separarse

TABLA 1-1. EL ESPECTRO DE LAS RADIOFRECUENCIAS

Grupo	Designación	Símbolo	Rango de frecuencias
1	Baja frecuencia	BF	30 - 300 kHz
2	Media frecuencia	MF	300 kHz - 3 MHz
3	Frecuencia elevada	FE	3 - 30 MHz
4	Frecuencia muy elevada	FME	30 - 300 MHz
5	Frecuencia ultraelevada	FUE	300 MHz - 3 GHz
6	Frecuencia superelevada	FSE	3 - 30 GHz
7	Frecuencia extremadamente elevada	FEE	30 - 300 GHz

Nota: kilociclo por segundo (kHz): 1.000 ciclos por segundo; megaciclo por segundo (MHz): 1.000.000 ciclos por segundo; gigaciclo por segundo (GHz): 1.000.000.000 ciclos por segundo.

* (N. del T.) Es la nomenclatura adoptada en la traducción, en virtud de estar ampliamente difundido en nuestro medio el uso del Hz (Hertz), aunque en el original el autor ha preferido seguir utilizando "c/s" y la nomenclatura antigua.

la porción de "radio", que abarca desde aproximadamente 25 kHz (25.000 hertz) hasta unos 50.000 MHz (50.000.000.0000 hertz). Este rango de frecuencias comprende una relación total de 21 octavas entre sus valores extremos, es decir, una relación de aproximadamente 2 millones a 1. El espectro de radio presenta así la particularidad de ser muy amplio, si se lo compara, por ejemplo, con el espectro de la luz visible, que abarca apenas una octava (relación frecuencias extremas de 2 a 1).

Como puede apreciarse en la Tabla 1-1, el espectro de radio utilizable se divide, por comodidad, en siete grupos de frecuencias. Es el tercero de estos grupos, el comprendido entre 3 kHz y 30 MHz (3.000 a 30.000 kHz), el que constituye lo que se conoce vulgarmente como "ondas cortas" y el más utilizado para comunicaciones de larga distancia. Dentro del mismo están incluidas, como se verá, las bandas de aficionados de 80, 40, 20, 15 y 10 metros. Las frecuencias contenidas en los tres primeros grupos habían sido ya investigadas y utilizadas en su casi totalidad al comenzar la segunda guerra mundial. La banda de 28 a 30 MHz era ya de uso corriente a principios de la década de 1930.

Si bien antes de 1941 se registraba alguna actividad en la región de las frecuencias muy elevadas (FME), se circunscribía casi totalmente a estaciones de radioaficionados y servicios experimentales. Durante la guerra, sin embargo, las frecuencias contenidas en los grupos 4 y 5 fueron utilizándose cada vez más, principalmente con fines militares. El desarrollo del radar y otros equipos similares contribuyó a que luego, en tiempos de paz, estas frecuencias fueran utilizadas para radiodifusión de frecuencia modulada (FM) y servicios de televisión (TV).

Las frecuencias de los grupos 6 y 7 se utilizan en gran medida para servicios de comunicaciones de alta capacidad de trasmisión de información; por ejemplo, telefonía múltiplex y enlaces de televisión. También se las usa con fines militares. Como las longitudes de onda de esta región del espectro son extremadamente cortas, pueden desarrollarse antenas muy eficientes —reflectores parabólicos, bocinas y lentes dieléctricos— para concentrar las ondas en haces estrechos. La mayoría de las redes trascontinentales de televisión y de los circuitos telefónicos de larga distancia utilizan cadenas de estaciones repetidoras, transmisoras y receptoras de microondas. Generalmente estas estaciones, en los sistemas modernos, son automáticas y se manejan en forma remota.

NATURALEZA DE LAS ONDAS DE RADIO

Cuando se aplica una potencia de radiofrecuencia a una antena, los electrones contenidos en el metal que la forma se ponen inmediatamente en rápida oscilación. Estos electrones en movimiento constituyen una corriente eléctrica que cambia su dirección de flujo y su intensidad en forma cíclica. El proceso es el siguiente:

la corriente crece hasta llegar a un valor máximo, en una dirección; luego comienza a decrecer, llega a cero, cambia su sentido, crece hasta llegar a un máximo determinado en la dirección opuesta a la anterior, comienza a decrecer nuevamente, llega a cero, se invierte, y el proceso se repite. La secuencia de acontecimientos que se acaba de describir constituye lo que se llama *un ciclo de corriente* alterna u oscilante. La *frecuencia* de la corriente es el número de ciclos que ocurren en la unidad de tiempo (generalmente se toma como unidad de tiempo el segundo). Las antenas del espectro de radio y las que se describen en este libro están diseñadas para frecuencias de miles de millones de ciclos por segundo. Por comodidad, en lugar de utilizar la leyenda completa "ciclos por segundo" se empleará en adelante el Hertz y sus múltiplos, según ya se ha expuesto (Hz, kHz, MHz). A veces, una frecuencia determinada puede designarse con igual facilidad utilizando como unidad el kHz o el MHz. Por ejemplo, la frecuencia de 3.500.000 ciclos por segundo puede escribirse indiferentemente como 3,5 MHz o 3.500 kHz.

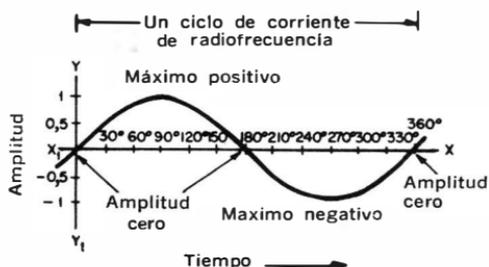


Fig. 1-1. Flujo de corriente en un conductor rectilíneo.

Cuando una corriente eléctrica se mueve, como en el caso de la antena, provoca alrededor del conductor por el cual se desplaza la aparición de un campo magnético concéntrico a dicho conductor. La dirección de las líneas de fuerza del campo magnético se determina fácilmente mediante la conocida "regla del tirabuzón". *

Al mismo tiempo que se forma el campo magnético en virtud de la corriente que circula por la antena, el simple desequilibrio de cargas eléctricas (electrones) en el conductor provoca la aparición de un campo electrostático cuyas líneas de fuerza son siempre perpendiculares a las líneas de fuerza del campo magnético. La combinación de ambos campos, el magnético y el eléctrico, puede visualizarse en forma aproximada suponiendo que el eje de la Tie-

* (N. del T.) Si se supone que un tirabuzón penetra en un corcho siguiendo la dirección de la corriente, el giro del tirabuzón (horario si el tirabuzón avanza y antihorario si retrocede) indica el sentido de giro de las líneas de fuerza del campo magnético alrededor del conductor.

rra fuera una antena. Las líneas de fuerza del campo magnético, en un instante determinado, podrían tener la forma de los paralelos terrestres. En ese mismo instante, las líneas de fuerza eléctricas serían análogas a los meridianos del globo terráqueo.

La "forma" de la corriente eléctrica que circula en el conductor en un instante determinado es similar a la onda senoidal que se muestra en la Fig. 1-1. A medida que la corriente se desplaza a lo largo del conductor, los dos componentes del campo (campo electrostático y campo magnético) crecen, se anulan y cambian de dirección en concordancia con las corrientes de la antena. En el campo de radiación así formado se almacena la energía de las cargas eléctricas (electrones) del conductor que forma la antena. Si se pudiera excitar una antena con un solo ciclo de radiofrecuencia, de modo que comenzara a oscilar, se produciría aproximadamente la siguiente secuencia:

1. La corriente de radiofrecuencia se desplazaría desde el punto de alimentación (el punto en que entró a la antena) hacia el extremo de la misma, tomando la forma de un ciclo de onda senoidal. Al mismo tiempo, se establecerían los campos eléctrico y magnético correspondientes.
2. Cuando la corriente llegara al extremo del conductor, los electrones se "apilarían" hasta llegar a una tensión máxima, porque los extremos abiertos de la antena representan una valla insalvable para la corriente eléctrica, que no se puede prolongar más allá de ellos.
3. La corriente sería reflejada desde el extremo hacia el centro y recorrería la antena en sentido inverso al primitivo.
4. Una vez completado el recorrido, la corriente sería reflejada nuevamente, y el proceso continuaría.

Si no hubiera más ciclos de corriente de radiofrecuencia que ingresaran en la antena, el ciclo original continuaría "rebotando" de extremo a extremo de la misma hasta que su energía fuera disipada completamente en forma de calor y radiación. El funcionamiento de la antena, por lo tanto, es totalmente análogo al de un circuito resonante formado por un capacitor, una bobina y una resistencia. Según se verá más adelante, en realidad una antena diseñada correctamente es totalmente equivalente a un circuito resonante a la frecuencia para la cual ha sido diseñada.

Cuando la onda senoidal fluye a través del conductor de la antena, los campos eléctrico y magnético resultantes varían en forma y valor siguiendo paso a paso las variaciones de la corriente que les da origen. Cuando la corriente llega a un máximo, el campo combinado (campo electromagnético) será máximo también; cuando la corriente es nula el campo se anulará, y cuando la corriente cambia de sentido, se produce un cambio de polaridad en los campos.

El proceso de radiación de energía electromagnética por parte de una antena puede, tal vez, comprenderse más fácilmente asimi-

lando el funcionamiento de la antena al de un circuito resonante formado por una bobina y un capacitor. En el momento en que empieza a fluir una corriente senoidal por el circuito, aparece un campo magnético alrededor de la bobina. A medida que aumenta el flujo de corriente, el campo magnético aumenta a la misma velocidad. Cuando la corriente llega al máximo lo hace también el campo magnético, y cuando la corriente comienza a disminuir, el campo disminuye también. Si la corriente se anula y comienza a fluir en la dirección contraria a la original, el campo sufre el mismo proceso. A medida que se repiten estos procesos formando los sucesivos ciclos de la corriente alterna en la bobina, el valor del campo magnético va describiendo también en el tiempo una onda senoidal.

La descripción anterior es, sin embargo, simplificada. Su principal valor consiste en que, salvo que en una antena se presenten el campo magnético y el eléctrico combinados, el campo magnético de una antena y el campo magnético de la bobina de un circuito resonante varían de la misma forma. La principal diferencia que surge al analizar la analogía es que el campo magnético de la bobina del circuito resonante está confinado a una región muy reducida del espacio, el cual está concentrado principalmente en la vecindad inmediata de la bobina. En cambio, la antena está normalmente formada por alambres tendidos en línea recta; el campo magnético producido por un alambre está mucho más distribuido en el espacio que en el caso de una bobina, y por la misma razón es mucho menos denso.

Tanto en una bobina como en una antena, un gran porcentaje de la energía queda almacenado en el campo magnético. En la bobina, el campo es pequeño y altamente concentrado, y las líneas de fuerza del mismo envuelven las espiras de la bobina. La energía almacenada aparece principalmente bajo la forma de fuerza electromotriz autoinducida. La irradiación de energía desde la bobina es muy pequeña.

El campo formado alrededor de una antena, en cambio, es mucho más "grande" (es decir, ocupa una región mayor del espacio) que el campo de una bobina. A medida que la onda senoidal de radiofrecuencia aumenta su valor de corriente hasta el máximo, el campo magnético se expande hasta alcanzar un gran tamaño. Cuando la corriente comienza a disminuir para finalmente alcanzar el valor cero, el campo de la antena disminuye también hasta cero en forma similar al campo de la bobina. Sin embargo, como el campo ocupa una gran región del espacio, muy poca de la energía almacenada en él retorna a la antena como fuerza electromotriz autoinducida. La mayor parte de la energía, en cambio, se irradia al espacio bajo la forma de ondas electromagnéticas. Estas irradia-ciones se alejan de la antena a la velocidad de la luz, es decir, $2,998 \times 10^8$ metros por segundo, o proximadamente 300.000 kilómetros por segundo.

Relación entre frecuencia y longitud de onda

El número de ondas completas que pasan por un punto fijo determinado por unidad de tiempo (generalmente un segundo) se conoce como *frecuencia* de la onda considerada. La distancia que recorre la onda desde dicho punto fijo a partir del momento en que comienza un período hasta el momento en que comienza el período siguiente, es la *longitud de onda*. En todas las condiciones prácticas que se dan en ingeniería de radio, la onda electromagnética oscila normalmente muchos miles de millones de veces por segundo. Es por esta razón que resulta conveniente introducir aquí las unidades de frecuencia que ya hemos definido anteriormente (kilohertz o kilociclos por segundo, megahertz o megaciclos por segundo). Para las bandas de microondas conviene emplear —por comodidad— una unidad compuesta: el kilomegahertz o kilomegaciclo por segundo, que representa mil millones de ciclos por segundo.

En adelante se utilizará para esta unidad la abreviatura GHz (gigahertz).

La velocidad de las sondas de radio que viajan en el espacio es igual a la velocidad de la luz, es decir, aproximadamente 300.000 kilómetros por segundo. De lo dicho se desprende que la relación entre la frecuencia de una onda y su longitud en el espacio libre es

$$\text{Longitud de onda} = 300.000 \text{ km/seg./frecuencia.}^*$$

Suele darse a la longitud de onda el símbolo de la letra griega λ y a la frecuencia, f . Llamando c a la velocidad de la luz, la fórmula general es

$$\lambda = c/f$$

Como fórmula práctica puede utilizarse

$$\lambda = 300.000/f$$

donde, al poner en lugar de la letra f la frecuencia en kilociclos por segundo (kHz), el número obtenido es directamente la longitud de onda en metros.

Todas las ecuaciones anteriores sirven para determinar la longitud de una onda cualquiera *en el espacio libre* cuando se conoce su frecuencia, o esta última si se conoce la primera. Su utilidad es muy grande y será utilizada frecuentemente a lo largo de este texto para calcular dimensiones de antenas.

FORMAS DE PROPAGACION

Propagación por onda terrestre

Las ondas de radio que viajan a través de la superficie curva de la Tierra sin penetrar en su ionosfera se llaman *ondas terres-*

* (N. del T.) Desde el punto de vista matemático, la unidad hertz o ciclo por segundo es directamente la inversa de un segundo (1/seg), ya que el "ciclo" no es ninguna magnitud física sino un número sin dimensión. Por lo tanto, al utilizar esta fórmula y dar la frecuencia en kHz (1.000 \times 1/seg) la longitud de onda queda expresada en metros, pues es (km./seg) / (kHz) = (1.000 \times m.seg) / (1.000 \times 1/seg) = m. En adelante, cuando no se indique en cada fórmula las unidades que han de utilizarse, deben entenderse las unidades comunes del sistema MKS (metro, segundo, hertz, etc.).

tres. En la propagación de las ondas terrestres se observa que las mismas mantienen permanente contacto con la superficie de la tierra desde la antena trasmisora hasta la receptora. Como resultado de esta circunstancia, su movimiento sobre el terreno provoca en el mismo la aparición de pequeñas corrientes eléctricas que rápidamente debilitan la onda original a medida que se aleja del transmisor. En algún momento la pérdida total de energía es tan grande que para todos los fines prácticos la onda "desaparece".

Con la única excepción de la banda de 160 metros, de aficionados, la propagación por onda terrestre resulta de poco uso para los radioaficionados. En la mayoría de las bandas de aficionados las longitudes de onda son demasiado pequeñas para permitir este tipo de radiación, porque a medida que la longitud de onda disminuye, las corrientes inducidas en el terreno debilitan tanto la onda terrestre que su amplitud se anula a muy poca distancia del transmisor (dentro de un radio de algunos kilómetros).

Propagación en línea recta (alcance visible)

La propagación en línea recta o visible tiene lugar cuando la onda emitida desde la antena trasmisora viaja en forma directa a la antena receptora sin tocar el terreno ni la ionosfera. Este tipo de radiación se utiliza principalmente en las bandas de FME y FUE (frecuencias muy elevadas y ultraelevadas) por encima de los 30 MHz. Un ejemplo de aplicación práctica de esta forma de transmisión la constituyen los servicios de televisión (TV) y radiodifusión de frecuencia modulada (FM).

Según se indica en la Fig. 1-2, la onda irradiada desde una antena que funciona según este principio queda confinada principalmente a un plano horizontal para conseguir la mayor transferencia de potencia hacia la antena receptora. En la propagación de alcance visible, o línea recta, las alturas de las antenas trasmisora y receptora y la distancia entre las mismas juegan un importantísimo papel en la comunicación. Para entender los principios de este tipo de transmisión deben introducirse aquí dos locuciones nuevas: una de ellas es la *distancia al horizonte*, que es la distancia cubierta por una onda que se propaga en línea recta desde la antena hasta rozar tangencialmente la superficie de la Tierra. La *distancia de alcance visual*, en cambio, es la máxima distancia a la cual pueden instalarse dos antenas de alturas determinadas sobre la superficie de la tierra si se desea que pueda establecerse entre ambas una comunicación basada en la propagación directa por línea recta.

Puede verse que en la *distancia de alcance visual* influyen las alturas de ambas antenas. Respecto a la Fig. 1-3, por ejemplo, puede apreciarse que a medida que aumenta la altura de las torres aumentan también las respectivas distancias al horizonte y la distancia de alcance visual, que no es otra cosa que la suma de las distancias al horizonte de ambas antenas. Normalmente se busca

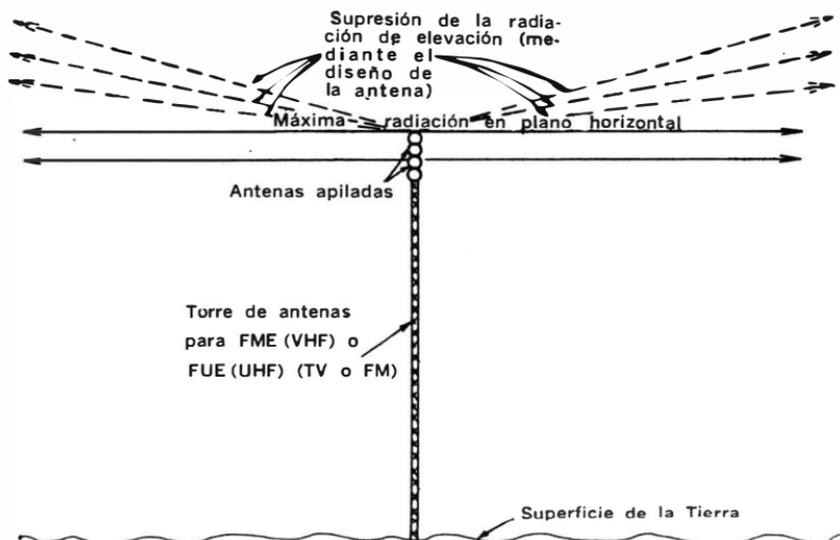


Fig. 1-2. Propagación por línea directa desde una antena de TV o FM.

que la antena transmisora esté ubicada tan alta como sea posible, para dar una señal potente a la mayor área de servicio que pueda abarcar. Si la antena receptora está ubicada más allá de la distancia al horizonte de la antena transmisora, debe elevársela sobre el terreno para poder conseguir un nivel de recepción aceptable.

En la Fig. 1-4 puede apreciarse el método básico para calcular el alcance visual al horizonte de la antena transmisora. Para la antena receptora, cuando sea necesario, puede realizarse un cálculo similar. La suma de ambas distancias al horizonte da la distancia de alcance visual para dos antenas de alturas dadas.

La distancia al horizonte de una antena transmisora de altura h , como la de la Fig. 1-5, es la medida del segmento de línea recta que une los puntos B y C. El segmento de C a A representa el

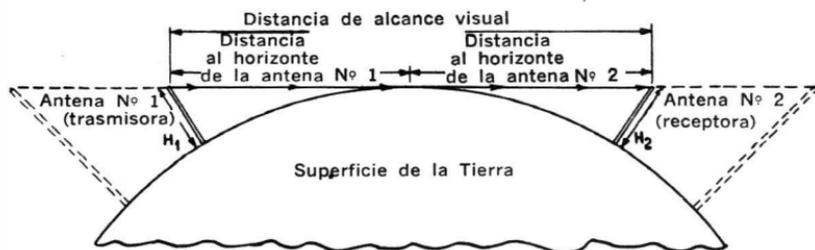


Fig. 1-3. Distancia de alcance visual y distancia al horizonte.

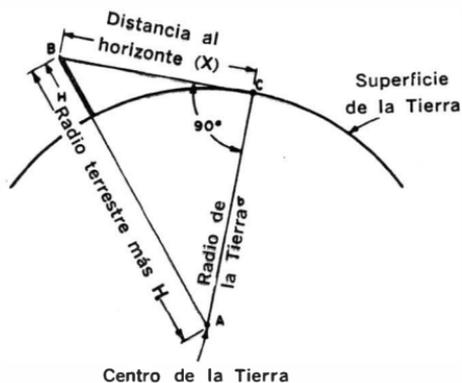


Fig. 1-4. Cálculo geométrico de la distancia al horizonte de una antena.

radio (R) de la Tierra, es decir, aproximadamente 6.500 kilómetros. La línea que va desde A hasta B es el radio de la Tierra más la altura de la antena.

Las líneas rectas que unen los puntos A, B y C forman un triángulo rectángulo de lados a, b y c; los lados a y b son los

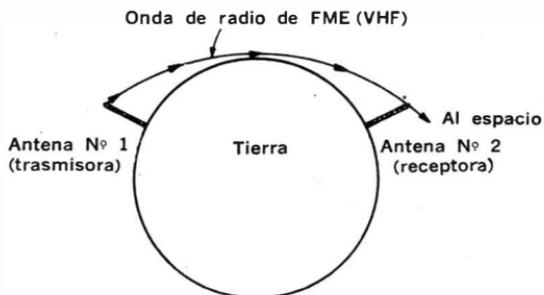


Fig. 1-5. Extensión de la distancia al horizonte y de la distancia de alcance visual por la curvatura de las ondas.

catetos del triángulo y c es la hipotenusa. Cuando se conocen dos lados de un triángulo rectángulo puede calcularse el tercero mediante la fórmula del teorema de Pitágoras: el cuadrado de la hipotenusa es igual a la suma de los cuadrados de los catetos. Simbólicamente, $c^2 = a^2 + b^2$. Tomando en cuenta las dimensiones del triángulo que nos interesa, la ecuación final (a partir del análisis de la Fig. 1-4) es

$$X = 3,61 \sqrt{h}$$

donde X = distancia al horizonte en kilómetros.

h = altura de la antena en metros.

Sin embargo, de la actividad de los aficionados y de otras observaciones, se ha establecido que el *verdadero* valor de la máxima distancia de alcance visual directo es mayor que el calculado por la fórmula anterior. La explicación que se da para este fenómeno es que, dada la estructura de la atmósfera en la zona cercana a la superficie de la Tierra, las ondas se curvan ligeramente hacia abajo (Fig. 1-5) logrando de este modo recorrer distancias mayores que las que se deducen suponiendo un camino recto. Como resultado de estas consideraciones, en la práctica conviene alterar ligeramente la ecuación anterior y escribir.

$$X = 4,14 \sqrt{h}$$

En ambas ecuaciones se supone que entre la antena y el horizonte la superficie de la Tierra es perfectamente lisa y esférica.

Propagación por onda espacial

Salvo para algunas comunicaciones locales que pueden realizarse por onda terrestre, casi todas las comunicaciones hechas en la región de frecuencias que va desde los 3 hasta los 30 MHz (frecuencias elevadas - FE) se llevan a cabo por onda espacial. En la Fig. 1-6 se muestra cómo una onda de radio que viaja desde la antena transmisora siguiendo un cierto ángulo de elevación es refractada en la ionosfera y vuelve a la superficie de la Tierra.

La ionosfera es una zona de la atmósfera afectada por la radiación ultravioleta del Sol, además de radiaciones de partículas producidas por explosiones termonucleares en el Sol, rayos cósmicos, meteoritos y probablemente otras causas menos comprendidas. Sin embargo, la mayor parte de la ionización de la atmósfera se produce por efecto de los rayos ultravioletas contenidos en la luz solar. Cuando una onda electromagnética de la longitud de onda del ultravioleta choca contra un átomo de la atmósfera, el resultado más probable es que alguno o varios de los electrones del átomo salten de una órbita interior a otra órbita más exterior, absorbiendo así parte de la energía de la onda. La absorción de energía, sin embargo, puede ser suficiente para desprender completamente al electrón de su átomo. El átomo que ha perdido un

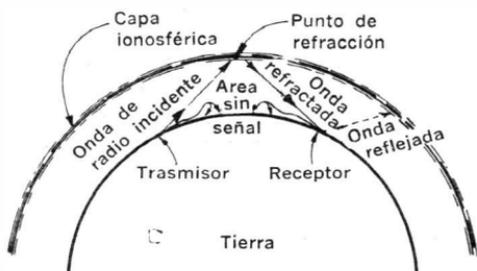


Fig. 1-6. Refracción de las ondas de radio por la ionosfera.

electrón queda cargado positivamente, y se conoce como *ion positivo*. La onda ultravioleta, por lo tanto, al pasar a través de la atmósfera crea pares de iones positivos y de electrones libres. La densidad de iones así formados depende en gran medida de la densidad propia de la atmósfera y de la energía de la onda ultravioleta. Como cada vez que la onda ioniza un átomo pierde parte de su energía, después de atravesar una cierta capa de atmósfera los rayos ultravioletas resultan notablemente debilitados y disminuye su capacidad para formar nuevos iones. Esto explica que las regiones ionizadas de la atmósfera sean principalmente las superiores, formándose así una especie de capa o "casarón" esférico cuyas condiciones de propagación, como se verá, son considerablemente distintas a las de la atmósfera normal.

Si bien el proceso de "bombardeo" ultravioleta propende a formar iones positivos y electrones negativos, estos elementos tienden naturalmente a recombinarse para volver a formar átomos neutros. La velocidad de recombinación está directamente relacionada con la densidad de la atmósfera y con la densidad de iones libres. Se entiende que a medida que continúa el "bombardeo" la concentración de iones irá aumentando progresivamente, y con ella la velocidad de recombinación, hasta que se llegue a un estado de equilibrio en el cual la densidad de iones hace que la velocidad de recombinación sea exactamente igual a la de formación de los iones. En ese estado de equilibrio la capa iónica permanecerá estable.

La radiación ultravioleta no abarca solamente una frecuencia sino una gama o banda de ellas, y la penetración de las ondas ultravioletas en la atmósfera depende de su frecuencia (o longitud de onda). Las ondas de menor frecuencia (mayor longitud de onda) tienden a perder energía a mayor altura, produciendo una capa iónica superior. Las ondas de mayor frecuencia, en cambio (menor longitud de onda), penetran más profundamente en la atmósfera por su mayor energía, produciendo capas iónicas de menor altitud. Las principales capas que forman la ionosfera se clasifican como regiones "D", "E", "F1" y "F2". A continuación se expondrá con mayor detalle la formación y características de propagación de cada una de esas capas.

La región "D"

La región "D" es, de las cuatro que forman la ionosfera, la de menor altura, Fig. 1-7. A causa de su elevada ionización, prácticamente no produce ninguna reflexión; la onda espacial es completamente absorbida al llegar a esta capa. La capa "D" se ubica en los límites inferiores de la capa "E", solamente durante las horas diurnas.

La capa "E"

Esta capa existe solamente de día y se ubica a una altura de 100 kilómetros aproximadamente sobre la superficie de la Tierra.

Su origen se debe enteramente a la radiación ultravioleta del Sol, y puede producirse sólo en regiones de la atmósfera en que la velocidad de recombinación de los iones y electrones es alta. Como su existencia depende directamente del Sol, sus características varían considerablemente de estación en estación. Para todos los fines prácticos, desaparece completamente en un corto intervalo de tiempo a partir del crepúsculo. Como es dable esperar, la formación de la capa comienza al amanecer y su ionización es máxima a mediodía, cuando los rayos solares son más verticales. La ionización disminuye por la tarde y llega prácticamente a cero después de la puesta del Sol.

La capa "F1"

Durante las horas diurnas la capa "F1" se ubica a una altura aproximada de 200 kilómetros. Durante la noche desaparece o se eleva hasta confundirse con la capa "F2". Sus características, durante las horas del día, son similares a las de la capa "E". En

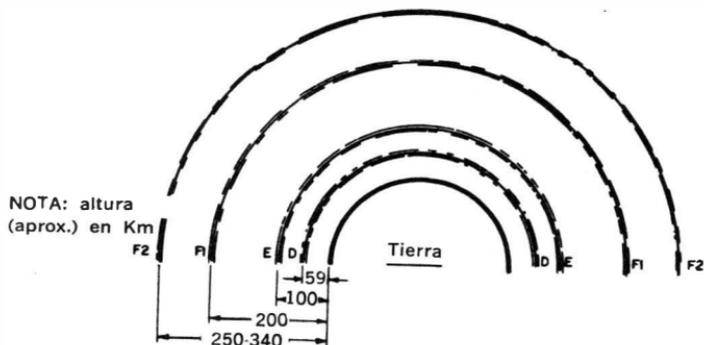


Fig. 1-7. Estructura de la ionosfera.

general, puede decirse que la capa "F1" contribuye muy poco a las comunicaciones, siendo su principal efecto absorber energía de las ondas que pasan a través de ella.

La capa "F2"

Esta capa es la más importante de las 4 que forman la ionosfera, desde el punto de vista de las comunicaciones. Es la más ionizada, y se encuentra en todas las estaciones del año tanto de día como de noche. Su altura varía entre 250 y 340 kilómetros sobre la Tierra, dependiendo de la estación, hora y ubicación del año dentro del ciclo de actividad de las manchas solares. El cambio en la densidad de ionización es bastante similar al de la capa "E", pero menos pronunciado. La densidad de la capa "F2" es má-

xima poco después del mediodía, y decrece gradualmente durante la tarde y la noche. La densidad mínima se alcanza inmediatamente antes del amanecer. Después de la salida del Sol aumenta lentamente hasta alcanzar su máximo a la hora indicada. Si bien la densidad iónica desciende durante la noche, el nivel se mantiene todavía relativamente alto. La causa de este fenómeno es que la capa "F2" se ubica en una región muy tenue de la atmósfera. Esto hace que la velocidad de recombinación de iones y electrones sea lenta y que el nivel de ionización dependa menos de la altura del Sol.

A pesar de que esta capa ha sido estudiada durante años por científicos y radioaficionados, todavía no ha podido ser explicada en forma clara. Se cree generalmente que el ascenso en altura y la disminución de densidad durante los meses de verano se debe al efecto de calentamiento de los rayos solares. Aparentemente la disminución del calor que proviene del Sol durante las últimas horas de la tarde y durante la noche hace que la capa descienda en estos períodos. Su altura durante la noche es de aproximadamente 300 km en todas las estaciones.

La ionización de la capa "F2" es afectada también por la radiación de partículas desde el Sol, ya que el campo magnético de la Tierra ejerce una fuerte influencia sobre la distribución de los iones en la capa. La mayor densidad iónica (y por lo tanto también la mayor frecuencia crítica, según se explicará más adelante) se presenta en una región a aproximadamente 20° de los polos magnéticos terrestres.

La distribución del campo magnético terrestre no es uniforme y, como es dable esperar, la capa "F2" refleja estas irregularidades mediante bruscos cambios de ionización al pasar de un punto a otro de la misma latitud. Para facilitar las predicciones sobre condiciones de propagación basadas en el estado "normal" de la ionosfera, se divide a la Tierra en zonas Este, Oeste e intermedias, cada una de las cuales representa un cierto grado de intensidad magnética. Hay organismos especializados que confeccionan en forma regular pronósticos de densidad iónica para distintos lugares durante un período determinado*. Estos mapas tienen gran valor para los aficionados interesados en comunicaciones a larga distancia (DX).

Además de los factores "normales" que influyen en la ionización de la capa "F2", deben tenerse en cuenta los anormales, tales como erupciones solares, tormentas magnéticas y otros factores de perturbación. En general las condiciones anormales son prácticamente imposibles de predecir, al menos con un grado de exactitud aceptable. No deben confundirse las erupciones solares con

* (N. del T.) En nuestro país el Laboratorio Ionosférico de la Armada (L.I.A.R.A.) prepara mapas de condiciones de propagación distribuidas según las distintas bandas de aficionados. Estos mapas se publican mensualmente en "Revista Telegráfica-Electrónica", editada por Arbó, S. A. En E.E. U.U. de N. A., según el texto original, dicha función es cumplida por el National Bureau of Standards (Oficina Nacional de Normas).

las manchas comunes de la superficie solar; estas se presentan siguiendo una frecuencia que varía cíclicamente cada once años. Las erupciones solares son, según se cree, enormes reacciones parecidas a explosiones atómicas. Generalmente se las observa como un súbito destello muy brillante cerca de un grupo de manchas. Cada vez que se produce una erupción hay un considerable desprendimiento de energía radiante, principalmente bajo la forma de ondas ultravioletas y rayos X, y también como corpúsculos subatómicos o partículas elementales. Aparentemente esta radiación provoca una intensa ionización de las capas "D" y "E", aumentando su poder de absorción a las frecuencias de las ondas de radio. Como la energía radiante viaja a la velocidad de la luz, y las partículas elementales despedidas por la erupción lo hacen a una velocidad cercana a aquélla, los efectos del fenómeno se ponen de manifiesto en forma casi inmediata. Las primeras frecuencias afectadas suelen ser las del extremo inferior del espectro de 3 a 30 MHz. Si la radiación es muy intensa, estas bandas pueden quedar, incluso, completamente "muertas". Normalmente la llamarada que acompaña a la erupción dura solamente algunos minutos, y después de alcanzar un máximo la radiación decrece rápidamente. Sin embargo los efectos pueden persistir durante algún tiempo, particularmente en las frecuencias inferiores. En la mayoría de los casos las bandas de frecuencia más elevadas son las últimas en ser afectadas y las primeras en recobrar la normalidad después de la erupción. Las consecuencias son más intensas en las regiones del planeta en que es de día al producirse la erupción, porque las regiones en sombra están "blindadas" en ese momento de la radiación.

Las partículas elementales emitidas por el Sol son atrapadas por el campo magnético terrestre y tienden a disponerse según las líneas de fuerza del mismo. Cuando se produce una concentración de partículas en la cercanía de los polos, el campo magnético sufre perturbaciones que se conocen como "tormentas magnéticas".

Las tormentas magnéticas, que han sido estudiadas durante muchos años, tienen como efecto principal producir corrientes en la superficie de la Tierra, en las líneas telefónicas y en otros circuitos. Durante tormentas magnéticas severas se han medido, en latitudes medias, potenciales de hasta 200 milivolts por kilómetro, y más altos aun cerca de los polos. Durante estas tormentas aumentan en frecuencia las perturbaciones ionosféricas y las auroras boreales. Debe concluirse, por lo tanto, que existe una decidida correlación entre estos fenómenos y la actividad solar. Confrontando los datos medidos con la actividad de las manchas solares, se aprecia que las perturbaciones se producen con mayor frecuencia cuando la actividad solar es máxima (mayor frecuencia de aparición de manchas), y viceversa. Este tipo de perturbaciones presenta un ciclo de 11 años, correspondiente al ciclo de actividad del Sol.

Hay otras perturbaciones que tienen un ciclo de 27 días, y corresponden al período de rotación de Sol. Normalmente estas perturbaciones no son tan severas como las provocadas por las erupciones solares, pero pueden durar varios días. Resultan mucho más notorias durante los períodos de mínima actividad de las manchas solares.

Refracción de las ondas de radio

Cuando se establece una comunicación de larga distancia mediante la onda espacial, ésta incide sobre una capa ionizada formando un cierto ángulo con la perpendicular a la misma. Suele decirse que la onda resulta "reflejada", volviendo a la Tierra con la misma inclinación. Aunque el término "reflejada" es de uso común, en rigor de verdad debería decirse que la onda es "refractada" por la capa ionizada, de la misma forma en que la luz solar es refractada por un prisma. En este último caso hay dos factores

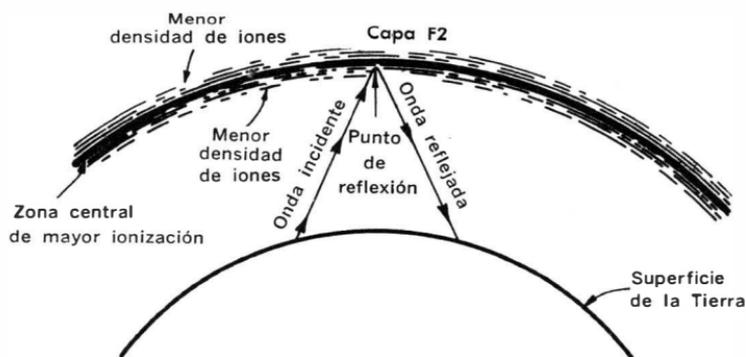


Fig. 1-8. Refracción ionosférica.

que determinan el ángulo de refracción: el ángulo de incidencia y el índice de refracción del cristal. Según se define para la luz el índice de refracción es la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la correspondiente velocidad en el medio refractante. Para la propagación de las ondas de radio, sigue valiendo la definición en los siguientes términos: el índice de refracción es la relación entre la velocidad de la onda en el espacio libre (velocidad de la luz) y la *velocidad de fase* de la onda en el medio.

En la Fig. 1-8 se muestra una onda de radio y cómo es refractada cuando ingresa a la capa ionizada. La velocidad de la onda en el espacio libre se considera —para fines prácticos— igual a 300.000 kilómetros por segundo. A medida que la onda pasa de la atmósfera normal a la capa ionizada, los campos electromagnéticos oscilantes que la componen actúan sobre los iones y electro-

nes de la capa y los excitan, poniéndolos en movimiento oscilatorio. Estos oscilan a la frecuencia de la onda y, en virtud de dicha oscilación, irradian a su vez ondas electromagnéticas.*

Si bien la frecuencia de dichas radiaciones es igual a la frecuencia de la onda incidente, su fase es diferente; este desplazamiento de fase (o para ser más precisos: esta variación de velocidad de fase) altera la dirección de la onda electromagnética resultante, de modo que tiende a tomar un camino curvo que la aleja de la zona ionizada. A medida que penetra más profundamente en la zona iónica, la onda encuentra una densidad creciente de iones. Como consecuencia, su trayectoria se curva cada vez más (Fig. 1-9) y por fin emerge de la zona ionizada con el mismo ángulo con el que incidió en ella. Este ángulo se conoce como "ángulo de refracción". Cuando se aumenta la frecuencia la onda incidente penetra más profundamente en la ionosfera. El camino curvo dentro de la zona ionizada se hace cada vez más amplio, y

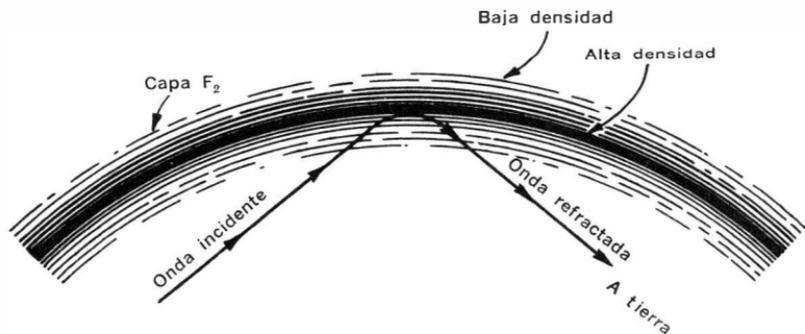
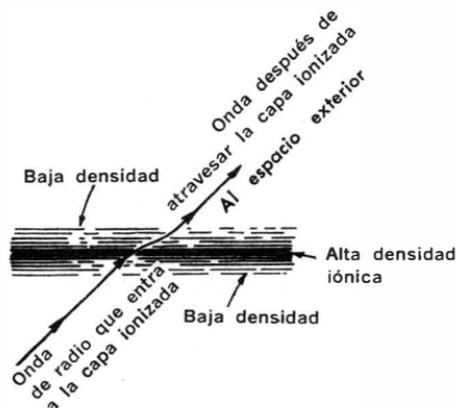


Fig. 1-9. Camino de una onda en una capa ionizada.

el punto de retorno a la Tierra, más alejado. Si se aumenta la frecuencia hasta un punto en el cual la onda pasa a través de la región de mayor densidad iónica y penetra en la mitad superior de la capa, donde la intensidad iónica vuelve a disminuir, el camino de la onda será una curva en forma de S (ver Fig. 1-10). Esta frecuencia es la *frecuencia crítica*. Si bien su valor varía considerablemente de acuerdo a las condiciones ionosféricas, la refracción de las ondas de radio termina por lo común entre los 40 y los 50 MHz. En general, puede afirmarse que las ondas por encima de 50 MHz sólo resultan útiles para comunicaciones de alcance visual directo, porque la onda espacial pasa a través de la ionosfera y se pierde en el espacio.

* (N. del T.) Puede considerarse a cada ion o electrón en oscilación como una minúscula antena recorrida por una corriente oscilante (ver el párrafo respectivo).

Fig. 1-10. Onda de radio que atraviesa una capa ionizada.



Propagación esporádica por capa "E"

Fueron los radioaficionados los primeros en descubrir que, en ciertas condiciones ionosféricas, son posibles comunicaciones de larga distancia a frecuencias de 50 MHz y más elevadas aun. Este tipo de transmisión se produce esporádicamente por reflexión en la capa "E". Las regiones de elevada ionización, llamadas "nubes" iónicas, son generalmente pequeñas y delgadas. Suelen desplazarse a una velocidad de varios cientos de kilómetros por hora y siguen al Sol en su desplazamiento aparente.

La propagación por capa "E" tiene como característica principal la producción de señales muy intensas a distancias de aproximadamente 2.200 kilómetros. Normalmente la duración del fenómeno es limitada, porque el desplazamiento de la "nube" iónica la pone rápidamente fuera del alcance de la antena transmisora.

El camino de transmisión más común es una única refracción o "salto" desde la "nube" iónica. Se sospecha que las condiciones de "salto corto" ("short skip") que suelen presentarse en las bandas de 10, 15 y 20 metros se deben también a propagación esporádica por capa "E". La causa exacta de estos fenómenos no está aún bien estudiada.

Propagación por reflexión meteórica y difusión ionosférica

Un meteorito que pasa a alta velocidad por la atmósfera deja tras sí una estela de gases ionizados, similares a las estelas de vapor condensado que producen los motores de los aviones a retropropulsión. La ionización de las colas de los meteoritos es suficiente para producir reflexión de las ondas en el rango de frecuencias de 20 a 50 MHz. Por supuesto, este tipo de propagación es esporádico por su misma naturaleza. Sin embargo, actualmente se llevan a cabo profundos estudios e intensa experimentación en este campo, haciendo suponer que en el futuro este tipo de pro-

pagación asumirá gran importancia, sobre todo en los terrenos militar y comercial.

Durante la producción de una estela ionizada por un meteorito, la señal recibida puede ser intensa; cuando desaparece la ionización cesa todo camino de comunicación entre las estaciones transmisora y receptora. En cambio, en la propagación por difusión ionosférica persiste siempre una señal muy débil. Se asegura el éxito de las comunicaciones utilizando transmisores muy potentes (varios cientos de kilowatts) y receptores especiales de bajo ruido. En la mayoría de los casos, para asegurar niveles de recepción aceptables, es necesario utilizar también antenas muy direccionales y elaboradas, de elevadísima ganancia. Las señales obtenidas por difusión ionosférica, si bien son más débiles que las que pueden producirse por otros medios de propagación, tienen la virtud de ser constantes. Además, no suelen ser afectadas por perturbaciones de la ionosfera, tormentas magnéticas, etc.

CICLO DE ACTIVIDAD DE LAS MANCHAS SOLARES

Desde épocas remotas el hombre advirtió la existencia de manchas oscuras en la superficie del Sol. Sin embargo, no se realizaron observaciones científicas en este terreno hasta después de la invención del telescopio, en el siglo XVII. De allí en adelante, comenzando con las observaciones de Galileo (alrededor de 1610) y hasta mediados del siglo XIX, las manchas han merecido siempre considerable atención por parte de los astrónomos. Pero, ninguno de los científicos que se ocuparon de ellas dejaron registros adecuados de su trabajo. Durante los últimos 100 años, sin embargo, científicos de todo el mundo han continuado con los estudios de las manchas solares, y los resultados obtenidos se envían, actualmente, al Observatorio Federal de Zurich, en Suiza, para su verificación y distribución a los científicos de todas las naciones.

Los primeros datos recogidos indicaban que el número de manchas solares variaba de día en día en forma esporádica. A medida que se fueron recogiendo más observaciones, pudo establecerse que la actividad o frecuencia de aparición de las manchas seguía variaciones cíclicas con un período aproximado de 11 años. El método preciso para contar las manchas y determinar el ritmo de su aparición fue desarrollado por Rudolf Wolf en 1852. Básicamente consiste en la cuenta cuidadosa, y registro, del número de manchas aparecidas diariamente durante un mes. Luego, se hace un promedio para ese mes y estos promedios se llevan a un gráfico que abarca varios años, como puede apreciarse en la Fig. 1-11. Un análisis cuidadoso de los datos recogidos en el último siglo indica que el período *medio* de la actividad cíclica de las manchas es de 11,1 años.

Durante los tres últimos ciclos el valor máximo de la actividad ha ido creciendo constantemente. En 1933 ocurrió un mínimo. La

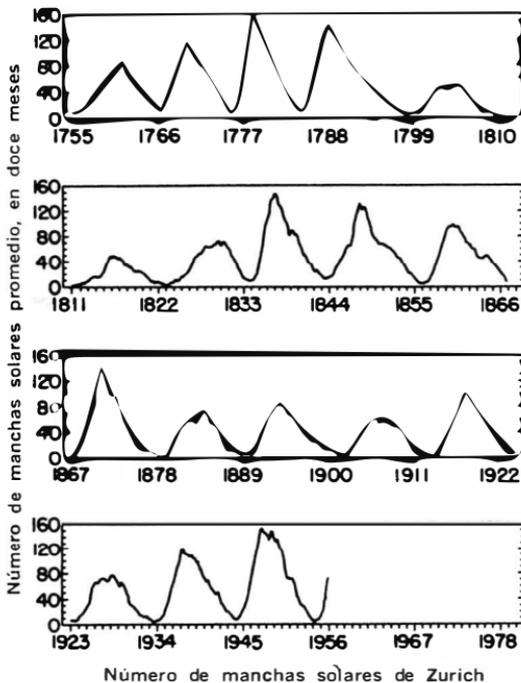


Fig. 1-11. Variaciones de la actividad de las manchas solares desde 1775 hasta 1957.

actividad fue aumentando luego en forma progresiva durante 1934 y 1935, más rápidamente durante 1936, y llegó a un pico en 1937. A partir de 1937 la actividad de las manchas solares disminuyó gradualmente y llegó a un mínimo en 1944. Sin embargo, este mínimo fue mayor que el anterior en 1933 y el siguiente en 1954. Un nuevo máximo ocurrió en 1947, y fue el mayor que se había registrado hasta esa fecha. A partir de 1947 la actividad fue disminuyendo y llegó al mínimo en 1954. Durante 1955 la cantidad de manchas solares fueron aumentando lentamente, en forma más acelerada durante 1956 y 1957, hasta llegar a un máximo sin precedentes. El valor de pico del ciclo actual ocurrió en marzo de 1958. Actualmente —año 1967, en que se redacta esta obra—, el número de manchas está en un período creciente, y el próximo máximo se registrará a fines de 1968 o comienzos de 1969.

El efecto más notorio de la actividad de las manchas solares sobre las condiciones de propagación se observa en el rango de frecuencias de 3 a 30 MHz. Durante los períodos de mínima actividad solar las bandas de 10 a 15 metros suelen estar “muertas”, salvo para comunicaciones locales basadas en ondas terrestres o de propagación visual directa. La banda de 20 metros retiene

siempre algunas de las condiciones que la hacen apta para comunicaciones de larga distancia (DX), especialmente en las primeras horas de la noche e inmediatamente antes de la salida del Sol. Durante el día, los contactos están normalmente limitados a distancias no mayores de 3.200 kilómetros. Las características de DX para las bandas de 80 y 40 metros, tanto durante el día como durante la noche, resultan en general mejores durante los períodos de mínima actividad solar. Sin embargo, estas bandas tienen tendencia a hacerse erráticas y ruidosas una vez avanzada la noche e inmediatamente antes del amanecer.

Durante los períodos de máxima actividad, las bandas de 10, 15 y 20 metros están repletas de señales de larga distancia. Suele considerarse que de estas tres bandas las dos primeras son mejores para comunicaciones a larga distancia durante horas diurnas, y es bastante común que aficionados que viven en lugares del globo totalmente opuestos puedan comunicarse utilizando transmisores de muy baja potencia, de 25 a 100 watts. Durante el período de máxima actividad de 1957-58, la banda de 10 metros se "abría" normalmente inmediatamente después del amanecer y se cerraba después del crepúsculo. La banda de 15 metros, que también se abría al salir el Sol, permanecía activa casi hasta medianoche. La banda de 20 metros estaba normalmente abierta para DX durante las 24 horas. En general, para las bandas de 80 y 40 metros, las condiciones fueron mejores durante el mínimo de 1954-1955.

Las condiciones que se acaban de describir son las normales para períodos de actividad máxima y mínima. A medida que la actividad solar va creciendo hasta un máximo, comienzan a mejorar paulatinamente las condiciones de propagación de las bandas de 10, 15 y 20 metros. Cuando pasa el pico de actividad, las características de DX de estas bandas van deteriorándose lentamente. Las primeras afectadas son las de 10 y 15 metros. Esta última comienza a "cerrarse" cada vez más temprano durante la noche, pero permanece apta para contactos a larga distancia durante el día. La banda de 10 metros comienza a "abrirse" solamente durante algunas horas por día, y puede, incluso, permanecer cerrada semanas enteras. La banda de 20 metros sigue normalmente abierta para contactos de mediana distancia durante todo el día, y la mayoría de los DX se produce inmediatamente después de la salida y puesta del Sol.

ALTURA VIRTUAL Y FRECUENCIA CRITICA

Resumiendo la anterior exposición sobre la refracción de las ondas de radio, se vio que a medida que se va aumentando la frecuencia de la onda incidente en la ionosfera, la radiación electromagnética tiende a penetrar más profundamente en la capa ionizada; hasta que a determinada frecuencia la radiación atraviesa directamente la capa refractora y se pierde en el espacio. También se

ha podido observar que el proceso mediante el cual la onda es devuelta a la superficie de la Tierra es de refracción más bien que de reflexión, y que para producirse dicha refracción la onda debe incidir sobre la capa ionizada formando un ángulo oblicuo.

Para obtener una reflexión pura de la ionosfera, puede transmitirse la onda de modo que penetre perpendicularmente en la superficie de la capa ionizada, vale decir, emitiéndola en sentido vertical hasta alcanzar la capa. Si la frecuencia es suficientemente baja puede emitirse una onda de radio en forma de pulsos (como los pulsos de un radar). Estos pulsos llegarán hasta la capa iónica y serán reflejados, regresando a la estación trasmisora después de transcurrido un cierto intervalo de tiempo que puede medirse. Conociendo tanto este intervalo de tiempo como la velocidad de propagación de las radiaciones electromagnéticas en el espacio, es sencillo calcular la distancia entre la capa ionizada y la superficie de la Tierra. Esta distancia se llama "altura virtual", y es la altura aproximada a la cual se produce la refracción de las ondas de radio en esa frecuencia.

A medida que se aumenta la frecuencia, se observa que la altura virtual tiende a aumentar rápidamente. Eventualmente, ya no se obtiene ningún eco, lo que indica que la onda pasa a través de la capa ionizada y se pierde en el espacio, en lugar de ser devuelta a la superficie de la Tierra. La frecuencia a la cual ocurre este fenómeno se llama "frecuencia crítica".

Para poder obtener reflexión de ondas de radio de mayor frecuencia que la crítica, el ángulo de incidencia debe ser menor que 90° . Cuando el ángulo disminuye hasta alcanzar las condiciones que se utilizan normalmente en comunicaciones (onda emitida en forma prácticamente rasante al horizonte) la frecuencia crítica es aproximadamente el doble que la obtenida con incidencia perpendicular. La frecuencia crítica varía también con la densidad de ionización de las capas: es máxima cuando lo es la actividad solar y disminuye cuando ésta pasa por un mínimo. También resulta afectada por las perturbaciones normales de la ionosfera, que influyen en la densidad de ionización de las capas refractoras.

CAPITULO 2

Bases teóricas del funcionamiento de las antenas

Una antena es un dispositivo que transforma una corriente eléctrica alternada en una onda electromagnética, o viceversa. Cuando el proceso que se lleva a cabo es el primero, la antena se llama "antena trasmisora". En cambio, en el segundo caso es una "antena receptora". La antena trasmisora produce ondas electromagnéticas, la antena receptora las recoge del espacio. En la mayoría de las instalaciones de los radioaficionados, se usa la misma antena con ambos fines. En el presente capítulo se expone la teoría básica de las antenas y se enuncian los principios fundamentales que permiten diseñar su construcción. Para entender el funcionamiento de los sistemas de antena más elaborados (como los que se describen más adelante) es indispensable conocer los conceptos básicos de la teoría de la radiación aplicada a un conductor rectilíneo.

CARACTERISTICAS DE RADIACION DE UN CONDUCTOR RECTO

Se ha visto anteriormente que cuando una corriente alterna de radiofrecuencia pasa a través de un conductor, se forma un campo electromagnético alternado alrededor del mismo. Si el conductor es un alambre recto cuya longitud es igual a media longitud de onda de la frecuencia correspondiente, se lo suele llamar *antena dipolo*. Este tipo de antena es la unidad básica a partir de la cual se forman los sistemas más complicados. Cuando una antena dipolo está suspendida en el espacio y se la excita con la corriente de radiofrecuencia adecuada, el dipolo presenta algunas de las propiedades eléctricas de un circuito resonante. El dipolo contiene tanto inductancia como capacitancia (ver Fig. 2-1), pero estas magnitudes están distribuidas sobre toda la longitud del alambre. Cuando se lo usa para transmitir, funciona como un convertidor de corriente alterna a radiación electromagnética. Para recepción, es un dispositivo que recoge del espacio las radiaciones electromagnéticas y las transforma en corriente eléctrica alterna.

Flujo de la corriente de radiofrecuencia

El mayor cambio en el flujo de la corriente eléctrica de radiofrecuencia en una antena dipolo se produce en los extremos del

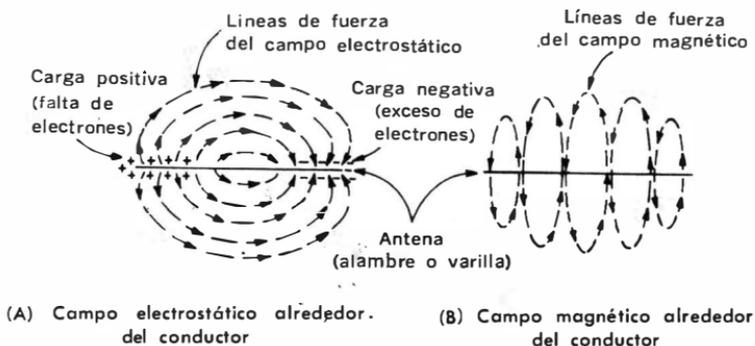


Fig. 2-1. Efectos de capacitancia e inductancia en una antena.

conductor. Cuando los electrones llegan a uno de los extremos, están en presencia de un circuito abierto (o una impedancia extremadamente elevada), se acumulan y crean en ese lugar un alto potencial eléctrico. Este potencial provoca el desplazamiento de los electrones hacia el otro extremo de la antena. Este fenómeno se conoce como *reflexión* de la corriente. La reflexión de una corriente de radiofrecuencia (no de una onda electromagnética) se origina, en general, por un *desajuste de impedancias*. En una antena dipolo, la desadaptación de impedancias en los extremos del conductor radiante es muy elevada, ya que en ellos se presenta a la corriente una impedancia infinita.

Si el diámetro del conductor es despreciable comparado con su longitud, el flujo de corriente seguirá aproximadamente una forma senoidal. Las corrientes de una antena se llaman generalmente "ondas" porque la amplitud de la tensión y la corriente en cualquier punto de la antena varía en función del tiempo en forma cíclica.

A medida que la corriente reflejada invierte su sentido de marcha y recorre la antena hacia el otro extremo, se encuentra con la próxima onda de corriente que entra a la antena proveniente de la fuente que la alimenta. Si la longitud eléctrica de la antena es de media onda, la relación de fase entre las ondas que llegan y las reflejadas será tal, que al sumarse vectorialmente las ondas de tensión y corriente de radiofrecuencia resultantes que se representan gráficamente, para los distintos puntos de un conductor de media onda, en la Fig. 2-2. En los extremos del dipolo las dos tensiones se suman plenamente y las corrientes se cancelan, ya que no puede haber corriente en un extremo abierto. Como resultado, la antena dipolo se caracteriza por tener altas tensiones y muy bajas corrientes en sus extremos. En el centro de la antena, en cambio, se cancelan las dos tensiones y se suman las corrientes, produciendo una condición de baja tensión y alta corriente. Las tensiones y corrientes

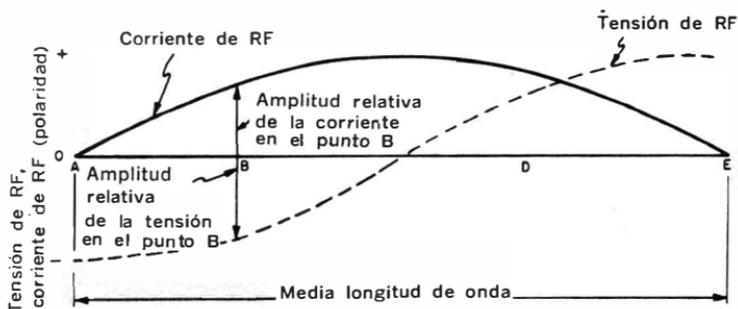


Fig. 2-2. Distribución de la corriente y la tensión de RF en la antena de media onda.

de radiofrecuencia de la antena forman lo que se llama una *onda estacionaria*. La observación de la Fig. 2-2 muestra que las tensiones en los extremos del dipolo, en cualquier instante dado, están 180° fuera de fase. El valor de impedancia a lo largo del conductor sigue la variación de la relación entre los respectivos valores de tensión y corriente en cualquier punto del mismo, y resulta máximo en los extremos y mínimo en el centro de la antena. La impedancia en el centro, normalmente, está alrededor de los 70 ohms. Este tema se tratará con mayor amplitud en redes de adaptación de impedancias y líneas de transmisión.

Polarización

La polarización de un conductor recto es la misma que la posición de las líneas de fuerza del campo eléctrico creado por el mismo con respecto a la Tierra. Según se aprecia en la Fig. 2-3, las líneas de fuerza del campo eléctrico son paralelas a la superficie del conductor. Por lo tanto, una antena ubicada en forma horizontal con respecto a la superficie del terreno irradia una onda polarizada horizontalmente, y una antena ubicada verticalmente irradia una onda polarizada de la misma manera. Sin embargo, en la práctica, un dipolo polarizado horizontalmente irradiará una pequeña componente vertical, y viceversa. Esto ocurre porque, como puede observarse del análisis más detenido de la Fig. 2-3, las líneas de fuerza del campo eléctrico no son en realidad rectas, sino que se curvan en los extremos del conductor. Cuando un dipolo se monta en cualquier otra posición que no sea estrictamente horizontal ni vertical, se presentará también una irradiación mixta de ondas polarizadas horizontal y verticalmente. En las bandas de radioaficionados de 3,5 a 30 MHz, la polarización de una onda tiene en realidad muy poca importancia en lo que concierne a sus características de propagación. Sin embargo, hay una considerable diferencia en lo que respecta a los *diagramas de irradiación* de una antena cuando se la ubica en forma horizontal o vertical.

Según se muestra en la Fig. 2-2, el máximo valor de la corriente de radiofrecuencia se produce en el centro del dipolo. Como la fuerza del campo magnético es proporcional a la intensidad de la corriente que fluye en el conductor, sus líneas de fuerza serán más intensas cerca del centro y más débiles cerca de los extremos. La máxima irradiación del campo magnético se produce paralela al plano del conductor, mientras que se origina una irradiación

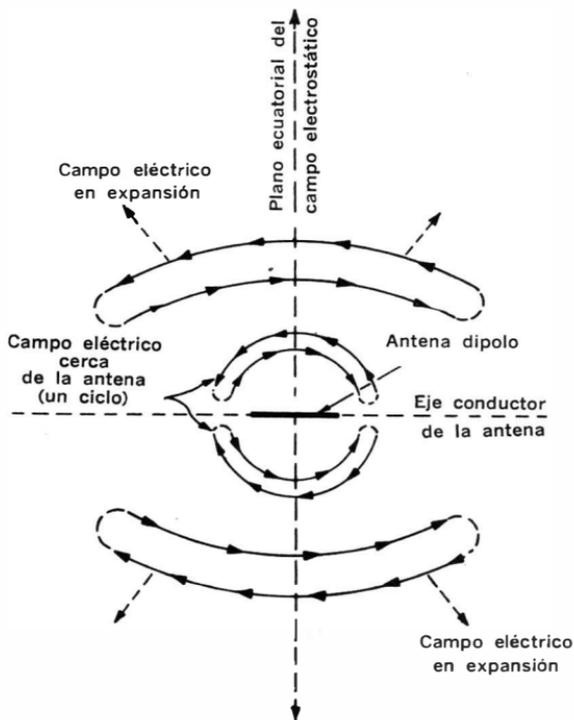


Fig. 2-3. Campo eléctrico alrededor del conductor de una antena.

mínima en la dirección de los extremos. El diagrama de irradiación correspondiente se muestra en la Fig. 2-4, y presenta la forma de un número 8. Trazando una línea desde el centro del dipolo, en una dirección determinada, la intensidad del campo magnético irradiado es proporcional a la longitud del segmento comprendido entre el centro de la antena y el punto en que la recta corta a la curva. El segmento de mayor longitud, que indica también la dirección de la mayor irradiación de campo magnético, se obtiene trazando una línea perpendicular al alambre conductor. La menor

longitud posible, en cambio, se obtiene siguiendo la dirección de los extremos del alambre.

Si se suspende una antena dipolo en el espacio libre o a una altura suficiente respecto a tierra para despreciar el efecto de la cercanía de la misma, la radiación del campo magnético tomará la forma mostrada en la Fig. 2-5, que en el espacio corresponde a un toro de revolución sin agujero central. Si se la monta cerca

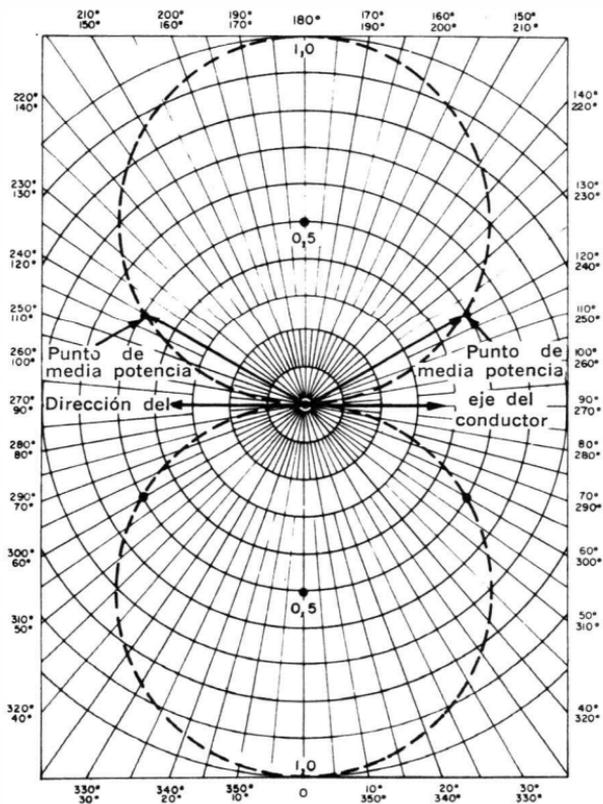


Fig. 2-4. Diagrama de campo de una antena dipolo de media onda.

de la tierra o de otro objeto conductor, el diagrama de irradiación dejará de ser regular debido a la influencia de las ondas reflejadas que se sumarán vectorialmente a las generadas en la antena. Como resultado de este proceso, en las regiones del espacio en que se sumen vectorialmente las ondas real y reflejada, aumentará la fuerza del campo irradiado. Contrariamente, en aquellas regiones en que se produzca una anulación parcial, disminuirá la fuerza

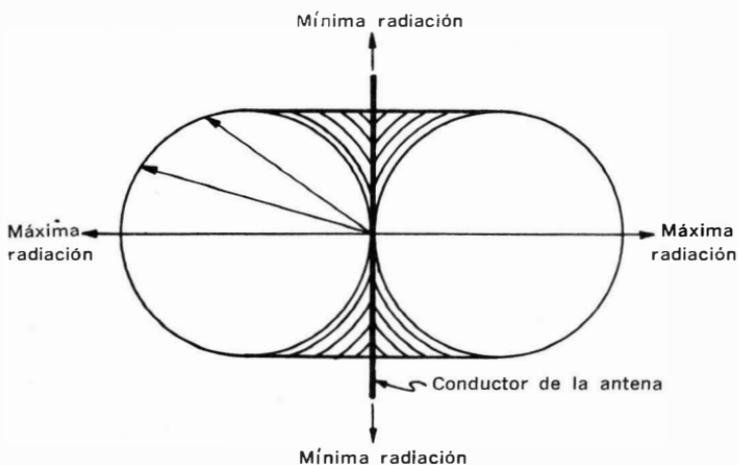


Fig. 2-5. Diagrama de irradiación para el espacio libre, en una antena dipolo de media onda.

de dicho campo. Este efecto tiene mucha importancia cuando el dipolo está montado cerca de tierra. En general, sin embargo, la cercanía de tierra no modificará el diagrama de radiación de una antena, ya sea polarizada vertical u horizontalmente, en lo que se refiere a la radiación contenida en un *plano horizontal*. Sin embargo, la distancia entre la antena y tierra afecta el ángulo de máxima radiación en un plano vertical. Estos efectos son muy importantes, particularmente en las antenas utilizadas para comunicaciones de larga distancia por onda espacial.

Para una antena de media onda (o de cuarto de onda) montada verticalmente, el diagrama de irradiación es uniforme para todas las direcciones contenidas en un plano horizontal, según Fig. 2-6. El diagrama de radiación en un plano vertical queda determinado por la altura de la antena sobre la tierra.

El máximo flujo de corriente, y por lo tanto el máximo campo

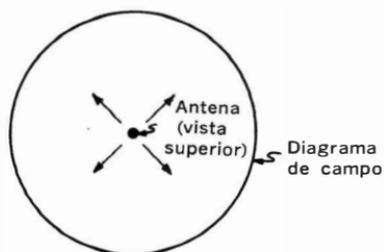


Fig. 2-6. Diagrama de irradiación para una antena vertical, en un plano horizontal.

irradiado, se obtienen cuando el conductor que forma la antena es resonante a la frecuencia de la corriente de radiofrecuencia. Esta condición se produce cuando su longitud es igual a media onda o a un múltiplo de media onda de la frecuencia considerada. En una antena dipolo práctica, el conductor será resonante a la frecuencia de trabajo cuando su longitud física sea ligeramente menor que la longitud de media onda teórica. La variación se debe a la creación de elevados potenciales en los extremos, aumentando la capacitancia y disminuyendo la inductancia en estos puntos de la antena. Este fenómeno, normalmente llamado "efecto de punta", se hace cada vez más pronunciado a medida que aumenta la frecuencia, y puede variar de acuerdo al tipo de construcción de la antena. También aumenta con el diámetro del conductor. Por ejemplo, un dipolo resonante de media onda hecho con caño de aluminio de 2,5 cm de diámetro será más corto, físicamente, que aquel hecho con alambre de cobre N° 14. En la región de 3,5 a 30 MHz, un dipolo resonante de media onda resulta aproximadamente 5 % más corto de lo que debería ser de acuerdo al cálculo teórico, sin tener en cuenta el efecto de punta. La fórmula para determinar la longitud real de un antena de media onda para la región de 3,5 a 30 MHz es

$$L = 142,7 / f$$

donde: L, largo de la antena en metros; f, frecuencia en MHz.

Esta fórmula da resultados bastante exactos. En la práctica, sin embargo, la presencia de la torre de soporte de la antena, los alambres tensores, los aisladores, y aún el sistema de alimentación afectan la verdadera longitud de resonancia de la misma forma que la proximidad de tierra, edificios, líneas eléctricas, etc. Estas dificultades se resuelven determinando la longitud teórica por la fórmula anterior, y luego efectuando los ajustes necesarios hasta obtener resonancia a la frecuencia de funcionamiento.

Resistencia de irradiación

El propósito principal de una antena trasmisora es convertir la corriente de radiofrecuencia que se le alimenta en una onda electromagnética irradiada. Para presentar un funcionamiento eficiente, debe haber una elevada relación entre la energía irradiada y la disipada en calor en el conductor mismo que forma la antena. La pérdida de potencia de la antena en concepto de radiación, puede tomarse en cuenta en el análisis eléctrico del circuito introduciendo una resistencia equivalente que disipe la misma potencia. Esa resistencia se llama *resistencia de irradiación*, y es una resistencia ideal que, agregada al circuito resonante equivalente a la antena, disiparía la misma potencia calórica que la que irradia efectivamente la antena. La resistencia de irradiación alcanza un valor máximo cuando el conductor es resonante. Las demás pérdidas de potencia de una antena consisten generalmente en pérdi-

das que ocurren en los aisladores, por disipación resistiva o en concepto de corrientes de filtración a través de ellos.

Tómese, por ejemplo, un único conductor de longitud igual a media onda de la frecuencia de trabajo y que esté suspendido sobre tierra, pero suficientemente alejado de la misma y de los objetos cercanos como para simular las condiciones del espacio libre. Su resistencia de irradiación en el centro del dipolo es aproximadamente 72 ohms. Para una antena dipolo simple esta resistencia de irradiación se define como la relación entre la tensión de RF y la correspondiente corriente en el punto de alimentación (normalmente el centro del dipolo). Como la tensión en el centro es mínima y la corriente máxima, la resistencia de irradiación y la impedancia del punto de alimentación son prácticamente idénticas.

De modo que para obtener una transferencia de energía máxima a la frecuencia de trabajo de la antena, una antena dipolo extendida en el espacio libre y constituida por un único conductor largo requiere una línea de alimentación de aproximadamente 72 ohms de impedancia característica. Cuando la impedancia del punto de alimentación se presenta a la línea de alimentación como una resistencia equivalente pura conectada en los terminales de alimentación, y del mismo valor que la impedancia característica de la línea, se dice entonces que la línea está "adaptada" a la antena. En esas condiciones, la corriente de radiofrecuencia que pasa de la línea de alimentación a la antena toma a la antena como una resistencia fija pura de 72 ohms. Toda la potencia que viene de la fuente de radiofrecuencia se "disipa" en esa resistencia equivalente, y no hay energía eléctrica reflejada.

En la práctica estas condiciones ideales se cumplen en forma aproximada, pero rara vez se obtiene en forma completa. Según se ilustra en la Fig. 2-7, la antena dipolo contiene una combinación de resistencia, inductancia y capacitancia. Cuando se la alimenta en el centro, aparece a la corriente que viene por la línea de transmisión como un circuito resonante en serie con una resistencia interna. Si el diámetro del conductor es pequeño comparado con su largo (alambre simple de cobre, por ejemplo), el Q de la antena aumentará hasta que, en resonancia, la impedancia es esencialmente resistiva.

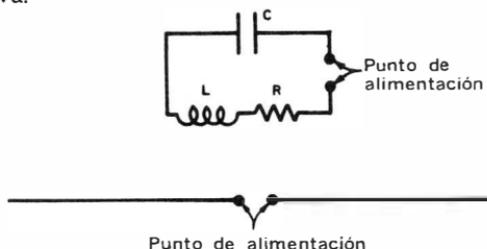


Fig. 2-7. Componentes RCL distribuidas en un elemento de antena dipolo de media onda.

Como en cualquier circuito sintonizado en serie, las componentes reactivas X_C y X_L se cancelan en la condición de resonancia y dejan presente solamente la resistencia, que aparece conectada en los bornes de alimentación. Sin embargo, a diferencia de otros circuitos sintonizados, la "resistencia" de la antena no representa en realidad ninguna pérdida calórica de potencia; además, el factor Q , cuando se habla de una antena, no tiene exactamente el mismo significado que aplicado a un circuito resonante. En este último caso, se define el Q como la relación entre reactancia y resistencia. En el circuito sintonizado la resistencia representa una pérdida por calor, mientras que en una antena la "pérdida" tiene solamente un significado ficticio, ya que no hay disipación de energía en calor sino transformación de energía de la corriente de radiofrecuencia a la forma de ondas electromagnéticas.

Ancho de banda

Las antenas que tienen alto Q son generalmente muy sensibles a la frecuencia de trabajo, es decir, retienen las características con las cuales han sido diseñadas solamente sobre una estrecha gama de frecuencias. La curva de resonancia característica de una antena con alto Q es bastante similar a la curva de un circuito sintonizado con baja resistencia. Este tipo de antenas, con elevada selectividad, se llaman "antenas de banda angosta". Un radiador diseñado para que mantenga sus características de funcionamiento sobre una gama de frecuencias relativamente extendida, en cambio, es una antena de "banda ancha", o también de bajo Q .

El método más sencillo de hacer que una antena disminuya su Q es aumentar el diámetro del conductor que forma el dipolo. Cuando el diámetro del conductor tiene ya algunos centímetros, tanto la resistencia como la reactancia presentes en el centro del dipolo cambian en forma más lenta a medida que varía la frecuencia por encima y por debajo de la de resonancia. Si bien el efecto neto es similar al que presenta un circuito resonante al cual se le agrega resistencia interna, la eficiencia de la antena no disminuye en forma apreciable mediante esta operación de bajarle el Q , porque la resistencia de irradiación, como se puntualizó anteriormente, no disipa ninguna potencia en forma calórica.

A medida que se aumenta el diámetro del conductor aumenta también el efecto de punta, y por lo tanto debe acortarse la antena para restablecer la condición de resonancia a la frecuencia deseada. Hay otros métodos para reducir la selectividad de una antena, como agregar componentes reactivas de signos opuestos al sistema, y serán descritos más adelante.

Cuando el conductor que forma el dipolo es demasiado largo o demasiado corto para resonar a la frecuencia de trabajo, la impedancia en el punto de alimentación (generalmente el centro) no es una resistencia pura sino una combinación de resistencia y

reactancia. Usualmente la impedancia es mucho mayor que la característica de la línea, y como la componente reactiva en el punto de alimentación hace que parte de la energía que viene por la línea de alimentación retorne a la fuente, se produce una reflexión y aparecen ondas estacionarias que indican que el sistema está desadaptado. Para las aplicaciones prácticas una medida conveniente del grado de desadaptación es la medición de la *relación de ondas estacionarias* (ROE) en la línea. Este tema será tratado posteriormente.

Una antena de media onda a la frecuencia de resonancia tiene una longitud eléctrica de 180° . Cada una de sus mitades tiene un largo de 90° . En una antena cuyos lados sean menores de 90° , la resistencia en el punto de alimentación disminuye, y aumenta en cambio la componente de reactancia capacitiva (alcanzando su valor máximo cuando la longitud de cada rama del dipolo es de 45°). Cuando los lados del dipolo son mayores de 90° , la reactancia neta presentada a la línea de transmisión será inductiva, creciendo rápidamente a medida que la longitud de cada rama se aumenta desde 135° hasta algo menos de 180° . Cuando la longitud llega a los 180° , la antena se convierte en un radiador de onda completa, presentando entonces características totalmente diferentes.

Cuando una antena es demasiado larga o demasiado corta para la frecuencia de trabajo, el efecto más notorio es su poca capacidad para aceptar la potencia de radiofrecuencia que se le envía desde el transmisor. En la jerga usada comúnmente en radio, se dice que la antena no "carga" adecuadamente al transmisor. Una antena cuya impedancia de alimentación es altamente reactiva, y por lo tanto refleja potencia hacia la fuente, está caracterizada por una

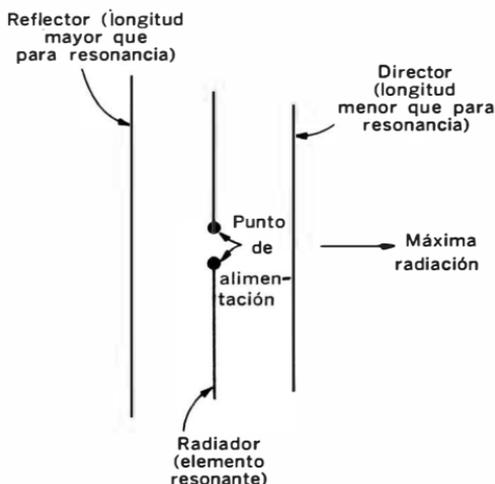


Fig. 2-8. Antena parasitaria de tres elementos.

alta relación de ondas estacionarias (ROE) en la línea de alimentación. Aunque la longitud eléctrica puede cambiarse (conectando en el sistema una reactancia adecuada de distinto signo a la que presenta la antena) para llevar el sistema a resonancia, generalmente es más práctico conseguir la resonancia ajustando la longitud física del conductor.

En algunas antenas direccionales, como por ejemplo las estructuras colineales parásitas (Fig. 2-8) el radiador o elemento excitado se dimensiona de forma que presente una impedancia resistiva, a la línea, vale decir que sea resonante; además, existen en la configuración elementos "parásitos" que deliberadamente se hacen más largos o más cortos que la longitud correcta de resonancia, para producir un efecto de retraso o avance de fase en las ondas reirradiadas que provienen de ellos. El elemento que presenta reactancia inductiva (el más largo) se llama *reflector*, y el elemento parásito más corto (capacitivo) *director*. Ajustando adecuadamente las longitudes de los elementos parásitos y su separación del elemento principal excitado (radiador) puede obtenerse una concentración de las ondas radiadas según una dirección determinada, en forma similar a la concentración de la luz mediante lentes y espejos en un aparato de iluminación. Este efecto se obtiene en virtud de las componentes reactivas de los elementos parásitos.

EFECTO DEL TERRENO Y ANTENAS IMAGENES

En la exposición anterior se enfatizaba el hecho de que para hacer los cálculos teóricos relativos a la irradiación de las antenas se suponen generalmente condiciones similares a las del espacio libre. En la práctica, raramente se encuentran estas condiciones y deben tomarse en cuenta las interferencias que se producen por efecto de la cercanía de la tierra y otros objetos conductores en el campo de radiación. La tierra modifica notablemente las características de las antenas, tales como la dimensión correcta requerida para resonancia a la frecuencia de trabajo y la impedancia en el punto de alimentación. Pero el efecto principal reside en la alteración del ángulo vertical de máxima irradiación. Según se muestra en la Fig. 2-5, en el espacio libre el diagrama de irradiación corresponde a la superficie de un toro de revolución sin agujero central.

Cuando una antena dipolo se instala suspendida horizontalmente sobre la tierra, las porciones del campo irradiadas a ángulos menores que el necesario para pasar rozando el horizonte golpearán contra la superficie del terreno y serán reflejadas hacia arriba. Según se muestra en la Fig. 2-9, el ángulo de reflexión de la onda que incide contra el suelo es el mismo que el de incidencia. La onda reflejada se combina con el resto del campo electromagnético, interfiriendo a la onda que viaja directamente en la misma dirección que la reflejada.

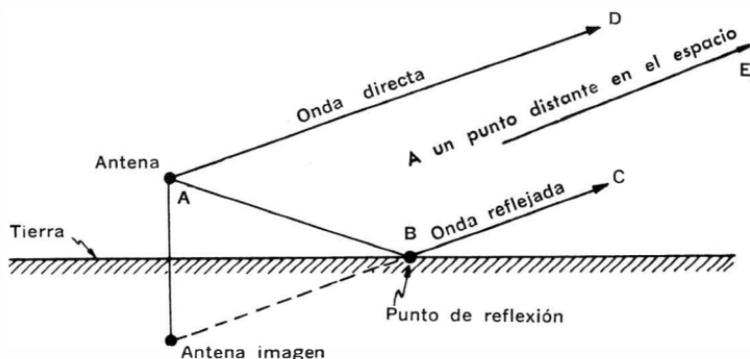


Fig. 2-9. Ondas directa y reflejada provenientes de una misma antena.

Ondas reflejadas

Cuando las ondas reflejadas y las ondas directas siguen un mismo camino hacia la ionosfera, son refractadas y retornan simultáneamente a la Tierra, simulando ser un mismo tren de ondas. La amplitud combinada de ambas ondas depende, sin embargo, de su relación de fase. Esto último, a su vez, depende del número de longitudes de onda recorridas por la onda reflejada en su camino adicional al terreno y luego nuevamente hacia arriba. Si una cresta de la onda reflejada, por ejemplo, llega a un punto del espacio al mismo tiempo que una cresta de la misma polaridad de la onda directa, entonces ambas ondas se sumarán completamente porque están en fase. Si los dos campos alcanzan la amplitud en el mismo instante, pero con signos opuestos, entonces la diferencia de fase será completa y ambos trenes de ondas se anularán mutuamente. En realidad, en la práctica las ondas directa y reflejada no se cancelan totalmente en una determinada dirección aunque estén 180° fuera de fase, porque la amplitud de la onda reflejada es generalmente menor que la de la onda directa en virtud de las pérdidas que sufre en su contacto con el suelo. Las ondas reflejadas por la tierra tienen diferentes relaciones de fase entre la onda directa y la reflejada dependiendo del ángulo de incidencia. Las distintas sumas y restas entre ondas directas y reflejadas producen un *diagrama de irradiación vertical*. El ángulo vertical de inclinación de la dirección de máxima radiación se llama *ángulo vertical de irradiación*. Si se desea llevar a cabo comunicaciones de larga distancia, debe tratarse de que el ángulo vertical de irradiación sea lo más bajo posible.

Ángulo de irradiación y concepto de antena imagen

En el cálculo del ángulo de irradiación para un determinado sistema de antena, resulta de utilidad, para determinar los efectos

de la reflexión de las ondas en el terreno, el concepto de antena imagen. En otras palabras, se supone que la tierra es una esfera completamente lisa y perfectamente conductora; en esas condiciones, el efecto del terreno sobre la antena, en lo que respecta a las características de irradiación y a la impedancia del punto de alimentación, pueden calcularse en forma bastante satisfactoria. Este concepto se ejemplifica en la Fig. 2-10. La distancia adicional cubierta por la onda reflejada desde el punto A al D es exactamente la misma que la distancia hipotética entre B y C. Si se conoce la

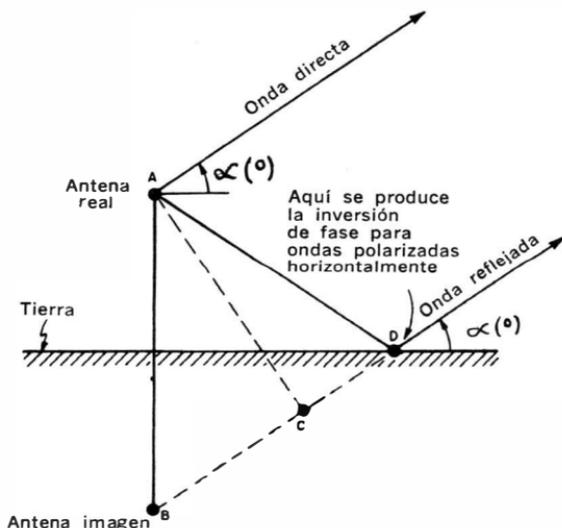


Fig. 2-10. Concepto de antena imagen.

altura de la antena ubicada en A, puede calcularse el camino adicional para cualquier ángulo de incidencia, y expresar este camino en longitudes de onda de la frecuencia de trabajo.

Utilizando el concepto de antena imagen, nótese que si bien se considera a la antena imaginaria como la imagen especular de la antena real, las direcciones del flujo de corriente son diferentes. Si la antena real es un dipolo horizontal con una determinada polarización instantánea, según muestra la Fig. 2-11, la antena imaginaria será equivalente a una antena completamente similar a la primera, polarizada también horizontalmente, pero con una polarización eléctrica instantánea de signo opuesto a la de la antena real. Similarmente, cuando se analiza el caso para un dipolo de polarización vertical, Fig. 2-12, la antena imagen aparecerá en la misma posición que la real. Si la polarización instantánea de la antena dipolo es tal que, por ejemplo, en un momento determinado la mitad más cercana a tierra es negativa, entonces el extremo de la

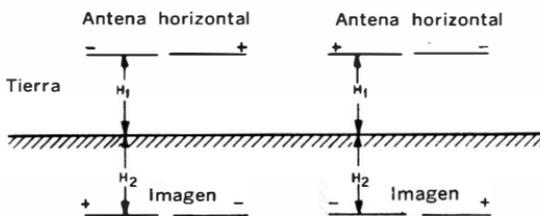


Fig. 2-11. Dipolos de medio ondo y sus imágenes.

antena imagen más cercano a la superficie será positivo. Un análisis de las Figs. 2-11 y 2-12 muestra que para dipolos horizontales las corrientes de una antena dipolo imagen fluyen, en un instante determinado, en dirección opuesta a la que llevan las corrientes del dipolo real. La diferencia de fase entre ellas, dicho de otro modo, es de 180° . Sin embargo, dado el caso de un dipolo vertical, las corrientes del dipolo real y de su imagen están en fase. La razón de este fenómeno es que al incidir sobre la superficie del terreno, las ondas polarizadas horizontalmente sufren un salto de fase de 180° , mientras que no se produce este efecto con las ondas polarizadas en sentido vertical.

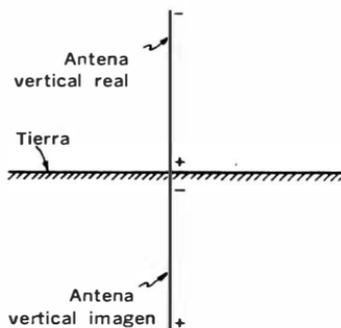


Fig. 2-12. Imagen de una antena vertical (nótese la polaridad).

También se utiliza el concepto de antena imagen cuando se calcula el efecto de las reflexiones en el plano de tierra sobre la impedancia del punto de alimentación y la distribución de las corrientes sobre el radiador. Las ondas electromagnéticas que inciden sobre el terreno inmediatamente debajo de la antena se reflejan hacia arriba; cuando pasan por la antena, inducen en ella una corriente de radiofrecuencia. La amplitud y fase de esta corriente guardan con la corriente original de la antena ciertas relaciones que dependen de su altura sobre el plano reflector. A ciertas alturas, las corrientes primaria e inducida están en fase

y la corriente total en el radiador (suponiendo que la potencia aplicada es constante) es mayor que si la antena estuviera en el espacio libre. A medida que aumenta la intensidad de la corriente (suponiendo siempre que no varía la potencia entregada a la antena) la resistencia de irradiación efectiva disminuye. A otras alturas, en cambio, se produce el fenómeno inverso (vale decir, las corrientes están fuera de fase) y la corriente total es la diferencia vectorial de las dos corrientes, o sea la directa y la inducida por onda reflejada. Por lo tanto, la corriente total es menor que en el espacio libre y, si no varía la potencia, aumenta efectivamente la resistencia de irradiación. El gráfico de la Fig. 2-13 muestra la variación de la impedancia del punto de alimentación de una antena dipolo de media onda polarizada horizontalmente en función de su altura sobre un plano horizontal perfectamente conductor.

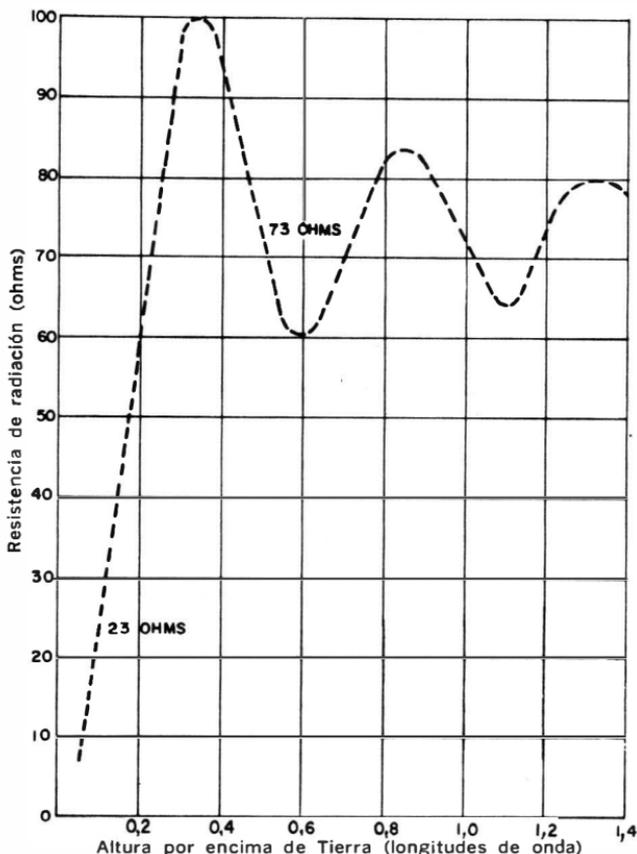


Fig. 2-13. Resistencia de irradiación de una antena dipolo de media onda alimentada al centro.

DIAGRAMAS DE IRRADIACION DEL DIPOLO HORIZONTAL DIRECTIVIDAD VERTICAL

Los diagramas de irradiación vertical de un dipolo horizontal de media onda se muestran en la Fig. 2-14 para alturas de 0,1, 0,25, 0,5 y 1 longitud de onda sobre un terreno perfectamente conductor. Se supone que la resistencia de pérdidas es nula. Estos diagramas indican que la intensidad relativa de la radiación electromagnética en una dirección determinada depende del ángulo vertical que forma la misma con el plano de tierra.

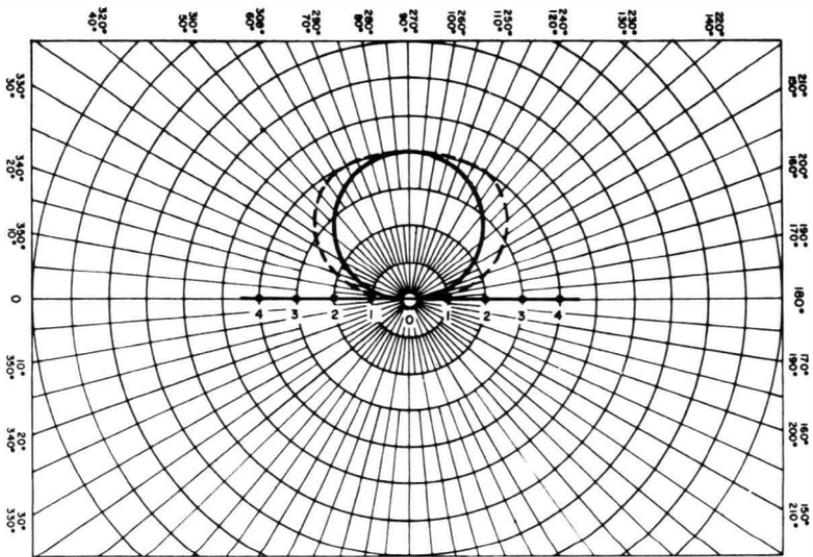
A 0,1 longitudes de onda sobre el terreno (Fig. 2-14 A), la mayor parte de la energía se refleja hacia arriba y pasa sobre el conductor que forma la antena, produciendo una elevada corriente en el centro del dipolo y una reducida resistencia de irradiación (suponiendo potencia constante) en el punto de alimentación. Según la curva de la Fig 2-13, para una altura de 0,1 largos de onda por sobre el terreno, la impedancia del punto de alimentación es de unos 23 ohms. Si se utiliza una antena de media onda ubicada a esta altura sobre el terreno y se la alimenta con un cable coaxil común de 70 ohms, por ejemplo, la desadaptación de impedancias entre la antena y el cable estará aproximadamente en la relación de 3 a 1. En estas condiciones podría ser muy difícil trasferir potencia a la antena en virtud de la aparente terminación reactiva del sistema, y además se presentaría una alta relación de ondas estacionarias (ROE) en el cable de alimentación.

Con una altura de 0,25 longitudes de onda (Fig. 2-14 B) la radiación es apreciablemente más intensa en ángulos más bajos, pero la reflexión vertical de la onda hacia la antena es todavía elevada. La impedancia de alimentación en el centro de un dipolo según la Fig. 2-13, a 0,25 longitudes de onda de altura, es de unos 90 ohms. Este aumento sobre el valor de 72 ohms para el espacio libre indica que la corriente inducida tiene polaridad contraria a la corriente principal, a causa de la relación de fase.

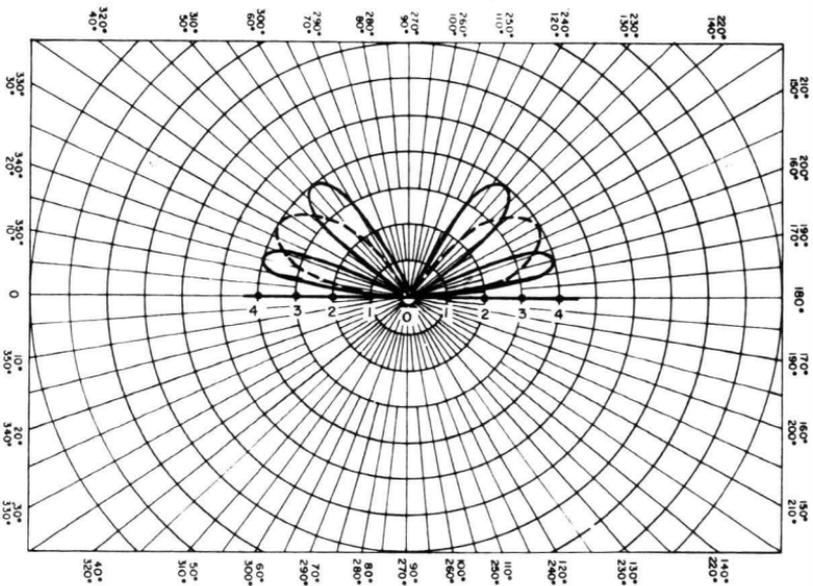
Cuando la altura sobre el terreno es de media langitud de onda (Fig. 2-14C) la impedancia del punto de alimentación es de aproximadamente 70 ohms. Este valor es muy parecido al del espacio libre, y la mayor parte de la energía distribuida en el plano vertical se concentra a un ángulo de 30 grados. Cuando la altura sobre el terreno es de longitud de onda 1 (Fig. 2-14 D) la impedancia de alimentación se acerca al valor teórico de 72 ohms para el espacio libre. La energía en el plano vertical se distribuye en dos lóbulos principales, cuyos ángulos centrales son respectivamente 15° y 47°.

Diagramas de irradiación vertical

Cuando se analizan los diagramas de irradiación, debe recordarse siempre que son tridimensionales. Si bien los que se mues-



(A) 0,1 (línea llena) y 0,25 (línea de trazos), longitudes de onda sobre el terreno



(B) 0,5 (línea de trazos) y 1 (línea llena), longitudes de onda sobre el terreno

Fig. 2-14. Diagramas de irradiación en un plano vertical para un dipolo horizontal de media onda.

tran en la Fig. 2-14 están basados en la suposición de una tierra perfectamente conductora, y variarán algo en condiciones de funcionamiento reales, ayudan a formar una idea de lo que ocurre con la resistencia de alimentación y el ángulo vertical de máxima radiación cuando se eleva o se disminuye la altura de la antena sobre el terreno. Obviamente es desable siempre conservar una altura de 0,5 a 1 longitudes de onda, no sólo porque se mejora la adaptación de impedancias entre la antena y el cable de alimentación (línea coaxil), sino porque se baja el ángulo de irradiación en sentido vertical. Probablemente, para DX resulte mejor la altura de un largo de onda a causa del lóbulo inferior (15°).

En condiciones de funcionamiento normales, la conductividad del terreno varía ampliamente de acuerdo a la ubicación de la antena. Para los cálculos teóricos la palabra "tierra" no significa el terreno real; un término más específico, en realidad, es la denominación "plano de tierra". Este plano se ubica ya sea algo por encima o algo por debajo de la superficie real de la tierra, en el lugar teórico en que se produce la reflexión. En zonas donde la conductividad del terreno es reducida, el plano de tierra suele ubicarse algunos metros por debajo de la superficie, y la capa de tierra que queda interpuesta entre el plano y la superficie puede considerarse como una especie de dieléctrico con pérdidas, a través del cual pasan las ondas en ambas direcciones. Esta situación, como puede notarse, ofrece bastantes diferencias con las condiciones idealizadas que se han supuesto hasta el momento. El "dieléctrico" provoca desplazamientos de fase que afectan la impedancia y el diagrama vertical de irradiación de la antena.

En terrenos poco conductores, pueden mejorarse las características de reflexión utilizando planos de tierra conductores. Estos planos pueden formarse con algunos radios metálicos extendidos desde el pie de la antena en distintas direcciones como los rayos de una rueda. Los mejores resultados se obtienen espaciando los radios alrededor de 10° y dándoles una longitud de varios largos de onda. Pueden estar enterrados algunas decenas de centímetros por debajo de la superficie del terreno, y deben conectarse eléctricamente en el punto central. Cuando la antena está montada sobre una torre, los radios se conectan a la base de la misma.

CAPITULO 3

Antenas para frecuencias elevadas

Los sistemas de antena utilizados en comunicaciones de aficionados o comerciales, en el rango de las frecuencias elevadas (FE), van desde sencillos dipolos de media onda, horizontales o verticales, a los sistemas direccionales más elaborados. Todos esos diferentes sistemas de irradiación, sin embargo, se basan en los fundamentos teóricos estudiados para la antena de media onda descrita en el capítulo anterior. El propósito del presente es ejemplificar la aplicación de la teoría del dipolo con diferentes sistemas de alimentación, y su utilización con otros elementos lineales para producir diagramas de irradiación direccionales.

RADIADORES LINEALES HORIZONTALES

En el capítulo anterior este tipo de antenas se centró principalmente en los aspectos teóricos que explican su funcionamiento. Disponiendo de esos elementos de juicio puede pasarse a examinar la influencia de los principales factores prácticos de diseño sobre el funcionamiento del dipolo.

El radiador lineal tiene sus características más deseables cuando se lo diseña de modo que resuene a la frecuencia de funcionamiento. La palabra "resonancia", cuando se la aplica a una antena, está involucrada con el *tiempo* de recorrido de una onda de tensión o corriente a lo largo del conductor que la forma. Este aspecto resaltaré fundamentalmente algo más adelante, cuando se examine el funcionamiento de las estructuras direccionales. Si una antena dipolo de media onda se alimenta en su centro, la corriente de radiofrecuencia debe viajar desde el punto de alimentación hasta los extremos, recorriendo en el trayecto un cuarto de longitud de onda. Esto significa que cada rama del dipolo debe tener un largo de 90° eléctricos (cuarto de onda), y que el radiador entero, por supuesto, será de 180° . En los desarrollos anteriores se había visto que la longitud de onda se obtenía multiplicando la velocidad de desplazamiento de la onda por el período (tiempo que tarda la misma en efectuar un ciclo completo) o, lo que es equivalente, dividiendo dicha velocidad por la frecuencia. En una antena, sin embargo, debe tenerse la precaución de considerar el detalle de que la onda de radiofrecuencia, por una serie de causas, viaja algo más despacio que si se desplazara en el vacío. Como resultado, la lon-

gitud de un conductor de media onda es algo menor de lo que permitiría suponer el cálculo realizado para el espacio libre.

Dimensiones

Las dimensiones físicas exactas requeridas para que un conductor esté en resonancia a una determinada frecuencia (suponiendo que la antena esté montada suficientemente lejos de cualquier objeto que pueda perturbar las condiciones que se han establecido, es decir, suspendida en el espacio libre para todos los fines prácticos) dependen en gran medida de la relación entre el largo del conductor y su diámetro. Cuanto más pequeña es la relación, más corto resultará el conductor en resonancia. Como la relación entre el largo y el diámetro de un conductor de media onda construido

TABLA 3-1. DETERMINACION DEL FACTOR DE LONGITUD (K)

Relación de media onda en el espacio y diámetro del conductor	Factor de longitud (K)
10	0.925
20	0.945
30	0.950
50	0.956
100	0.962
200	0.967
300	0.969
500	0.971
1,000	0.974
2,000	0.976
3,000	0.977
5,000	0.978
10,000	0.979

$$\text{Relación} = \frac{\lambda}{2} = \frac{30.000}{f \times D}$$

donde f = frecuencia en MHz y D = diámetro en cm.

con un material determinado depende del rango de longitud considerado y, por lo tanto, de la frecuencia de trabajo, se acostumbra incluir en la fórmula del cálculo de la longitud un factor de corrección (K) para obtener la longitud física del conductor requerido. La fórmula práctica final para el cálculo de una antena simple de media onda es

$$L = 150 \times K/f$$

donde: L, longitud física de la antena en metros; f, frecuencia en MHz; K, factor de corrección, de la Tabla 3-1.

Tomando por ejemplo una antena dipolo construida con alambre N° 12 y alimentada al centro, se aprecia que el efecto de acortamiento varía desde un 2 % a 3,5 MHz hasta un 5 % a 30 MHz.

Si el radiador está sostenido con aisladores (como es el caso en la práctica), o si sus extremos están cerca de conductores o cuerpos metálicos, el efecto de acortamiento se hará más pronunciado en virtud de la capacitancia que se produce, y será necesario hacer la antena aun más corta para obtener la resonancia. Cuando se consideran los efectos de este tipo en una instalación *normal*, se llega a la conclusión de que en la mayoría de los casos la longitud conveniente para una antena construida con alambre N° 12, dentro del rango de 3,5 a 30 MHz, está dada por

$$L = 150 \times 0,95 / f$$

o sea

$$L = 142,5 / f$$

donde L está en metros y f en MHz.

Cuando el radiador no es de media onda, sino un múltiplo de medias ondas, la fórmula —más general— a aplicar es

$$L = 150 (N - 0,05) / f$$

con las unidades habituales (metros, MHz) y donde N es el número de medias longitudes de onda.

Antenas armónicas

Los conductores lineales más largos que media longitud de onda se llaman generalmente *antenas armónicas*. En la Fig. 3-1 puede apreciarse la distribución de corriente y tensión en una antena

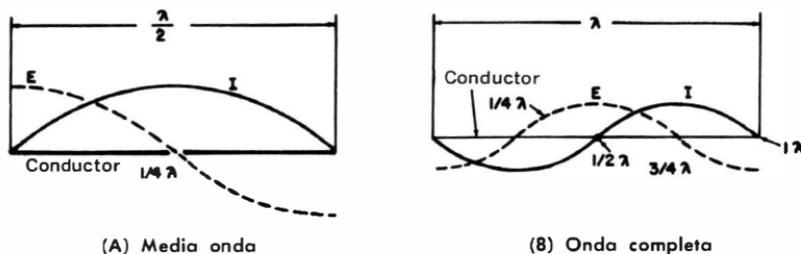


Fig. 3-1. Tensión y corriente de radiofrecuencia en antenas lineales.

de media onda común, comparada con la misma distribución en un conductor lineal de una longitud de onda. En el conductor de media onda la tensión es elevada en los extremos y baja en el centro, que normalmente es el punto de alimentación. En el conductor de onda completa (dos medias longitudes de onda) se produce un punto de alta tensión en cada extremo y uno en el centro. Sin embargo, la dirección del flujo de corriente (la polaridad instantánea) en un determinado instante dependerá de que el radiador se alimente en uno de los puntos de alta impedancia (los extremos o el centro) o en uno de los vientres de corriente. La relación armónica entre

un conductor de onda completa y uno de media onda, debido al efecto de la alimentación, no es un número exacto. Por ejemplo, una antena de media onda para 3,5 MHz no resonará exactamente a 7 MHz cuando se la haga funcionar en onda completa. Cuando se desea que una antena cortada para resonar en una determinada frecuencia como radiador de media onda funcione en su segunda o tercera armónica como radiador de varias semilongitudes de onda, la longitud, para llegar a la resonancia, debe aumentarse ligeramente.

Antenas de onda completa alimentadas al extremo

El diagrama de irradiación y la distribución de corriente de una antena de onda completa *alimentada en un extremo* se muestran, para el espacio libre, en la Fig. 3-2. Se ha tomado el diagrama de irradiación en un plano que contiene al eje del conductor. En

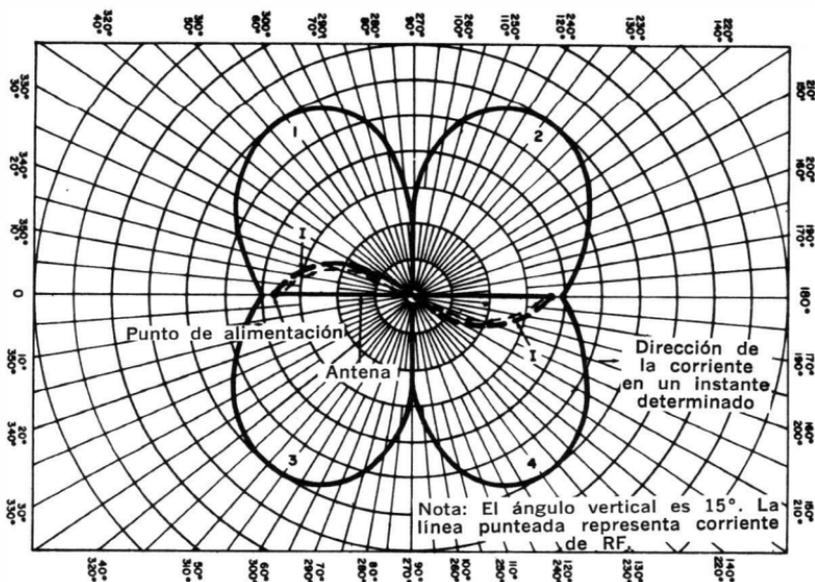


Fig. 3-2. Diagrama de irradiación de una antena de onda completa alimentada en un extremo.

cambio, en la Fig 3-3 se aprecia el diagrama correspondiente a un conductor de onda completa *alimentado al centro*. Esta última antena se conoce comúnmente como "par de antenas de media onda en fase". La ganancia de potencia en ambas direcciones de máxima irradiación, comparada con la ganancia de un dipolo común, es de unos 3 dB.

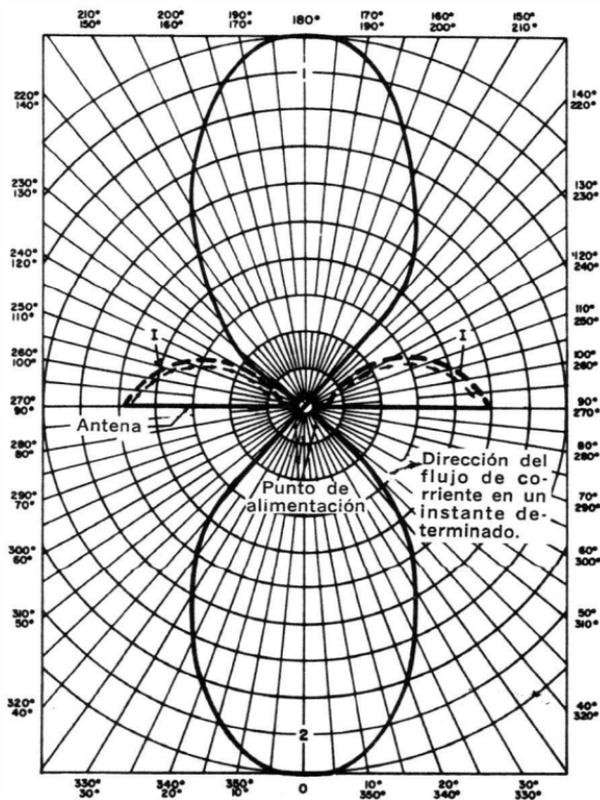


Fig. 3-3. Diagrama de irradación de una antena de onda completa alimentada al centro.

Antenas largas

En la Fig. 3-4 se muestra la distribución de tensión y corriente para una antena de dos largos de onda. Nótese que el diagrama es simétrico con respecto al conductor, teniendo los lóbulos mayores hacia adelante y hacia atrás. A medida que se aumenta el número de longitudes de onda del conductor, los lóbulos principales tienden a acercarse al radiador, y la mayor parte de la energía se irradia en la dirección del eje de la antena. Cuando el extremo remoto de una antena larga se termina en su impedancia característica, la onda de radiofrecuencia que pasa a través del conductor es una onda viajera, sin la presencia de ondas reflejadas, desapareciendo los lóbulos posteriores. Por lo tanto, la máxima radiación se produce en la dirección delantera, según la Fig. 3-5. No hay producción

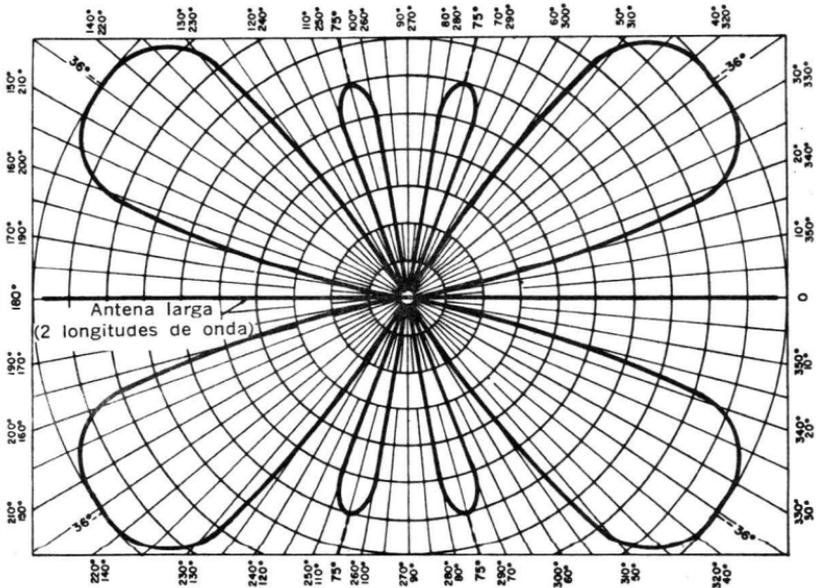


Fig. 3-4. Diagrama de irradiación de una antena de dos ondas completas.

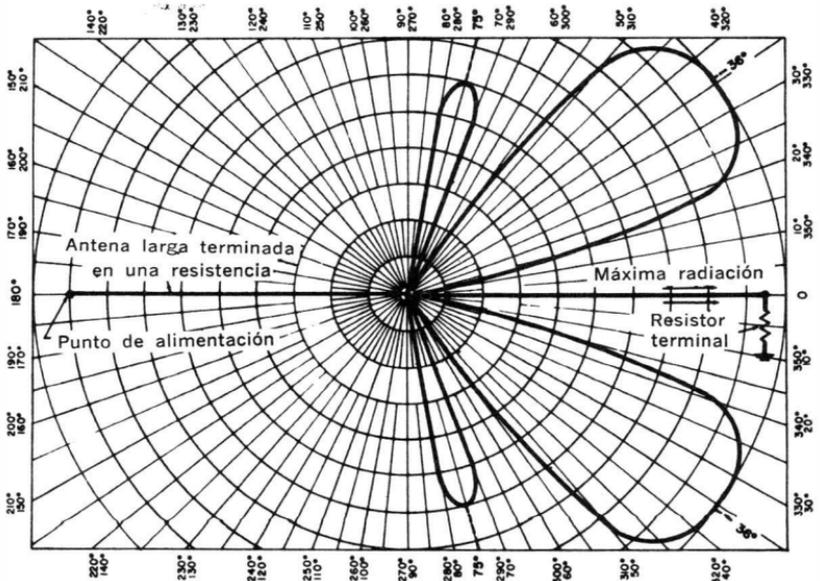


Fig. 3-5. Diagrama de irradiación de una antena larga alimentada en un extremo y terminada en Z_L .

ondas estacionarias porque la carga impuesta al extremo remoto absorbe toda la energía que llega allí e impide su reflexión.

Las antenas muy largas tienden a funcionar de forma similar a un alambre cargado en el extremo remoto, e irradian la mayor parte de su energía antes de que llegue al extremo. Al no haber reflexión, las ondas estacionarias son muy bajas y el diagrama de irradiación tenderá a tomar una forma similar a la de la Fig. 3-5, dependiendo de la cantidad de largos de onda que abarca el conductor.

Estructuras direccionales

Cuando se disponen dos antenas largas en forma de V, según el esquema de la Fig. 3-6, se forma una estructura direccional. Para obtener la máxima directividad, el ángulo del vértice de la V debe

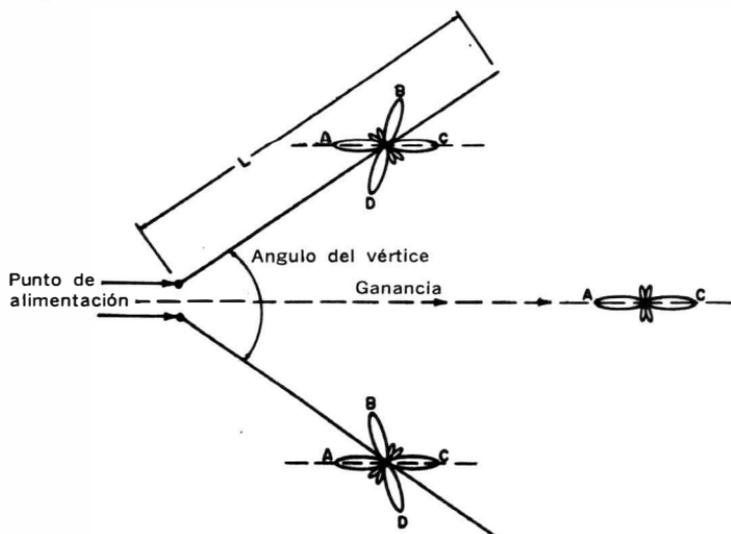


Fig. 3-6. Antena en V.

elegirse de forma que los lóbulos principales de cada uno de los alambres sean paralelos a la bisectriz y, por lo tanto, se refuercen mutuamente. Los demás lóbulos tenderán a cancelarse, y la radiación será máxima en la dirección de la bisectriz. La antena en V debe alimentarse con dos alambres paralelos en su vértice, y las señales aplicadas a ambos alambres deben ser iguales y de fase opuesta. En la Tabla 3-2 se dan los ángulos más convenientes para antenas V de distintas longitudes de onda por rama.

Si cada brazo de la V se hace de varios largos de onda, el diagrama de irradiación tiende a hacerse unidireccional, como ya se explicó. El efecto puede mejorarse terminando cada rama en su resis-

TABLA 3-2. ANGULOS OPTIMOS Y GANANCIA DE LA ANTENA EN V.

Largos de onda de cada rama	Angulo al vértice	Ganancia (dB)
2	80°	5,5
3	60°	7,0
4	50°	8,0
5	45°	8,5
6	43°	9,5
7	41°	10,0
8	40°	10,5
9	39°	11,0
10	38°	11,5
11	37°	12,0
12	36°	12,5

tencia característica. Sin embargo, esta solución se emplea muy raramente y se prefiere, en cambio, recurrir a la antena rómbica de la Fig. 3-7.

La antena rómbica está formada por dos antenas en V enfrentadas, y se alimenta con una línea balanceada en uno de los vértices. En el otro extremo (el remoto) se coloca una resistencia de carga que disipa la potencia que no ha sido irradiada al espacio, de forma que no haya reflexión hacia la fuente. Si se consiguen las condiciones óptimas de ángulo al vértice, inclinación, elevación, etc., los lóbulos principales de ambas antenas se refuerzan mutuamente y la radiación se produce en la dirección del eje del rombo, alejándose del extremo alimentado. La ganancia relativa de una antena rómbica bien diseñada, comparada con un dipolo común de media onda, es de 10 a 15 dB. Las principales ventajas de las antenas rómbicas son su ganancia, característica unidireccional, funciona-

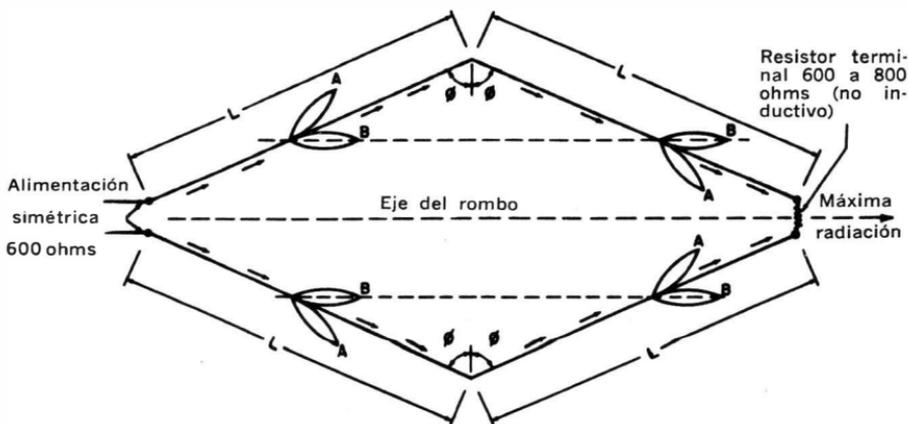


Fig. 3-7. Antena rómbica.

miento sobre una ancha banda de frecuencias y relativa simplicidad de ajuste y funcionamiento. Las desventajas más notorias, son: el gran espacio necesario para su instalación y el plano horizontal fijo de máxima radiación. Generalmente, por esta última razón, se utilizan las rómbicas para comunicación entre puntos fijos, en aplicaciones militares y comerciales. Si bien muchos aficionados admiran su funcionamiento, las antenas rómbicas no son prácticas para este tipo de actividad. En el rango de 3,5 a 30 MHz son demasiado grandes para hacerlas orientables, y a las frecuencias en que podrían ser suficientemente chicas como para usarlas (FME, FUE) hay otras estructuras (como por ejemplo el reflector esquinero o el radiador tipo bocina) con más ganancia y mejor directividad, y que pueden girarse fácilmente en sentido horizontal. Las antenas más populares y probablemente las más prácticas usadas por los aficionados son las estructuras lineales, ya sea con dipolos excitados con diferentes relaciones de fase o con elementos parásitos. A continuación se estudia este tipo de antenas.

ANTENAS DIRECCIONALES LINEALES A DESPLAZAMIENTO DE FASE

La antena direccional más sencilla de este tipo (Fig. 3-8) está formada por un radiador de media onda (dipolo), con un conductor

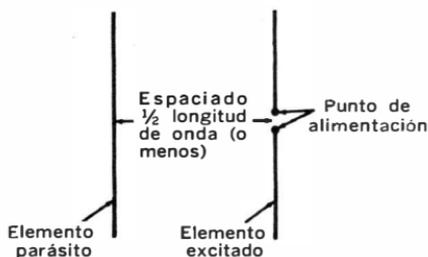


Fig. 3-8. Antena direccional sencilla.

paralelo ubicado a una distancia no mayor que media onda del anterior. Este segundo elemento se llama *reflector* o *director*, según su frecuencia de resonancia sea algo mayor o algo menor, respectivamente, que la del elemento excitado o *radiador*.

Antena parasitaria

En el examen anterior acerca de antenas imágenes y efectos de la presencia de la tierra sobre el comportamiento de las ondas reflejadas por la superficie del terreno, se vio que las mismas reforzaban la radiación directa en ciertos ángulos verticales, mientras

que tendían a cancelarla en otros. Como resultado, el campo total resultante era muy intenso en ciertas direcciones y más débil en otras, dependiendo de la altura de la antena sobre el terreno que, en las direcciones favorecidas, las ondas directa y reflejada estuvieran en fase. Cada vez que se encuentran en el espacio dos trenes de ondas en concordancia de fase, se refuerzan mutuamente y se suman sus amplitudes.

Reflector — Si bien el elemento parásito de la antena direccional que se muestra en la Fig. 3-9 se llama *reflector*, no refleja las ondas de radio de la misma forma que un plano de tierra. A causa del gran acoplamiento entre el reflector y el elemento excitado, las ondas irradiadas desde este último provocan un intenso flujo de corriente en el primero. El fenómeno es similar al de un transformador, en el cual el bobinado primario provoca un flujo

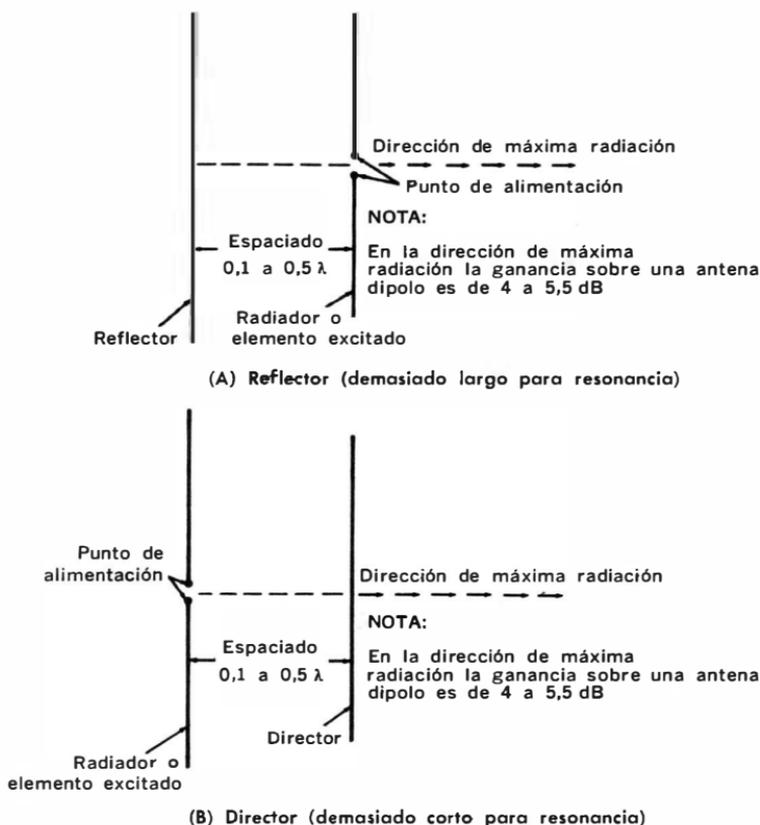


Fig. 3-9. Antenas direccionales de dos elementos.

de corriente en el secundario; en ambos casos el conductor está fijo y el campo en movimiento. La elevada corriente inducida en el elemento parásito provoca la formación de un campo electromagnético alrededor del mismo, de manera similar al campo que se forma en el radiador. Este campo electromagnético, en el elemento parásito, se irradia también a la velocidad de la luz. Para un punto dado del espacio, si la fase de los campos irradiados por el radiador y el elemento parásito es la misma, ambos campos se sumarán. De lo contrario, tenderán a anularse. Se comprende que el campo producido por una antena de este tipo es máximo en aquellas direcciones en que ambos campos parciales están en fase.

La relación de fase entre los dos campos está determinada por:

(1) El espaciado entre los dos elementos conductores, y (2) la sintonía del elemento parásito, para que la fase del campo irradiado adelante o retrase respecto al campo del elemento excitado. En las antenas comunes de tres elementos, normalmente la potencia de radiofrecuencia proveniente del trasmisor se inyecta en el elemento central. Este se llama *radiador* y se sintoniza a la frecuencia de trabajo, una vez que la antena y todos sus accesorios han sido instalados. Uno de los elementos parásitos, el *reflector*, resuena a una frecuencia inferior a la del radiador. El otro, el *director*, lo hace a una frecuencia más elevada.

Director — El segundo elemento parásito se llama *director*, y su efecto es semejante al de una lente condensadora en un foco de luz. A la frecuencia para la cual ha sido diseñada la antena, el campo irradiado por el reflector retrasará respecto al campo del elemento principal, y el campo irradiado desde el director estará adelantado al del radiador. La onda necesita de un cierto intervalo de tiempo para cubrir la distancia que separa los elementos, y excitar al reflector y al director para que produzcan sus propios campos. También se necesita un cierto intervalo para que el campo producido por el reflector vuelva a pasar por el radiador y alcance finalmente el director.

En el caso del *reflector*, la relación de fase es tal que un ciclo del campo producido por el mismo se suma *al ciclo siguiente* del radiador. La relación de fase es tal que en el momento en que el campo producido por el reflector llega al radiador, se produce la suma y ambos campos pasan al director con la polaridad adecuada para sumarse a su vez al campo producido por este tercer elemento. En esas circunstancias, los tres campos parciales se combinan para producir un campo intenso en la dirección que va del reflector al director, según se muestra en la Fig. 3-10.

Cualquier sistema direccional que contenga elementos (reflector, director, etc.) que no reciban potencia directamente de la línea de alimentación, sino que se exciten en forma parásita, se llama *estructura parasitaria*. Cuando todos los elementos reciben la potencia directamente de la línea de transmisión, pero varía la relación de fase entre ellos, la estructura se llama *activa*. Si bien

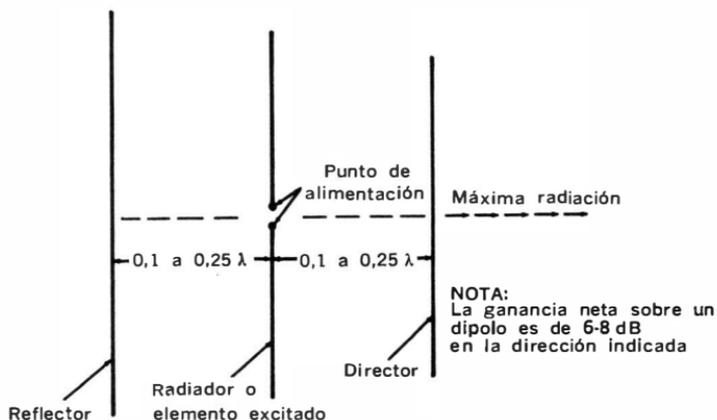


Fig. 3-10. Antena direccional de tres elementos.

se usan algunas antenas activas en sistemas de comunicación de aficionados, su uso principal está en los campos comercial y militar, para comunicaciones entre puntos fijos. Normalmente, el diagrama de irradiación de una antena activa se controla variando la relación de fase y la amplitud de la corriente de radiofrecuencia en los distintos elementos. El efecto direccional también depende, en alguna medida, de los acoplamientos mutuos entre los radiadores. Una antena activa se llama *trasversal* cuando la irradiación máxima se produce en un plano perpendicular al de los elementos, y *longitudinal* cuando la máxima radiación sigue la línea que une los centros de los elementos.

Antenas activas trasversales

Una antena sencilla de este tipo está formada por dos elementos lineales de media onda, según la Fig. 3-11. Ambos se alimentan con tensiones iguales y en fase a través de la línea de transmisión principal, L , y las dos líneas de ajuste de fase L_1 y L_2 . Cada línea de fase, desde el punto de alimentación P hasta el centro del elemento respectivo, tiene una longitud de media onda. Las flechas indican el flujo de la corriente de radiofrecuencia en los dos elementos en un instante determinado. El espaciado d entre los dos elementos es también de media onda.

En la Fig. 3-12 puede verse el diagrama de radiación horizontal de una antena de este tipo con los dos elementos en posición vertical. El diagrama circular de referencia, trazado con línea de puntos, indica la irradiación de un dipolo vertical de media onda. La ganancia relativa de potencia de esta estructura, en las direcciones de máxima irradiación, es de unos 4 dB por sobre la irradiación del dipolo común. Esta ganancia depende del espaciado entre los

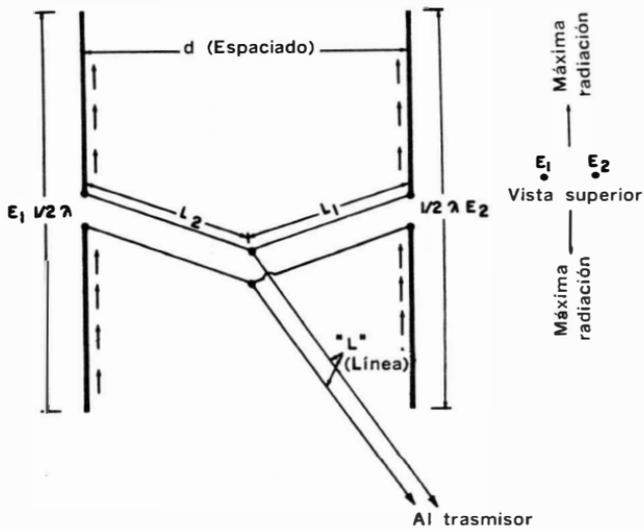


Fig. 3-11. Antena activa con dos elementos de media onda en fase.

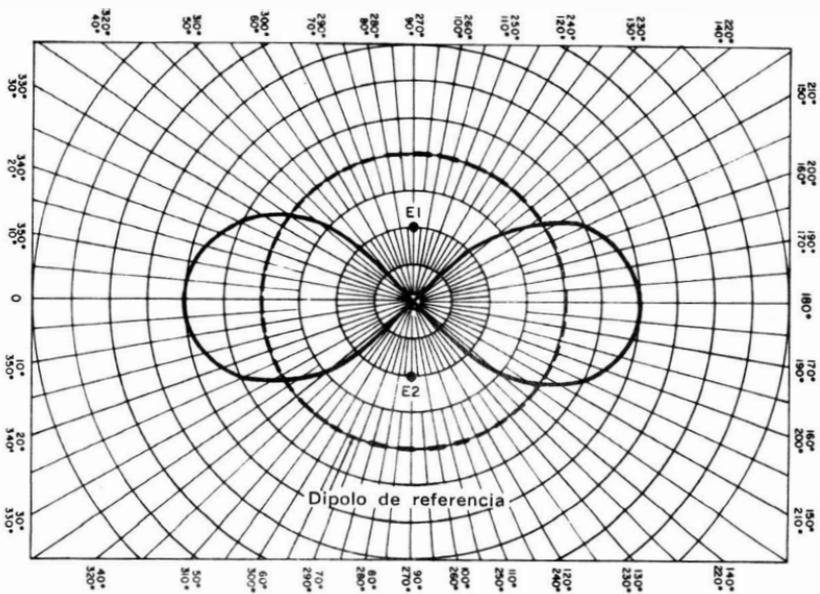


Fig 3-12. Diagrama de irradiación de dos elementos de media onda alimentados en fase.

elementos excitados, y también del número de elementos de la configuración. Su valor máximo se obtiene cuando d está entre 0,6 y 0,7 longitudes de onda. Con un espaciado de 0,5 longitudes de onda la ganancia aumenta a razón de aproximadamente 1 dB por elemento agregado, hasta un máximo de 6 elementos. Con el espaciado de 0,7 longitudes de onda, el aumento de ganancia por cada elemento adicional es de unos 1,5 dB hasta 6 elementos. En ambos casos, después del sexto elemento el aumento de ganancia se hace menos significativo.

En las estructuras comerciales activas, de muchos elementos, se acostumbra controlar la ganancia de potencia y el ancho del haz irradiado variando tanto la fase como la amplitud de la corriente aplicada a los distintos elementos. Las estaciones de radiodifusión utilizan esta técnica para irradiar la mayor potencia hacia las zonas más densamente pobladas de su área de servicio.

Estructuras activas longitudinales

En la Fig 3-13 se muestra una estructura sencilla de este tipo. Los dos elementos llevan corrientes de radiofrecuencia de la misma amplitud, pero en un instante determinado el flujo de corriente en ambos conductores está 180° fuera de fase. La inversión se consigue cruzando los terminales de una de las líneas de fase, L_1 ó L_2 , en el punto en que conecta al elemento conductor. Como en un determinado instante los campos irradiados por los dos elementos están 180° fuera de fase y el espacio entre los mismos es también de

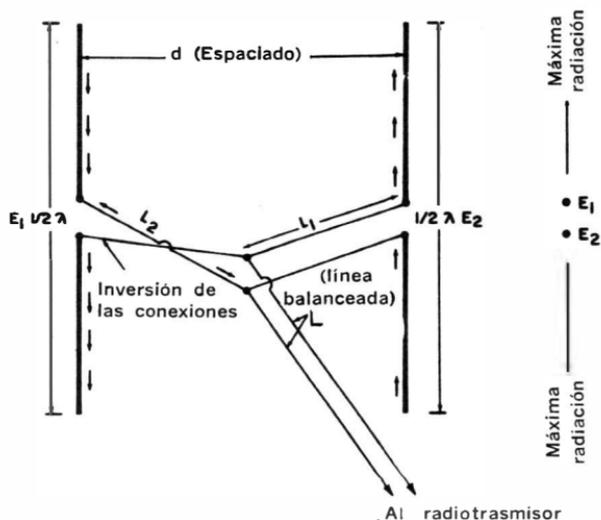


Fig. 3-13. Antena activa con dos elementos de media onda alimentados fuera de fase.

media onda, los dos campos se suman formando un diagrama de irradiación como el de la Fig. 3-14. Para entender más claramente cómo se forma este diagrama, se estudiará el funcionamiento del sistema según la Fig. 3-15. Cuando el elemento conductor A está irradiando un campo de una polaridad instantánea determinada, el elemento B irradia un campo también máximo, pero de polaridad

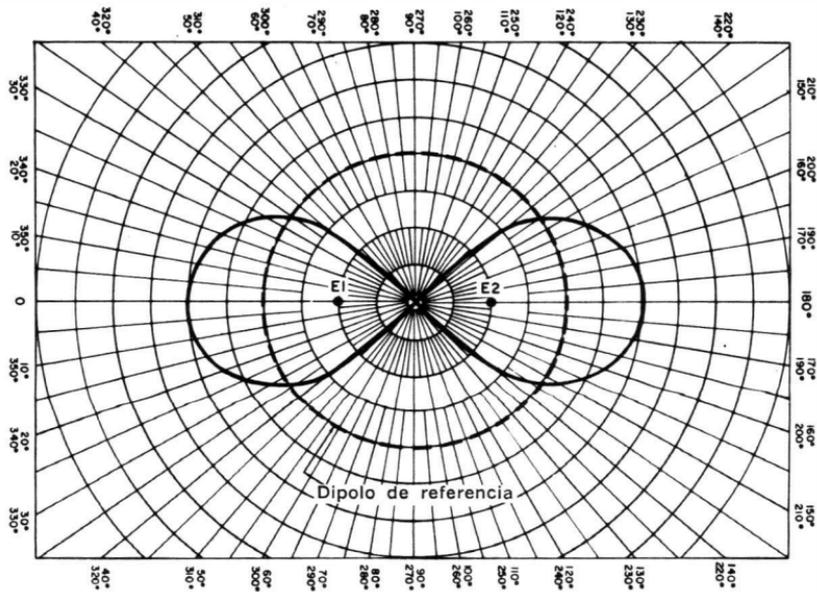
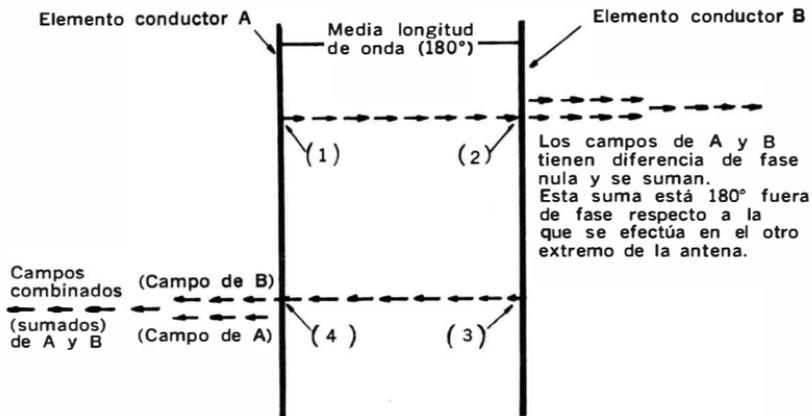


Fig. 3-14. Diagrama de irradiación de dos elementos de media onda alimentados fuera de fase.

opuesta a la de A. Para fijar ideas, puede afirmarse (por ejemplo) que en un momento determinado se irradia desde A un máximo positivo y desde B un máximo negativo. La fase del elemento A se tomará como referencia y será de 0° . Los dos campos irradiados se alejan de los alambres generadores a la velocidad de la luz. La distancia de espacio libre entre A y B es 180° eléctricos, o media onda. En el momento en que el máximo positivo de A llega a B, el campo de este último ha completado un semicírculo y será también un máximo positivo. Por lo tanto, ambos campos se suman. De la misma manera, el campo irradiado desde B llegará a A con la polaridad (fase) adecuada para sumarse al campo de este último.

La estructura activa longitudinal, en la cual la máxima radiación se desarrolla sobre el eje, puede ser diseñada también para producir diagramas unidireccionales. La estructura bidireccional usada comúnmente por los aficionados se conoce en E.E.U.U. de N.A. como "8JK beam", en honor al Dr. John D. Kraus, W8JK, a quien se atribuye su desarrollo.



1) El campo en A se genera 180° fuera de fase con B. 2) El campo de A llega a B con retraso de fase de 180° con respecto a cuando fue generado y con diferencia nula respecto a B. 3) El campo se genera en B a 180° fuera de fase respecto a A. 4) El campo proveniente de B llega a A con diferencia de fase de 0° .

Fig. 3-15. Suma de los campos producidos por dos dipolos fuera de fase y separados media onda.

Los elementos de corriente, en una antena bidireccional longitudinal activa, se ponen invariablemente a 180° fuera de fase. Para poder obtener diagramas de irradiación unidireccionales es necesario que los elementos asuman otras relaciones de fase en lugar de 180° ; salvo algunas excepciones, estos sistemas suelen ser de ajuste difícil. Como resultado lógico, este tipo de antena no ha tenido mucha popularidad entre los aficionados. Una excepción es la estructura de la Fig. 3-16: su diseño proviene de Nueva Zelanda y se la conoce en todo el mundo como "ZL Especial". Utiliza para su funcionamiento una combinación de principios comunes a las antenas activas y a las parasitarias. Si bien se han publicado pocos datos sobre ella, la ZL Especial se aproxima en sus características a las estructuras parasitarias comunes de 3 elementos. La relación frente-espalda es muy buena, y la ganancia está cerca de los 6 a 7 dB.

En la Tabla 3-3 se dan las dimensiones correctas para el funcionamiento de la ZL Especial en la banda de aficionados de 14 a 14,35 MHz (20 metros). Los dos elementos —dipolos plegados— se excitan con corrientes de radiofrecuencia desfasadas 135° . Esta relación de fase se mantiene mediante el uso de una línea traspuesta de 0,125 longitudes de onda, que puede confeccionarse con 216 cm. de línea de TV de 300 ohms. El espaciado entre los elementos excitados es de 0,125 de onda, o sea 215 cm. En otro capítulo se estudiarán dispositivos de ajuste de impedancias para alimentar esta antena a partir de una línea coaxial de 50 ó 70 ohms.

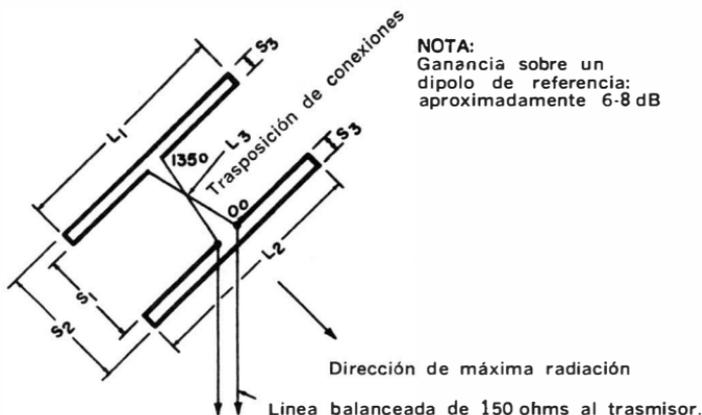


Fig. 3-16. Configuración direccional activa ZL Especial.

TABLA 3-3. DIMENSIONES (EN CM) PARA LA ANTENA UNIDIRECCIONAL ZL ESPECIAL CONSTRUIDA CON TUBO DE ALUMINIO DE 2,5 CM DE DIAMETRO.

	20 Metros	15 Metros
L_1	991,2	660,8
L_2	945,5	630,3
L_3	216 (línea 300 ohms)	175,4
S_1	213,5	172,8
S_2	259,2	203,3
S_3	22,9	15,2

Estructuras colineales

Las antenas activas descritas hasta ahora utilizan elementos de media onda. Si se desea, pueden emplearse elementos de una onda completa para aumentar la ganancia y directividad. Un conductor de onda completa alimentado en el centro exhibe, como se muestra en la Fig. 3-17, una ganancia de aproximadamente 3 dB respecto al dipolo. Generalmente esta antena no se considera como tal, sino como un "par de antenas de media onda en fase". También, por la disposición física de los dos elementos básicos de media onda, se la llama antena *colineal*. El dispositivo colineal puede usarse formando parte de un gran número de estructuras, que toman el nombre de estructuras colineales. La principal desventaja del sistema reside en su gran tamaño y poca facilidad de movimiento. Generalmente este tipo de antenas se utiliza más en comunicaciones comerciales y militares, es decir, entre puntos fijos. En menor extensión, también en las bandas de aficionados de FME.

La configuración colineal más sencilla es la "H" o "dos sobre dos"

de la Fig. 3-17. La irradiación es perpendicular al plano de los conductores (antena transversal) en ambas direcciones, y la ganancia sobre un dipolo de referencia de media onda es aproximadamente 5,5 dB. La alta resistencia de irradiación da una curva de resonancia muy ancha, de modo que puede usarse con resultados satisfactorios sobre una amplia gama de frecuencias. Los dos lóbulos de irradiación tienen un ángulo vertical reducido, resultando esta

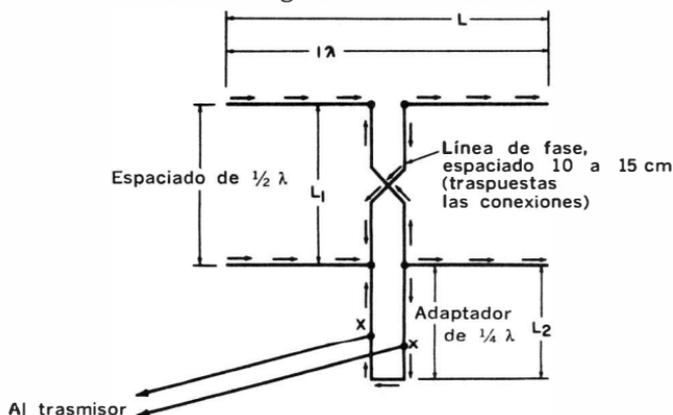


Fig. 3-17. Estructura activa apilada, bidireccional.

característica adecuada en comunicaciones de larga distancia (DX) para las bandas de 14, 21 y 28 MHz. En la Tabla 3-4 se dan las medidas de antenas "H" para estas tres bandas y las de 50 y 144 MHz.

En la Tabla 3-5 pueden consultarse las dimensiones de configuraciones activas longitudinales (8JK) tanto con elementos de media onda como con elementos de onda completa, Fig. 3-18. Con elementos de media onda una antena de este tipo se llama generalmente "de

TABLA 3-4. DIMENSIONES ADECUADAS PARA ESTRUCTURAS COMO LAS DE LA FIG. 3-7 PARA LAS BANDAS DE AFICIONADOS DE 14, 21, 28, 50 Y 144 MHz.

Frecuencia (MHz)	Radiador (L) (cm)	Sección Enfasadora (L ₁) (cm)	Adaptador (L ₂) (cm)
14,20	2053,7	1052,2	523,6
21,25	1357,2	701,5	350,7
28,50	1021,7	526,1	261,8
52,00	564,2	287,2	142,3
146,00	198,2	101,6	52,1

Las medidas de las secciones adaptadoras sólo son aproximadas. La barra cortocircuitante debe ubicarse para llevar el sistema a resonancia, y luego ajustar la derivación para mínima ROE.

TABLA 3-5. DIMENSIONES PARA ANTENAS ACTIVAS LONGITUDINALES CON ELEMENTOS DE MEDIA ONDA Y DE ONDA COMPLETA (EN CM)

Frecuencia (MHz)	Dimensión	Sección Simple ($1/2 \lambda$)	Sección Doble (1λ)
14	L_1, L_2	1037,0	1830,0
	L_3	134,7	134,7
	S_1	264,3	264,3
	S_2	61,0	61,0
21	L_1, L_2	693,9	1372,5
	L_3	101,7	101,7
	S_1	198,2	198,2
	S_2	50,8	50,8
28	L_1, L_2	518,5	915,0
	L_3	134,7	134,7
	S_1	264,3	264,3
	S_2	45,7	45,7

Las estructuras de 14 y 21 MHz están espaciadas a 0,125 de onda; las de 28 MHz, a 0,25 de onda.

sección simple"; una de onda completa "de sección doble", etc. Una antena de sección simple pasa a ser de sección doble cuando se la hace funcionar en su segunda armónica. Una antena activa, longitudinal, bidireccional, de sección doble, con un espaciado de 0,125 longitudes de onda entre sus dos elementos, tiene una ganancia de

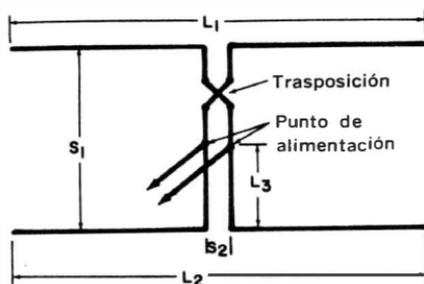


Fig. 3-18. Antena bidireccional longitudinal, activa (8JK).

6,2 dB respecto a un dipolo de referencia. Con un espaciado de 0,2 longitudes de onda la ganancia de potencia es de aproximadamente 5,7 dB. En la Fig. 3-19 se muestra el diagrama de irradiación en el plano de los elementos, para una antena de tipo longitudinal. La Fig. 3-20, en cambio, representa el diagrama de irradiación en sentido vertical.

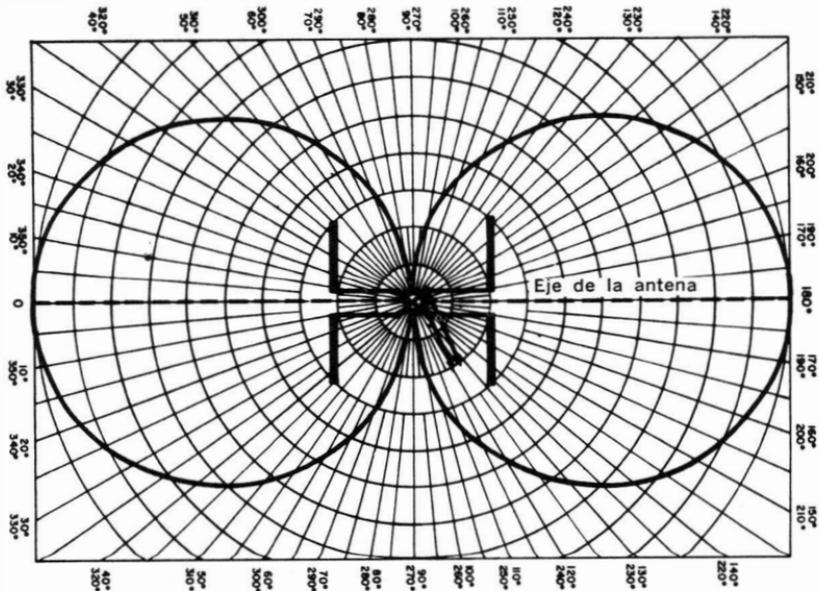


Fig. 3-19. Diagrama de irradiación de una antena activa longitudinal en el plano de los elementos.

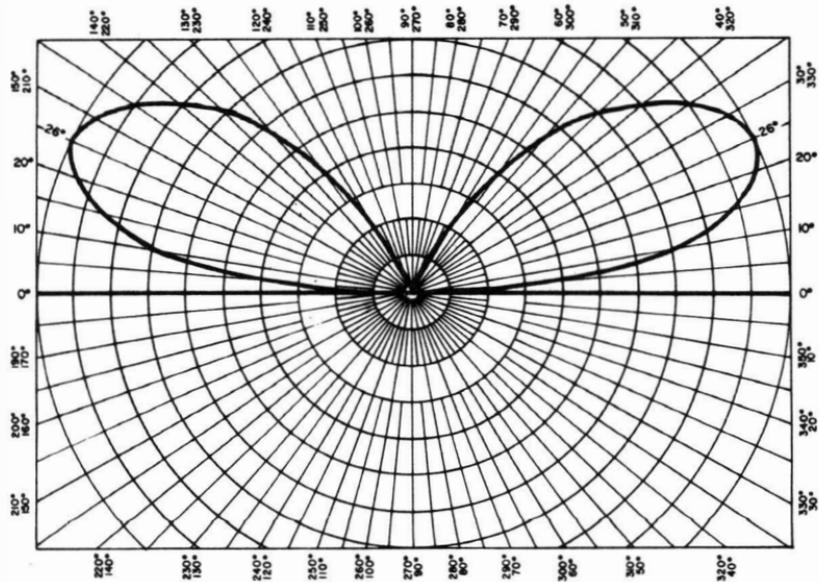


Fig. 3-20. Diagrama de irradiación vertical de una antena longitudinal montado horizontalmente a 0,5 longitudes de onda sobre el terreno

LAS ANTENAS CUADRICAS

Las antenas cuádricas (puede verse un ejemplo en la Fig. 3-21) se diseñaron originalmente para usarlas en la estación de radio de ondas cortas HCJB de Quito, Ecuador. Ultimamente, sin embargo, la antena cuádrica (conocida vulgarmente por "cuad") ha sido objeto de intensos trabajos de investigación y desarrollo por parte de aficionados y otros. Hasta hace poco no se comprendían bien sus

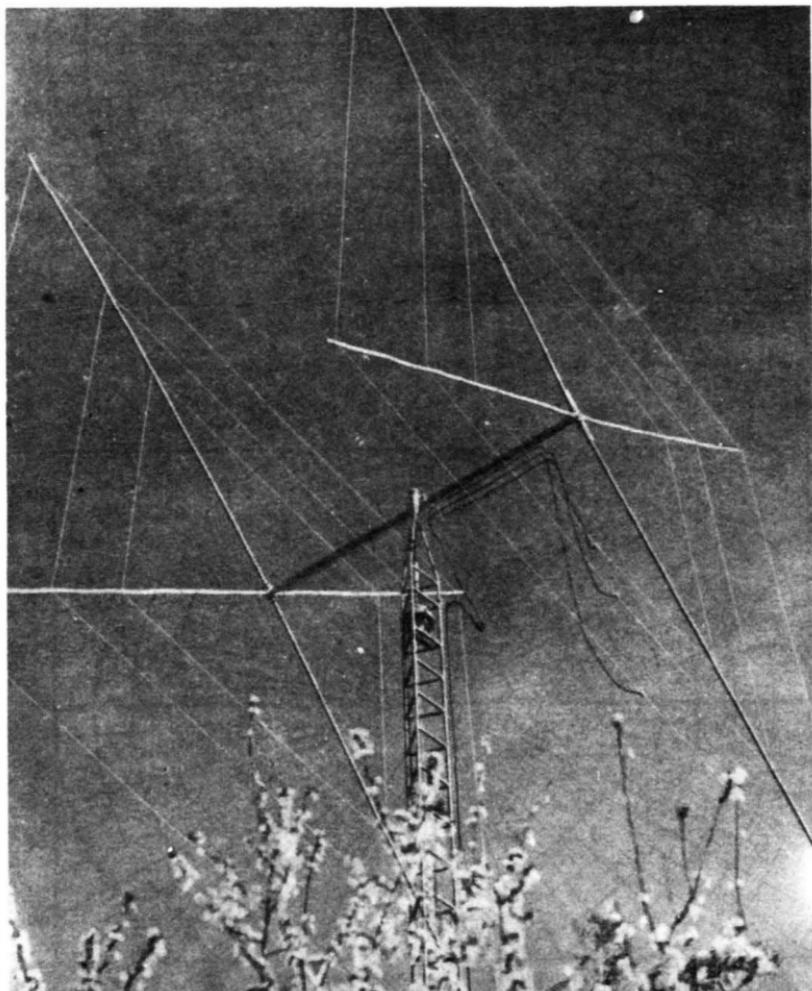


Fig. 3-21. Antena cuádrico cúbico

características, y como resultado de ello se publicaron datos muy contradictorios sobre su funcionamiento. La antena cuádrlica resulta especialmente adecuada para comunicaciones de larga distancia en las bandas de aficionados de 14, 21 y 28 MHz por su bajo ángulo de irradiación vertical. Actualmente muchos aficionados utilizan antenas cuádrlicas cúbicas de fabricación comercial.

El cuadro básico

El cuadro o elemento cuádrlico básico (Fig. 3-22) está formado por un conductor (generalmente alambre de cobre) que toma la forma de un lazo cuadrado, alimentado en el centro del lado inferior mediante un línea de trasmisión balanceada. Cuando cada lado

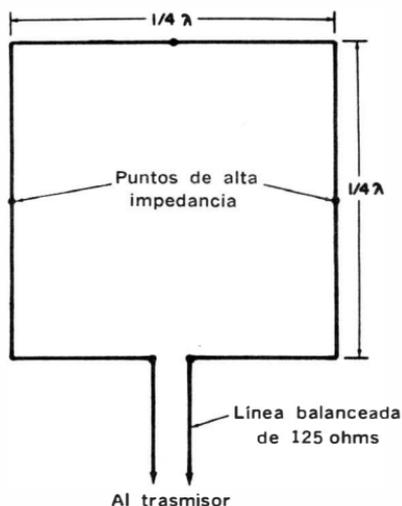


Fig. 3-22. Cuadro básico de las antenas cuádrlicas.

del cuadro tiene una longitud de $1/4$ de onda, y con la línea de trasmisión conectada como se indica, se forman puntos de alta impedancia en los centros de los lados verticales. La mayor parte de la irradiación se producirá en los lados horizontales superior e inferior, con polarización horizontal. El diagrama de irradiación será similar al del dipolo de media onda, pero algo más angosto entre los puntos de media potencia. También se presenta algo de radiación en los lados verticales, con polarización vertical, pero para los fines prácticos puede considerarse despreciable. La ganancia de potencia del lazo cuádrlico con respecto a un dipolo de media onda es de aproximadamente 0,9 dB. Cuando el alambre inferior está mon-

tado a media onda sobre el terreno, la resistencia de alimentación es aproximadamente 125 ohms.

La ganancia de potencia del cuadro puede aumentarse hasta unos 4 dB haciendo que cada lado sea de 0,5 longitudes de onda. El lóbulo de irradiación principal será bidireccional y semejante al de la antena "H" descrita en el apartado anterior. Si se ubica el punto de alimentación en el centro del conductor inferior se tendrá un punto de alta impedancia, y será necesario ubicar un transformador de impedancias entre este punto y la línea de alimentación de baja impedancia. En el próximo capítulo se describen dispositivos adecuados.

Cuádrlica de dos secciones

La cuádrlica de dos secciones es una antena sencilla formada por dos cuadros espaciados a una distancia d de 0,15 longitudes de onda (Fig. 3-23). Cada lado de los cuadros tiene $\frac{1}{4}$ de longitudes de onda. El cuadro excitado (radiador) se alimenta en el centro del lado inferior. La resistencia de irradiación, cuando el elemento

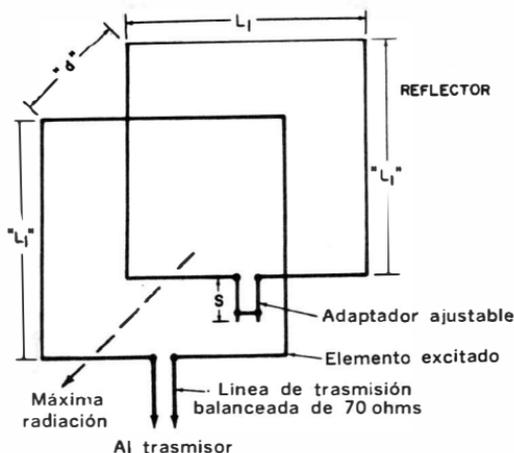


Fig. 3-23. Antena cuádrlica cúbica de dos elementos.

inferior está ubicado a 0,5 longitudes de onda sobre el terreno, es aproximadamente 70 ohms. El cuadro parásito reflector contiene, en su lado inferior, un adaptador sintonizable cuya barra cortocircuitante se ajusta en la posición que dé la máxima ganancia. La ganancia de potencia de una cuádrlica de dos elementos (o cúbica) es de unos 5,6 dB sobre un dipolo de referencia. Para mejores características de DX, se monta la antena a una altura de por lo menos $\frac{1}{2}$ onda sobre el terreno. En la Tabla 3-6 se dan las dimensiones de antenas cuádrlicas cúbicas para 20, 15 y 10 metros. En un capítulo posterior se estudiarán métodos de alimentación adecuados.

TABLA 3-6. DIMENSIONES (EN CM) PARA ANTENAS CUÁDRICAS CÚBICAS PARA LAS BANDAS DE 20, 15 Y 10 METROS (LADOS DE CUARTO DE ONDA)

Frecuencia (MHz)	L_1	S	d
14,25	528,7	101,6	251,6
21,25	355,8	61,0	170,3
28,50	264,3	50,8	129,6

La longitud del adaptador S debe ajustarse para máxima ganancia delantera y óptima relación frente-espalda, y puede variar ligeramente respecto a los valores indicados. El espaciado "d" puede modificarse para obtener la adaptación correcta a la línea de transmisión. La estructura debe alimentarse con línea balanceada o algún dispositivo de balance, según se describe en el texto.

En la Fig. 3-24 se muestra una antena cuádrlica cúbica que difiere de la anterior en tener cada lado de sus elementos una longitud de $\frac{1}{2}$ onda de la frecuencia de trabajo. El espaciado d entre los cuadros es de 0,15 longitudes de onda. El cuadro excitado se alimenta en el punto de alta impedancia. Si se desea alimentar esta antena con línea coaxial de 50 ó 70 ohms, deberán emplearse un balún y un adaptador de impedancias. El cuadro reflector se sintoniza para máxima ganancia delantera mediante un adaptador con barra cortocircuitante; la ganancia de potencia, sobre un dipolo de referencia de media onda es 8,5 dB. La relación frente-espalda es mejor que 20 dB, dependiendo de que el sistema se ajuste para máxima ganancia o para mejor discriminación. En la Tabla 3-7 se dan las dimensiones correspondientes a cuádrlicas cúbicas de dos elementos con lados de media onda, para las bandas de 20, 15 y 10 metros.

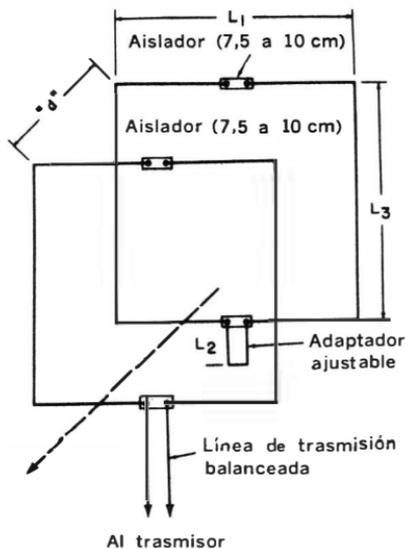


Fig. 3-24. Antena cuádrlica cúbica de media onda.

TABLA 3-7. DIMENSIONES PARA ANTENAS CUADRICAS CUBICAS CON LADOS DE MEDIA ONDA (EN CM).

Banda (MHz)	L_1	L_2	L_3	d
14	1029,4	610,0	1021,7	251,6
21	688,8	386,3	681,2	170,3
28	513,4	287,2	505,8	129,6

Las dimensiones de L_1 incluyen un aislador de 15 cm. La longitud de L_2 se ajusta para obtener la mejor relación frente-espalda y ganancia delantera. Los valores de ajuste pueden variar ligeramente respecto a las cifras aquí indicadas. El adaptador debe montarse rígidamente para evitar que se mueva con el viento.

SISTEMAS DE POLARIZACION VERTICAL

La antena dipolo común de media onda, montada en forma vertical respecto a la superficie del terreno, irradia una onda electromagnética polarizada verticalmente. Las antenas parasitarias y activas previamente descritas, también pueden irradiar con polarización vertical si se montan los elementos en dicha posición, Fig. 3-25.

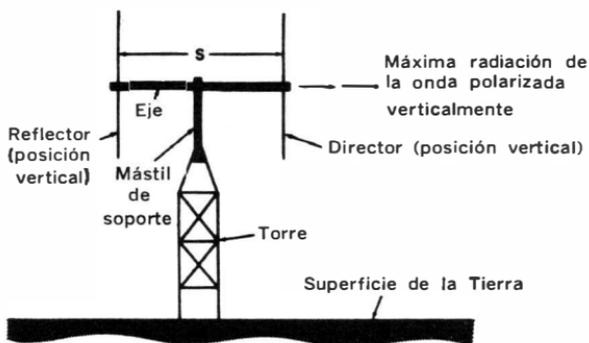


Fig. 3-25. Antena parasitaria montada verticalmente.

Con algunas antenas (como la cuádrlica cúbica) se obtiene la irradiación vertical simplemente desplazando el punto de alimentación (ubicándolo en el centro del elemento vertical). Normalmente, sin embargo, cuando se pretende utilizar con polarización vertical antenas diseñadas para funcionamiento horizontal, se obtienen magros resultados. La construcción y el diseño de una antena polarizada verticalmente en las bandas de 40, 20, 15 y 10 metros, presentan problemas eléctricos que no tienen las antenas de polarización horizontal.

Las antenas de polarización vertical que usan los aficionados son siempre dipolos de cuarto de onda o de media onda montados verticalmente. La excepción a esta regla se presenta en FME y FUE, frecuencias en las que suelen emplearse sistemas de polarización

vertical elaborados y direccionales. Las antenas móviles que se usan en el rango de 3,5 a 30 MHz, que son siempre eléctricamente cortas para la frecuencia de trabajo, irradian ondas polarizadas verticalmente; sin embargo, también se produce una considerable irradiación desde el cuerpo del vehículo, y la polarización de esta última puede ser vertical, horizontal o mixta dependiendo de la frecuencia y de las características particulares de cada instalación.

Plano de tierra de cuarto de onda

Una de las antenas verticales más populares utilizadas por los aficionados en las bandas de FE y FME es el dipolo de cuarto de onda con plano de tierra, mostrado en la Fig. 3-26. El elemento radiador vertical se construye con una pieza de tubo de aluminio o cobre del diámetro adecuado. Los cuatro radios, cada uno de los cuales tiene un cuarto de onda, se construyen con material autosoportante (tubo de aluminio, por ejemplo) y se montan como las dia-

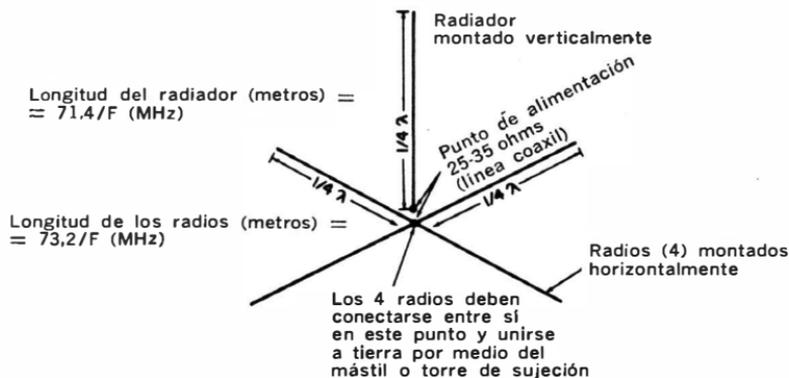


Fig. 3-26. Antena típica con plano de tierra.

gonales de un cuadro. Las antenas de plano de tierra se utilizan en frecuencias en que las dimensiones de los elementos pueden hacerse satisfactoriamente reducidas, y a veces el plano de tierra toma la forma de un disco cuyo radio es un cuarto de onda.

La antena de cuarto de onda con plano de tierra utilizada en FE consiste normalmente en un radiador vertical de tubo de aluminio y cuatro radios dirigidos parcialmente hacia abajo, que sirven al mismo tiempo como vientos de soporte a la torre de montaje. En la Fig. 3-27 se muestra una antena típica para 14 MHz.

La principal ventaja de la antena de plano de tierra, respecto a otros radiadores de polarización vertical, es que la pérdida de corriente en la conexión a tierra es pequeña. Si el sistema está ubicado a una altura razonable, pueden reducirse considerablemente las

NOTA: Dimensiones para 14 MHz

$L_A = 5,09$ m

$L_R = 5,18$ m

Radiador: tubo de aluminio; 2,5 cm diám.

Radio: alambre de cobre Nº 12

Angulo de los radios: 70°

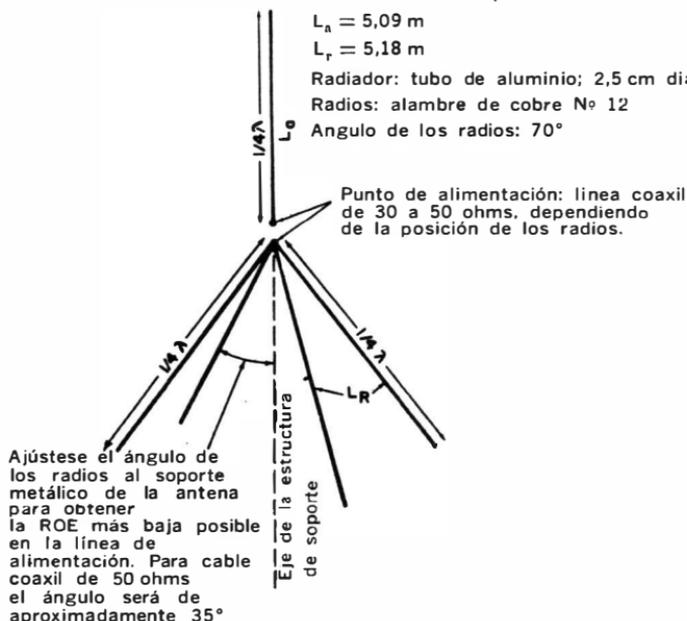


Fig. 3-27. Antena con plano de tierra para FE con radios descendentes

pérdidas debidas al terreno. Otra ventaja del plano de tierra es que la línea coaxil está aislada del sistema radiante. Esto es especialmente importante en FME y FUE, donde la radiación de la línea de alimentación o de la estructura metálica de soporte aumenta el ángulo vertical de máxima irradiación. En general, la antena con plano de tierra puede ubicarse a cualquier altura sin que cambie fundamentalmente la impedancia de alimentación; sin embargo, debe recordarse siempre que el plano de tierra es una estructura *resonante* y que, como cualquier otro elemento irradiante, los radios deben tener sus extremos aislados y deben mantenerse alejados de alambres, caños y otros conductores cercanos. Si bien el largo de los radios no es crítico, los extremos libres son sensibles a las per-

TABLA 3-8. DIMENSIONES PARA ANTENAS CON PLANO DE TIERRA (EN CM).

Frecuencia (MHz)	L_A	L_R
14,25	508,3	518,5
21,40	335,5	343,1
28,50	254,2	261,8

turbaciones provocadas por cuerpos metálicos cercanos, que llevan el sistema fuera de resonancia.

Las Tablas 3-8 y 3-9 contienen las dimensiones de antenas con plano de tierra (Figs. 3-28 y 3-29) para funcionamiento en las bandas de aficionados de FE y FME. Para otras frecuencias que no sean las de aficionados, las longitudes de los radios y del radia-

TABLA 3-9. DIMENSIONES PARA ANTENAS DE FME CON PLANO DE TIERRA (EN CM).

Frecuencia (MHz)	L_A	L_H
50	141	145,5
52	135,5	139,5
54	130,5	134,5
144	48,8	50,3
146	48	49,5
148	47,2	48,8
235	29,7	30,7
237	29,7	30,5
240	29,5	30,2
420	16,75	17,25
430	16,50	17,00

dor pueden calcularse por la fórmula de la Fig. 3-26. La antena con plano de tierra será descrita con posterioridad al tratar sobre líneas de transmisión y dispositivos de adaptación de impedancias.

Radiador "hipodérmico"

La "camisa" o "radiador hipodérmico" vertical (Fig. 3-30) es un sistema irradiante efectivo, de bajo ángulo vertical, apto parti-

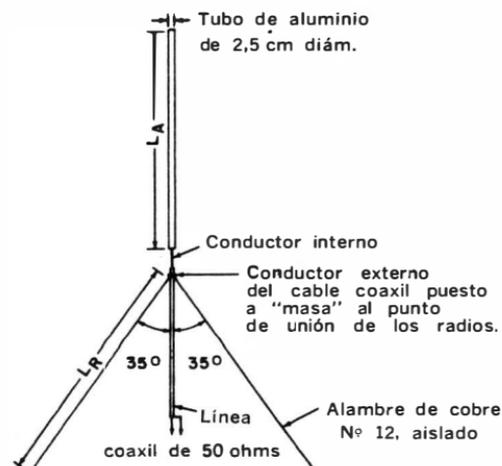


Fig. 3-28. Antena con plano de tierra para bandas de FE.

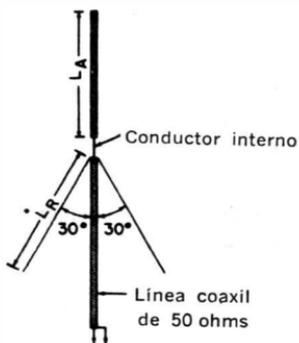


Fig. 3-29. Antena de plano de tierra para las bandas de FME.

cularmente para uso en FME y FUE. Básicamente es un radiador vertical de media onda, cuya mitad inferior es un trozo de caño. Según se muestra en la Fig. 3-31, el tubo que forma el radiador

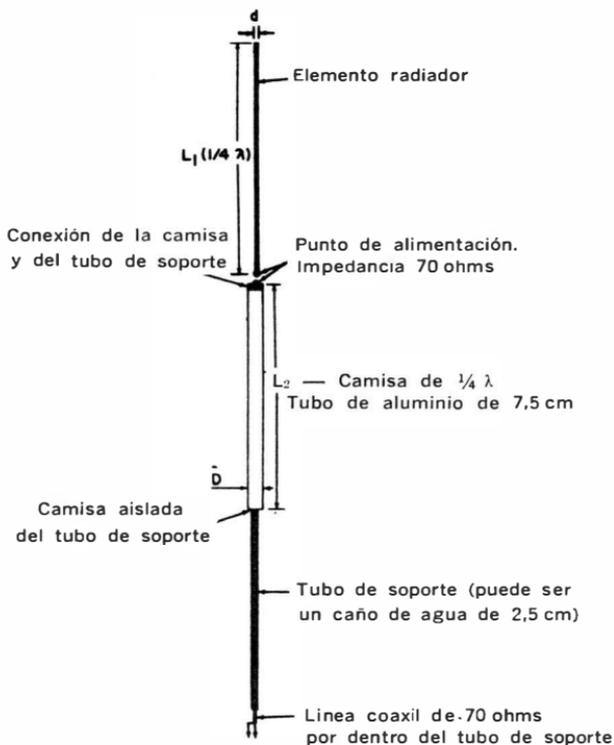


Fig. 3-30. Antena vertical de media onda tipo "camisa"

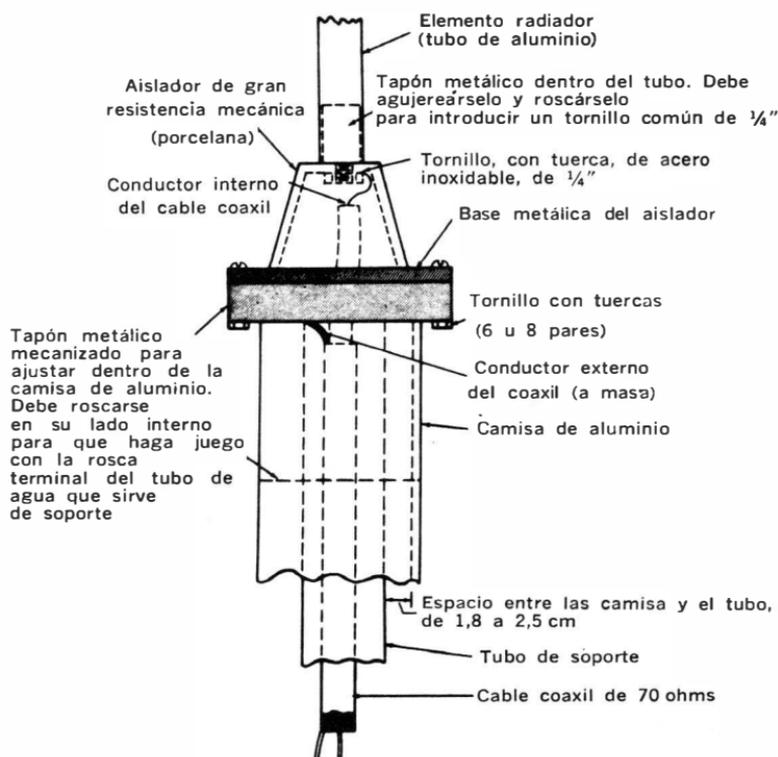


Fig. 3-31. Detalles de la estructura del punto de alimentación.

está cerrado y a potencial de masa en el extremo superior, y está a máximo potencial de RF en la parte inferior, abierta. El tubo metálico de soporte y la línea de transmisión coaxial están dentro del caño del radiador. En FME la estructura es muy rígida y no es necesario poner ningún aislador en la parte inferior de la camisa para que no toque el tubo interno. En las bandas de FE (20, 15 y 10 metros) es necesario disponer un aislador en la abertura. Normalmente este aislador se construye con un disco cortado de un

TABLA 3-10. DIMENSIONES DE LAS ANTENAS CON "CAMISA" PARA FE, EN CM.

Frecuencia (MHz)	L ₁	L ₂	d	D
14	510,9	508,3	2,54	7,62
21	343,1	335,5	2,54	7,62
28	259,2	251,6	2,54	7,62

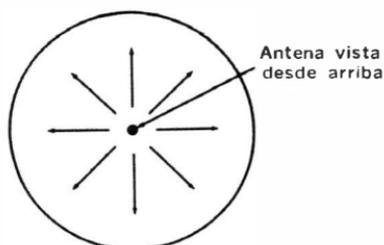
Longitud del radiador y de la "camisa": $L = 75 \times K/f$ (L en metros, f en MHz).

**TABLA 3-11. DIMENSIONES DE ANTENAS CON "CAMISA",
PARA FME (VHF) - PULGADAS**

Frecuencia (MHz)	L1	L2	d	D
50	55.4	55	0.5	3
52	53.1	52.9	0.5	3
54	51.3	50.9	0.5	3
144	19.2	19.1	0.25	3
146	18.9	18.8	0.25	3
148	18.6	18.5	0.25	3

tubo de poliestireno. En condiciones normales de montaje, la impedancia en el punto de alimentación es de 72 ohms, y la antena puede alimentarse directamente con línea coaxial sin necesidad de mecanismos de adaptación. En las Tablas 3-10 y 3-11 se dan las dimensiones de antenas hipodérmicas para las bandas de aficionados de FE y FME. La fórmula de la Tabla 3-10 puede usarse para calcular las dimensiones de los radiadores para otras frecuencias. Debe recordarse que la relación de diámetro a largo no será la misma en los dos brazos del dipolo, porque uno de ellos es un tubo grueso mientras que el otro es un radiador delgado. Por lo tanto, tampoco la longitud será la misma. De la Tabla 3-1 puede determinarse el factor de corrección necesario para cada mitad. El diagrama de irradiación de la antena hipodérmica en un plano horizontal (similar al de la antena con plano de tierra) es circular como el de la Fig. 3-32. En muchas instalaciones de FME no es necesario obtener un diagrama de irradiación directivo en el plano horizontal. A

Fig. 3-32. Diagrama de irradiación correspondiente a las antenas verticales con plano de tierra y a las del tipo "camisa".

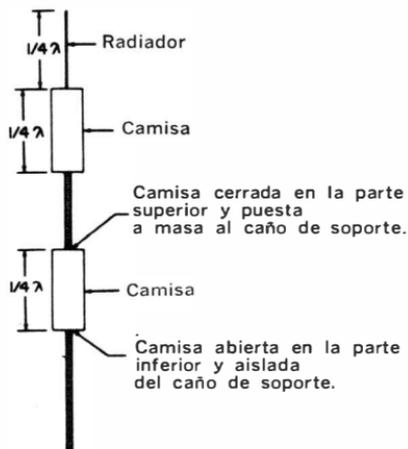


veces se agregan a la estructura "camisas" adicionales, según la Fig. 3-33, para concentrar la radiación en ángulos verticales reducidos y aumentar la ganancia de potencia. A veces, también, el agregado de un plano de tierra por debajo de los elementos con camisa mejora la irradiación, reduciendo el ángulo vertical.

REFLECTOR ESQUINERO

Este tipo de antena es de amplio uso, tanto en estaciones de aficionados como para comunicaciones comerciales en FME y FUE. El

Fig. 3-33. Agregado de elementos de "camisa" adicionales a la estructura de soporte.



campo irradiado puede estar polarizado vertical u horizontalmente, dependiendo de la forma de montaje de la estructura. Cuando el dipolo excitado se monta en forma vertical, el campo irradiado estará polarizado en esa dirección pero la mayor directividad se obtendrá en el plano horizontal. Puede afirmarse exactamente lo contrario cuando el montaje es horizontal. Sin embargo, como estructura de polarización horizontal presenta las siguientes características deseables: el diagrama de irradiación en un plano vertical está confinado a un ángulo bastante estrecho, y el diagrama en el plano horizontal es bastante más agudo que los de las antenas más comunes de FME o FUE.

Generalmente, desde el punto de vista de la alimentación, es más práctico diseñar la antena reflectora esquinera para que funcione con líneas coaxiales existentes que incluir posteriormente secciones adaptadoras; estas últimas pueden volverse muy críticas, particularmente en FUE. La impedancia de alimentación del dipolo cambia con el ángulo del reflector y la distancia entre el dipolo y el vértice. Si el ángulo es de 60° y la distancia del dipolo al vértice de 0,5 longitudes de onda, la impedancia del punto de alimentación es aproximadamente 70 ohms. Si los lados del reflec-

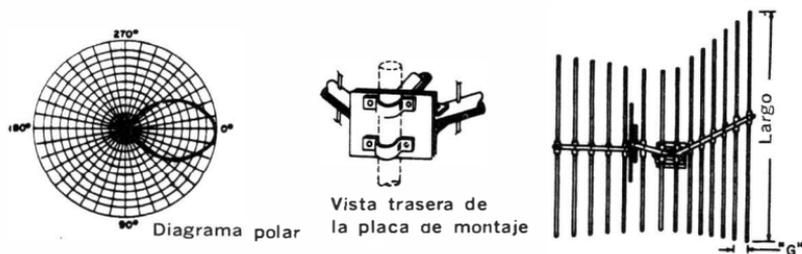


Fig. 3-34. Antena comercial con reflector esquinero.

tor se hacen de una longitud igual a dos ondas completas, o más, la ganancia de potencia de la estructura con respecto a un dipolo común de media onda es de unos 12 dB. Para mayor ganancia pueden apilarse varias antenas de éstas, ya sea horizontal o verticalmente, y alimentarlas en fase con una línea de alimentación común.

El reflector puede construirse de chapa metálica (aluminio, por ejemplo) o puede estar formado por una red de conductores paralelos como en la Fig. 3-34. Generalmente se utiliza esta última forma de

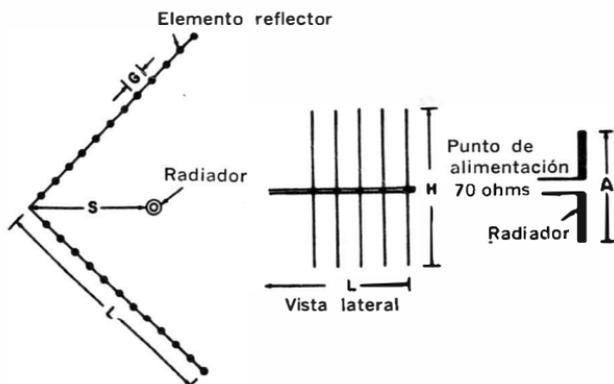


Fig. 3-35. Diagramas básicos de antenas tipo reflector esquinero.

construcción porque ofrece menor resistencia al viento. Los miembros de soportes pueden ser conductores o aisladores. El espaciado G entre las barras debe ser de 0,06 longitudes de onda y su largo no menor de 0,6 longitudes de onda para la menor frecuencia de trabajo. Si las barras son más cortas, la estructura tenderá a irradiar también hacia los costados y hacia atrás, disminuyendo la ganancia en sentido delantero y la directividad.

Las dimensiones más importantes de las antenas tipo reflector esquinero (Fig. 3-35) se dan en la Tabla 3-12 para las bandas de 144, 220 y 420 MHz. Todas están diseñadas para alimentación con líneas coaxiales de 70 ohms y tienen una ganancia de 12 dB con respecto a un dipolo de referencia.

TABLA 3-12. DIMENSIONES PRINCIPALES DE REFLECTORES ESQUINEROS DE 60° (EN CM).

Banda (MHz)	A	S	H	L	G
50	279,4	289,6	355,6	579,1	30,5
144	97,1	101,6	121,9	203,2	10,2
220	63,2	66,0	76,2	190,5	7,6
440	32,4	34,9	45,7	91,4	2,5

CAPITULO 4

Líneas de transmisión

Para conseguir características de irradiación adecuadas y una máxima eficiencia, la parte irradiante de la antena se ubica por lo común a cierta altura sobre el terreno y, generalmente, a considerable distancia del aparato transmisor. La potencia del circuito tanque de salida del amplificador final de RF se trasfiere a la antena a través de una línea de transmisión coaxil o de conductores paralelos. Esta línea, que sirve para canalizar la potencia hacia la antena, debe tener las mínimas pérdidas posibles. Para conseguir este objetivo es necesario que cumpla una serie de requisitos. De ellos, el más importante es su *impedancia característica*. En los capítulos anteriores, se habló repetidamente de *resistencia de irradiación* o *impedancia en el punto de alimentación*, y se les dio ciertos valores en ohms. Por ejemplo, un dipolo común de media onda, en el espacio libre, tiene una impedancia de alimentación (en el centro) de unos 70 ohms. La línea de transmisión, para poder transferir potencia adecuadamente a la antena, también deberá tener en este caso una impedancia característica de 70 ohms. Cuando se conecta una línea de 70 ohms a una antena cuya impedancia de alimentación es resistiva y de 70 ohms, la línea está en presencia del equivalente de una

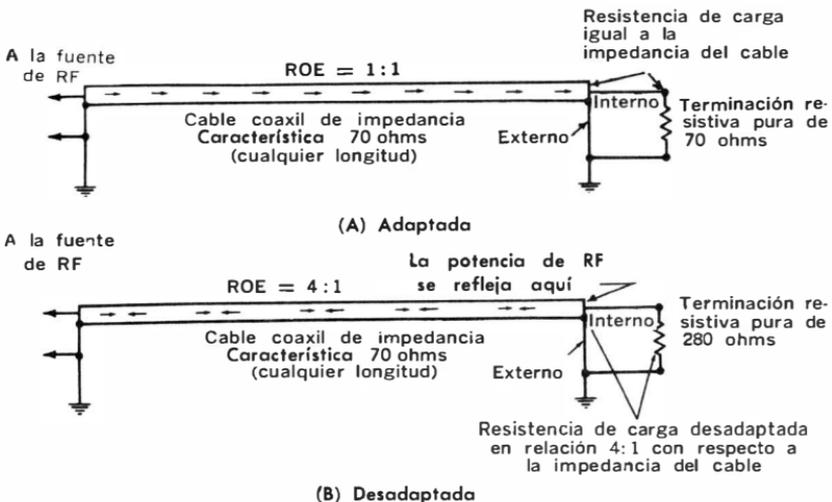


Fig. 4-1. Reflexión de RF (y alta ROE) en una línea de transmisión.

resistencia de 70 ohms. Si se quita la antena y se la reemplaza por esa resistencia (Fig. 4-1), para el trasmisor no habrá ninguna diferencia en lo que se refiere a la trasferencia de energía hacia la línea. En la antena, sin embargo, la “resistencia” de irradiación no significa una disipación de potencia en calor, sino su conversión en energía bajo la forma de campo electromagnético irradiado. En la resistencia, en cambio, la potencia de RF del trasmisor se convierte en calor. Pero en ambos casos *se consume toda la potencia entregada a la línea*. Cuando se produce esta situación se dice que la línea está *adaptada* a la antena, o bien que *está terminada en su impedancia característica*. En una línea correctamente terminada la potencia de RF fluye solamente en un sentido —del trasmisor a la antena— y se consume totalmente en la carga. No habiendo potencia reflejada, se dice que la línea es “plana”. En una línea plana la *relación de ondas estacionarias* (ROE) es de 1 : 1; vale decir, la relación entre tensión y corriente de radiofrecuencia es la misma a lo largo de toda la línea, en todo el recorrido desde el trasmisor a la antena.

Tomando otro ejemplo, supóngase que una antena dipolo con una impedancia de alimentación de 70 ohms recibe potencia del trasmisor a través de una línea coaxil de 50 ohms, Fig. 4-2. Obviamente hay un desajuste de impedancia en el punto en que la línea de trasmisión se conecta a la antena, porque la relación entre ambas impedancias es de $70/50 = 1,4 : 1$. En la teoría de c.a., se dice que cuando una línea de trasmisión lleva potencia a una carga que no la disipa completamente, la línea tiene una *componente reactiva*. Una de las características de la componente reactiva es devolver potencia hacia la fuente. La potencia que vuelve se llama *componente reflejada*. Como hay dos ondas que fluyen en la línea en sentidos

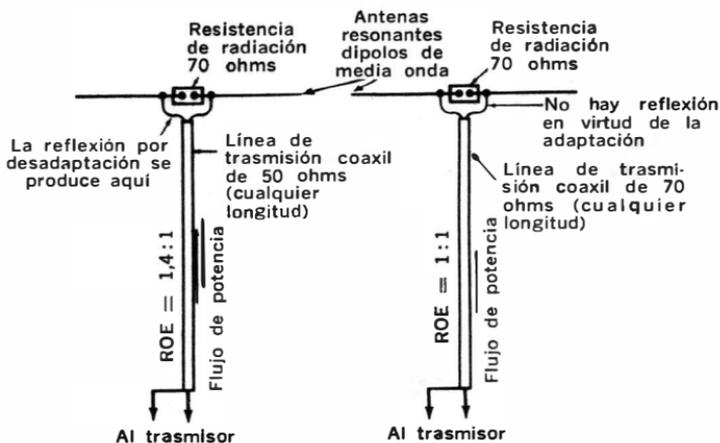


Fig. 4-2. Líneas de trasmisión que alimentan dipolos resonantes de media onda (adaptadas y desadaptadas).

contrarios (la componente directa hacia la antena, la componente reflejada hacia el trasmisor) se sumarán vectorialmente en el camino para producir *ondas estacionarias* en la línea. La relación entre los valores máximos y mínimos de tensión de radiofrecuencia en la línea se llama *relación de ondas estacionarias* (ROE) y resulta también una medida de la relación de desajuste de impedancias entre la línea y la carga, o viceversa.

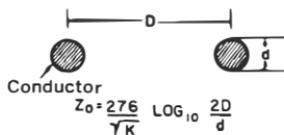
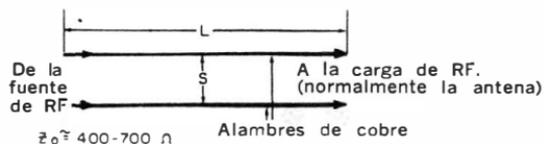
CONCEPTOS BASICOS SOBRE LINEAS DE TRASMISION

Hasta el momento se ha introducido prácticamente toda la terminología utilizada en problemas de líneas de alimentación. A continuación, se tratarán en más detalle las características de las líneas de transmisión para que estos términos cobren el sentido correcto a la luz de los conceptos básicos involucrados, esenciales para el diseño de sistemas de antena con sus dispositivos de alimentación. La información contenida en esta sección también será útil al aficionado que deba instalar una antena comercial, porque le servirá para elegirla junto con el sistema de alimentación adecuado.

La mayoría de las líneas de alimentación están formadas por dos conductores en proximidad física. La línea más primitiva y simple consta de dos conductores paralelos, con espaciado uniforme en toda su longitud, Fig. 4-3 A. El espaciado entre los alambres se mantiene con aisladores (de porcelana, poliestireno, madera impregnada, etc.) llamados "separadores". Como la aislación entre los conductores es generalmente de aire, este tipo de línea se llama también de *dieléctrico de aire*, o *línea abierta*. Casi siempre la impedancia característica es elevada; por ejemplo, 600 ohms es un valor común tanto en instalaciones de aficionados como en antenas de transmisión comerciales. En las instalaciones de antenas receptoras de televisión en áreas marginales y también en algunas aplicaciones de poca potencia para aficionados, se usa una línea con conductores de menor diámetro y espaciado más reducido. Su impedancia característica es del orden de los 475 ohms.

Actualmente, la línea de conductores paralelos más común es la plana tipo "cinta", de 300 ohms (Fig. 4-3 B) utilizada generalmente en instalaciones receptoras de televisión. Se fabrica en varias calidades. En las mejores, los conductores se hacen de cobre duro y se alojan en el interior de una cinta de polietileno. Algunos de los tipos más baratos usan un dieléctrico plástico de baja calidad con conductores de hierro cobreado; estas últimas son adecuadas para recepción de TV en áreas donde la señal es fuerte, pero no para instalaciones transmisoras de aficionados porque producen elevadas pérdidas.

Utilizando los mejores productos de calidad de cintas de 300 ohms. cuando la adaptación de impedancias entre la línea y la antena es correcta y su longitud no es excesiva, las pérdidas son reducidas. Con las precauciones del caso, puede usarse esta línea con poten-



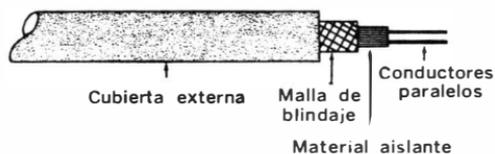
NOTA: K = constante dieléctrica de aislación (para el aire K = 1)

Z_0 = impedancia característica de la línea

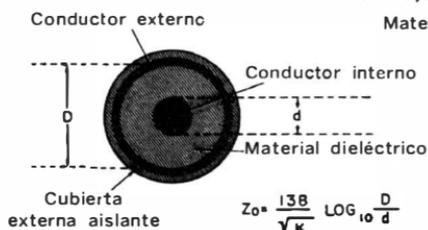
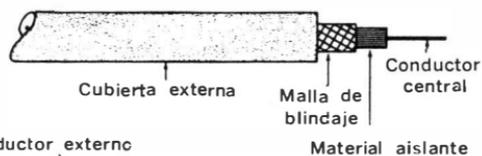
(A) Línea abierta



(B) Conductor paralelo



(C) Línea bifilar blindada



NOTA: K = constante dieléctrica
 Z_0 = impedancia característica

(D) Cable coaxial

Fig. 4-3. Línea de transmisión.

cias de hasta 200 ó 300 watts. Se fabrica también, para aficionados, línea de 300 ohms "especial", con la cual pueden utilizarse potencias de hasta 1000 watts. Hay también líneas de conductores paralelos con impedancias de 150 y 75 ohms, que suelen utilizarse en la construcción de líneas enfasadoras o transformadores de impedancias, o también como líneas de alimentación principales en sistemas "balanceados" de antenas. En la Fig. 4-3 C se muestra una línea doble blindada.

En las instalaciones modernas, se utiliza casi invariablemente a la salida del trasmisor una línea coaxil. Como el nombre lo sugiere, la línea coaxil tiene dos conductores: uno, interno, es un alambre; el otro es un tubo o malla de blindaje que envuelve al interno y se conecta a masa en ambos extremos. Las líneas coaxiles que utilizan un conductor externo flexible (malla de blindaje) se protegen de la humedad mediante una cubierta de goma o material plástico aislante. Actualmente se acostumbra enterrar las líneas coaxiles debajo del terreno para protegerlas y mejorar el aspecto de la instalación.

En las líneas de transmisión concéntricas (coaxiles) se mantiene constante el espaciado entre el conductor interno y el externo mediante pequeños discos aisladores de poliestireno o mediante un dieléctrico continuo de material aislante (polietileno). Los espaciadores o cuentas se utilizan en líneas rígidas, como las empleadas en instalaciones transmisoras de televisión. En ellas el conductor externo es un tubo de cobre rígido, generalmente de un diámetro del orden de la decena de centímetros. El conductor interno, de 5 ó 6 mm de diámetro, se centra mediante discos ubicados a distancias del orden del metro a lo largo de la línea.

Estas líneas coaxiles se emplearon mucho en los primeros días del radar, y todavía se las usa en las instalaciones de FME y FUE de elevada potencia. En cambio, no resultan adecuadas para las instalaciones de radioaficionados de potencia reducida o mediana, por su extrema dificultad de instalación y mantenimiento.

Las características de una línea coaxil con dieléctrico de aire depende de la humedad del mismo. A menos que se tomen ciertas precauciones, los cambios bruscos de temperatura originan condensación en el interior del tubo externo, provocando excesivas pérdidas de potencia por el cambio de impedancia característica. En la mayoría de las instalaciones comerciales se quita la humedad del interior de la línea usando un equipo deshidratador especial, o bombeando al interior de la misma un gas "seco" como nitrógeno a una presión de 1 a 3 kg/cm². En este último caso, la constancia de la línea depende directamente de las características (presión, etc.) del gas inyectado. Para el aficionado no tiene sentido el uso de líneas coaxiles con dieléctrico de aire, porque esto le irrogaría gastos y problemas técnicos innecesarios. Los cables de dieléctrico sólido, cuando se los usa correctamente, son estables y relativamente libres de complicaciones.

Hay muchas variedades de líneas coaxiles y de conductores

paralelos. Por ejemplo, la mostrada en la Fig. 4-3 C utiliza una mezcla de los criterios de funcionamiento de ambas. Se la utiliza principalmente para líneas de fase de RF o para transformadores de impedancia, o en instalaciones en las cuales es importante que la línea de transmisión sea poco sensible al ruido. En la Tabla 4-1 se dan las características de las líneas comerciales, coaxiales y de conductores paralelos más comunes.

TABLA 4-1. LINEAS DE TRASMISION MAS COMUNES USADAS POR LOS AFICIONADOS

Tipo *	Impedancia (ohms)	Factor de velocidad
RG-8/U	53	0.66
RG/58-U	53	0.66
RG-11/U	75	0.66
RG-59/U	73	0.66
Oval 1 kW	75	0.71
Experimental	150	0.77
Común TV y FM	300	0.82
Núcleo de aire, 1 kW	300	0.84

* Los cuatro primeros tipos corresponden a líneas coaxiales, y los restantes a conductores paralelos.

Todas las líneas de transmisión funcionan según la misma teoría básica, aplicable tanto a las coaxiales como a las de conductores paralelos. Sin embargo, resulta más fácil estudiar el funcionamiento de las segundas. Para los fines del análisis eléctrico y su explicación, la línea de transmisión puede considerarse como una combinación de constantes capacitivas, inductivas y resistivas. Como todas las líneas contienen elementos conductores, también tienen una cierta resistencia. En la línea de conductores paralelos, por ejemplo, esta resistencia puede ser bastante baja pero de cualquier manera afecta su funcionamiento, y debe considerarse en el análisis.

Cuando pasa una corriente eléctrica a través de un conductor, se establece alrededor del mismo un campo magnético. Cuando la corriente varía en amplitud y dirección de flujo, como es el caso en una línea de transmisión de c.a., el campo magnético está en constante variación. Al moverse alrededor del conductor, el campo induce en él una fuerza electromotriz similar a la inducida en las espiras de una bobina sometida a un flujo de c.a.; este fenómeno se llama inducción y se dice que el conductor tiene *inductancia*. En las frecuencias utilizadas por los aficionados en comunicaciones la inductancia de la línea es pequeña, pero en cambio es grande el efecto producido por la reactancia inductiva de la misma. Por conveniencia de análisis, puede considerarse a cada sección de la línea como una pequeña inductancia y una pequeña resistencia.

La capacitancia, en una línea de transmisión, depende del espaciado de los conductores, de la constante dieléctrica, del factor de pérdidas del material aislante (aire, poliestireno, etc.) entre los dos

alambres, y de la resistencia de pérdidas de los aisladores de soporte y de los separadores. También para los fines del análisis, si bien la capacitancia y la resistencia de pérdidas están distribuidas a lo largo de la línea, se conviene en agruparlas y darles un valor definido por cada unidad de longitud. Se supone que la capacitancia y la resistencia de pérdidas están en paralelo.

Ahora puede construirse un esquema dando valores definidos a un circuito formado por la inductancia, la capacitancia y las resistencias en serie y de pérdidas (en paralelo), según la Fig. 4-4. Por lo tanto, cada trozo de línea puede analizarse como una red compleja mediante procesos de análisis matemático. Para los fines prácticos, sin embargo, basta comprender los principios de funcionamiento estudiando el efecto de esas constantes sobre la tensión y sobre la corriente de radiofrecuencia aplicada a la línea.

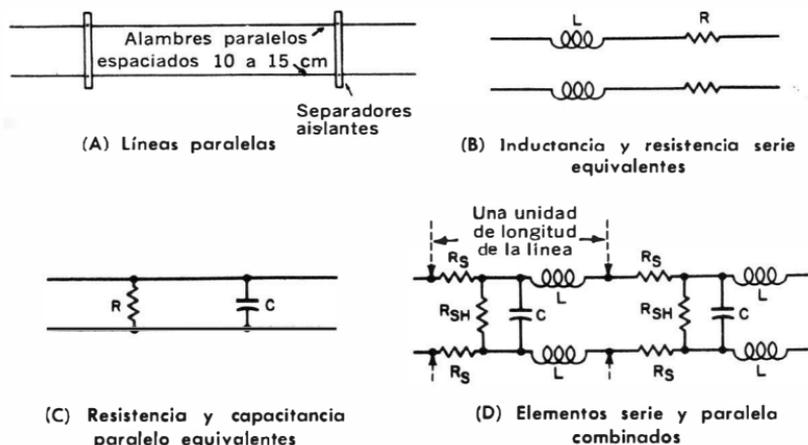


Fig. 4-4. Constantes RLC distribuidas en una línea de transmisión.

Si bien se consideran la resistencia, la capacitancia y la inductancia por unidad de longitud, la impedancia característica de una línea *no* es una función de su longitud. A veces se da el caso de que para obtener una correcta adaptación los aficionados acostumbran ajustar la longitud de la línea de alimentación, creyendo equivocadamente que así podrán lograr el deseado ajuste de impedancias. Si la carga del amplificador final es afectada por la longitud de la línea de alimentación, es una indicación segura de que la antena y la línea *no* están adaptadas, y que el sistema total (antena más línea de radiación) es resonante. Posteriormente se estudiará este fenómeno más detalladamente.

La impedancia característica de un segmento específico de línea es la misma que la impedancia de toda la línea. En otras palabras, cualquier longitud de cable coaxial de 50 ohms tiene la misma impe-

dancia característica que otra longitud del mismo cable, o sean 50 ohms. Despreciando la resistencia en serie por unidad de longitud y la resistencia de pérdida en paralelo, la impedancia de una línea cualquiera (tanto coaxil como de conductores paralelos) puede representarse por la siguiente expresión:

$$Z_0 = \sqrt{L / C}$$

donde: Z_0 , impedancia característica;

L , inductancia por unidad de longitud;

C , capacitancia por unidad de longitud.

La impedancia puede también ponerse en función de las características físicas de la línea. Para una línea abierta (Fig. 4-3. A) está dada por la siguiente expresión:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{K}} \log_{10} \frac{2D}{d}$$

siendo Z_0 , impedancia característica; D , distancia entre los centros de los conductores; d , diámetro de los conductores en las mismas unidades que D ; K , constante dieléctrica del material aislante entre los conductores (igual a 1 para el aire).

La impedancia característica de un cable coaxil, en función de sus constantes físicas, viene dada por

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{K}} \log_{10} \frac{D}{d}$$

siendo: Z_0 , impedancia característica; D , diámetro interno del conductor externo; d , diámetro externo del conductor interno, en las mismas unidades que D ; K , constante dieléctrica del material aislante (1 para el aire y 2,25 para el polietileno).

Cuando se usen estas fórmulas debe tenerse cuidado siempre de expresar d y D en las mismas unidades. El término "log₁₀" significa logaritmos decimales comunes.

En el caso de trabajar con líneas de transmisión, y en particular cuando se diseñan tramos adaptadores de fase, se toma siempre en cuenta el factor velocidad (K_v en la Tabla 4-1). En las discusiones preliminares sobre la propagación de las ondas de radio, se había visto que en el vacío la velocidad de una onda de radio es la de la luz, es decir, prácticamente 300.000 kilómetros por segundo. En el aire la velocidad es casi la misma; para el aire K_v es aproximadamente 1. En todos los demás materiales dieléctricos, la velocidad es menor que en el espacio libre. Matemáticamente, la fórmula aproximada para la velocidad de una onda electromagnética en un medio cualquiera es

$$V = 2,998 \times 10^{10} / \sqrt{K}$$

donde: V , velocidad en centímetros por segundo; K , constante dieléctrica del medio.

Si se desea expresar la velocidad en metros por segundo, en lugar de 10^{10} úsese 10^8 en la fórmula anterior.

Como los materiales dieléctricos que se utilizan en las líneas de transmisión tienen constantes dieléctricas K siempre mayores que 1, la velocidad de propagación de la onda electromagnética sobre la línea es menor que en el espacio libre. La constante de velocidad utilizada permite determinar las dimensiones físicas (cuarto de onda, media onda, etc.) en una línea cualquiera. Matemáticamente, la longitud física de una línea con una determinada longitud eléctrica es igual a la longitud correspondiente al espacio libre, multiplicada por el factor de velocidad K_v . Por lo tanto, para una onda completa, es

$$\text{Longitud (metros)} = 299,8 \times K_v / f \text{ (MHz)}$$

Por ejemplo, supóngase que se desea construir con cable coaxial RG-8/U una línea de transmisión de media onda para una frecuencia de 14 MHz. El factor de velocidad (Tabla 4-1) es 0,66. La longitud es

$$299,8 \times 0,66 / 14 = 7,15 \text{ metros}$$

Una onda de radiofrecuencia que viaja una longitud de onda a través de la línea, completa un ciclo de c. a. Suponiendo que la línea esté adecuadamente terminada, la relación de fase de las corrientes en los distintos puntos de la misma (comparada con la fase en el extremo de la fuente) es como se muestra en la Fig. 4-5.

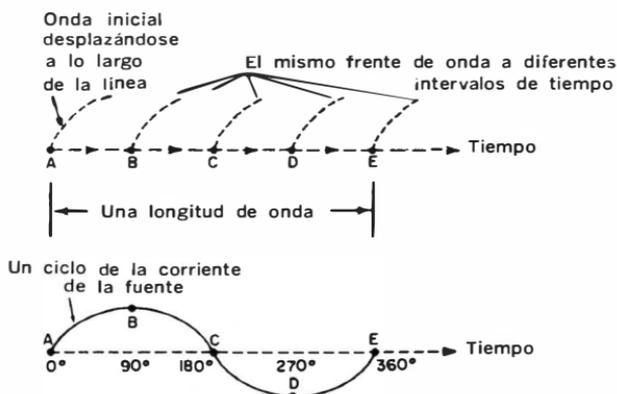


Fig. 4-5. Corriente de RF inicial en una línea de un largo de onda.

Cuando la corriente ha viajado una longitud eléctrica de un cuarto de onda, la corriente de la fuente ha completado 90° del próximo ciclo de RF; cuando la onda ha viajado media onda la corriente de la fuente ha completado 180° , y cuando la onda ha viajado una longitud de onda completa, la fuente ha completado el ciclo de RF siguiente. En ese momento la corriente en el extremo de la línea

y la corriente en la fuente están en fase, habiéndose completado un ciclo entero entre ambas.

En la práctica esta demora no tiene ningún significado, porque ambas ondas son perfectamente senoidales. Por ejemplo, si un elemento radiador de una antena está conectado a la fuente y el otro al extremo de una línea de onda completa, ambos elementos están en fase, si bien uno de ellos es excitado por un ciclo de corriente en el momento en que el otro lo es por el ciclo anterior.

Como la velocidad de las corrientes de radiofrecuencia a lo largo de una determinada línea es constante, la línea de onda completa puede subdividirse en grados eléctricos, según la Fig. 4-6. Suponiendo que una línea de transmisión de 4 metros de largo fuere igual a una onda a determinada frecuencia, su longitud eléctrica

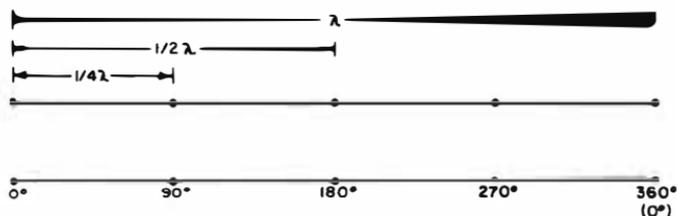


Fig. 4-6. División de una línea de transmisión de onda completa en grados eléctricos.

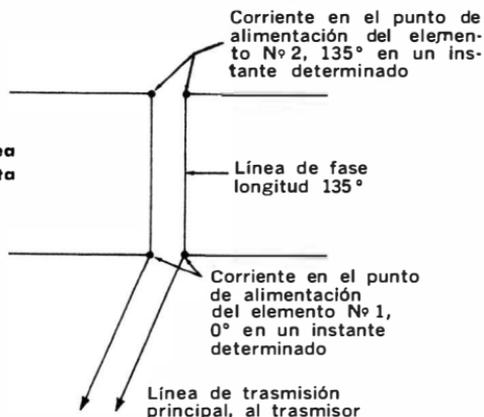
es de 360° . El punto medio está a 180° eléctricos del extremo, o sea a dos metros del mismo; a 1 metro de cada extremo se tienen puntos de 90° y de 270° eléctricos (cuarto de onda y tres cuartos de onda, respectivamente). Normalmente a una línea de media onda se la llama "línea de 180° ", a otro de cuarto de onda "línea de 90° ", etc. Todas las relaciones de fase se toman entre las ondas de tensión y corriente en el punto considerado.

El retraso que sufre una onda cuando viaja por una línea se llama *desplazamiento de fase*. La cantidad de desplazamiento de fase introducida por una línea cualquiera depende de la velocidad de propagación de la onda y de la distancia al punto de referencia (fuente). Para determinar la fase de la corriente en un punto cualquiera, calcúlese la longitud física de la onda completa (en metros o centímetros) y divídase 360° por este resultado; la cifra obtenida representa el desplazamiento de fase unitario expresado en grados por unidad de longitud. En el ejemplo anterior, el desplazamiento unitario era de 90° por metro.

Supóngase ahora que se desea excitar dos elementos de una antena direccional activa con una diferencia de fase de 135° . Utilizando la línea anterior, que tiene un desplazamiento de 90° por metro, se necesitarán $135/90$ metros = 1,5 metros. La línea se conecta entre los dos elementos según se muestra en la Fig. 4-7. La corriente de excitación proveniente de la fuente se conecta a uno de los elementos y a un extremo de la línea.

En una línea de transmisión que contiene varias longitudes de

Fig. 4-7. Uso de una línea de transmisión para puesta en fase.



onda, en todos los puntos cuya distancia a la fuente es un múltiplo entero de la longitud de onda física sobre la línea la corriente está en fase con la de la fuente. En efecto, trascurrido el primer tramo de una onda completa la corriente se desplaza 360° y vuelve a ser congruente con la corriente de la fuente; a una distancia igual a dos longitudes de onda físicas, el desplazamiento es de 720° y se produce la nueva congruencia, y así sucesivamente. Debe recordarse empero que aunque dichos puntos coincidan en fase tomando como referencia una onda periódica, hay entre ellos un retraso efectivo que es el tiempo que emplea la corriente en recorrer la distancia entre los mismos.

En la jerga de los ingenieros en comunicaciones, generalmente se habla de las líneas de transmisión en función de los múltiplos de media onda que contienen, en lugar de considerar las ondas completas. También se habla de la presencia de múltiplos pares e impares, y esta distinción es útil porque la mayoría de los sistemas activos trabajan con los elementos ya sea en fase (0°) o fuera de fase (180°). En una línea de transmisión larga, en los puntos cuya distancia a la fuente es igual a un *múltiplo impar de medias longitudes de onda* la corriente está 180° fuera de fase con la corriente de la fuente (Fig. 4-8). *

En los puntos en que la distancia resulta un *múltiplo par* de

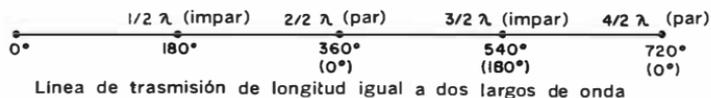


Fig. 4-8. Múltiplos de medias ondas.

* (N. del T.) En realidad, la diferencia de fase es 180° a 1/2 λ, 180° + 360° para 3/2 λ, 180° + 720° para 5/2 λ, etc.; desde el punto de vista eléctrico da lo mismo decir que la diferencia de fase es 180°. Igual afirmación vale para los múltiplos pares.

medias ondas físicas, la diferencia de fase es de 0° con respecto a la corriente de la fuente.

En la mayoría de las configuraciones activas los elementos están separados entre sí una fracción de onda. Para calcular el espaciado deben utilizarse las ecuaciones correspondientes a la longitud física de las ondas pero omitiendo la constante de velocidad, que vale prácticamente 1 para el aire. Cuando se usa cable coaxial para la puesta en fase de los elementos, una sección enfasadora menor que una longitud de onda completa resulta generalmente corta para tender entre dos elementos consecutivos, a causa del reducido coeficiente de velocidad (0,6). Esta situación puede resolverse fácilmente calculando la sección enfasadora y agregándole luego una onda completa. Volviendo al ejemplo anterior de la antena con desfase de 135° , se recordará que era necesario el uso de una línea enfasadora de 1,5 metros. Añadiendo 4 metros de coaxial (90° por metro) se consigue una línea de 495° que, eléctricamente, es equivalente a otra de 135° .

En la exposición anterior se supone que la corriente que viaja de la fuente a la línea se disipa completamente y no se produce ningún tipo de reflexión. En la teoría de las líneas de transmisión, una línea de este tipo equivale a otra de "longitud indefinida". La línea real puede tener una longitud física bien definida, pero está terminada en una resistencia exactamente igual a su impedancia característica. Como se había señalado con anterioridad, esa resistencia de carga puede no ser en realidad un resistor (salvo con fines de prueba) sino la resistencia de irradiación de un sistema de antena. Sin embargo, desde el momento en que la línea de transmisión siente su extremo terminado en algo que actúa de la misma manera que un resistor con su misma impedancia característica, continúa transmitiéndole potencia sin producir ninguna reflexión. Si la carga no es una resistencia pura, o no aparece como tal para la línea, entonces contiene una componente reactiva (capacitiva o inductiva) y aparecen reflexiones en el extremo de la carga. También aparecerán si la carga es resistiva pura, pero de un valor diferente al de la impedancia característica de la línea.

Una línea de longitud definida está adaptada cuando termina en una carga resistiva pura igual a su impedancia característica. En una línea adaptada, la potencia de la fuente es absorbida completamente por la carga y no hay reflexiones; la impedancia de entrada de la línea, en el extremo correspondiente a la fuente, es igual a su impedancia característica.

Si se suministra potencia a una línea y no se consume totalmente en la carga, se refleja y atraviesa nuevamente la línea hacia la fuente. Este fenómeno se llama "reflexión de potencia" y crea ondas estacionarias de tensión y corriente de radiofrecuencia a lo largo de la línea. La magnitud de estas ondas estacionarias depende del grado de desajuste entre la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de la carga.

El grado de desajuste puede expresarse mediante la relación

de ondas estacionarias (ROE), definida como la relación entre los valores máximo y mínimo de la tensión de radiofrecuencia a lo largo de la línea. Una línea terminada en su impedancia característica no tiene ondas estacionarias; su ROE es 1 : 1. Por otro lado, la potencia aplicada a una línea terminada en forma abierta o en un cortocircuito tiene, en teoría, una ROE infinita. En los estudios teóricos normalmente no se tiene en cuenta el factor de pérdidas de una línea. Sin embargo, en la realidad las líneas tienen una cierta cantidad de pérdidas y resultan afectadas, en cierta medida, por la cercanía de objetos metálicos. Más adelante se estudiarán los métodos de medición de ROE en líneas de alimentación.

ANÁLISIS DE LAS LÍNEAS DE TRASMISIÓN COMO CIRCUITOS ELÉCTRICOS

Una sección de línea de transmisión de la longitud eléctrica adecuada y con la terminación necesaria puede presentarse a la fuente de RF como un inductor, un capacitor, un circuito resonante en paralelo de alto Q, o un circuito resonante serie con las mismas características. En la Fig. 4-9, se muestran los circuitos eléctricos equivalentes que se admiten para distintas formas de conexión de líneas de transmisión. Estos datos son útiles para el diseño de trampas de onda lineales y dispositivos adaptadores.

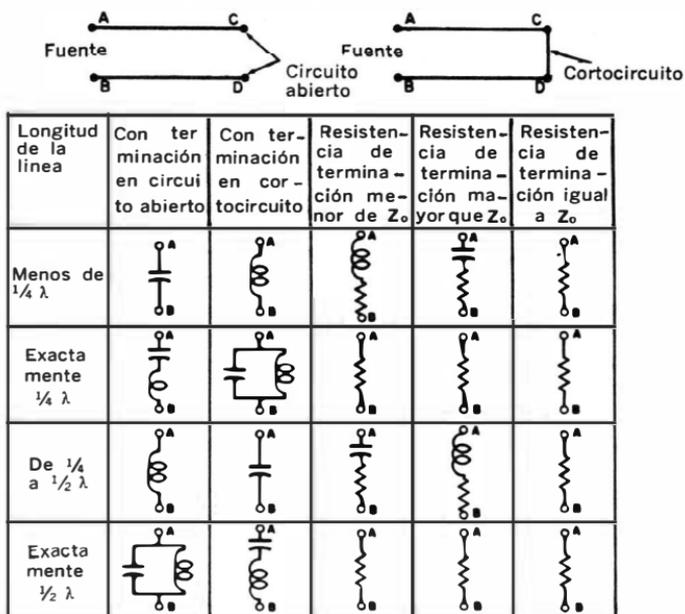


Fig. 4-9. Circuitos equivalentes de una línea de transmisión con distintas terminaciones.

Las líneas de media onda, por sus características, pueden utilizarse para hacer ajustes y mediciones en los sistemas de antenas. Según se muestra en la Fig. 4.10, si en un extremo de una línea de media onda se aplica una determinada terminación, en el otro extremo aparece "reflejada" con el mismo valor de impedancia. Por lo tanto, si se termina una línea de media onda en un cortocircuito o en circuito abierto, para el generador existe en el otro extremo un cortocircuito o un circuito abierto, respectivamente. Similarmen- te, se refleja hacia el extremo libre cualquier inductancia o capaci-

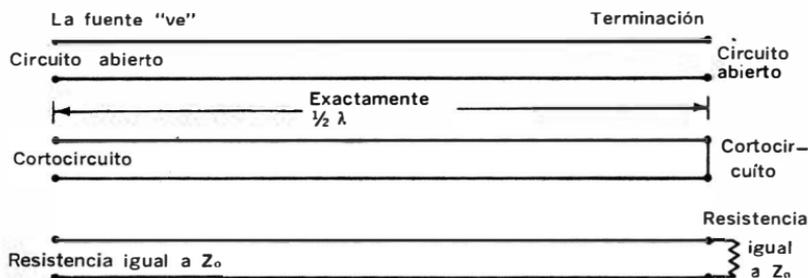


Fig. 4-10. Características de líneas de transmisión que son múltiplos exactos de media onda.

tancia que se coloque en el otro extremo, y con el mismo valor. Por supuesto, también se conservan los valores de resistencia conectados en el extremo remoto.

Esta característica especial de la línea de media onda, de "duplicar" en el extremo cercano cualquier terminación que se coloque en el extremo remoto, permite hacer mediciones "a distancia" en sistemas de antena que de otra forma serían de alcance muy dificultoso. Por ejemplo, si se desea medir la impedancia de alimentación de una antena sensible, que se desintonizaría con la proximidad de un cuerpo humano, la línea de media onda es la solución para poderlo hacer a distancia. También pueden utilizarse múltiplos de media onda, manteniéndose siempre las mismas condiciones en ambos extremos. Por ejemplo, supóngase que se desea averiguar si una antena con una impedancia de alimentación de 50 ohms está efectivamente adaptada a una línea de 50 ohms: puede colocarse un medidor de ROE en la línea, en cualquier punto cuya distancia a la antena sea un múltiplo exacto de media onda, obteniéndose la misma información que si se lo conectara en el punto de alimentación.

Para los fines de medición, no es necesario que la impedancia característica de la línea esté adaptada a la carga; por ejemplo, puede usarse una línea de 75 ohms cuya longitud sea un múltiplo de medias ondas, y si se conecta una carga de 50 ohms en un extremo aparecerá en el otro una carga exactamente igual, de 50 ohms. Cuando se mida la impedancia, por lo tanto, se está seguro

de medir la impedancia de la antena independientemente de la de la línea. Por supuesto, cuando se mida ROE en puntos ubicados a un múltiplo de media onda de la antena, se estará midiendo la desadaptación de impedancias entre ésta y la línea. Siguiendo con el ejemplo anterior, entre una línea de 75 ohms y una antena de 50 se mediría una ROE de 1,5 : 1. Con línea de 50 ohms la ROE sería 1 : 1.

Los aficionados suelen ubicar puentes de ROE en puntos arbitrarios de la línea, y ajustan la antena para una relación mínima. Si bien es posible que pueda llegarse accidentalmente a un ajuste correcto, las mediciones obtenidas con este método generalmente son inútiles. Invariablemente, una vez efectuado el ajuste la ROE resulta elevada cuando se la mide de acuerdo a técnicas correctas. Cualquier dispositivo de medición de impedancias debe ubicarse en el punto de alimentación de la antena o a distancias de múltiplos de media onda sobre la línea de alimentación. Generalmente conviene colocarlo en la antena para el ajuste grueso, y sobre la línea para el ajuste fino.

La línea de media onda resulta también útil como sección enfasadora cuando la relación de fase entre dos cargas debe ser nula o de 180° . Como se puntualizó anteriormente, la relación de fase de la corriente de la línea con respecto a la corriente en la fuente es 180° en un punto ubicado a media longitud de onda eléctrica del extremo alimentado. A dos medias longitudes de onda (onda completa) la relación es de 360° (equivalente a 0°) y las dos corrientes están en fase. A tres medias longitudes de onda, la relación vuelve a ser de 180° , y así sucesivamente. Por lo tanto, la relación es de 180° para los múltiplos impares de medias longitudes de onda y 0° para múltiplos pares.

Cuando en sistemas de antena capaces de funcionamiento armónico se usan elementos enfasadores formados por líneas de alimentación, debe recordarse que una determinada longitud de línea equivale a un cuarto de onda o a media onda *solamente para*

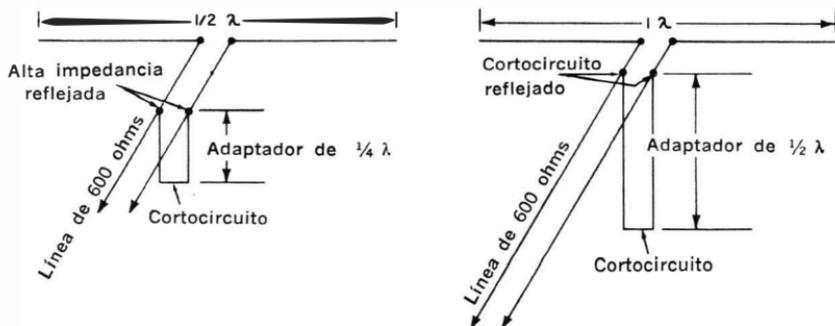


Fig. 4-11. Adaptadores de cuarto de onda y de media onda.

una frecuencia. Por ejemplo, considérese un dipolo de 14 MHz alimentado al centro con una línea paralela de 600 ohms. Sobre esta línea se coloca un adaptador sintonizado por cortocircuito, según se muestra en la Fig. 4-11 A. En 14 MHz el adaptador refleja una elevada impedancia a los terminales de alimentación, y el sistema funciona en forma normal. Sin embargo, si el sistema debe usarse en su segunda armónica, 28 MHz, el adaptador no es ya de un cuarto de onda sino de media onda, y como una sección de media onda refleja sobre su terminación la misma impedancia que tiene conectada en el otro extremo, equivaldrá a colocar un cortocircuito en paralelo con la línea de alimentación.

Este mecanismo suele utilizarse para suprimir la irradiación de armónicas por el sistema de antena. Generalmente se conoce a estos dispositivos como "trampas lineales". En ejemplo anterior, el adaptador de cuarto de onda se trasforma en una trampa lineal para 28 MHz (Fig. 4-11 B) y cortocircuitará cualquier energía de segunda armónica que aparezca en el punto en el cual está conectado a la línea.

CAPITULO 5

Sistemas de adaptación de impedancias

Cuando la potencia aplicada por el transmisor a la entrada de la línea de alimentación se irradia desde la antena en forma de ondas electromagnéticas, y no hay potencia reflejada a la fuente, se dice que el sistema está "adaptado". En un sistema transmisor la línea y la antena están adaptadas cuando la potencia de radiofrecuencia que llega al punto de alimentación es completamente absorbida. En un sistema de recepción, la antena y la línea de transmisión están adaptadas cuando se trasfiere la máxima potencia de la antena a la línea. En este último caso, como la antena se ha transformado en la fuente de energía, se considera que la línea está terminada en el extremo conectado al receptor. En transmisión, en cambio, la línea está terminada en el punto en que se conecta a la antena o al *sistema adaptador de impedancias*.

SECCION ADAPTADORA BASICA

Se ha señalado que la resistencia de irradiación de una antena depende de factores tales como el número de elementos de la estructura, el largo y espaciado de los conductores, y la distancia entre la antena y la tierra. La impedancia de alimentación de un sistema de antena (particularmente de una estructura direccional) diseñada para características óptimas de irradiación puede diferir de la impedancia común de la línea de transmisión. Para obtener una eficiencia máxima, se hace necesario: o bien diseñar una línea de alimentación especial cuya impedancia característica sea la de alimentación de la antena, o bien colocar entre la línea que se tiene y la antena un dispositivo que haga que la antena y la línea queden correctamente adaptadas. Una línea de transmisión terminada en una red de ajuste de impedancias correctamente diseñada, es como una resistencia pura igual a su impedancia característica. En estas condiciones no hay reflexión de potencia hacia la fuente, y la línea está adaptada a la impedancia de la carga, lo cual simplemente significa que la impedancia característica de la línea y la impedancia de entrada de la red adaptadora son idénticas. Una vez que la potencia ingresa a la red adaptadora, ésta realiza un trabajo de transformación de impedancia (elevándola o disminu-

yéndola según sea el caso) para igualar la impedancia de alimentación de la antena. El dispositivo adaptador se conoce también como "transformador de impedancias", dependiendo de la forma de construcción y del uso. Su misión, en definitiva, es como si la línea y la antena estuvieran conectadas a la impedancia correcta y se produjeran las condiciones de óptima transferencia de energía.

Sección adaptadora de cuarto de onda

Un transformador de impedancias (o red adaptadora) sencillo es la sección de cuarto de onda descrita en el capítulo anterior. Se vio que cuando una línea de un cuarto de onda está terminada en un cortocircuito en un extremo, presenta una impedancia infinita (circuito abierto) en el opuesto, y viceversa. Esta condición es independiente de la impedancia característica de la línea. Sin embargo, si la impedancia característica de una línea de cuarto de onda es igual a la *media geométrica* entre dos impedancias desiguales que deben ser adaptadas, la línea actúa como un transformador de impedancias y ambas quedan correctamente terminadas. Por lo tanto, la impedancia de línea de alimentación necesaria para adaptar dos valores desiguales con una sección adaptadora de cuarto de onda es:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

donde: Z_0 , impedancia característica de la línea adaptadora; Z_1 y Z_2 dos valores de impedancia que deben adaptarse (puede ser Z_1 la impedancia característica de la línea de transmisión principal y Z_2 la impedancia de la antena).

En la Fig. 5-1 se ilustra una aplicación práctica del dispositivo adaptador lineal de cuarto de onda. Se desea alimentar una antena dipolo convencional con una línea de TV de 300 ohms. La impedancia del dipolo es de 70 ohms. La impedancia de la línea adaptadora de cuarto de onda será

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{70 \times 300} = \sqrt{21.000} \\ &= 145 \text{ (aproximadamente)} \end{aligned}$$

Esta cifra resulta muy cercana a la impedancia característica de las líneas de plástico de 150 ohms, de modo que la sección adaptadora puede construirse con dicho material. La longitud de la línea, en metros, puede determinarse por

$$L = 75 \times K_v / f$$

donde: f , frecuencia de MHz; K_v , factor de velocidad de la línea (0,77 para línea de plástico de 150 ohms).

La línea de transmisión principal de 300 ohms, para los fines prácticos, funcionará con ROE despreciable. En cambio, en la sección adaptadora la ROE será de 4 : 1. Sin embargo, esta relación carece de importancia, ya que por su pequeña longitud las pérdidas serán reducidas. La sección construida con línea de plástico puede usarse con tranquilidad con potencias hasta 300 watts. En las aplicaciones

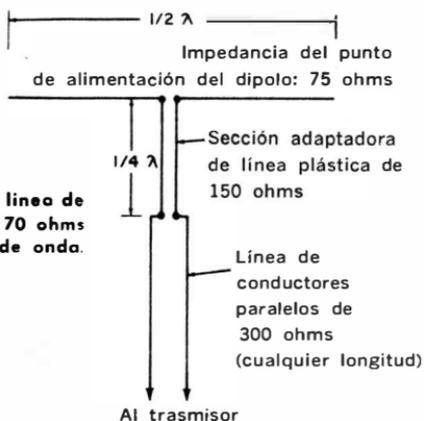


Fig. 5-1. Adaptación de una línea de 300 ohms a una antena de 70 ohms con una sección de cuarto de onda.

de más potencia, se prefiere usar transformadores de cuarto de onda construidos con tubos de aluminio paralelos (Fig. 5-2), que a veces se llaman "secciones Q" o "barras Q", pues fueron popularizados por la antena Q de la Johnson. En la Tabla 5-1 se dan valores de impedancias para distintos diámetros de tubos y espaciados.

Si se desea, el sistema de adaptador Q permite ajustar exactamente la impedancia de la sección adaptadora para adaptar en forma correcta las impedancias de la antena v la línea de transmisión. El

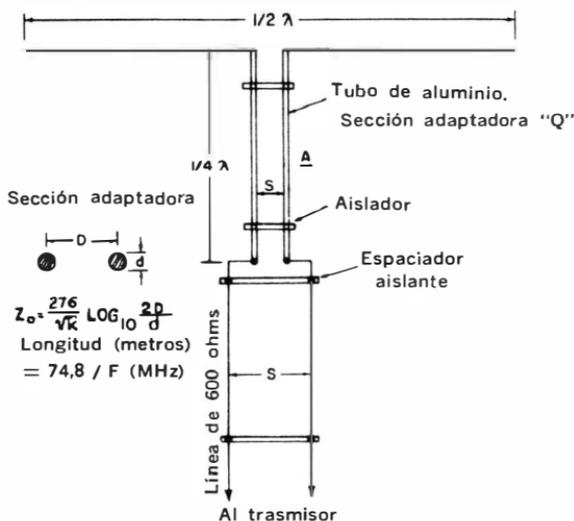


Fig. 5-2. Sección adaptadora hecho con tubos de aluminio para transmisores de alta potencia.

TABLA 5-1. IMPEDANCIA CARACTERISTICA PARA LINEAS DE TRASMISION DE CONDUCTORES PARALELOS.

Espaciado entre centros	Diámetro		
	6,35 mm	12,7 mm	9,53 mm
2,54 cm	250	170	200
3,81 cm	298	207	250
5,08 cm	335	248	284

proceso se lleva a cabo variando ligeramente el espaciado y midiendo al mismo tiempo la ROE sobre la línea.

La sección adaptadora de cuarto de onda puede utilizarse también para adaptar dos líneas de transmisión de diferentes impedancias. En la Fig. 5-3, por ejemplo, se ilustra la adaptación de una línea de 300 ohms a otra de 600 mediante una sección Q de 400 ohms.

ADAPTADORES DE LINEA

Cuando una línea de transmisión no está terminada en su impedancia característica, ocurren reflexiones en el extremo terminal y la línea presenta una relación de ondas estacionarias mayor que 1 : 1. Se dice entonces que la línea tiene reactancia, o "componente reactiva". Se ha visto ya anteriormente que puede hacerse que una línea actúe como una inductancia o como un capacitor, dependiendo de su longitud y de su terminación. Tomando por ejemplo una sección de línea, o "adaptador" cortado a la longitud adecuada y terminado de modo que produzca una reactancia igual y opuesta a la de la línea de transmisión en el punto en el cual está conectado, la reactancia introducida por el adaptador en la línea cancelará la reactancia presente en aquélla. Desde el punto en que se conecta el adaptador hasta el transmisor la línea será "plana" (baja ROE) y puede tener cualquier longitud. Pero como solamente se quitan las ondas estacionarias en esta sección de la línea, la

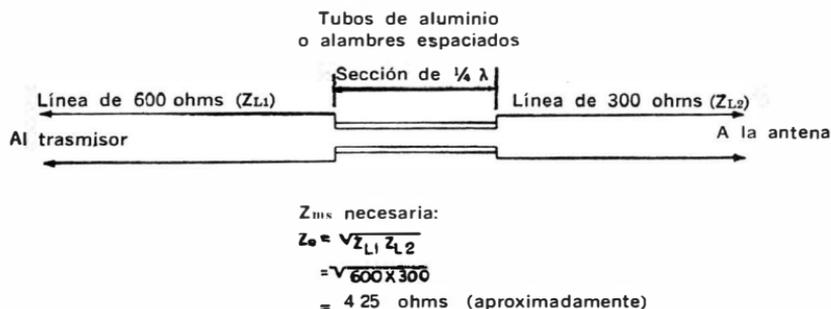


Fig. 5-3. Sección de cuarto de onda utilizada para adaptar líneas desiguales.

parte comprendida entre el adaptador y la antena permanece con ROE elevada (Fig. 5-4). Por lo tanto, el adaptador debe colocarse lo más cercano posible a la antena. Su posición y longitud se ajustan para ROE mínima. Los puntos de conexión y las longitudes adecuadas pueden determinarse a partir de los gráficos de la Fig. 5-5.

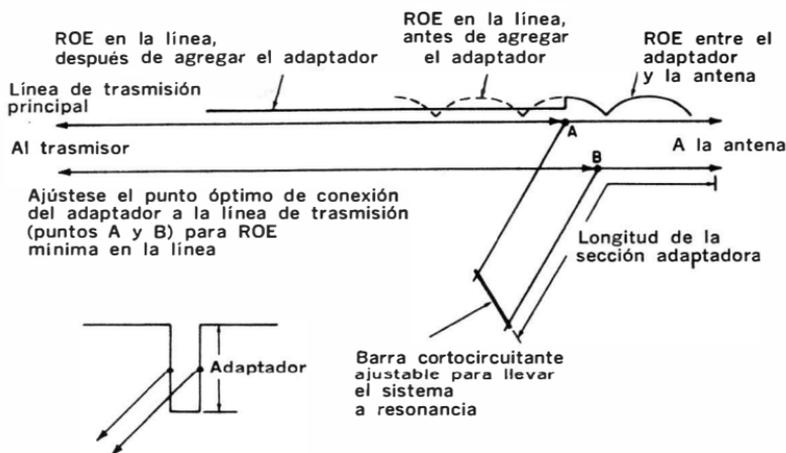


Fig. 5-4. Uso de adaptadores como secciones de ajuste de impedancia.

Instrucciones para el uso de las curvas

1. Determinar la ROE mediante medición o cálculo.
2. Si la resistencia de carga (resistencia de irradiación de la antena es *mayor* que la impedancia característica de la línea, se necesitará el adaptador cortocircuitado de la Fig. 5-5 A (caso típico: par de antenas de media onda en fase alimentadas con línea de 300 ohms).
3. Si la resistencia de carga es *menor* que la impedancia característica, se necesitará el uso del adaptador abierto de la Fig. 5-5 B (caso típico: dipolo de media onda alimentado con línea de 300 ohms).
4. Del valor conocido de la ROE, elegir la longitud de la sección "A" de la curva.
5. A partir del valor conocido de la ROE, elegir el valor de la sección "B" de la tabla.
6. Determinar la longitud de "A" en metros a partir de la fórmula

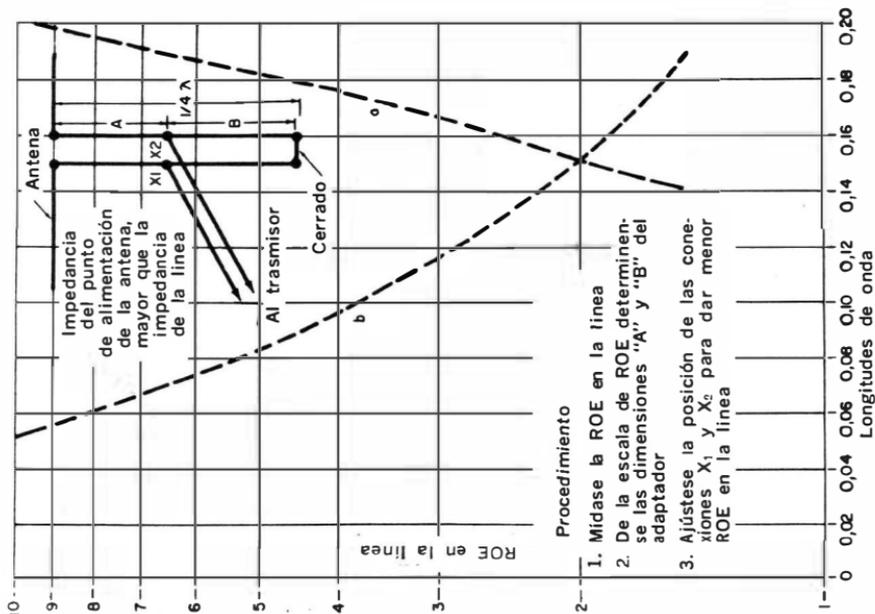
$$A = 300 K_v \times a/f$$

con f en MHz.

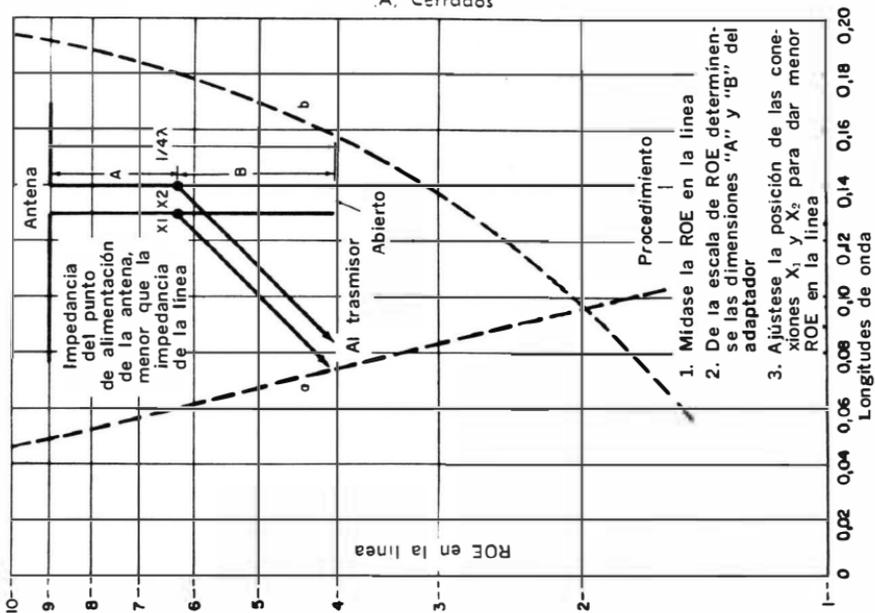
7. Determinar las dimensiones de B en metros:

$$B = 300 K_v \times b/f$$

con f en MHz.



A. Cerrados

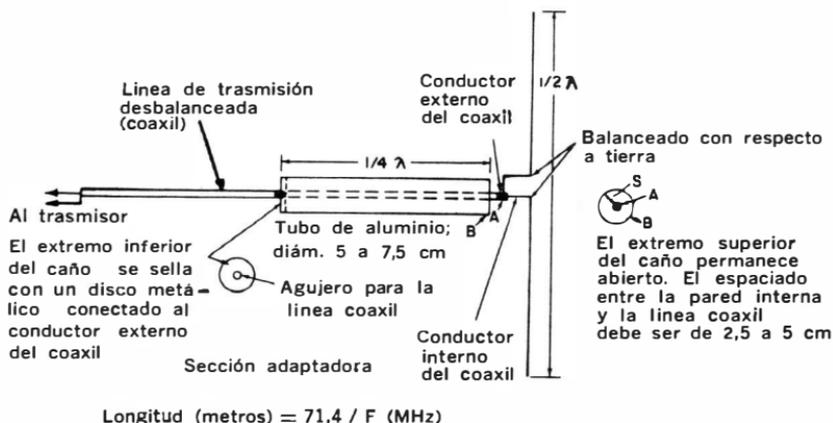


(B) Abiertos

Fig. 5-5. Curvas para el uso de los adaptadores.

SECCIONES DE LINEA COMO DISPOSITIVOS DE BALANCE

Muchas veces es necesario alimentar un sistema de antena balanceado a partir de una línea de transmisión que no lo es; por ejemplo, el caso típico del dipolo de media onda, de 70 ohms, alimentado con una línea coaxil de la misma impedancia. Si bien la impedancia característica de la línea, en este caso, es igual a la impedancia del punto de alimentación de la antena, pueden aparecer ondas estacionarias en la superficie externa del cable coaxil (si no está a potencial de masa) cuando se lo conecte a una de las ramas de la antena. Esto hace que la línea de transmisión funcione como un radiador vertical, alargando efectivamente la longitud de la antena y creando un desajuste de impedancias entre la impedancia de la línea y la del punto de alimentación. Normalmente, una instalación de este tipo será muy sensible a pequeños cambios en la frecuencia de transmisión, y el efecto se debe a que todo el sistema se hace resonante. Esto desconcierta a los aficionados, pues creen que la instalación está correctamente realizada. La solución que se busca a menudo es ajustar lentamente la longitud de la bajada coaxil, hasta que el sistema resuene en la banda de aficionados. El método correcto, en cambio, es impedir que las ondas estacionarias aparezcan en el conductor externo del coaxil. Un dispositivo que se utiliza comúnmente para estos fines es el "balún", abreviatura inglesa de "balanced-to-unbalanced", es decir, adaptador de impedancias balanceadas a desbalanceadas.



(Cuando el diámetro de la sección bazooka es grande comparado con el diámetro de la línea coaxil)

Fig. 5-6. Balún bazooka.

El balún bazooka

Hay distintos tipos de balunes. El que se muestra en la Fig. 5-6 suele recibir el nombre de bazooka debido a su aspecto. Cuando la longitud de su camisa externa es igual a un cuarto de onda, actúa como una línea de cuarto de onda cortocircuitada. El conductor externo de la línea coaxil, que está encerrada por la bozooka, funciona como conductor interno de esta sección de línea. El efecto es provocar una alta impedancia entre los puntos A y B, como resultado de lo cual se igualan las impedancias de cada rama respecto a tierra y se evita la aparición de ondas estacionarias sobre el conductor externo del coaxil. El balún no afecta la impedancia de alimentación de la antena.

Balún de conductores paralelos de cuarto de onda

El balún bazooka tiene algunas desventajas muy serias. Una de ellas es su alto Q, que lo hace utilizable solamente en una estrecha banda de frecuencias, en las cuales equivale efectivamente a un cuarto de onda. Si bien todavía es útil en FME o FUE, en FE sus dimensiones son excesivas para resultar práctico.

En la Fig. 5-7 se muestra un dispositivo mucho más simple y más

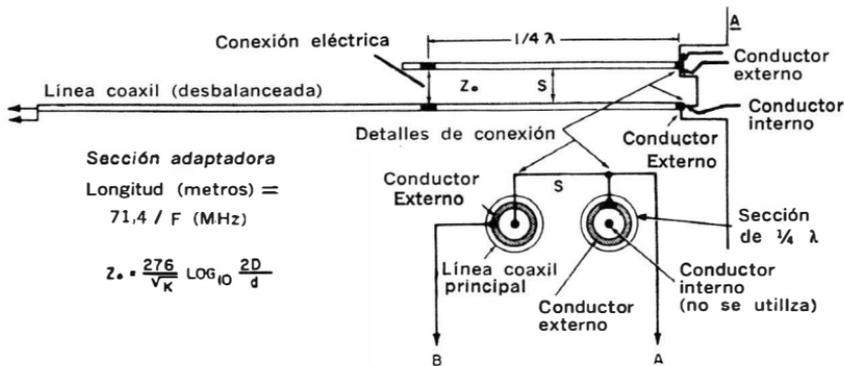


Fig. 5-7. Detalles de la sección de cuarto de onda.

efectivo. Se coloca un conductor del mismo diámetro que el externo del cable coaxil, y con una longitud de un cuarto de onda, formando con el mismo una línea de transmisión de conductores paralelos. El extremo del conductor alejado de la antena se une a la malla del coaxil, y el sistema equivale a una sección de línea de cuarto de onda cortocircuitada en el extremo más alejado de la antena. Si se desea que el dispositivo funcione sobre una gama de frecuencias relativamente ancha, la impedancia de la línea formada entre el conductor y la malla del coaxil debe estar dentro de los 200 a 400 ohms. Cuando el sistema funciona por encima o por debajo de su

frecuencia de resonancia, la reactancia de la sección de cuarto de onda es de signo opuesto a la de la antena, de modo que a medida que la frecuencia se cambia a partir de la resonancia, la impedancia del punto de alimentación tiende a permanecer más constante que sin la presencia del balún.

Balún de media onda

Los dos dispositivos de balance que se acaban de describir no producen ningún cambio de impedancias en la antena. O, dicho en otras palabras, la impedancia característica de la línea de transmisión, respecto de la antena, no varía con la inclusión del balún.

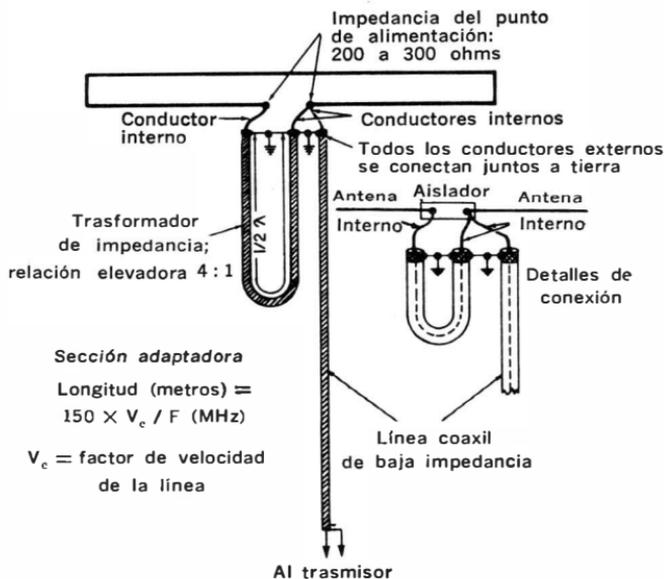


Fig. 5-8. Balún coaxil con relación 4 : 1.

El balún de media onda (Fig. 5-8) brinda un medio de acoplar energía de una línea desbalanceada a un sistema de antena balanceado, y al mismo tiempo produce una transformación de impedancias en la relación de 4 : 1. El balance se obtiene merced a las características de una línea de media onda, que invierte la tensión en sus extremos (es decir, mantiene una diferencia de fase de 180° entre los mismos). El dispositivo es relativamente angosto en su rango de frecuencias, porque el funcionamiento depende de la longitud eléctrica de la línea de media onda. Generalmente se lo usa para alimentar una antena del tipo "dipolo plegado", que tiene una impedancia de entrada de unos 300 ohms, a partir de una línea

de transmisión coaxial de 75 ohms. Inviertiendo el sentido de las conexiones, como se muestra en Fig. 5-9, puede utilizarse también para alimentar un dipolo de media onda con una línea de TV de 300 ohms.

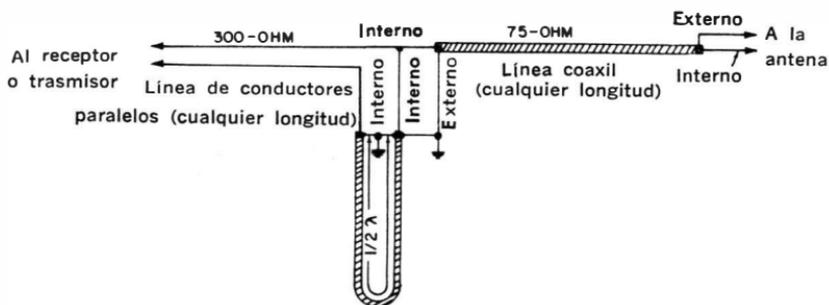


Fig. 5-9. Balún de media onda para adaptar una antena de 75 ohms a una línea de transmisión de 300.

ADAPTACION DE IMPEDANCIAS POR ELEMENTOS PLEGADOS

Comúnmente el dipolo de media onda tiene una impedancia de alimentación de 70 a 75 ohms, dependiendo de su distancia al terreno. Si se modifica el dipolo agregándole un conductor paralelo, separado del conductor original por una decena de centímetros, aproximadamente (Fig. 5-10) y se lo alimenta en el centro del con-

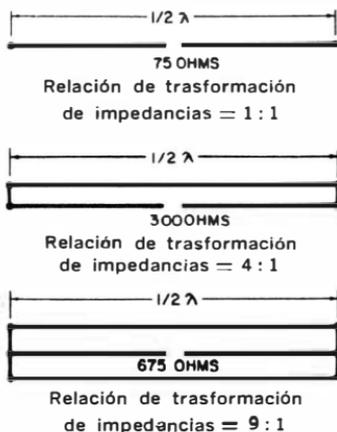


Fig. 5-10. Aumento de la impedancia del punto de alimentación de una antena de media onda mediante el agregado de conductores.

ductor primitivo, la impedancia del punto de alimentación será el cuádruple de la original (vale decir, unos 300 ohms). El "dipolo" así formado presenta una adaptación de impedancias casi perfecta a las líneas de TV de 300 ohms, siempre que los dos conductores sean del mismo diámetro.

Con *tres* conductores del mismo diámetro, la impedancia es *nueve* veces la original (675 ohms). *Cuatro* conductores del mismo diámetro dan una impedancia *dieciséis* veces mayor que la original, y así sucesivamente. La impedancia de alimentación puede aumentarse todavía más haciendo que el diámetro del conductor agregado sea mayor que el del conductor alimentado. También varía, cuando los conductores son de distinto diámetro, con el espaciado entre los mismos.

Adaptador T

Para adaptar la impedancia del punto de alimentación de una antena puede usarse el método de los dipolos plegados, que generalmente resulta engorroso y de ajuste difícil. Normalmente se prefiere una versión que utiliza el mismo principio de funcionamiento: el adaptador T de Fig. 5-11. Su uso se halla muy extendido en los sistemas direccionales de fabricación comercial. Resulta muy útil

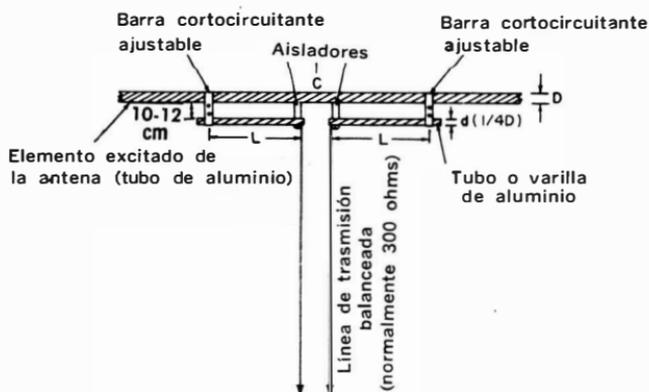


Fig. 5-11. Adaptador T.

cuando se alimenta la antena a partir de una línea de televisión de 300 ohms, o con un balún de media onda. Los dos conductores que forman la sección T se cortan generalmente de un tubo de aluminio cuyo diámetro (d) es la cuarta parte del diámetro (D) del elemento excitado. Por ejemplo, si el elemento excitado tiene un diámetro de 2,5 cm las varillas del adaptador T serán de unos 6 mm. El espaciado (S) entre el elemento y el adaptador es de 10 a 12 cm. La longitud (L) de las varillas depende principalmente de la impedancia de la línea de transmisión y del número de elementos de la antena. Una estructura parasitaria de tres elementos, alimentada a partir de una línea de TV de 300 ohms, utiliza varillas adaptadoras cuya longitud es de 15 % de la del elemento excitado. Si se alimenta la misma antena con una línea balanceada de 70

ohms, la longitud de cada varilla será 10 % de la del elemento excitado. La medida exacta debe determinarse experimentalmente para cada antena, y el ajuste correcto es aquel que da una mínima ROE en la línea.

Ajuste — Como en definitiva el adaptador T es una línea de transmisión cortocircuitada de menos de un cuarto de onda eléctrica, introduce una cierta cantidad de reactancia en el sistema de antena. Se acostumbra cancelar esta reactancia (inductiva) colocando un capacitor en serie con cada rama del adaptador y la línea de transmisión (Fig. 5-12). Los capacitores pueden ser de tipo recepción,

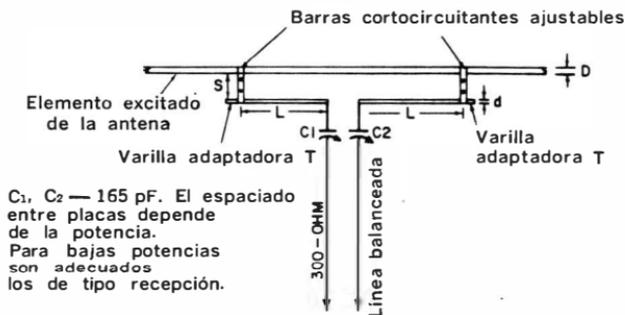


Fig. 5-12. Uso de capacitores para cancelar la inductancia de la sección T.

de alta calidad, con una capacitancia máxima de 165 pF. El ajuste se realiza variando continuamente las longitudes de las varillas y la posición de los capacitores hasta encontrar la combinación que dé la ROE más reducida.

Adaptador gamma

Básicamente, un adaptador gamma es medio adaptador T. Se lo usa cuando el elemento excitado está alimentado a partir de una línea de transmisión desbalanceada, por ejemplo un cable coaxial de 50 ó 70 ohms. También se comporta como una línea cortocircuitada de longitud menor que un cuarto de onda, y se acostumbra cancelar su reactancia inductiva colocando un capacitor variable en serie con la línea de alimentación, según se ilustra en Fig. 5-13.

Tanto en los adaptadores T como en los gamma, la relación de transformación de impedancias entre la línea de transmisión y el elemento excitado depende de la longitud eléctrica de las varillas adaptadoras. La longitud de un adaptador gamma, ajustado para una impedancia terminal de 50 ó 70 ohms, permite adaptar la antena a una línea coaxial. Cuando se lo ajusta correctamente la sección es siempre menor que un cuarto de onda, y como resultado se presenta en el sistema como una reactancia inductiva. El capacitor en serie que se mencionó previamente introduce la necesaria

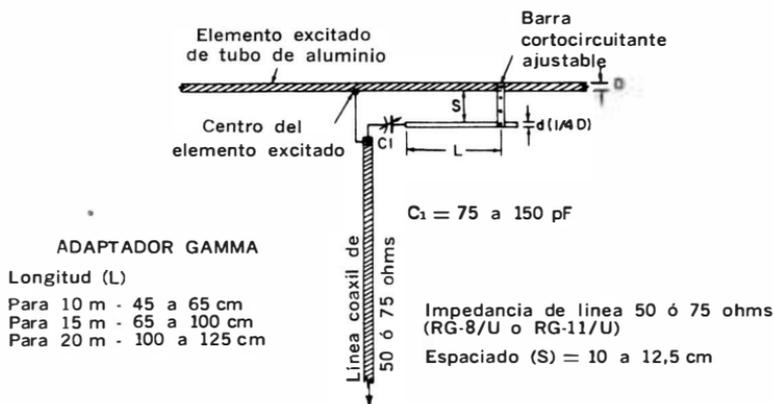


Fig. 5-13. Adaptador gamma.

cantidad de reactancia capacitiva para llevar el sistema a resonancia, haciendo que la impedancia del punto de alimentación sea resistiva pura.

Ajuste — En la Fig. 5-14 se ilustra el equipo necesario para el ajuste de un sistema de antena con adaptador gamma. La línea

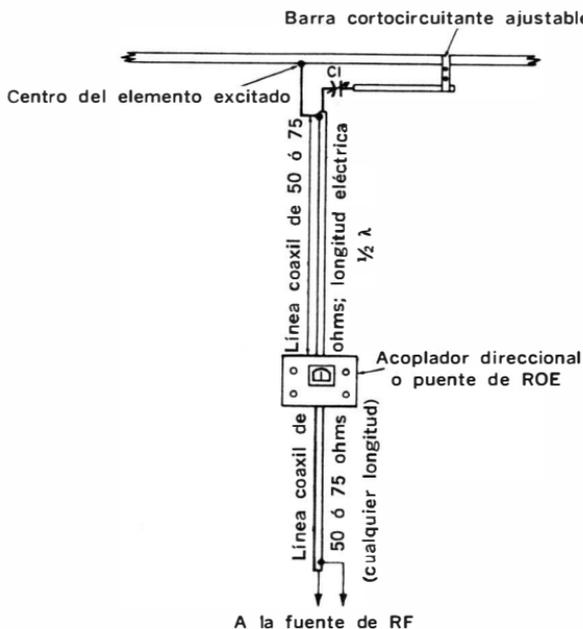


Fig. 5-14. Ajuste del sistema del adaptador gamma.

de transmisión debe tener una longitud exacta de media onda en la parte central de la banda de aficionados sobre la cual debe funcionar la antena. La línea debe tener también la misma impedancia (50 ó 70 ohms) que la del sistema. La longitud comprendida entre el puente de ROE y la fuente excitadora de RF (de baja potencia) no es crítica.

El primer paso del ajuste es colocar el capacitor variable C_1 en su valor aproximado de trabajo. En 14 MHz el valor correcto es de unos 140 pF, en 21 MHz 100 pF, y en 28 MHz unos 75 pF. Por supuesto que éstas son cifras aproximadas; los valores finales dependerán de las condiciones del caso.

El segundo paso es ajustar la longitud de la sección moviendo la barra cortocircuitante hacia adelante y hacia atrás, al mismo tiempo que se va leyendo el valor de la ROE en la línea. Debe marcarse en el elemento excitado la posición que dé *el valor mínimo sin tocar el capacitor*, para mantenerla como referencia para posteriores ajustes. Generalmente se encontrará que el ajuste de la longitud hace disminuir la ROE, pero que ésta aún queda lejos del valor deseado de 1 : 1. A continuación debe ajustarse cuidadosamente el capacitor C_1 , marcando la posición que dé la mínima ROE. El procedimiento se repite ajustando alternadamente las longitudes del adaptador y la capacitancia hasta obtener valores de ROE aceptables. Generalmente se llega en seguida a cifras del orden de 1,5 : 1 ó 1,2 : 1, que suelen resultar satisfactorias para los sistemas comunes de aficionados.

En caso de que no pudiera obtenerse un valor adecuado a pesar de los ajustes, debe variarse ligeramente el espaciado entre el adaptador y el radiador y comenzar nuevamente el proceso. Ocasionalmente no podrá obtenerse una ROE baja con ningún tipo de ajustes, porque el conductor externo de la línea coaxil y el centro del elemento excitado están a diferentes potenciales de RF respecto a tierra. En ese caso conéctese la malla de blindaje del coaxil al centro del radiador en lugar de hacerlo a la torre de soporte o al eje de la antena (Fig. 5-15).

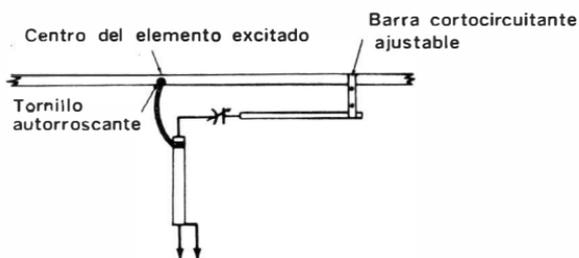


Fig. 5-15. El conductor externo del cable coaxil se conecta al centro del elemento excitado en lugar de hacerlo a la torre.

Adaptador gamma modificado

Una línea cortocircuitada de cuarto de onda, o menos, puede acortarse físicamente conectando un capacitor en paralelo con su extremo abierto. El grado de acortamiento depende de la impedancia característica de la línea. Si el espaciado entre el radiador y la varilla del adaptador es tal que la sección presenta una impedancia característica de 300 a 500 ohms, su longitud eléctrica efectiva puede variarse convenientemente conectando un capacitor C_2 entre la punta de la varilla y el centro del elemento excitado (Fig. 5-16).

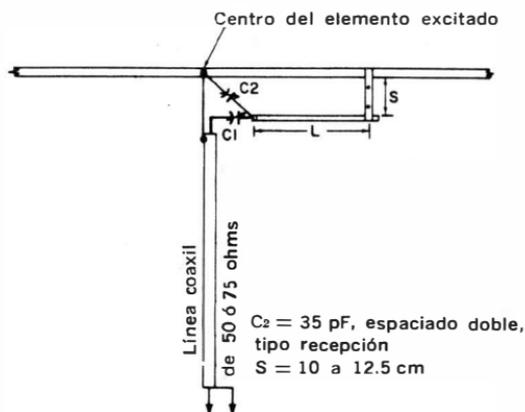


Fig. 5-16. El adaptador gamma modificado.

En general un capacitor miniatura de espaciado doble, con capacidad máxima de 35 pF resultará adecuado. La longitud de la sección adaptadora, con carga capacitiva, deberá ser entre un 50 % y un 75 % menor que la necesaria para un adaptador gamma convencional.

La principal ventaja del dispositivo gamma modificado con respecto al ilustrado en Fig. 5-14 es su facilidad de ajuste. El procedimiento general para obtener la mínima ROE es el mismo que el descrito para el adaptador gamma sin modificar, sólo que no debe variarse la posición de la barra cortocircuitante sino la capacitancia de C_2 . El valor aproximado para 14 MHz es 30 pF, para 21 MHz 25 pF y para 28 MHz 20 pF.

El capacitor en serie se ajusta al valor dado previamente, dependiendo de la banda de frecuencia que se utilice. Los ajustes de C_2 y C_1 se realizan en forma alternada hasta obtener la mínima ROE. El ajuste de C_2 , eléctricamente, equivale al desplazamiento de la barra cortocircuitante.

Los dos capacitores variables deben montarse dentro de una caja de plástico o metal para protegerlos del agua, dejando sin embargo un agujero de drenaje en el fondo (si se la cerrara completamente, podría condensarse la humedad del aire y cortocircuitar

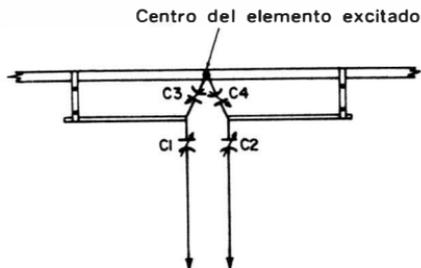


Fig. 5-17. Adaptador T modificado.

los capacitores). El agujero de drenaje debe cubrirse con malla de alambre para evitar la entrada de insectos. Las dos secciones cortocircuitadas que forman un adaptador T también pueden acortarse físicamente aplicando el mismo principio y conectando capacitores en paralelo C_3 y C_1 , según muestra la Fig. 5-17. El procedimiento de ajuste es similar al del adaptador gamma, sólo que varían en forma simultánea los capacitores C_3 y C_1 y los C_1 y C_2 . Si las dos varillas tienen la misma longitud, C_1 puede estar en tándem con C_2 , y C_3 con C_1 para facilitar el ajuste.

CAPITULO 6

Sistemas de acoplamiento de antena

Si bien la mayoría de los transmisores modernos incluyen en su circuito alguna forma de acoplarlos a la línea de transmisión, puede suceder que el método utilizado en cada caso no sea el más adecuado para un funcionamiento óptimo del aparato con el sistema de antena de la estación. Los transmisores de fabricación comercial tienen generalmente circuitos de salida de impedancia fija en 50 ohms desbalanceados (línea coaxial). Normalmente pueden regularse los controles de carga para permitir funcionamiento con líneas coaxiales de 75 ohms, pero es imposible obtener las condiciones de alimentación adecuadas para líneas de conductores paralelos. En estos casos es necesario instalar entre el transmisor y la línea un dispositivo de acoplamiento. Los aparatos de este tipo se llaman "acopladores de antena" y a veces "sintonizadores de antena", dependiendo del tipo de línea de transmisión utilizado.

La finalidad básica de estos dispositivos es adaptar la impedancia de salida del transmisor a la de la línea. Sin el debido acoplamiento, el sistema de antena recibirá menos potencia de radiofrecuencia que la correcta, y además se verán afectados el rendimiento y la linealidad del amplificador final de radiofrecuencia. Una correcta adaptación de impedancias y una carga adecuada son especialmente importantes en los transmisores que emplean amplificadores lineales en la etapa de salida.

ACOPLADOR DE ANTENA CON RED PI

Actualmente el circuito de salida más comúnmente utilizado es la red pi, ilustrada en la Fig. 6-1. La carga de baja impedancia se coloca en paralelo con el capacitor de salida de la red, cuyo valor es el necesario como para producir una impedancia de 50 ó 70 ohms y depende de la resistencia de carga de placa de la válvula amplificadora. En la Tabla 6-1 se dan los valores correctos de los capacitores de salida para distintos valores de la resistencia de carga de placa. Dada una carga de placa cualquiera, deben respetarse en forma rigurosa los valores que se dan en la lista. Si el circuito pi no está correctamente adaptado a la línea de transmisión, o si ésta contiene una alta ROE (con presencia de reactancia), la carga reflejada a la placa de la válvula amplificadora no será la correcta. Por lo tanto el amplificador funcionará con muy poco

TABLA 6-1. VALORES DE LOS CIRCUITOS TANQUES EN PI PARA AMPLIFICADORES LINEALES DE RF CON UN PAR DE 6146 EN PARALELO.

	Frecuencia (MHz)	Carga de placa efectiva	
		2000 ohms	4000 ohms
C1	3.5	280 pF	140 pF
	7.0	140	70
	14.0	70	35
	21.0	50	25
	28.0	35	18
C2	3.5	1800	1100
	7.0	900	550
	14.0	450	275
	21.0	300	180
	28.0	225	140
L1	3.5	8.50 μ Hy	15.50 μ Hy
	7.0	4.25	7.80
	14.0	2.10	3.90
	21.0	1.38	2.60
	28.0	1.05	1.94

Valores aproximados para impedancia de salida de 50 ohms.

rendimiento, y en caso de ser un lineal distorsionará severamente la señal amplificada.

Alimentación de líneas balanceadas con salida pi

El circuito de la Fig. 6-2 es adecuado para alimentar una línea de conductores paralelos, como el tipo de TV de 300 ohms, a partir del circuito de salida en pi de un trasmisor. El circuito resonante, formado por L_1 , C_{1A} y C_{1B} , se sintoniza a la frecuencia de funcionamiento. Se conecta a tierra el centro de L_1 , y los conductores de la línea se llevan a derivaciones simétricas respecto del punto central. El punto exacto dependerá de la impedancia de la línea y de la

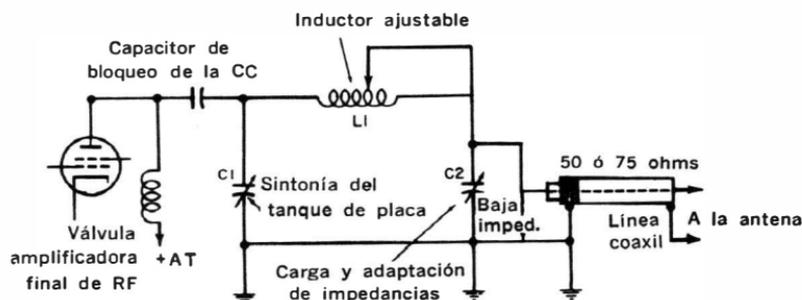


Fig. 6-1. Acoplador en pi para el circuito de salida de los transmisores modernos.

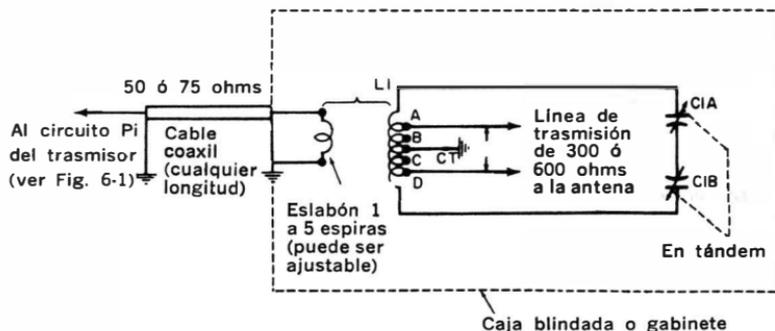


Fig. 6-2. Acoplador de antena para adaptar una salida desbalanceada de baja impedancia a líneas simétricas de 300-600 ohms.

presencia de ondas estacionarias. En general, con una línea de 300 ohms serán necesarias unas 2 a 10 espiras (una a 5 a cada lado del punto central) dependiendo del número de espiras de L. Los rotores del capacitor variable en tándem (C_1) no deben ponerse a masa.

La sección de línea coaxil de 50 ohms que va desde el transmisor al acoplador puede tener cualquier longitud. En general es deseable mantener una baja ROE en esta línea, particularmente cuando se use un filtro pasabajos, para evitar la irradiación de armónicas, según el diagrama de la Fig. 6-3. Una línea de menos de 6 metros suele llamarse "línea eslabón"; cuando es más larga, se la llama simplemente "línea de transmisión" y el acoplador recibe el nombre de "red adaptadora". Pero en nuestro medio no se emplean estas sutiles distinciones de nomenclatura.

Ajuste — El procedimiento correcto para ajustar una línea de acoplamiento para baja ROE es usar un puente de RF u otro in-

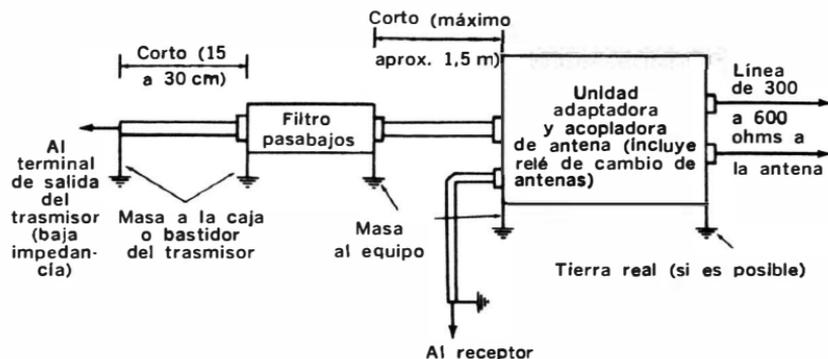


Fig. 6-3. Conexión del filtro pasabajos con el acoplador de antena.

dicador de ondas estacionarias a la entrada de la línea, según se muestra en la Fig. 6-4, y ajustar las derivaciones simétricas en la bobina L_1 mientras se mantiene en resonancia el circuito formado por la L_1 y C_1 hasta obtener el número de espiras que dé la mínima ROE.

Puede realizarse el mismo trabajo utilizando un wattímetro direccional, de los que miden potencias "directas" y "reflejadas", que puede dejarse permanentemente conectado durante el uso del equipo. Una vez obtenida la mínima ROE sobre la línea de acoplamiento, no debe efectuarse ningún ajuste adicional sobre el circuito L_1 - C_1 cuando se cargue el transmisor. Todo el procedimiento de carga

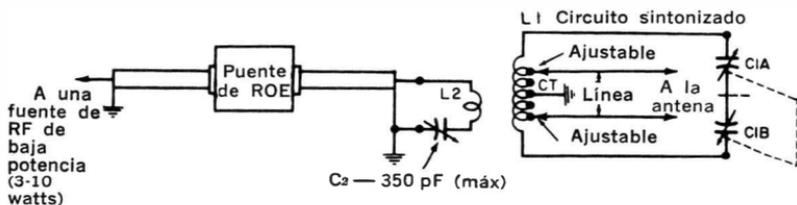


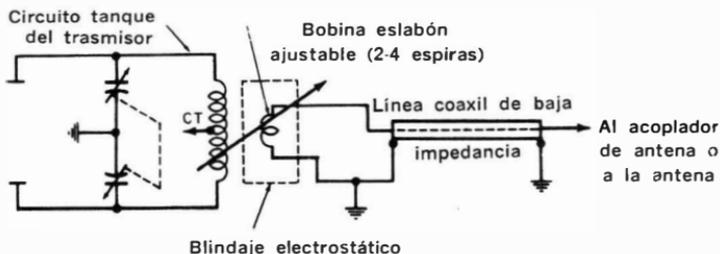
Fig. 6-4. Ajuste del acoplador de antena

debe realizarse ajustando únicamente el capacitor de salida de la red pi del transmisor. Generalmente será necesario incluir un capacitor variable, C_2 , para cancelar la reactancia introducida por el eslabón L_2 .

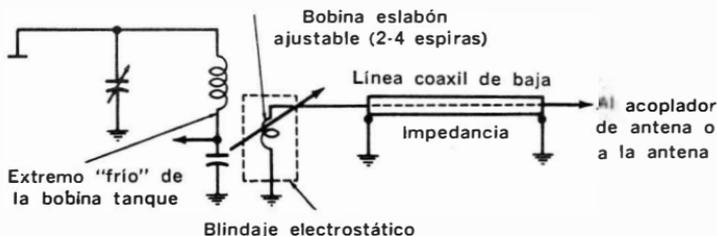
Es conveniente efectuar los ajustes quitando de la línea cualquier filtro pasabajos, salvo que se hagan a un nivel de potencia muy reducido. De lo contrario, la presencia eventual de cualquier alta tensión de RF en la línea podría destruir los capacitores del filtro.

CIRCUITOS ACOPLADOS POR ESLABON

Cuando se usan circuitos tanque convencionales en la salida del transmisor, es común acoplar la carga inductivamente. El circuito de acoplamiento suele estar formado por un eslabón de dos o tres espiras de alambre de cobre grueso, que en los circuitos simétricos ("push-pull") se ubica al centro de la bobina principal, y en los amplificadores comunes en el extremo "frío" de la misma. Normalmente el grado de acoplamiento entre el eslabón y la bobina es variable, para poder ajustar la carga. Los circuitos modernos, también, están blindados eléctricamente para evitar que se acoplen al sistema de antena las armónicas generadas en el amplificador final. En la Fig. 6-5 se muestra el circuito típico de una línea de alimentación acoplada inductivamente al amplificador final del transmisor.



(A) Simétrico (push-pull)



(B) Terminación simple

Fig. 6-5. Circuitos de salida con acoplamiento por eslabón.

Acoplador de antena "Matchbox" de la Viking

En la Fig. 6-6 puede verse un sistema acoplador de antena totalmente integrado, con su sistema de conmutación, para potencias de hasta 1.000 watts. Los dos sistemas que allí se ilustran tienen un monitoreo continuo para verificar las potencias directas y reflejadas. El alto Q de los circuitos sintonizados y un adecuado

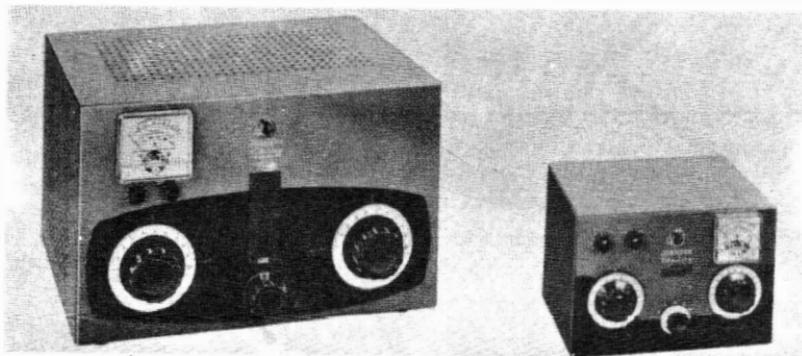


Fig. 6-6. Dispositivos de acoplamiento y ajuste de antena, totalmente integrados

blindaje dan una supresión de armónicas de más de 20 dB. Ambas unidades tienen conmutación de bandas mediante llaves para 80, 40, 20, 15 y 10 metros y se controlan totalmente desde el panel frontal. El acoplamiento del sistema de antena al receptor se hace separadamente. El cambio de antena de transmisión a recepción se efectúa mediante un relé de servicio pesado; durante la transmisión el terminal de antena del receptor se conecta a masa y se envía una tensión de bloqueo. Un terminal ubicado en la parte trasera permite la conexión de una punta de prueba de RF para poder monitorear la señal en un oscilógrafo o cualquier otro dispositivo de control.

Acoplador direccional— Se describe primero el acoplador direccional, ya que forma parte integral de la unidad. Un acoplador direccional es un instrumento diseñado principalmente para medir relación de ondas estacionarias sobre una línea de transmisión coaxial de 52 ohms, y sobre sistemas de 52 ohms desbalanceados (antenas, etc.). Resulta esencial para el correcto ajuste del acoplador de antena aquí descrito. Su funcionamiento no es crítico con respecto a la frecuencia, y las mediciones resultan exactas hasta los 150 MHz. En el Matchbox puede dejarse el acoplador direccional conectado permanentemente a la línea, para dar una indicación continua de la ROE y la potencia de salida relativa con respecto a 1.000 watts. En la Fig. 6-8 se muestra su circuito.

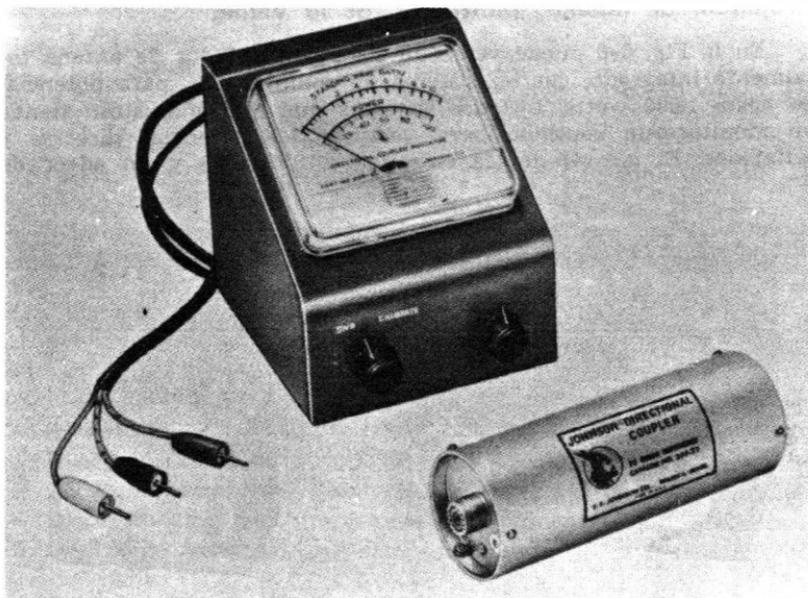


Fig. 6-7. Acoplador direccional con su indicador.

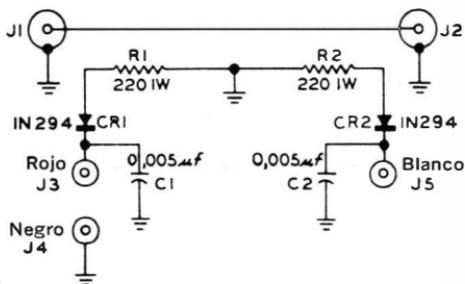


Fig. 6-8. Circuito del acoplador direccional de la Johnson.

Básicamente, el acoplador direccional es una corta sección de línea de transmisión. Hay dos circuitos indicadores, ubicados frente a frente, y acoplados al conductor central de la línea. La combinación de los acoplamientos capacitivo e inductivo es tal, que las potencias inducidas tienden a cancelarse mutuamente. Como resultado, los indicadores miden potencia reflejada relativa. Como están conectados frente a frente, uno de ellos da la potencia incidente y el otro la reflejada. La relación entre ambas potencias es la ROE.

Indicador del acoplador direccional— El circuito de la Fig. 6-9 corresponde al indicador de un acoplador direccional de la Johnson. Básicamente está formado por un microamperímetro de 0-100 mi-

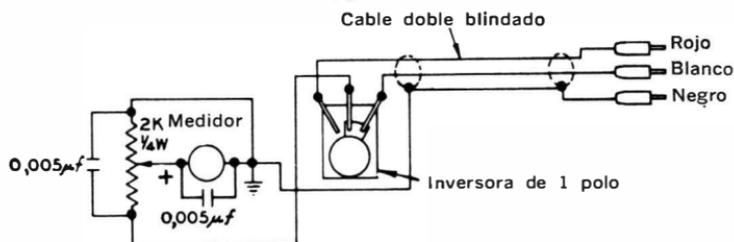


Fig. 6-9. Circuito del indicador para el acoplador direccional de la Johnson.

croamperes (c.c.) y un circuito asociado, todo dentro de una pequeña caja. El medidor está calibrado para leer directamente la ROE. Hay una segunda escala, en porcentajes, que indica el nivel relativo de potencia. Si se desea, en este circuito pueden usarse instrumentos de 0-100, 0-200 y 0-1000 microamperes, aunque para obtener la ROE habrá que tomar la curva de la Fig. 6-10.

Procedimiento

El funcionamiento del acoplador direccional es muy sencillo. El dispositivo a medir debe conectarse al conector coaxial de salida, J₂, y la potencia de RF al conector coaxial de entrada, J₁. La fuente

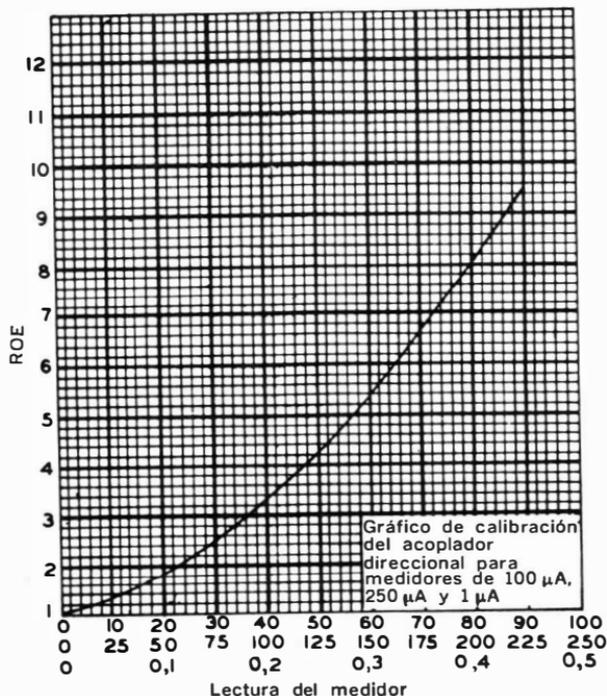


Fig. 6-10. Carta de calibración del acoplador direccional para instrumentos de 100 y 250 microamperes, y 1 miliampere.

de RF puede ser cualquiera en el rango de los 75 a los 1000 watts. Si se usa el indicador de la Johnson, tipo 250-38, simplemente hay que enchufar los conectores blanco, rojo y negro en los zócalos respectivos del acoplador. Si no se desea usar este indicador habrá que construir una unidad similar, según la Fig. 6-9, y hacer las conexiones en la forma adecuada.

Para leer la ROE conéctese el acoplador según se acaba de describir. Gírese el control de calibración de 2000 ohms al mínimo (completamente en sentido antihorario en el caso del indicador de la Johnson) y colóquese la llave en la posición "Calibración". A continuación sintonícese y cárguese el trasmisor, ajustando el potenciómetro de 2000 ohms para obtener una lectura de plena escala en el instrumento. Gírese la llave a la posición ROE. La lectura del medidor, en caso de que la ROE no sea exactamente 1 : 1, disminuirá. El valor puede leerse directamente en la escala si se usa el indicador Johnson, o calcularse a partir del gráfico de la Fig. 6.10.

Cuando la potencia, frecuencia y ROE son bajas, puede resultar imposible obtener una lectura de plena escala si se utilizan medidores de 200 microamperes o 1 miliampere. El acoplador direccio-

nal funciona en base a acoplamientos capacitivos e inductivos, y ambos disminuyen al bajar la potencia, frecuencia y ROE. Por lo tanto, para efectuar estas mediciones habrá que utilizar un miliamperímetro más sensible, o medir el porcentaje de potencia reflejada.

Sin embargo, cuando no puede obtenerse en forma práctica una lectura de plena escala, puede todavía hacerse una determinación del valor de la ROE. El potenciómetro de calibración debe ajustarse a la lectura "redonda" más grande, por ejemplo 150 microamperes cuando se utiliza un instrumento de 0-200. Luego debe girarse la llave a ROE, y leer la potencia reflejada. Multiplicando esta lectura por 100 y dividiéndola por el valor obtenido en la posición de "Calibración" (150 microamperes en nuestro ejemplo), llévase este número a la escala 0-100 del gráfico de la Fig. 6-10 y léase la ROE. Por ejemplo, suponiendo que la lectura en la posición ROE fuera de 22,5 microamperes, $2250/150$ es igual a 15. Llevando el valor de 15 al gráfico de la Fig. 6.10, en la escala 0-100, se ve que corresponde a una ROE de 1,5 : 1. Al efectuar esta operación se introduce un pequeño error, dependiendo del nivel de potencia y de que la impedancia desconocida sea menor o mayor que 52 ohms. Sin embargo, en la mayoría de los casos puede despreciarse este error para ROE menor de 2,5 : 1, y en cualquier circunstancia no excede un 20 % para la mayoría de los demás valores de ROE.

El acoplador direccional y su indicador, según se los ha descrito, forman dos unidades separadas. Sin embargo, en el dispositivo Matchbox, de la Viking, forman un solo aparato.

El acoplador direccional puede usarse para ajustar cualquier sistema de antena, y las instrucciones específicas que se dan a continuación son aplicables solamente al Matchbox. El acoplador de antena típico de la Fig. 6.11 resuena a la frecuencia de funcionamiento. También debe ajustarse el grado de acoplamiento al transmisor, ya sea por medio de un eslabón L_1 o por un circuito de salida en pi, o cualquier otro dispositivo de acoplamiento variable contenido dentro del transmisor.

Ajuste para mínima ROE — Para ajustar el acoplador de antena para mínima ROE, gírese el control de calibración en el indicador del acoplador direccional a la posición extrema antihoraria y colóquese la llave en "calibración". Sintónícese y cárguese el transmisor a un valor arbitrario. Gírese el potenciómetro de calibración para obtener plena lectura en el instrumento del indicador. Colóquese la llave en la posición ROE y ajústese el acoplador de antena hasta que el indicador dé una lectura nula. En esas condiciones, la impedancia de la entrada del acoplador es de 52 ohms. Si el circuito del acoplador es similar a los de las Figs. 6-11 ó 6-3, puede llevárselo a resonancia con el capacitor variable y ajustar la impedancia con las derivaciones de la bobina. Cuando la ROE de la línea de transmisión principal es muy elevada, puede ser imposible lograr un ajuste de impedancias adecuado. En ese caso debe adaptarse la línea de transmisión a la antena en el punto de alimentación (según descrito

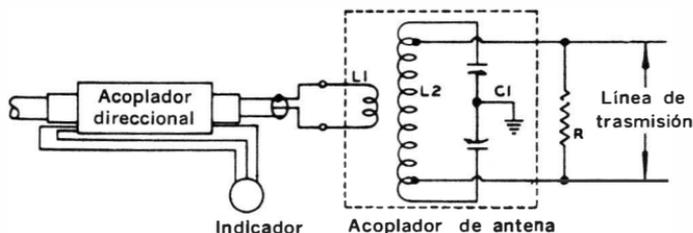


Fig. 6-11. Acoplador direccional e indicador utilizados con un acoplador de antena.

en el capítulo anterior) antes de tratar de ajustar correctamente el acoplador.

Sobre el particular hay un punto que debe quedar especialmente claro. El acoplador de antena simplemente adapta la impedancia de los terminales de entrada de la línea de alimentación principal a la salida de 52 ohms del trasmisor. Si la línea no está adaptada a la impedancia de alimentación de la antena, nada de lo que se haga con el acoplador podrá alterar esta situación. Muchos aficionados tienen la ilusión de que las impedancias de la línea de alimentación y de la antena pueden ajustarse modificando los circuitos acopladores del lado del trasmisor, o ajustando la longitud de la línea. El *único* lugar donde puede ajustarse la ROE es en el punto de alimentación de la antena.

Otros usos del acoplador direccional

El acoplador direccional se usa principalmente para indicar la ROE o el nivel de potencia relativa en una línea de transmisión coaxil. Sin embargo, tiene también otros usos que se describen a continuación.

Medición de la resistencia de irradiación — Puede medirse la resistencia de irradiación de un radiador desbalanceado; por ejemplo, una antena adaptada en gamma o un radiador vertical. Las mediciones deben efectuarse en los terminales de antena, y no a través de una línea de transmisión. Se requieren un capacitor y un inductor variables para cancelar la reactancia de la antena. En una configuración adaptada en gamma, normalmente la reactancia puede cancelarse mediante los ajustes normales del dispositivo adaptador. Las instrucciones que siguen son aplicables solamente a un acoplador direccional del tipo Johnson 250-38. Sin embargo, fácilmente podrá comprenderse el principio de las mismas para poder aplicarlas a otros dispositivos.

Conéctese la caja del acoplador direccional a tierra con un cable lo más corto posible. Luego conéctese el terminal interno del zócalo coaxil de salida a una de las reactancias variables (bobina o capacitor) y el otro extremo de la reactancia al punto de alimentación de la antena. Con el potenciómetro de calibración en

el mínimo, sintonícese el trasmisor y cárguese de manera adecuada. Ajústese el control de calibración para una lectura de plena escala. Utilizando primero el capacitor variable y luego el inductor, ajústese la reactancia para lectura mínima en el medidor. En estas condiciones la reactancia intercalada en serie entre el conductor interno del zócalo de salida y el punto de alimentación de la antena será igual, pero de signo opuesto a la reactancia que presenta la antena. Si puede medirse el valor de inductancia o capacitancia que produjo el mínimo valor de la ROE, puede calcularse dicha reactancia. Si la mínima ROE se obtuvo con un capacitor, la reactancia de la antena es inductiva. En caso contrario, es capacitiva. Con la lectura mínima, puede consultarse la tabla de la Fig. 6-10 y calcularse la ROE. Si la impedancia del punto de alimentación es mayor de 52 ohms, la resistencia de irradiación es 52 ohms multiplicados por el valor de la ROE. Si la resistencia es menor de ese valor, divídase 52 ohms por la ROE. Para averiguar si la resistencia de irradiación es menor o mayor que 52 ohms, colóquese un resistor de 5 a 10 ohms, no inductivo, en serie con la antena. Si la ROE disminuye, la resistencia de irradiación está por debajo de los 52 ohms, y viceversa.

Medición de impedancias de entrada— Con el acoplador direccional puede medirse también la impedancia de entrada de amplificadores de potencia de RF, especialmente los del tipo de reja a masa utilizados en BLU.

Conéctese la salida del acoplador direccional al amplificador que se está midiendo. Sintonícese y cárguese adecuadamente la fuente de señal de RF para obtener la corriente de reja usual en el amplificador. Ajústese el potenciómetro de calibración del acoplador direccional para obtener una lectura de plena escala en el indicador. Gírese la llave a ROE, y léase la ROE del circuito de entrada del amplificador. La impedancia de este último puede determinarse como en el caso de la antena.

CAPITULO 7

Construcción de antenas

ANTENAS TIPO YAGI

Las antenas rotativas tipo yagi se han transformado en el sistema irradiante más común entre los aficionados para las bandas de frecuencias superiores a 14 MHz, e incluso algunos las usan en la banda de 7 MHz. Esta antena no sólo tiene una ganancia de potencia elevada en una dirección determinada cuando se transmite, sino que también eleva el nivel de la señal recibida en esa dirección. Cuando el diagrama de irradiación de la antena es angosto y la relación frente-espalda elevada, se atenúan considerablemente los ruidos e interferencias provenientes de otras direcciones. La configuración yagi rotatoria produce también la combinación de mayor ganancia de potencia irradiada con el menor espacio de antena, resultando por lo tanto especialmente atractiva para el aficionado que no dispone de demasiado lugar para la instalación.

Yagi rotativa de dos elementos

La configuración mostrada en la Fig. 7-1 es ideal para el novicio o para quien se inicia en la radioafición y desea una antena efectiva, liviana, de bajo costo y que pueda girarse con un rotador común de TV. La antena en sí está formada por un elemento excitado y un elemento director. Cuando el espaciado entre ambos es de aproximadamente 0,12 de longitud de onda la ganancia hacia adelante es de 5,5 dB con respecto a un dipolo de referencia, y la relación frente-espalda de 12 a 15 dB. La resistencia de irradiación en el centro del elemento excitado es de unos 170 ohms, dependiendo de la distancia entre la antena y la tierra. Cuando dos aficionados utilizan dos antenas de éstas para comunicarse entre sí, la ganancia total equivale a multiplicar varias veces la potencia utilizando dipolos de referencia comunes.

La adaptación de impedancias a la línea de alimentación se consigue con un adaptador gamma de carga capacitiva, según se describió en el capítulo anterior. El rango de ajuste del adaptador es suficiente como para permitir una correcta adaptación una vez que la antena ha sido colocada sobre la torre. Las longitudes y espaciados de los elementos pueden elegirse de la Tabla 7-1. No es

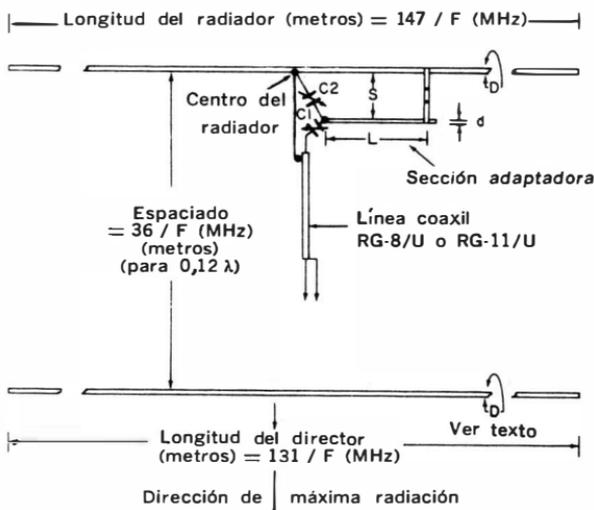


Fig.7-1 Antena parasitaria sencilla de dos elementos.

necesario ningún ajuste adicional, siempre que la antena esté por lo menos a media onda sobre tierra, salvo el necesario para ajustar la impedancia a la línea de 50 ohms.

El caño de aluminio de paredes delgadas que se utiliza para construir los elementos viene en trozos de 4 metros de largo y con una amplia posibilidad de elección en cuanto al diámetro se refiere. Para las antenas que funcionan en el rango de frecuencias de 21 a 28 MHz puede usarse una pieza de caño de diámetro externo de 3,5 cm y 1,3 mm de pared. Cada una de las dos secciones telescópicas tiene 183 cm de largo, cortadas de la mitad de una pieza de 4 metros de tubo de diámetro externo de 31,8 mm y pared de 1 mm. La longitud de los elementos se ajusta haciendo que las secciones telescópicas se deslicen dentro de las secciones centrales. Las antenas de 21 y 28 MHz requieren en total 2 piezas de cada una de las dos variedades de tubos, mientras que la estructura de 14 MHz requiere 2 piezas más para confeccionar las 4 secciones telescópicas adicionales. Generalmente, en la antena de 14 MHz se utiliza tubo de 4 cm para las secciones centrales, con pared de 1,5 mm, y un tubo adecuado para deslizarlo dentro de él para las secciones telescópicas. El diámetro interno de los tubos de aluminio, para un determinado diámetro externo, depende del espesor de la pared. Las secciones telescópicas deben calzar suavemente dentro de las secciones centrales, porque de lo contrario serían duras para mover. Antes de instalar los elementos en forma definitiva, las superficies telescópicas en contacto deben limpiarse con algún compuesto anti-oxidante, que se consigue en cualquier casa de materiales eléctricos.

TABLA 7-1. LONGITUDES DE ELEMENTOS PARA ANTENAS PARASITARIAS DE 10, 15 Y 20 METROS

Frecuencia (MHz)	Longitud de los elementos (cm) *		
	Director	Radiador	Reflector
14,0	968	1019	1093
14,1	963	1014	1083
14,2	956	1007	1073
14,3	953	1001	1068
21,0	648	681	727
21,1	643	676	722
21,2	641	674	719
21,3	638	671	717
21,4	633	666	714
28,0	480	508	544
28,5	475	501	534
29,0	468	493	526
29,5	460	483	519
30,0	452	475	508

* Se supone que el espaciado es de 0,2 longitudes de onda entre el radiador y el reflector y 0,1 longitudes de onda entre el radiador y el director.

Después de ajustar correctamente la longitud de los elementos, puede fijarse mediante tornillos autorroscantes dispuestos en forma de espiral en la unión.

La longitud de los dos elementos puede calcularse o directamente tomarse de la Tabla 7-1. Para calcularla valen las siguientes fórmulas:

Longitud del radiador (espaciado $0,1 \lambda$):

$$L = 158 / f \quad (L \text{ en m, } f \text{ en MHz})$$

Longitud del director (espaciado $0,1 \lambda$):

$$L = 149 / f \quad (L \text{ en m, } f \text{ en MHz})$$

Distancia entre elementos:

$$d = 323 s / f \quad (d \text{ en m, } f \text{ en MHz})$$

donde s es la fracción de longitud de onda (por ejemplo, 0,1).

Utilizando las fórmulas anteriores, puede calcularse la longitud de los elementos excitado y director, y la distancia entre los mismos, para una configuración yagi rotativa a la frecuencia de 21,25 MHz. La longitud del elemento excitado es:

$$158 / 21,25 = 7,44 \text{ m.}$$

La longitud del director:

$$149 / 21,25 = 7,01 \text{ m.}$$

La distancia entre los elementos, para $0,1 \lambda$, es:

$$323 \cdot 0,1 / 21,25 = 1,52 \text{ m.}$$

Los demás valores de diseño, tales como la longitud de la barra

adaptadora gamma y los valores de capacitancia en serie y paralelo, se toman de las tablas respectivas. Para 21,25 MHz el adaptador gamma se construye con un tubo de aluminio de 15,9 mm de diámetro y 38 cm de largo, espaciado aproximadamente 13 cm del elemento. El capacitor serie tiene un valor máximo de 100 pF, y el capacitor variable en paralelo 30 pF. El ajuste de los dos capacitores para adaptar la impedancia del punto de alimentación a la de la línea de 52 ohms se realiza según se describe en el capítulo respectivo.

Antena yagi rotativa de tres elementos

La estructura mostrada en la Fig. 7-2 está formada por un elemento excitado y dos elementos parásitos: un director y un reflector. El espaciado entre el elemento excitado y el director es de $0,1\lambda$, y entre el mismo elemento y el director es de $0,2\lambda$. La resis-

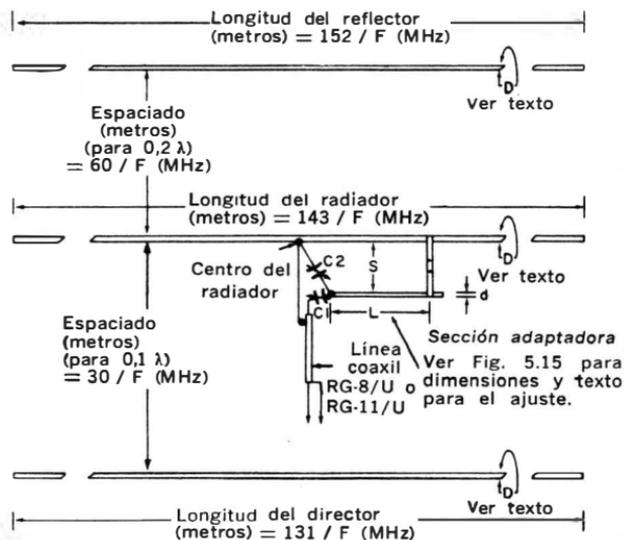


Fig. 7-2. Antena parasitaria sencilla de tres elementos.

tencia de irradiación en el punto medio del elemento excitado es de unos 20 ohms. La ganancia de potencia hacia adelante respecto de un dipolo de referencia es de 7 a 8 dB. La impedancia del punto de alimentación se adapta a la línea de transmisión coaxil de 52 ohms con un adaptador gamma cargado capacitivamente. Los ajustes de este dispositivo se hacen según se describió en el capítulo correspondiente.

En una antena yagi de tres elementos la longitud del elemento excitado se aproxima a la dimensión correcta de resonancia para

un radiador de media onda de la misma frecuencia. La fórmula para determinar la longitud del *elemento excitado* es:

$$L = 155 / f \quad (L \text{ en metros, } f \text{ en MHz})$$

La longitud del *reflector*:

$$L = 164 / f \quad (L \text{ en metros, } f \text{ en MHz})$$

La longitud del *director*:

$$L = 146 / f \quad (L \text{ en metros, } f \text{ en MHz})$$

Yagi de tres elementos para 21 MHz

La antena de tres elementos de la Fig. 7-3 está diseñada para funcionamiento óptimo en la banda de "phone" de 21 MHz. Las dimensiones que se dan en la figura son para una frecuencia de diseño de 21,3 MHz, pero el funcionamiento se mantiene con una ROE baja desde 21,25 a 21,45 MHz. La ROE aumenta en la porción de OC (CW) de la banda, pero permanece siempre dentro de lími-

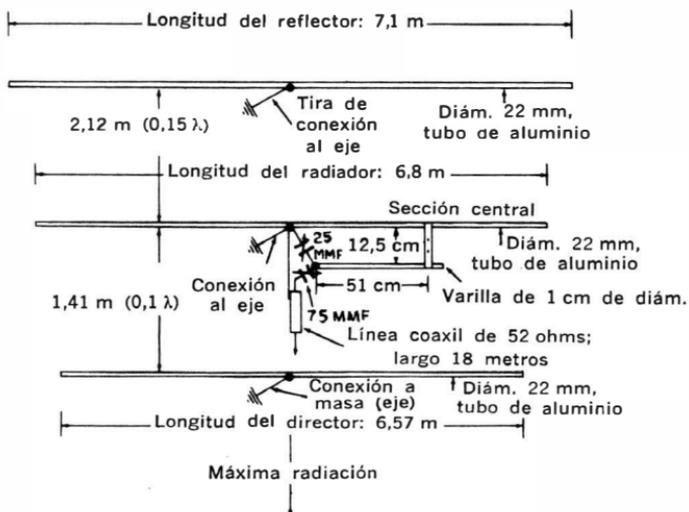


Fig. 7-3. Antena parasitaria para 21,2 MHz de W6TYH.

tes razonables. A la frecuencia de diseño, la ROE medida es de 1:1. Esta antena fue utilizada por el autor en su estación durante varios años, y durante este intervalo se trabajaron 104 países en una *única frecuencia*. Otros aficionados han construido duplicados de la antena, siempre con excelentes resultados.

Antenas yagi parasitarias multibanda

La antena parasitaria de dos o tres elementos es fácil de construir y ajustar para una sola banda de frecuencias. En la mayoría

de los casos, todo lo que se necesita es cortar los elementos a las longitudes adecuadas, obtenidas de las fórmulas correspondientes o de las tablas, y el único ajuste necesario es adaptar la impedancia del punto de alimentación a la de la línea de transmisión. La diferencia entre las antenas caseras y las de fabricación comercial es meramente mecánica, más que eléctrica.

Si bien muchos aficionados tienen la capacidad técnica de diseñar antenas yagi rotativas multibanda, rara vez disponen del equipo necesario para construir y probar las trampas resonantes. Todas las dimensiones son muy críticas en una yagi multibanda, y pueden ser necesarias varias horas de trabajo tedioso para hacer que el sistema funcione adecuadamente en varias bandas. Por esta razón los aficionados prefieren en general comprar kits en los cuales las trampas están ya sintonizadas y selladas y los elementos tienen las longitudes correctas. La mayoría de los kits incluyen también los dispositivos de adaptación de impedancias. Generalmente se usa una única línea de transmisión para todas las bandas, sin ser necesaria una conmutación ni ningún ajuste. El funcionamiento de las antenas multibanda actuales se aproxima en cualquiera de las bandas al funcionamiento de las antenas yagi construidas y sintonizadas para una sola frecuencia. Normalmente el nivel de señal obtenida, a una distancia dada, es el mismo independientemente de que se esté transmitiendo con una antena multibanda o una de banda única.

Las yagi multibanda se fabrican en diferentes disposiciones mecánicas, con distintos precios. La elección entre dispositivos que presentan características eléctricas similares depende de las condiciones de la instalación. Las antenas multibanda que se describen en los párrafos siguientes son usadas por aficionados en todo el mundo, y representan ejemplos adecuados de buena práctica constructiva.

Antena multibanda Mosley

La antena modelo TA-36 de la Mosley, Fig. 7-4, es una estructura de espaciado amplio con seis elementos. Cuando funciona en la banda de 10 metros, están activos 4 de ellos. En las bandas de 15 y 20 metros, en cambio, hay solamente tres elementos activos. Las seis trampas de onda se han diseñado a prueba de elementos climáticos y de la suciedad, y bajo condiciones normales son estables. Se recomienda el uso de línea de alimentación coaxial de 52 ohms (RG-8/U).

Las características de irradiación de la TA-36 pueden compararse favorablemente con las de las antenas yagi de tres elementos para una sola banda. El fabricante indica para 10 metros una ganancia delantera de 9 dB, 8,5 dB en 15 metros y 8 dB en 20. La relación frente-espalda se especifica como mejor de 20 dB en todas las bandas. En resonancia, la ROE es menor o igual a 1,5:1 en las tres bandas. La longitud del eje es de 8 metros. El peso total de

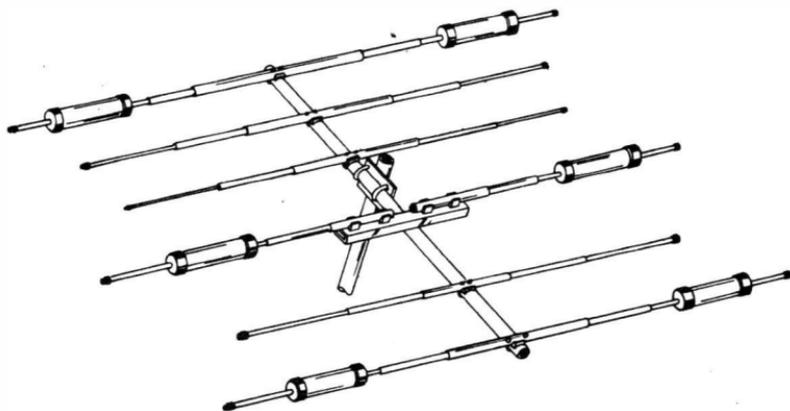


Fig. 7-4. Antena tribanda Mosley modelo TA-36.

la estructura completa es de 31,5 kilogramos. Los elementos pueden ajustarse para funcionamiento óptimo en las bandas de "phone" u OC (CW).

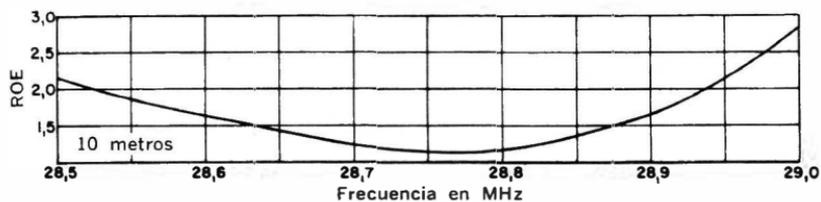
Antena Telrex para servicio pesado

Esta antena de tres elementos, giratoria, es un buen ejemplo del método de construcción de antenas muy rígidas, aptas para regiones de clima muy severo. El modelo para aficionados, conocido vulgarmente como Dew Line Special, se muestra en la Fig. 7-6-A. Funciona en las bandas de 20, 15 y 10 metros, y se alimenta con una única línea coaxial de 52 ohms a través de un balún que viene incluido en el sistema.

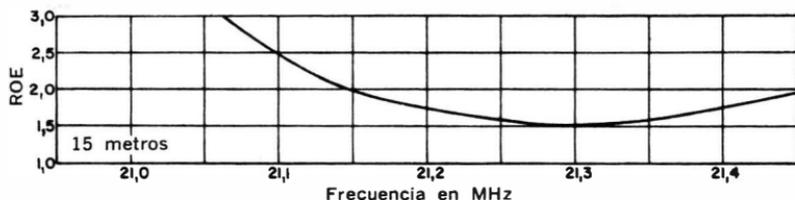
La ganancia delantera es de unos 8 dB con respecto a un radiador convencional de media onda. La relación frente-espalda es mejor que 26 dB en todas las bandas. Las curvas típicas de ROE, diagramas de irradiación y anchos del haz irradiado se dan en las Figs. 7-6 B y C.

Antenas cuádricas cúbicas

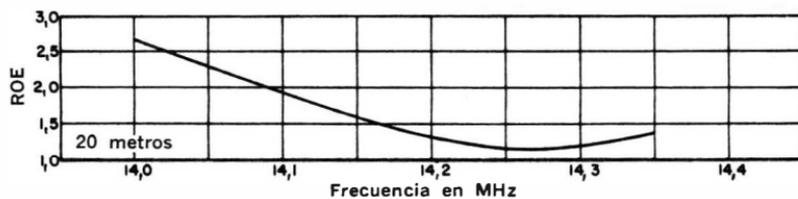
Estas antenas se han presentado, en cuanto a su principio de funcionamiento, en el capítulo correspondiente. Si bien estos sistemas han venido usándose por más de 20 años su funcionamiento permaneció siempre envuelto en el misterio y se disponía de pocos datos valederos para su construcción, ajuste y adaptación de impedancias. Sin embargo, recientemente algunos fabricantes han



(A) 10 metros



(B) 15 metros



(C) 20 metros

Fig. 7-5. Curvas de ROE para la antena Mosley TA-36.

desarrollado antenas cuádricas cúbicas bajo la forma de kits, con separadores de fibra de vidrio y toda la ferretería necesaria para armarlas. La exposición que sigue se basa en el uso de estos componentes comerciales. Los datos fueron suministrados gentilmente por Cubex Company¹, de California, Polygon Plastics Co.², de Indiana, y Kirk Electronics³ de Ohio, U.S.A., quienes fabrican antenas cuádricas y sus componentes.

La antena cuádrica está formada por un cierto número de lazos de alambre, dispuestos en "cuadrado" o en "rombo", normalmente con una longitud de $\frac{1}{4}$ de onda por lado es decir, una onda en total.

La forma es siempre la de un cuadrado, y esta distinción se refiere a que la antena se alimenta en el centro de un lado o en un vértice, respectivamente.

En una antena cuádrica de dos elementos se usa uno de los

¹ P. O. Box 732, Altadena, California.

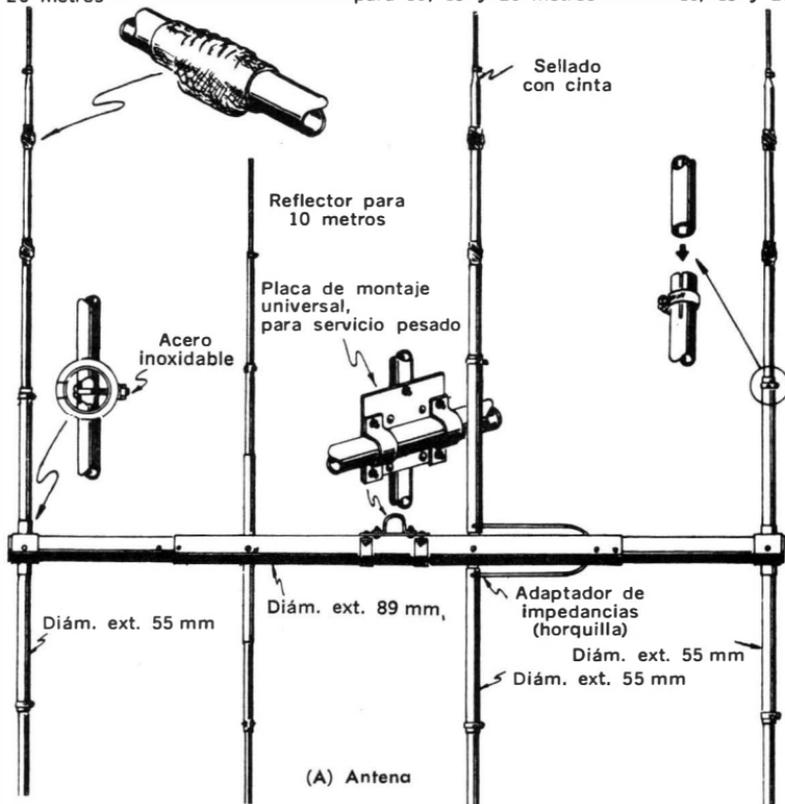
² 7 Industrial Park, Walkerton, Indiana.

³ 6151 Dayton Liberty Rd., Dayton, Ohio

Reflector para 10, 15 y 20 metros

Elemento excitado (dipolo) para 10, 15 y 20 metros

Director para 10, 15 y 20 metros



Curvas típicas de ROE en función de la frecuencia

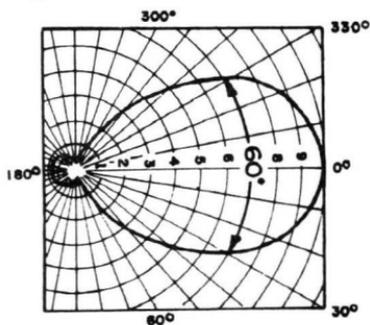
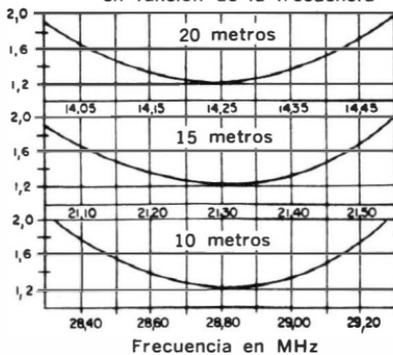


Fig. 7-6. Antena Telrex para servicio pesado.

lazos como elemento excitado y el otro como reflector o director parásito. El espaciado entre los elementos es normalmente de 0,12 a 0,2 longitudes de onda. La polarización de la onda emitida depende del punto de alimentación. Como se muestra en la Fig. 7-6 B, cuando el cuadro excitado se alimenta en el centro del lado "A" los puntos de máxima corriente se producen en "A" y "C", y como resultado de ello la mayor parte de la radiación estará polarizada horizontalmente. La corriente en los alambres "B" y "D" está fuera de fase y, por lo tanto, la irradiación vertical es pequeña. Si la antena, en cambio, se alimenta en el punto medio de los alambres "B" o "D", la radiación será de polarización vertical.

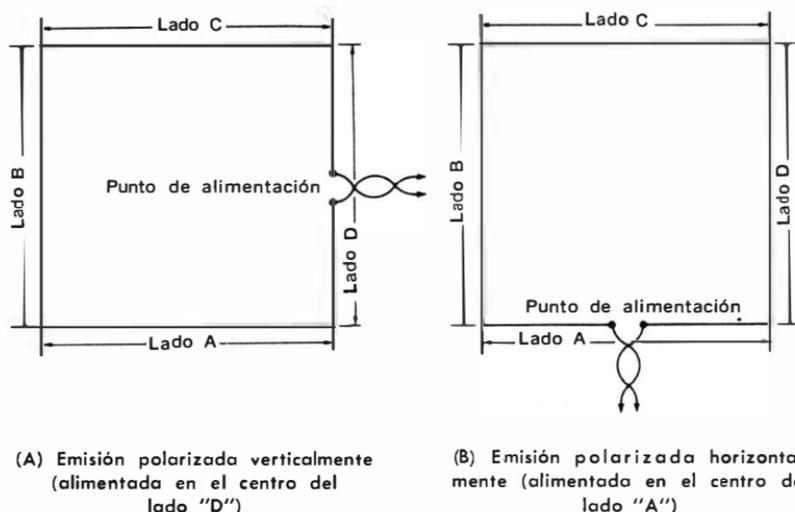


Fig. 7-7. La ubicación del punto de alimentación afecta el comportamiento de la antena cuadrada.

Se calcula que la ganancia delantera de una cuadrada de dos elementos es aproximadamente 6 dB respecto de un dipolo de referencia. La relación frente-espalda, a la frecuencia de diseño, será como máximo 25 dB.

La Fig. 7-8 muestra una estructura cuadrada típica de 4 elementos. Cuando se agrega el tercer elemento (primer director) la ganancia aumenta hasta unos 8 dB respecto de una antena dipolo convencional. Un cuarto elemento correctamente instalado (segundo director) aumenta la ganancia en otros 2 dB y la lleva a unos 10 dB respecto de la fuente isotrópica. Además, con el agregado de estos elementos la relación frente-espalda aumenta a unos 30 dB. Suponiendo que el espaciado entre los elementos es el correcto y la sintonía la adecuada, y que la antena está montada por lo menos a

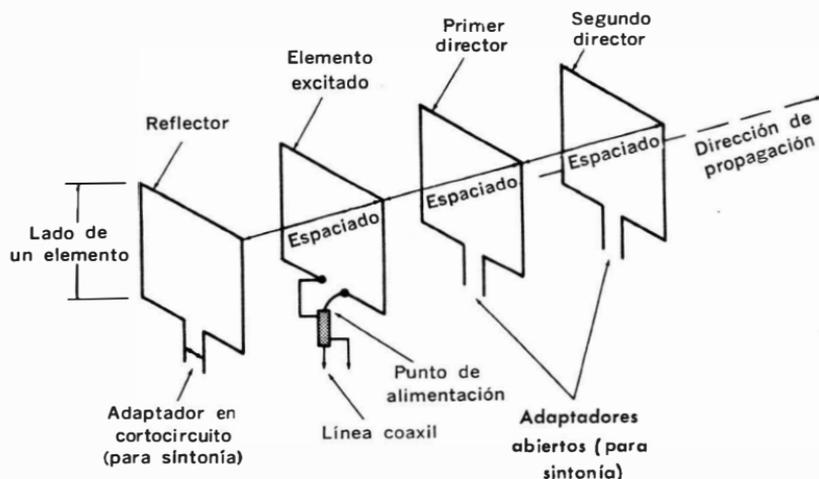


Fig. 7-8. Configuración cuádrice típica de 4 elementos.

media onda sobre tierra, la impedancia en los terminales de alimentación será razonablemente cercana al valor común de una línea coaxil. La experiencia demuestra que conectando un cable coaxil directamente a los terminales de alimentación de una antena

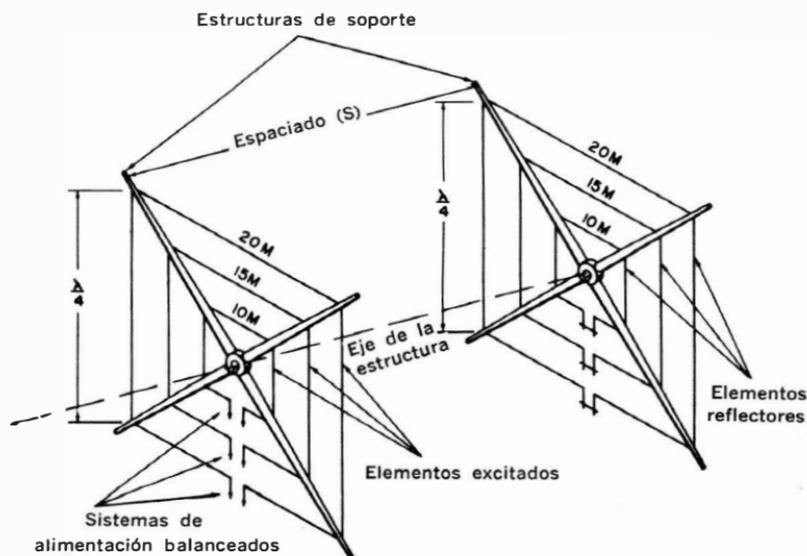


Fig. 7-9. Antena cuádrice multibanda con una sola estructura de soporte.

cuádrice parasitaria de *una sola banda* se obtiene una adaptación de impedancias suficientemente buena como para asegurar la presencia de una baja ROE sobre toda la gama de frecuencias de funcionamiento.

Si bien muchos aficionados construyen antenas monobanda, resulta más deseable construir un sistema que cubra las tres bandas principales (10, 15 y 20 metros). Los cuadros de la antena pueden montarse sobre la misma estructura de soporte, según se muestra en la Fig. 7-9. Esta estructura ha demostrado ser relativamente eficiente y libre de problemas. Sin embargo, debe hacerse notar que el ajuste de uno de los cuadros influye sobre los demás. Un diseño cuidadoso y una construcción y sintonía correctas pueden hacer mínimo este efecto.

El diagrama de irradiación vertical de la antena cuádrice de dos elementos, o cúbica, varía de acuerdo con la altura sobre el terreno, de la misma forma que para una antena tipo yagi. La sintonía, en cambio, no afecta el diagrama de irradiación en sentido vertical. En la Tabla 7-2 se han calculado los ángulos de irradia-

TABLA 7-2. ANGULOS DE IRRADIACION VERTICAL DE LA CUADRICA COMPARADA CON UN DIPOLO DE MEDIA ONDA.

Long. de onda sobre tierra	Angulos de irradiación vertical	
	Cuád. de 2 elem.	Dipolo de ref.
1/4	40°	90°
3/8	32°	42°
1/2	26°	30°
3/4	18°	23°

ción vertical para antenas cuádrices y para un dipolo de media onda y se muestran en forma comparativa.

En el pasado la mayoría de las antenas cuádrices se construían con separadores de cañas de bambú y ferretería casera. Como resultado de ello muchas veces la estructura era débil y tendía a deteriorarse si las condiciones climáticas eran desfavorables. Hoy, en cambio, las nuevas técnicas y materiales disponibles hacen posible la construcción de cuádrices livianas, fáciles de montar y relativamente baratas.

Un buen ejemplo de las nuevas técnicas viene dado por la fabricación de tubos de fibra de vidrio para los separadores. El proceso de fabricación empleado por Polygon consiste en tejer una trama con 5.000 fibras de vidrio. El material terminado se impregna con una resina epoxídica que le da gran resistencia y llena todos los intersticios de la malla de vidrio. Una vez terminada la impregnación, el tubo se "cura" en un horno. Con estos tubos se construyen los separadores en forma telescópica, de tres secciones. Cuando

se tira de la punta de la sección interna el separador se extiende como un pie de trípode. En la posición de extensión completa cada tubo queda introducido dentro del otro unos 15 cm. La juntura puede asegurarse con tornillos o con cemento epoxídico. En la fábrica los separadores reciben una cubierta de pintura especial que los hace altamente resistentes a los efectos del clima, especialmente lluvia, nieve, calor y los rayos ultravioletas del Sol.

Ferretería especial

Para sujetar los brazos separadores al eje de la antena, debe usarse una cruz como la que se muestra en la Fig. 7-10. Si bien su

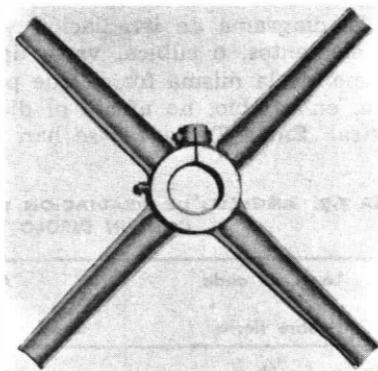


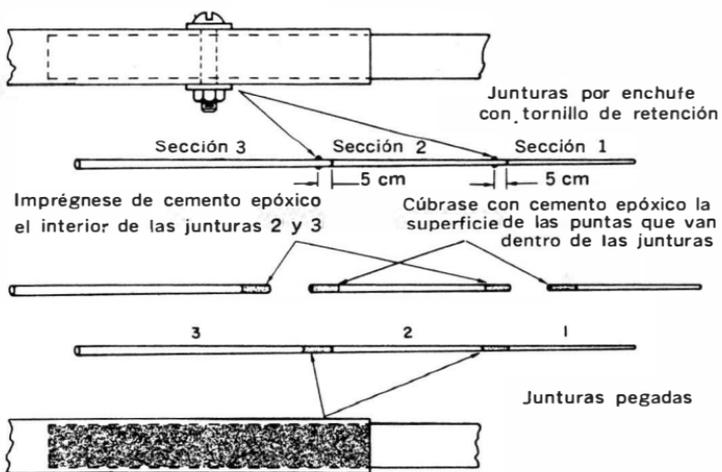
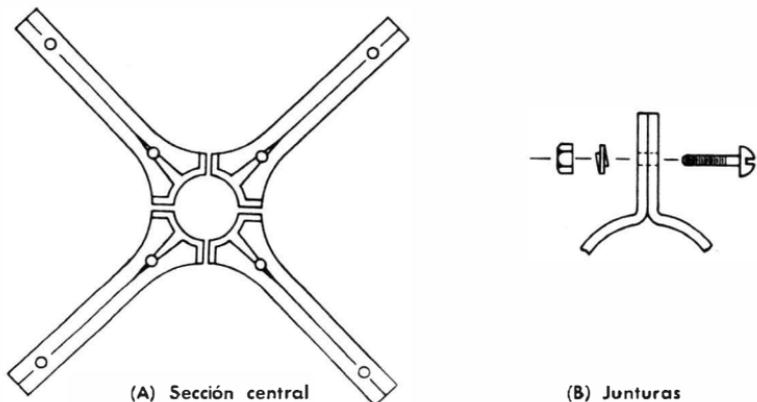
Fig. 7-10. Una cruz metálica para asegurar los brazos separadores al eje de la antena.

diseño varía ligeramente entre uno u otro fabricante, en todos los casos tiene la misma función. En la Fig. 7-11 A se ilustra la Star-mount fabricada por Polygon.

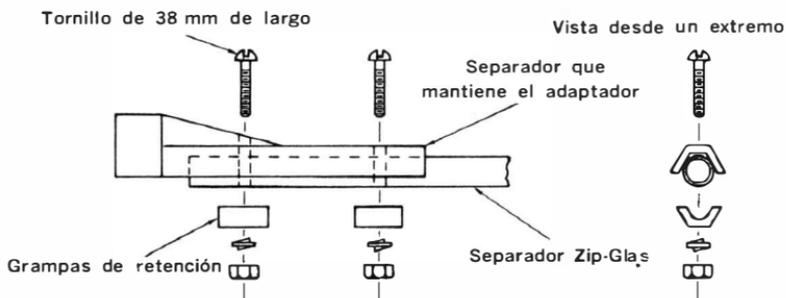
Otro accesorio necesario es el adaptador que sujeta el eje de la antena al mástil. Hay varios diseños, siendo el más sencillo una placa metálica con grampas en U dispuestas según lo muestra la Fig. 7-12.

Montaje de una cuádrlica cúbica

El método de montaje preciso dependerá en cierta medida de los elementos utilizados. Hay dos conceptos de diseño básico para determinar la longitud de los elementos excitado y parásitos. Según un criterio, los elementos parásitos se construyen de la misma medida que el elemento radiador, y se sintonizan para un funcionamiento adecuado por medio de adaptadores o pequeños inductores. Según el otro método, deben determinarse adecuadamente las dimensiones físicas necesarias, que en general serán un 5 % mayores o menores que las del elemento excitado. En las discusiones que siguen se presentan datos de montaje para ambos criterios. Además, antes de medir y cortar los elementos, debe elegirse la orien-



(C) Montaje de los separadores de fibra de vidrio



(D) Montaje del brazo sobre la cruz

Fig. 7-11. Dispositivo de montaje Starmount de Polygon.

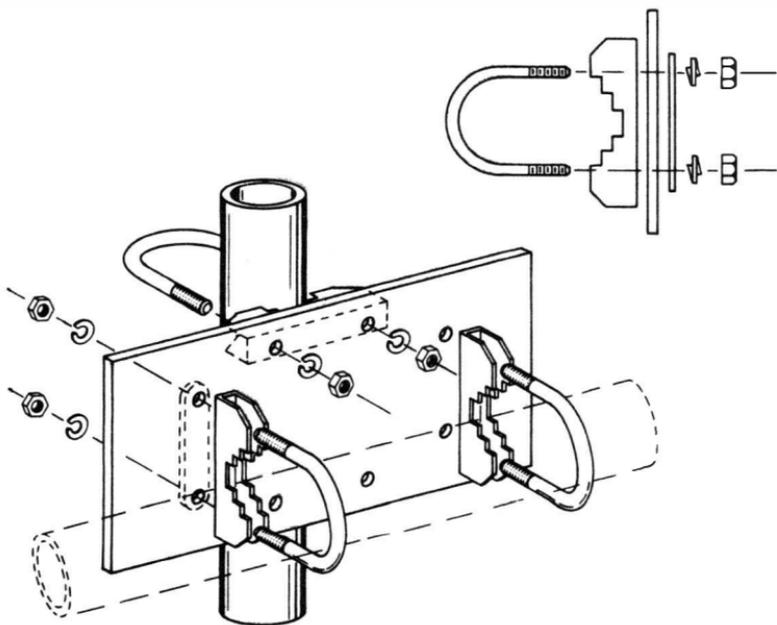
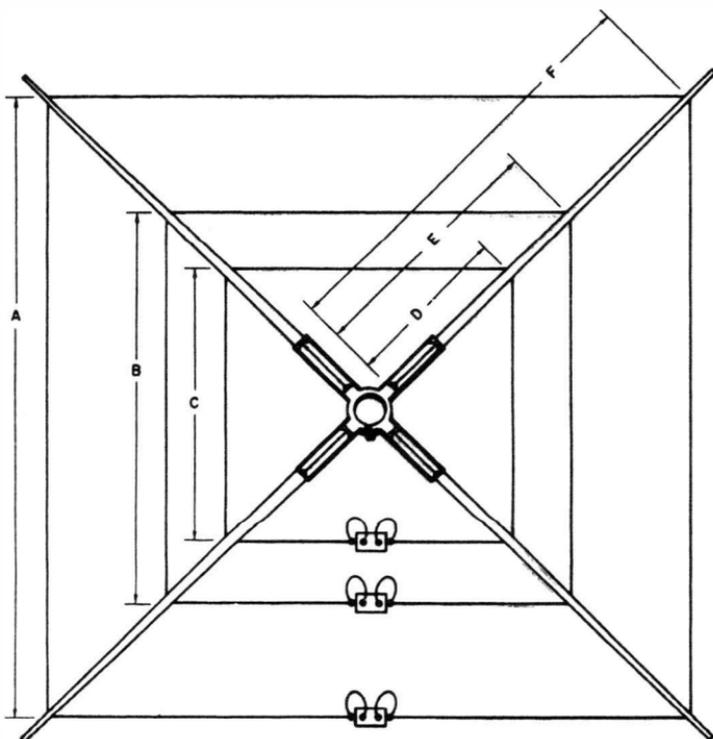


Fig. 7-12. Adaptador para sujetar el eje al mástil.

tación de los elementos en sí con respecto al plano de tierra: vale decir, si se utilizará la estructura “en cuadro” o la estructura “en rombo”. Algunas personas con experiencia en antenas cuádricas afirman que la configuración “en cuadro” tiene algo más de ganancia hacia adelante. Otros, en cambio, opinan favorablemente sobre la estructura “en rombo” porque ofrece un punto de apoyo conveniente para la línea de alimentación en el punto en el cual se conecta al elemento excitado. Las dimensiones que se dan a continuación resultan adecuadas para cualquiera de las dos posiciones.

Montaje de la estructura de soporte

Debe elegirse un área plana capaz de acomodar un cuadro de 5,5 m de lado con espacio suficiente para trabajar alrededor. Colóquese una de las cruces de soporte en el centro del área con las canaletas abiertas hacia la parte superior. Colóquense los cuatro brazos separadores, uno dentro de cada canaleta. Utilizando dos abrazaderas de acero para cada brazo, asegúreselos a la cruz. Una de las abrazaderas debe ubicarse cerca del extremo del brazo, y la otra cerca del punto en que termina la cruz. Para instalar correctamente las grampas colóquese el tornillo hacia arriba, introdúzcase



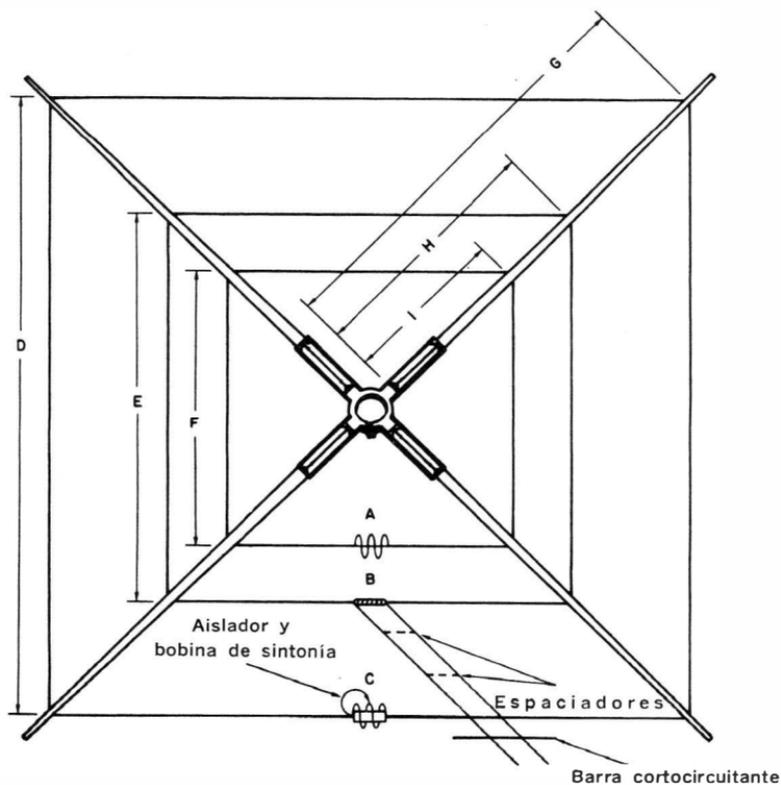
DATOS DE LOS ELEMENTOS EXCITADOS
(Medidas en pulgadas)

Banda	Longitud de cada lado	Lazos de resonancia * (pulgadas)	Longitud total incluyendo los lazos (pulgadas)	Distancia entre las perforaciones de cada brazo y el extremo empalmado
10 metros	C 103	5	422	D 71
15 metros	B 136	6	556	E 94
20 metros	A 206	7	838	F 143

* Las dimensiones de estos elementos son las necesarias para producir la resonancia en la sección inferior de cada banda cuando se emplee todo el lazo de resonancia. La frecuencia se puede elevar reduciendo la longitud de los lazos de resonancia.

Fig. 7-13. Dimensiones para perforar los brazos separadores (elemento excitado) para antenas Cubex

la tira abrazando el extremo de la cruz y el brazo separador, tírese de la tira hasta que quede firmemente apretada e introdúzcasela en la ranura dispuesta al efecto al lado del tornillo, doblándola hacia afuera. Ahora puede afirmarse la abrazadera girando el tornillo, pero todavía no debe apretársela excesivamente. A continuación



DATOS DEL REFLECTOR Y DIRECTOR
(Medidas en pulgadas)

Banda	Longitud de cada lado del reflector (pulgadas)	Ubicación de las perforaciones en el brazo reflector (pulgadas)	Longitud de cada lado del director (pulgadas)	Ubicación de las perforaciones en el brazo del director
10 metros	F 108	I 75	F 99,5	I 68,5
15 metros	E 144	H 100	E 133	H 92
20 metros	D 216	G 152	D 199	G 139

Fig. 7-14. Dimensiones para perforar los brazos (elementos reflectores) para antena Cubex.

pueden perforarse los separadores para instalar los cuadros de alambre, según muestra la Fig. 7-13, utilizando una mecha de 1,6 mm. Los tres agujeros deben estar en el mismo plano. Los datos de la Fig. 7-13 son solamente para el elemento excitado. Para los elementos reflectores y directores debe consultarse la Fig. 7-14.

Preparación de los elementos de alambre

Antes de cortar los elementos de alambre, debe determinarse el sistema de sintonía de director y reflector.

El alambre utilizado puede ser N° 12 o N° 14, de cobre blando, sólido o trenzado, desnudo o esmaltado. Deben evitarse los alambres cobreados duros, porque son difíciles de manejar y doblar. Es aconsejable someter al alambre a un estiramiento antes de usarlo, para disminuir el aflojamiento después de montada la antena. La

LISTA 7-1. DATOS CONCERNIENTES A LAS LINEAS DE ALIMENTACION NECESARIAS CUANDO SE ALIMENTAN SEPARADAMENTE LOS ELEMENTOS.

(las líneas se conmutan en la estación trasmisora).

LINEA DE ALIMENTACION			
Banda	2 elementos	3 elementos	4 elementos
10 m	RG-63/U	RG-11/U ó 59/U	RG-8/U ó 58/U
15 m	RG-59/U ó 11/U RG-62/U	RG-11/U ó 59/U RG-8/U ó 58/U	RG-8/U ó 58/U
20 m	RG-11/U ó 59/U ó RG-8/U ó 58/U	RG-8/U ó 58/U	RG-8/U ó 58/U

operación se realiza fácilmente cortando el alambre de la longitud adecuada, más un trozo adicional para poder manejarlo. El alambre debe atarse a algo sólido (una mesa, el pestillo de una puerta, el paragolpes de un automóvil, etc.) y, enroscando el extremo puesto en algún trozo de madera o algo similar, sometido a dos o tres tirones bruscos e intensos. Este procedimiento estirará el alambre y quitará las curvas y dobleces. A continuación debe tomarse la medida y cortar el alambre a la longitud exacta requerida (tomada de la tabla correspondiente).

Datos para el reflector y el director

Si se desea sintonizar el reflector y/o director una vez instalada la antena, las dimensiones físicas de estos elementos se hacen iguales a las de la Fig. 7-13, salvo que se omiten los brazos resonantes. Si en cambio se usan elementos parásitos presintonizados, tómanse sus medidas de la Fig. 7-14. Los extremos se unen entre sí y se sueldan.

Se acostumbra sintonizar el director mediante un adaptador abierto. Los adaptadores se construyen con alambre de cobre N° 12

TABLA 7-3. DATOS PARA EL SINTONIZADOR DEL DIRECTOR.

Banda	Longitud inicial (mm)
10 m	432
15 m	559
20 m	965

o 14, de la longitud que se da en la Tabla 7-13. El adaptador se sintoniza cortándolo progresivamente hasta que se obtiene el funcionamiento óptimo. Durante este proceso debe tomarse nota de las sucesivas longitudes, para poder instalar un nuevo adaptador si se pasa el punto óptimo.

Para el reflector pueden utilizarse dos dispositivos de sintonía: un adaptador cortocircuitado o un inductor. El adaptador en cortocircuito se hace con alambre de cobre N° 12 ó 14 y su dimensión se toma de la Tabla 7-14. La sintonía se realiza moviendo una barra cortocircuitante (trozo de alambre de 15 cm con clips) hasta alcanzar el funcionamiento óptimo. Una vez determinado el punto correcto, suéldese directamente un alambre de cobre en lugar de la barra móvil.

Cuando el reflector se sintoniza mediante un inductor, las bobinas pueden construirse con unidades comerciales adecuadas. Debe tomarse la precaución de dejar una pequeña "cola" de alambre del cuadro con un clip miniatura. Lo más aconsejable es delizar la bobina sobre un aislador de 5 a 10 cm del tipo utilizado como separador en líneas de transmisión. El número de espiras correcto, utilizando bobinas B & W o Illumitronic de 2,5 cm y 8 espiras cada 2,5 cm. puede tomarse de la Tabla 7-4.

TABLA 7-4. DATOS PARA EL SINTONIZADOR O BOBINA DEL REFLECTOR.

Banda	Bobina (espiras)	Sintonizador (cm)
10 m	10	35- 44
15 m	11	48- 52
20 m	15	89-101

Montaje final

Se preparan para el montaje los cuadros separados (elemento excitado, director, reflector) y se monta provisoriamente el eje de la antena a una altura de unos 3 metros o más. El adaptador que sujeta el eje a la torre de soporte debe ubicarse en el centro del eje. Para una cuádrlica de dos elementos el eje tendrá un largo de 2,40 metros; para una de 3 elementos la longitud correspondiente es 4,50 metros, y se necesita un eje de 6,10 metros para una estructura de 4 cuadros.

Después de montar los cuadros sobre el eje, debe verificarse

su forma cuadrada y la alineación, así como el correcto espaciado entre los distintos elementos. Las cruces de fijación de fabricación comercial apretan el caño en forma efectiva, no siendo necesario fijarlas en su lugar con tornillos. La cruz se ajusta apretando las grampas que trae al efecto.

Alimentación de una cuádrlica tribanda

El método más sencillo para alimentar una cuádrlica tribanda es unir los elementos excitados en el punto de alimentación, según se muestra en la Fig. 7-15. Para este propósito los elementos excitados para 10 y 20 metros se cortarán entre 25 y 30 cm más largos.

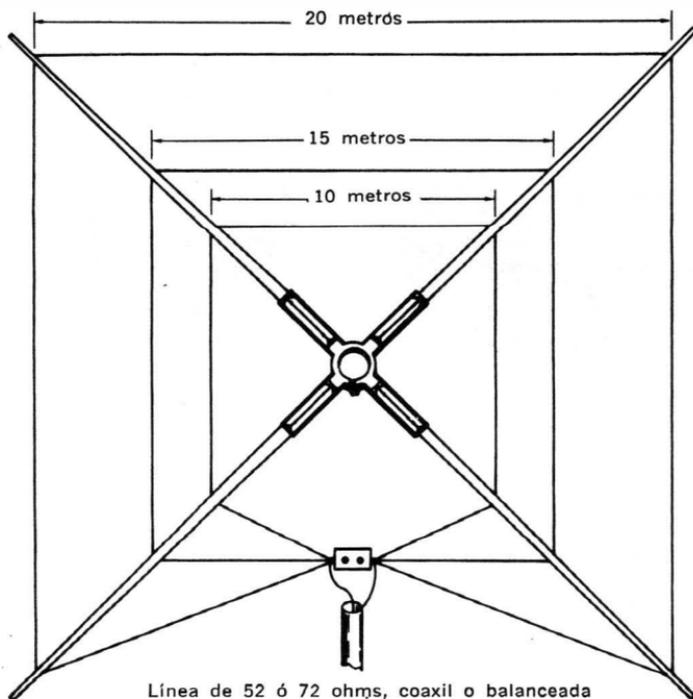


Fig. 7-15. Alimentación de tres elementos con una sola línea de transmisión.

para permitir que el extremo pueda ser llevado hasta el punto de alimentación del cuadro de 15 metros. Con este método se obtiene un equilibrio entre las distintas ROE, y normalmente el valor de esta magnitud está por debajo de 2:1, al menos en dos de las bandas.

El método más eficiente y deseable para alimentar una antena de este tipo es el uso de conmutación remota, para conectar la línea

coaxil al cuadro que funciona en cada caso. Por ejemplo, la llave Tenna, Cubex modelo TS-4 (Fig. 7-16 A) está diseñada para alimentar hasta 4 antenas distintas a través de una única línea coaxil. Funciona con 115 V C.A. y utiliza un transformador reductor a 18 V, que se conecta solamente en el momento de conmutación. Quitando la cubierta, el dispositivo presenta el aspecto de la Fig. 7-16 B. El cable de control y la línea coaxil principal se conectan según se muestra en la Fig. 7-17 A. En la Fig 7-17 B se muestran las 4 salidas para alimentar las antenas. Para la conmutación es necesario un cable de control de 5 polos, de alambre AWG N° 22 ó más grueso



(A) Aspecto general de la unidad



(B) Sin la cubierta impermeable

Fig. 7-16. Unidad de conmutación remota de Cubex.

Para conmutar tres antenas, basta utilizar un cable de 4 polos. Las líneas de alimentación que van desde el dispositivo de conmutación a las 4 antenas deben sostenerse con aisladores separadores de los usados en instalaciones de TV, y es preferible llevarlos separadamente en lugar de agruparlos sobre el eje. Las grampas deben apretarse lo suficiente como para que los cables no soporten esfuerzo mecánico y al mismo tiempo la juntura quede impermeable al agua.

La unidad de control puede ubicarse sobre la consola de transmisión o montarse en una posición conveniente con la ferretería incluida en el equipo. Para conectar el cable de control, debe quitarse la cubierta a la unidad correspondiente y conectar los polos como se muestra en la Fig. 7-17 C. El orden del conexionado debe concordar con los números de cada unidad. En la parte inferior

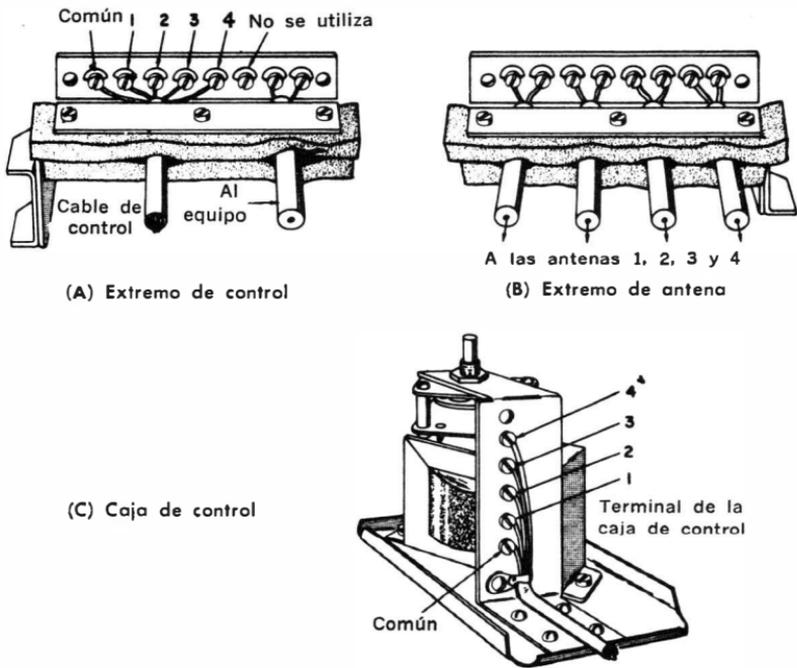


Fig. 7-17. Conexiones de la llave remota de antena TS-4.

del panel de terminales hay una grampa que debe apretarse suavemente alrededor del cable para evitar esfuerzo mecánico a las conexiones. Debe marcarse la placa para identificar las posiciones del selector.

Cuando se cambia la alimentación de los cuadros excitados de una cuádrice multibanda, deben conmutarse *ambos* terminales de cada cuadro. Un sistema de conmutación diseñado para líneas coaxiales, en el cual se conmutan solamente los conductores internos, no sirve porque las longitudes de malla de blindaje que quedan conectadas a los elementos no utilizados se agregan a la longitud del elemento excitado, llevando el sistema fuera de sintonía. Contribuye a este efecto la interacción entre los distintos cuadros, lo que hace disminuir la eficiencia del sistema.

Pueden utilizarse líneas de alimentación separadas para cada elemento excitado, y los valores correspondientes se encuentran en la Lista 7-1. Nótese que los requisitos varían de acuerdo al número de elementos de la antena. A medida que se agregan cuadros parásitos, disminuye la impedancia del punto de alimentación.

En un sistema cuádrice de dos elementos, para adaptar las impedancias de los elementos de 10 y 15 metros a líneas de transmisión

de 52 ohms, pueden usarse transformadores coaxiales. En las Figs. 7-18 y 7-19 se sugieren métodos de construcción para transformadores de cuarto de onda de 28 y 21 MHz. También son adecuados los balunes de fabricación comercial; por ejemplo, el que se muestra en la Fig. 7-20 es el balún W2AU, fabricado por Unadilla Radiation Products. Unadilla, N. Y., U. S. A.

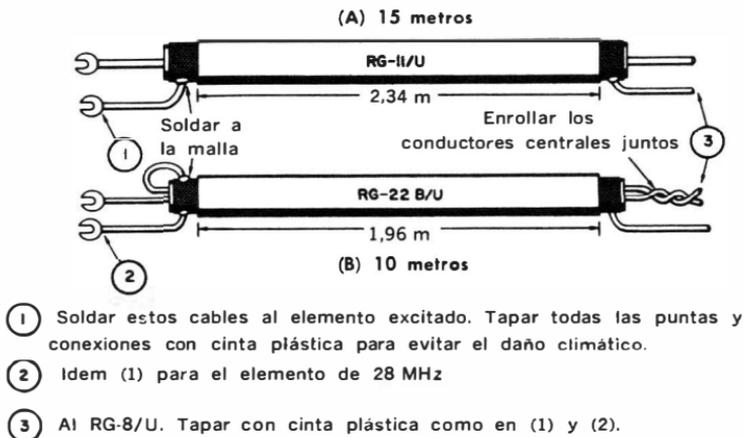
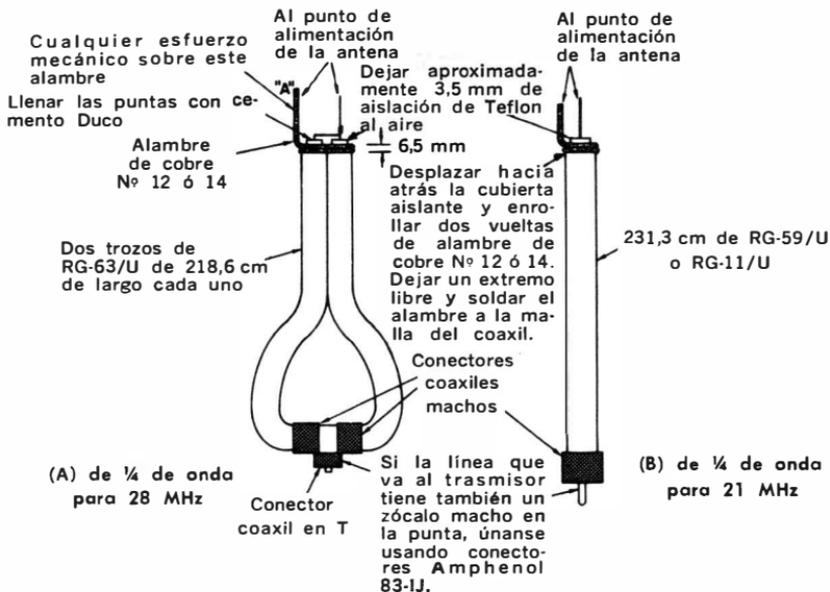


Fig. 7-18. Transformadores coaxiales de adaptación para 21 y 28 MHz.

Se fabrica en dos modelos. Uno de ellos tiene una relación de impedancia de 1:1 para adaptar líneas coaxiales de 50 ó 75 ohms a antenas balanceadas de la misma impedancia; el otro tiene una relación de 4:1 y permite alimentar con coaxil de 50 ó 70 ohms cargas de 200 a 300 ohms. Estos dispositivos funcionan en un rango de frecuencias de 2,8 a 40 MHz.

El adaptador gamma previamente descrito puede utilizarse para obtener una buena adaptación entre elementos cuadráticos y cable coaxil RG-8/U ó RG-11/U. Sin embargo, resulta más adecuado con alimentación en el vértice del cuadro que en el centro del elemento excitado. El cuadro tribanda de la Fig. 7-21 es un buen ejemplo de aplicación de este criterio. Tres de los brazos separadores son de fibra de vidrio; el cuarto (el inferior) es de tubo de aluminio y lleva montadas tres pequeñas cajas del mismo material. Dentro de las cajas están los capacitores, que deben ajustarse individualmente para cada banda. En la Fig. 7-22 se dan las dimensiones de las secciones gamma y los valores de los capacitores. Los ajustes para obtener una mínima ROE se llevan a cabo según se explicó en el capítulo correspondiente.



NOTA: Cuando estos balunes se utilicen junto con un equipo adecuado, pueden omitirse los zócalos coaxiales y prepararse ambos extremos, de la misma forma que el extremo superior, uniendo luego mediante soldadura directa de los terminales.

Fig. 7-19. Transformadores coaxiales.

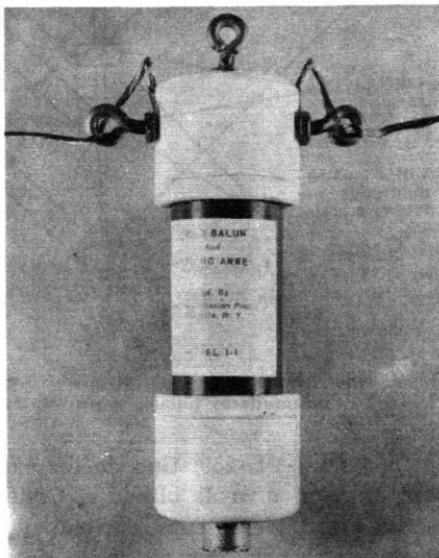


Fig. 7-20. Balún y protector contra rayos de W2AU.

Verificación de la resonancia del elemento excitado

Antes de hacer ajustes de impedancia, deben verificarse las frecuencias de resonancia de los elementos excitados. Para ello, constrúyase un eslabón de tres espiras con un diámetro aproximado de 2,5 cm de alambre N° 14 ó 16, y suéldense sus extremos a

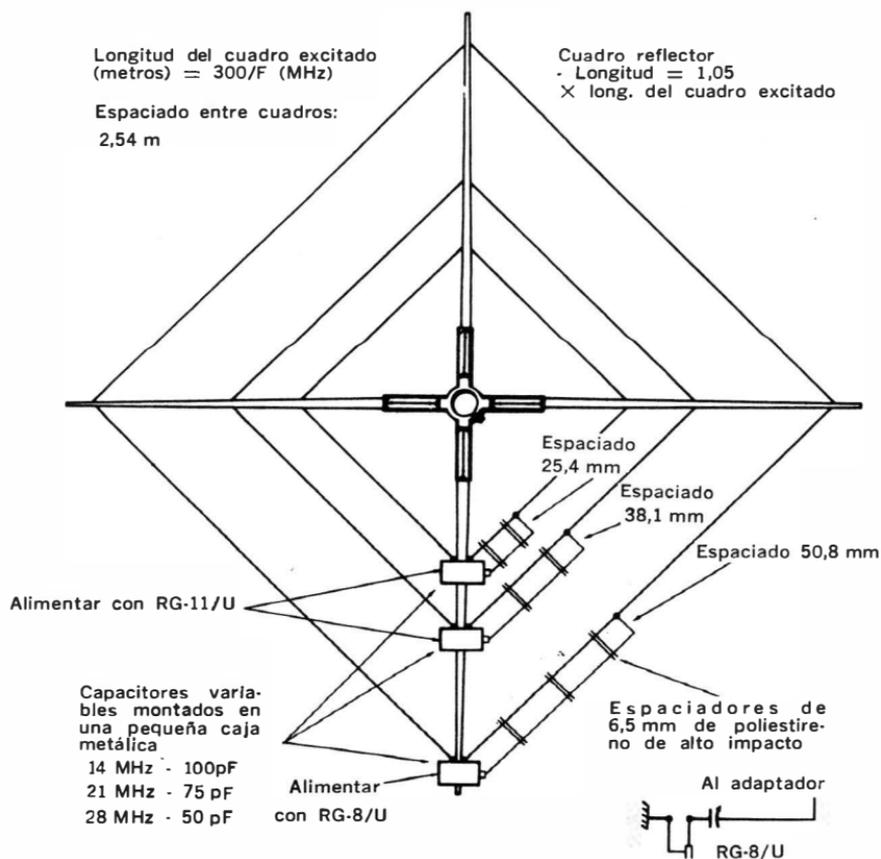
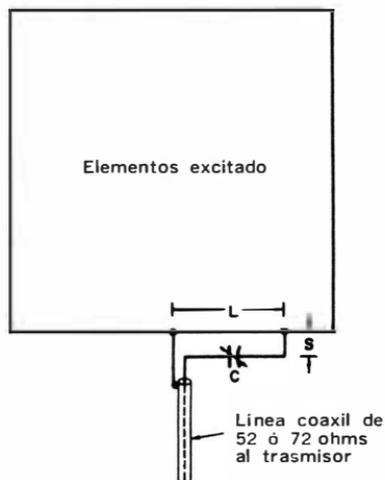


Fig. 7-21. Antena cuadrada de dos elementos, alimentada en "rombo" y con adaptadores gamma para 14, 21 y 28 MHz.

un conector coaxial PL-259. Uno de los extremos se conecta al contacto central, y el otro al blindaje. Conéctese este conector en el de alimentación del elemento excitado y acóplase el eslabón a un medidor de resonancia por corriente de reja, según indica la Fig.



DATOS DEL ADAPTADOR
GAMMA CON ALAMBRE
DE COBRE Nº 12

Banda (metros)	"L" (cm)	"S" (cm)	"C" (pF)
20	91,5	5,08	100
15	71	3,81	75
10	48,3	2,54	50

Fig. 7-22. Dimensiones y valores de los capacitores para las secciones gamma de la Fig. 7-21.

7-23. Cuando se hagan ajustes en la antena, deberá verificarse siempre la resonancia mediante este método.

También puede verificarse la resonancia desde el otro extremo de la línea de alimentación, utilizando un pequeño puente de aislación de la misma impedancia característica que la línea, y un medidor de resonancia por corriente de reja, según indica la Fig. 7-23. Cuando se hagan ajustes en la antena, deberá verificarse resonancias del reflector y de los directores.

Antenas planas de elementos múltiples

Según se puntualizó al comenzar este capítulo, la estructura rotativa de dos o tres elementos para una sola banda es el ideal del aficionado que recién se inicia y desea un sistema irradiante liviano, sencillo y de bajo costo, que pueda ser girado con un rotador común de TV. Sin embargo, el aficionado con más experiencia desea poder trabajar, al menos, en tres bandas de FE con una misma antena. La construcción de una yagi multibanda con trampas suele estar fuera de su alcance, porque las trampas deben ser no solamente correctas desde el punto de vista eléctrico, sino también mecánicamente resistentes para no dañarse ni modificar sus características con la acción de vientos, lluvias, nieve, etc.

Para el constructor casero el sistema multibanda más práctico es el de elementos *entrelazados*, que es similar al utilizado en las antenas de TV que cubren una amplia gama de frecuencias. Todos los diseños que se dan a continuación han sido construidos y

probados, y su funcionamiento es enteramente similar al de las unidades comerciales, tanto en lo que se refiere a ganancia delantera como a relación frente-espalda.

Hasta hace muy poco, era bastante difícil conseguir la ferretería adecuada para unir los elementos al eje de la antena y éste a la estructura de soporte. Muchas veces era necesario utilizar

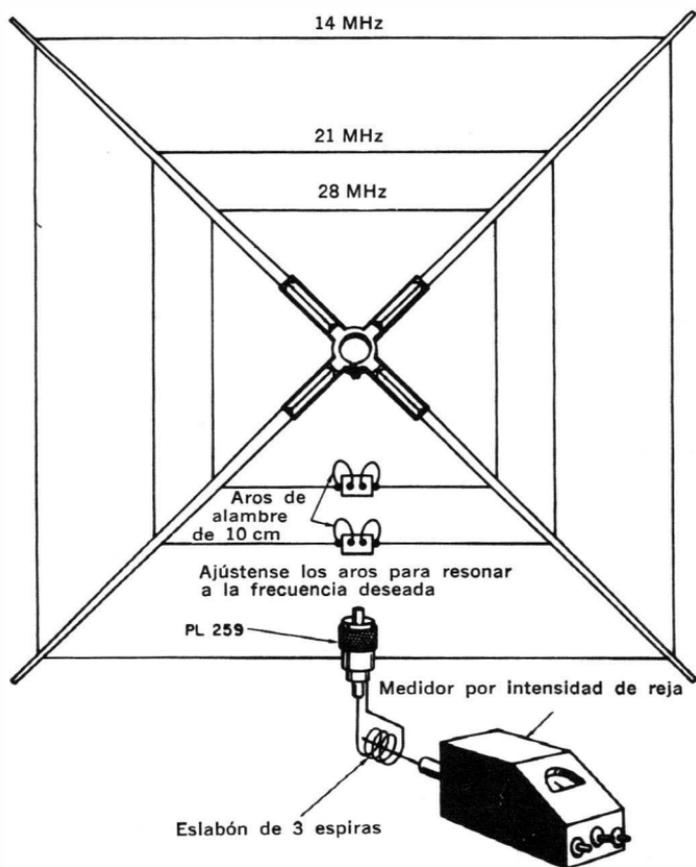


Fig. 7-23. Medición de la resonancia del elemento excitado en la antena.

grampas de automóviles y grampas en U que no daban resultados satisfactorios. Actualmente pueden obtenerse a precios razonables grampas universales y montajes en T (para sujetar el eje al mástil) y otros dispositivos mecánicos que no solamente simplifican considerablemente el trabajo, sino que también hacen que la antena

de fabricación casera tenga un aspecto profesional y se comporte como tal. Además, ya no es necesario pasarse largas horas experimentando la separación y el diámetro correctos para el adaptador gamma, pues se dispone de adaptadores comerciales completos a precios razonables. En la Fig. 7-25, por ejemplo, se ilustran algu-

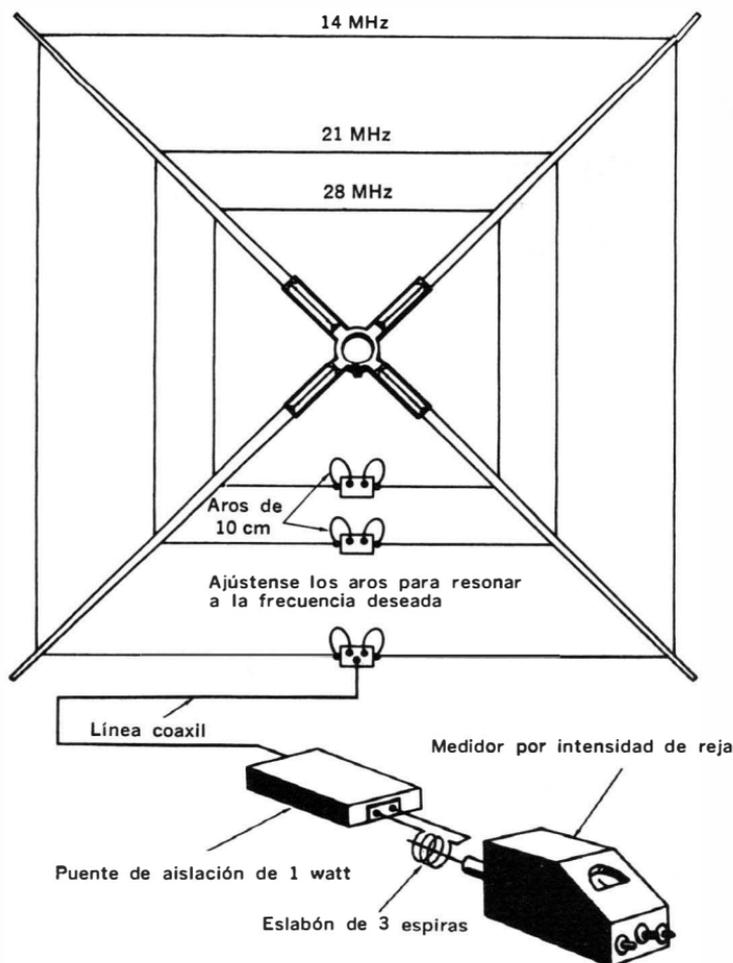
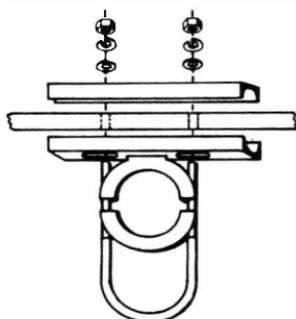


Fig. 7-24. Medición de resonancia desde el extremo de la línea de alimentación.

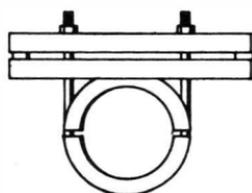
nos de los dispositivos fabricados por la firma Kirk Electronics, de EE. UU. de N. A.

En la Fig. 7-26 puede verse una antena de elementos entrela-

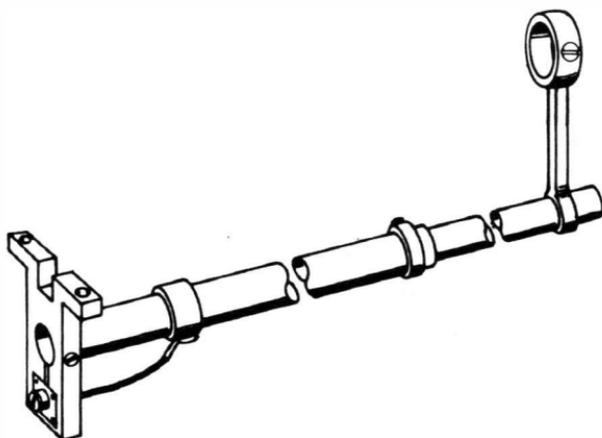
zados para 15 y 20 metros. Salvo la longitud de los elementos, todas las especificaciones necesarias pueden consultarse directamente en el dibujo. Para incluir tres elementos activos (reflector, radiador, director) en cada banda la longitud del eje debe ser por lo menos de 6 metros. El eje se construye fácilmente con tubo de



(A) Montaje de las grampas



(B) Grampa universal montada



(C) Adaptador gamma de capacitores concéntricos para 6, 10, 15 y 20 metros

Fig. 7-25. Algunos dispositivos comerciales para la construcción de antenas.

riego de 7,5 cm de diámetro, que viene normalmente en piezas de 6 a 10 metros. Cuando se compre el tubo de aluminio, asegúrese comprar simplemente un tubo liso, porque algunos fabricantes entregan los caños de riego con juntas adosadas que cuestan casi el doble que el tubo solo. Es conveniente introducir dentro del eje, en el lugar en que se sujetan los elementos, tacos de

madera de 7,5 a 10 cm de largo, según muestran las Figs. 7-26 y 7-27, para evitar que cuando se aprietan las grampas de fijación el caño se deforme. Los tacos pueden trabajarse en un torno de madera para que se deslicen suavemente dentro del eje. empuján-

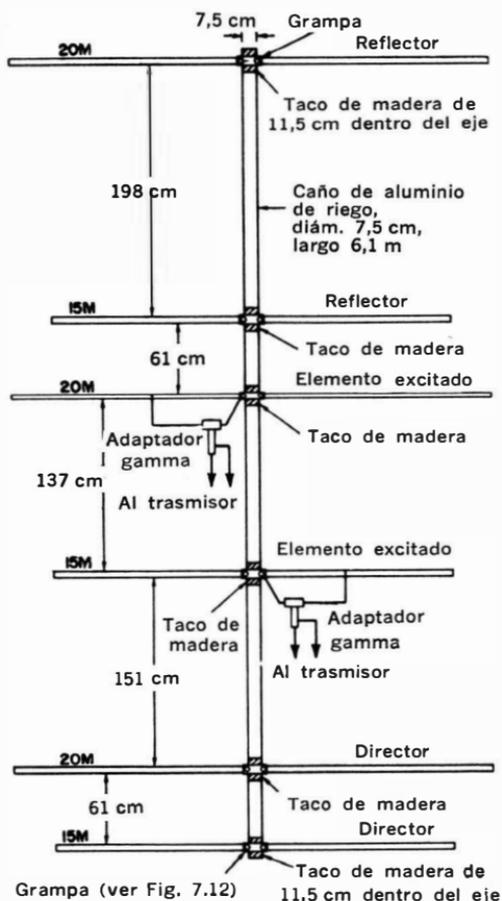


Fig. 7-26. Antena de elementos entrelazados para 15 y 20 metros (para las longitudes consultar la Tabla 7-1).

dolos hacia adentro con un palo o varilla adecuados. Una vez en la posición adecuada, puede asegurárselos en ella mediante un pequeño tornillo de madera.

Como los elementos entrelazados están en mutua proximidad física, el ajuste de uno de ellos afectará el de los demás. Sin embar-

go, si se toman las longitudes de la Tabla 7-1 y se siguen cuidadosamente todas las demás indicaciones la antena funcionará adecuadamente, y prácticamente el único ajuste necesario será el de los adaptadores gamma. Cuando se ajuste el sistema para máxima ganancia delantera u óptima relación frente-espalda, debe comenzarse siempre por los elementos de mayor frecuencia. Una vez completado el ajuste de los elementos de menor frecuencia, revítese la sintonía de los elementos de frecuencia más elevada.

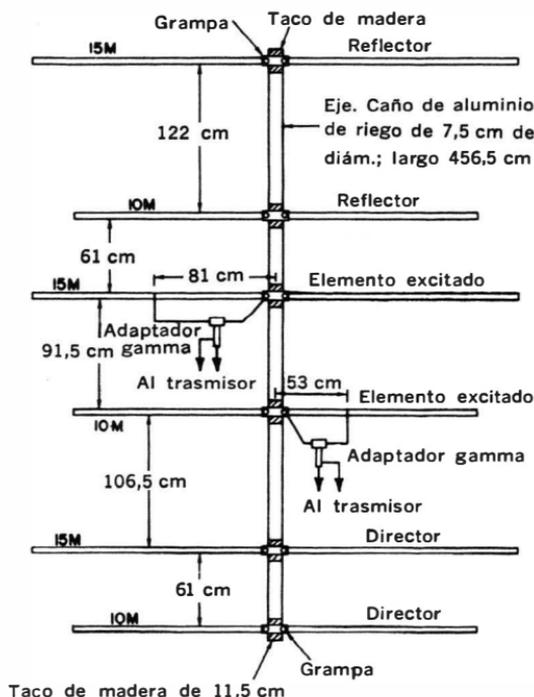
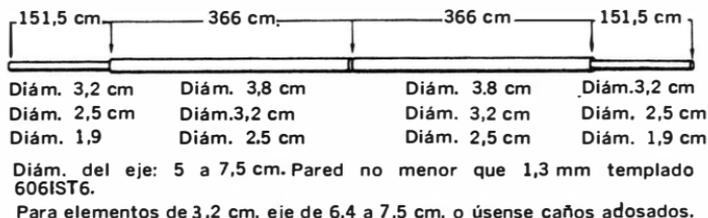


Fig. 7-27. Antena de elementos entrelazados para 10 y 15 metros (para longitudes consultar Tabla 7-1).

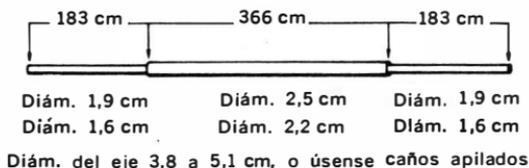
Para seguridad se recomienda usar un adaptador como el de la Fig. 7-12, de servicio pesado, para montar el eje al mástil de sostén. En las Figs. 7-28 y 7-29 se aprecia la construcción de los elementos con tubos de aluminio comunes.

ANTENAS DIRECCIONALES PARA FME (VHF)

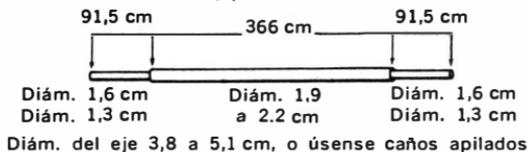
Los sistemas irradiantes utilizados por los aficionados en las bandas de FME (VHF) son de tamaño pequeño. Por lo tanto, para



(A) 20 metros



(B) 15 metros



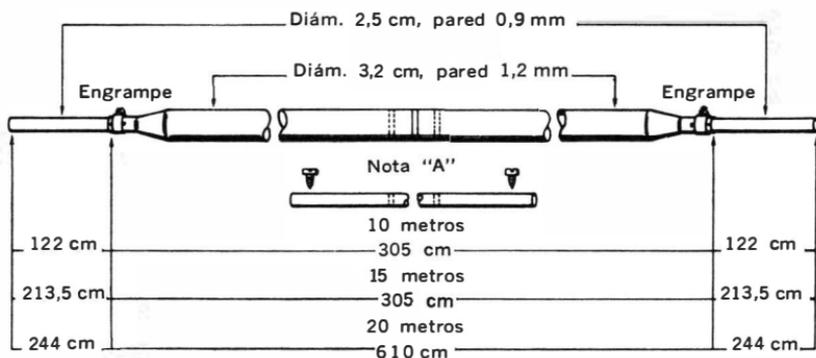
(C) 10 metros

Fig. 7-28. Fabricación de los elementos con tubos de aluminio comunes.

obtener las características de ganancia delantera y directividad deseadas, muchas veces los diseños son eléctricamente complicados. Si bien el reflector esquinero descrito en el capítulo anterior se utiliza como sistema irradiante rotativo en la banda de 2 metros, las antenas más comunes son las parasitarias de muchos elementos. No es raro, por ejemplo, encontrar estructuras con 21 elementos. En frecuencias de 144 MHz o superiores, pueden apilarse estructuras en forma vertical u horizontal, para mejorar la ganancia y la directividad.

Diseño

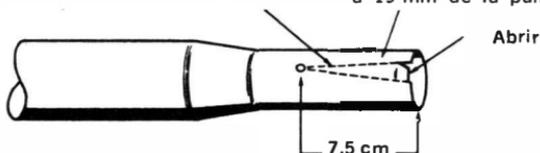
El diseño de las antenas de FME (VHF) es generalmente similar al de las antenas comunes de FE. Sin embargo, muchas veces es conveniente hacer que los sistemas irradiantes tengan suficiente ancho de banda para permitir el funcionamiento sobre una gama de frecuencias relativamente extensa. El ancho de banda



NOTA: Cuando se fabriquen los elementos de 20 metros, colóquese dentro de los tubos de aluminio, que forman los tramos centrales, un trozo de tubo de aluminio que encaje dentro del primero y con una pared de 0,9 mm, para reforzar las puntas de dichos tubos. El largo de este tubo interior será de 322 cm

(A) Longitudes

Córtese la ranura con tijera de lata Colóquese una grampa a 19 mm de la punta



(B) Extremo ahusado

Fig. 7-29. Fabricación de los elementos con caños de aluminio de los utilizados para mástiles de TV.

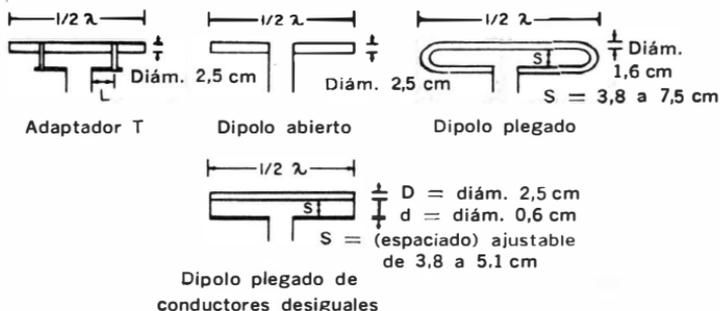


Fig. 7-30. Elementos excitados para antenas de FME (VHF).

de una antena puede aumentarse utilizando elementos de mayor diámetro, espaciado más grande o elementos formados por dipolos

plegados. La directividad y la ganancia delantera pueden aumentarse utilizando estructuras apiladas.

Para determinar la longitud de una antena de media onda, en cm, puede utilizarse la fórmula

$$L = 14040 / f \quad (f \text{ en MHz})$$

La misma fórmula es válida para la longitud del elemento excitado de media onda en una estructura parasitaria. El coeficiente de la fórmula es válido siempre que el elemento se construya con tubo de aluminio de 2,5 cm de diámetro, o para el caso de un dipolo plegado, según Fig. 7-30. Para las bandas de 50 y 144 MHz las longitudes pueden tomarse directamente de la Tabla 7-5.

TABLA 7-5. DIPOLOS DE MEDIA ONDA PARA LAS BANDAS DE 50 y 144 HMz.

Frecuencia (Mz)	Longitud (cm)
50	282
51	276
52	271
53	265
54	261
144	97,8
145	97,0
146	96,5
147	95,5
147	94,5

Las longitudes de los elementos parásitos, director y reflector, dependen en gran medida del espaciado. Suponiendo que los elementos parásitos se construyen con caño del mismo diámetro que el elemento excitado, y que el espaciado sea de 0,2 longitudes de onda, o mayor, el reflector será aproximadamente 5 % más largo, y el director 5 % más corto que el radiador. Puede mejorarse en cierta medida el ancho de banda haciendo el reflector ligeramente más corto, pero será a expensas de la ganancia hacia adelante. Cuando se usan dos o más directores, salvo el primero, todos deben ser un 6 % más cortos que el elemento excitado. El diseño de una antena de FME (VHF) comienza con la Tabla 7-5. El elemento parásito se acorta o se alarga ligeramente hasta obtener el mejor compromiso entre ancho de banda y ganancia. Normalmente, cuando se apilan estructuras no es necesario ajustar las longitudes de los elementos individuales.

Alimentación y adaptación de impedancias

La alimentación de las antenas de FME (VHF), particularmente cuando están apiladas, puede constituir un problema. A menos que la línea de transmisión no esté correctamente adaptada y balanceada respecto a tierra, la radiación de la línea puede desmejorar notablemente el funcionamiento de la antena. Además,

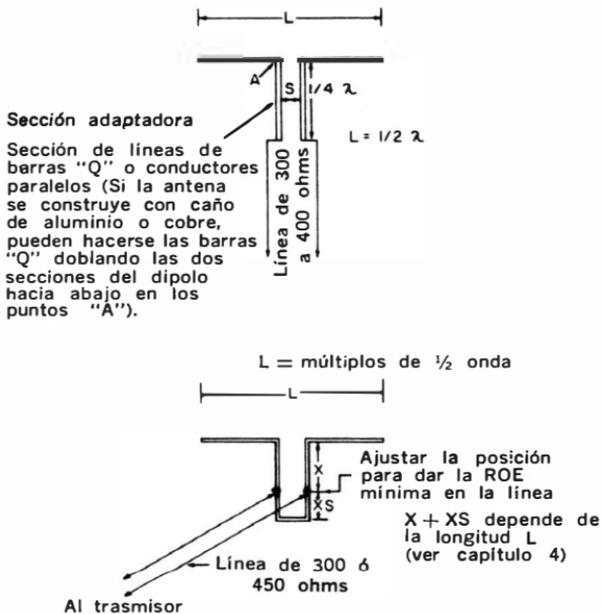


Fig 7-31. Adaptación de una línea de conductores paralelos de 300-400 ohms al elemento excitado.

una línea "viva" recoge excesivos ruidos e interferencias, que molestan la recepción.

Las antenas de FME (VHF) pueden alimentarse con líneas coaxiales o de conductores paralelos. La línea más común es la de plástico de 300 ohms, balanceada, si bien se usa en alguna medida la abierta de 475 ohms. Con cualquiera de ellas, la forma más sencilla de obtener el ajuste de impedancias y el balance entre la línea y el elemento excitado es usar un acoplador en T (Fig. 7-31) según se describió en el Capítulo 5. Si el elemento excitado es un dipolo plegado, puede diseñarse con conductores de diámetro desiguales adecuadamente espaciados, para presentar una impedancia de 300 ohms a la línea.

En la mayoría de las instalaciones las líneas coaxiales resultan más convenientes que las de conductores paralelos, porque pueden disponerse en el interior de la estructura metálica de soporte. En estos casos debe utilizarse un sistema de adaptación y balance especialmente diseñado al efecto, pues de lo contrario pueden aparecer corrientes de radiofrecuencia sobre la malla de blindaje. Normalmente se usa un dispositivo bazooka de cuarto de onda (Fig. 7-32 B). La longitud de la sección de cuarto de onda puede determinarse mediante la fórmula:

$$L = 7300 / f \quad (L \text{ en cm, } f \text{ en MHz})$$

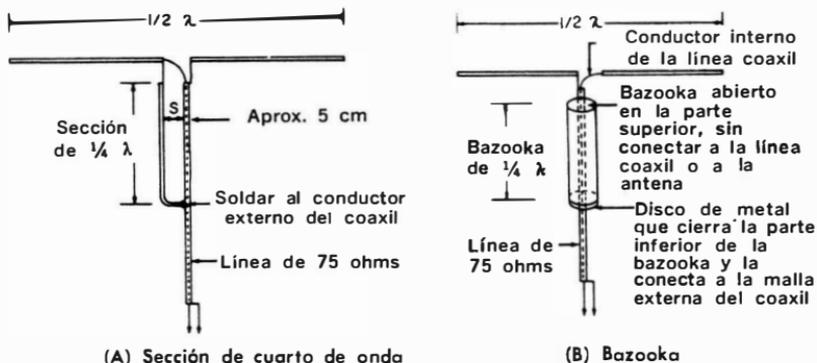


Fig. 7-32. Dispositivos balanceadores para antenas de FME (VHF).

Esta fórmula da resultados adecuados para la sección bazooka, siempre que su diámetro sea mayor que el diámetro externo del cable coaxil. De lo contrario, la aislación externa de éste puede constituir un dieléctrico y, como resultado del factor de velocidad, el bazooka para tener un cuarto de onda eléctrico deberá ser más corto. Los bazookas de FME (VHF) se hacen usualmente con tubo de aluminio de 7,5 a 10 cm de diámetro, de los utilizados para riego.

Antena parasitaria para 144 MHz

En la Fig. 7-33 se muestra una estructura parasitaria simple

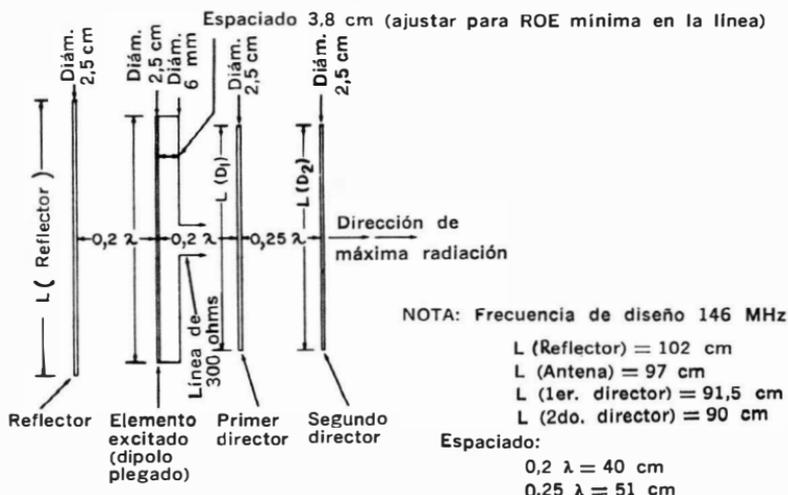


Fig. 7-33. Antena de 4 elementos para la banda de 144 a 148 MHz.

para 144 MHz, con 4 elementos. El elemento excitado es un dipolo plegado, y los elementos parásitos son un reflector y dos directores. El espaciado entre el radiador y el reflector es de 0,2 longitudes de onda, igual que entre el radiador y el primer director. El espaciado entre los dos directores, en cambio, es 0,25 longitudes de onda. La longitud de los elementos puede determinarse de la Tabla 7-5 o de la fórmula. Para las dimensiones indicadas en la figura la impedancia de alimentación será adecuada para utilizar una línea de alimentación de 300 ohms.

ANTENAS MOVILES

La antena móvil más sencilla es el radiador vertical de cuarto de onda ("látigo") montado por sobre el cuerpo del vehículo y aislado del mismo. Normalmente esta antena se alimenta en la base con cable coaxil, sirviendo el cuerpo del vehículo como plano de tierra.

En la Fig. 7-34 A se muestra una antena móvil típica para 10 metros. La sección "látigo" se hace con una varilla de acero inoxidable, en largos de 2.4 a 2.75 metros. Cuando se alimenta la

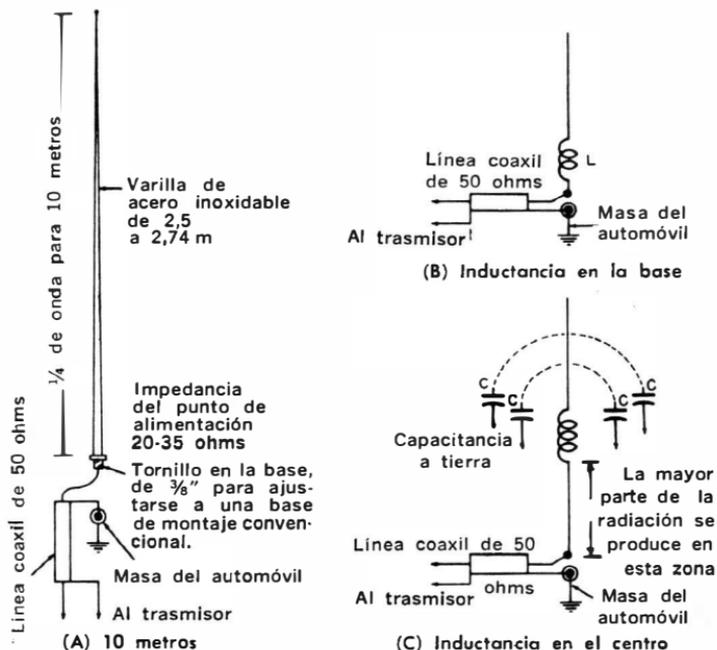


Fig. 7-34. Antena "látigo" para funcionamiento móvil.

antena de la manera indicada. normalmente se ajusta la longitud de la línea de alimentación hasta que todo el sistema resuene a la frecuencia de trabajo. En las bandas inferiores (80, 40, 20 y 15 metros) se acostumbra modificar el elemento radiante agregándole inductancia en forma de una bobina de carga, ya sea en el extremo o en el centro de la antena, Fig. 7-34 B. La cantidad de inductancia depende de la frecuencia de funcionamiento y de la distancia entre el punto de alimentación de la antena y el punto en el cual se coloca la bobina.

Montaje

No es fácil especificar un método definido para el ajuste de antenas móviles con carga inductiva, porque sus características (tales como impedancia del punto de alimentación) varían con cada instalación en particular. Las propiedades del radiador se ven afectadas, asimismo, por su ubicación en el vehículo. La ubicación más conveniente, según demuestra la experiencia, es al costado del auto en la parte trasera; dos ejemplos de esta última forma pueden verse en las Figs. 7-35 y 7-36. En general, puede aconsejarse montar la antena de modo que la porción de varilla comprendida entre el punto de alimentación y la bobina de carga esté lo

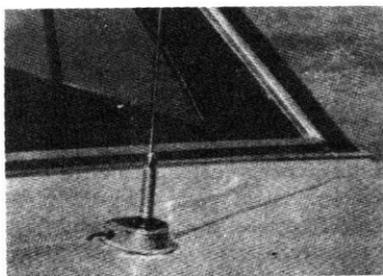


Fig. 7-35. Antena "látigo" para funcionamiento móvil.

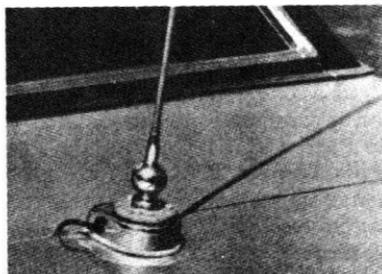


Fig. 7-36. Montaje de la antena móvil sin perforar la chapa del auto.

más elevada y despejada posible. En estos elementos verticales, la mayoría de la irradiación se produce en dicha porción. La sección superior en cambio, funciona principalmente como una capacitancia, según se aprecia en Fig. 7-34 C, y lleva el sistema a resonancia. A frecuencias bajas el cuerpo del vehículo actúa como una tierra de elevada capacitancia. A frecuencias elevadas, en cambio, puede producir una considerable irradiación. Los efectos del fenómeno se ponen de manifiesto en cambios en el diagrama de irradiación a medida que el vehículo se desplaza.

Para ajustar las antenas verticales cargadas inductivamente resulta útil un acoplador direccional de los descritos en el Capítulo 6.

CAPITULO 8

Torres y estructuras de soporte

La popularidad de las antenas giratorias parasitarias ha creado una gran demanda de estructuras de soporte adecuadas para las mismas, a costos razonables. Si bien anteriormente muchos aficionados solían usar mástiles telefónicos para montar sus antenas, actualmente la mayoría prefiere usar una torre metálica correctamente construida. Estas torres, que pueden conseguirse en varios tamaños y tipos, se han desarrollado principalmente para la recepción de televisión en áreas fronterizas. Su desarrollo trajo aparejada la inmediata disponibilidad de accesorios y ferretería tales como bases, tensores, grampas, etc. Otros fabricantes diseñaron dispositivos de rotación que fueron rápidamente adaptados al trabajo de los radioaficionados. En la última década la construcción de las torres ha ido mejorando continuamente, y actualmente cualquier aficionado puede elegir el sistema de soporte que mejor se adapta a sus necesidades. Si se lo instala correctamente, la duración del sistema es indefinida.

La mayoría de las torres y rotores diseñados para uso en TV son perfectamente adecuados para los aficionados en las bandas de FME (VHF) y FUE (UHF). En cambio, las antenas más pesadas utilizadas en 20, 15 y 10 metros requieren torres especialmente diseñadas para comunicaciones. La elección de la torre depende del tamaño y peso de la antena, de la distancia entre la antena y el terreno, de si la torre puede o no llevar vientos, y de las condiciones climáticas (particularmente viento) de la zona en cuestión. La torre en sí puede ser fija, desmontable o articulada. Cada uno de estos tipos tiene sus ventajas y desventajas, que se discuten con detalle en el presente capítulo.

TORRE DE COMUNICACIONES DE USO GENERAL

La torre de la Fig. 8-1, fabricada por la firma Rohn, es para uso general. Utiliza un diseño triangular de 31,75 cm de lado con piezas transversales de acero, soldadas. Cada sección de 3 metros contiene 8 pasos de zigzag para darle resistencia adicional. Los lados de la torre se construyen con tubo de acero de 1-1/4" (31,8 mm), y la estructura tiene una terminación de galvanizado en cinc caliente. Por su construcción robusta la torre puede auto-soportarse, en la mayoría de los casos, utilizando un soporte ade-

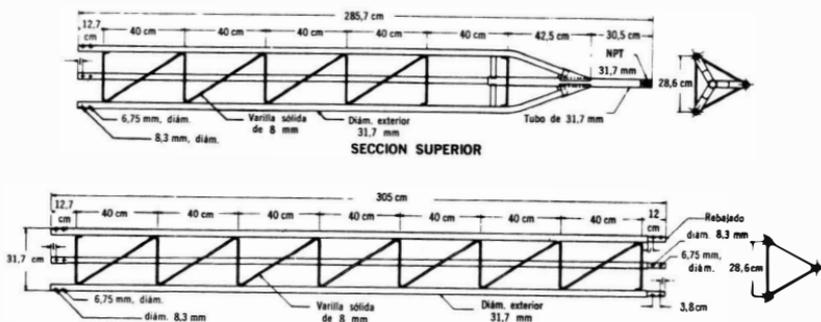


Fig. 8-1. Torre de comunicaciones de uso general.

cuado en la base. En condiciones normales la torre puede extenderse unos 10 metros por encima del soporte sin necesidad de colocarle vientos; con vientos puede tener una altura de hasta 85 metros.

El cuerpo de la torre se construye con secciones tipo 25, y la elección de la sección superior depende del dispositivo de rotación utilizado. Uno de los tipos de sección superior incluye una prolongación de tubo de 31,8 mm para montar rotadores convencionales de TV. También se dispone de otra sección superior con una extensión de tubo de 57,2 mm, pudiendo colocarse tubo de acero común del usado en TV, o tubo de riego. Dos tuercas permiten asegurar el tubo a la altura deseada una vez instalada la antena.

También hay otras secciones superiores con distintos diámetros externos y aceros N^o 16. Antes de elegir el tipo a usar, determínese el dispositivo rotador que se utilizará. Mecánicamente, éste es el punto más débil de toda la estructura.

Las especificaciones de la torre se dan en la Tabla 8-1. Los datos de instalación que siguen sirven también para otras torres con características similares.

Instalación

Los procedimientos exactos de instalación varían con la altura de la torre, el peso y tamaño de la estructura irradiante, los vientos de la zona, las condiciones del terreno y el hecho de que tenga o no vientos de soporte. Generalmente las torres de aficionados se construyen con alturas de 10 a 100 metros; se utiliza una sección superior para los primeros 3 metros y sucesivas secciones intermedias de 3 metros. Por ejemplo, una torre de 24 metros utiliza una sección superior y 7 secciones intermedias. Al estimar la altura total de la torre una vez instalada, recuérdese que la sección inferior va enterrada en cierta medida. Si la distancia entre la antena y el terreno es crítica, úsese una sección superior teles-

TABLA 8-1. ESPECIFICACIONES PARA LA TORRE DE USO GENERAL, DE LA FIG. 8-1.

Longitud libre en un pilar (distancia entre piezas transversales)	381	mm
Diámetro de pilares	31,8	mm (ext.)
Distancia entre pilares, centro a centro	286	mm
Número del caño de los pilares	16	
Carga vertical permisible sobre la sección inferior	7060	kg
Máxima compresión axil permisible sobre la sección de uno de los pilares	2530	kg
Fuerza tensora de un pilar (medida)	7320	kg
Fuerza tensora medida de una juntura	6030	kg
Tensión máxima permisible en cada juntura	2410	kg
Momento de seguridad	583	kg-m
Radio de giro de un pilar	10,7	mm

Carga de viento por cada pie (30,5cm) de torre a las presiones horizontales de viento indicadas:

Kilogramos	Kg/m ²
5,7	15,5
9,1	25,2
con 13 mm de hielo	55,4
13,6	34,6
con 13 mm de hielo	83,2

cópica de modo que la altura total pueda ser variada una vez instalada la base.

Una vez determinada la altura total, debe elegirse el sitio de instalación. Si la altura no es mayor de 14 metros, el sistema de instalación más sencillo es un soporte de base sin vientos. Se recomienda instalar la barra de soporte por lo menos desde 4 metros por encima del terreno, y asegurarla con tornillos no menores que 9,5 por 51 mm. Los tornillos deben ubicarse en un punto en el cual se unan las barras verticales con las horizontales, porque si se los instala solamente sobre los caños verticales pueden desprenderse con un viento fuerte. Las grampas en U deben apretarse firmemente, pero no demasiado para no abollar los caños de la torre.

Base— En la Fig. 8-2 se ilustra la construcción de una base de concreto. Tomando como base una torre de 15 metros con un soporte a 4 metros del suelo, la base de concreto debe tener por lo menos una profundidad de 90 centímetros y 55 centímetros de lado. Para construir la base debe colocarse la sección inferior de la torre sobre un fondo de grava, asegurándose de que está en la posición adecuada y espolvoreando unos 8 centímetros de grava para cubrir las puntas de los caños. Esto permitirá que asomen fuera del concreto y pueda escurrirse la humedad que penetre a su interior. Antes de introducir el concreto pintese la sección de torre con una pintura asfáltica por lo menos 8 cm por debajo y 8 cm por encima de la superficie del cemento. Colóquese la sección en la posición más vertical posible antes de colocar el cemento, y verifíquese la

verticalidad una vez hecha esta operación. Cuando deba modificarse la verticalidad de la sección una vez echado el concreto, téngase cuidado de no apretarla hacia abajo o tirarla hacia arriba, pues en ambos casos se taponarían las puntas de los caños impidiendo un drenaje adecuado. La parte superior de la base debe terminarse en forma convexa, según muestra la Fig. 8-2. para evitar que se

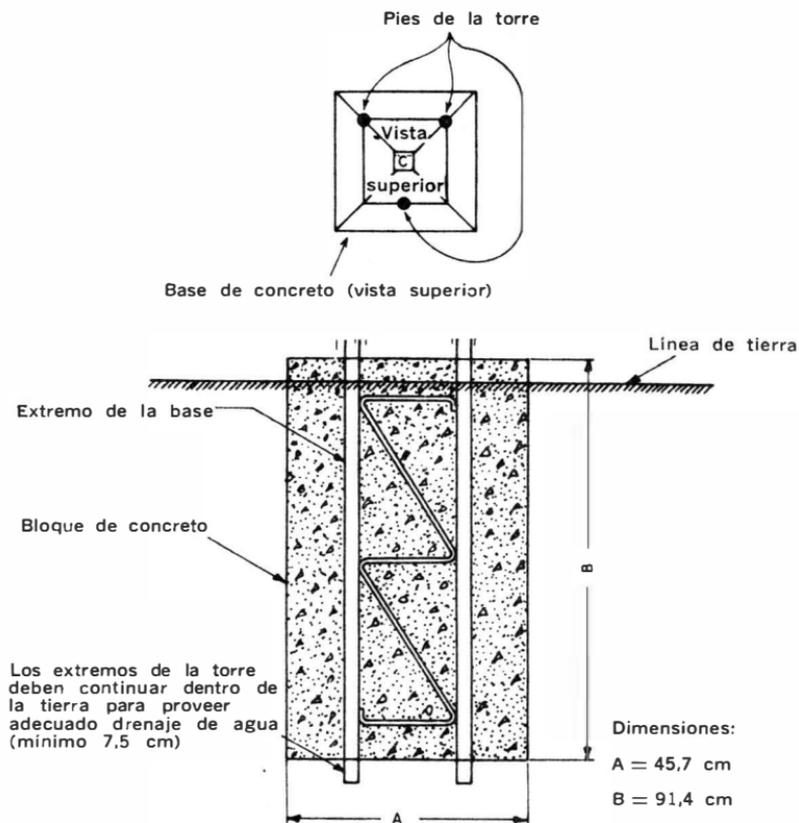


Fig. 8-2. Base de concreto.

acumule el agua. Una vez que la sección ha sido ubicada en su posición definitiva, déjese secar el concreto por lo menos por 48 horas antes de hacer cualquier operación de montaje. Pasado ese período puede colocarse la segunda sección encima de la primera. Los extremos superiores de los caños son más finos y se enchufan dentro de los extremos inferiores de la sección inmediatamente superior; asegúrese que las secciones se montan en esa posición.

Los tornillos y las tuercas vienen empacadas dentro de una de las patas de cada sección y protegidas con un sello metálico; téngase la precaución de sacar todos estos sellos antes de comenzar el montaje. También debe quitarse cualquier rebaba o imperfección de cinc en el interior de los enchufes, teniendo la precaución de no limar ninguna parte porque al hacerlo se destruye la cubierta protectora del galvanizado.

Montaje de las secciones

Una vez colocada la sección base, el resto del montaje se verá considerablemente facilitado mediante el uso de un dispositivo como el de la Fig. 8-3, que generalmente puede obtenerse del mismo proveedor de la torre o en instalaciones de antenas de TV.

Las herramientas necesarias son una polea de las usadas para tender ropa y 45 a 60 metros de cuerda de nylon o cáñamo. También se necesitan un martillo, un punzón para alinear agujeros (diámetro desde 4 hasta 13 mm, largo 16,5 cm), llaves y pinzas de punta. La sección a instalar debe colocarse al lado de la torre, con el extremo correcto hacia arriba, y tomarse con la cuerda desde aproximadamente un tercio del extremo superior, de modo que se mantenga vertical mientras se la sube. Es imprescindible que quien arma la torre se afirme a ella mediante un cinturón de

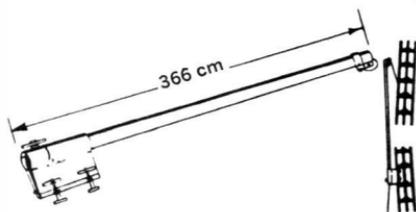


Fig. 8-3. Erección de la torre utilizando el dispositivo de la izquierda.

seguridad o varias vueltas de cuerda, porque de lo contrario la sección a instalar podría deslizarse y empujarlo hacia afuera, provocando su caída. También es aconsejable utilizar durante el montaje algunos vientos provisionales de cuerda o de alambre, aunque después no vayan a formar parte de la instalación definitiva.

Cuando el dispositivo de erección está atornillado en su lugar, se sube la sección y se la suspende 5 a 8 cm por encima de los extremos de la sección inmediatamente inferior, y la persona montada sobre la torre alinea los extremos de ambas secciones. Acto seguido la sección suspendida se baja suavemente hasta que se toquen los extremos, introduciéndose unos dentro de otros. La persona en la torre puede entonces mover ligeramente la sección instalada para conseguir un ajuste perfecto.

Cada sección debe atornillarse adecuadamente antes de colocar la siguiente. En caso de no poder colocar un tornillo con la palma de la mano, no debe martillárselo para hacer el agujero; lo correcto

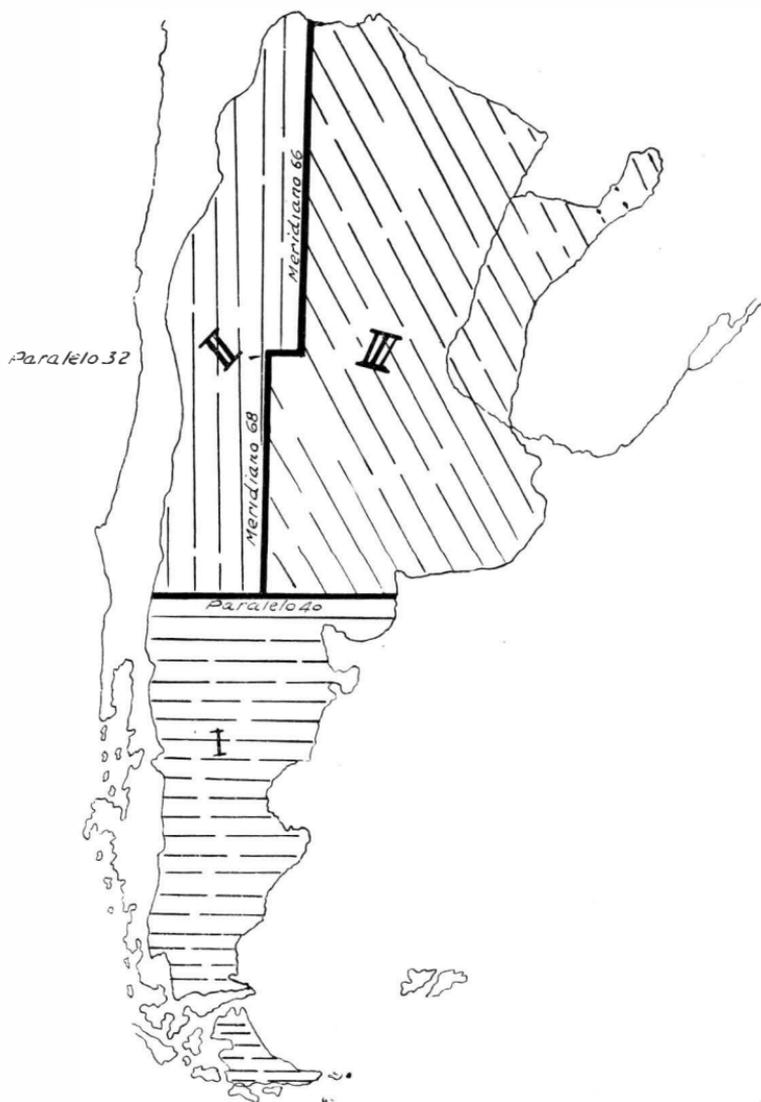


Fig. 8-4. Mapa que muestra las zonas en que se ha dividido la República Argentina para determinar las especificaciones mínimas a que debe ajustarse el montaje de torres y mástiles irradiantes.

es agrandar algo con el punzón, lo suficiente como para que el tornillo penetre. Cada tornillo debe apretarse hasta aplastar par-

cialmente el extremo inferior de la sección superior, haciendo que tome fuertemente el extremo de la sección de abajo. Los tornillos fallados deben reemplazarse siempre. Una vez completada la instalación, muévasela para tratar de detectar cualquier movimiento que pudieran presentar las juntas.

Generalmente es más cómodo colocar el rotador en la sección superior antes de montarla, y no después. A causa del peso adicional la sección superior será más difícil de instalar, por lo que debe trabajarse despacio y cuidadosamente, reforzando las medidas de seguridad.

ESPECIFICACIONES PARA TORRES CON VIENTOS

Toda torre debe llevar vientos cuando excede los 15 metros de altura o cuando no pueden utilizarse soportes de base. Los tamaños de la base de concreto y el sistema de vientos dependen del tipo de construcción de la torre, de su altura, de la carga en el extremo (antena) y de la máxima velocidad de viento que se espera encontrar. El mapa de la Fig. 8-4 es la reproducción del aparecido en el Boletín de la Secretaría de Comunicaciones N° 8054, República Argentina, y permite conocer las especificaciones mínimas a que debe ajustarse la construcción y montaje de torres y mástiles irradiantes, dentro de su territorio. También se reproduce parte de las "Normas para la Construcción y Montaje de Mástiles de Antenas o Torres Irradiantes", las cuales especifican que:

La zona 1 comprende todo el sur del paralelo 40; la 2 corresponde a la comprendida al oeste del meridiano 66, hasta el paralelo 32 y oeste del meridiano 68 hasta el paralelo 40; la 3 pertenece al resto del territorio de la República Argentina.

Zona	I	II	III
Hielo	sí	sí	no
Nieve	sí	no	no

En lo que respecta a la acción del viento, los valores de presión a considerar se consignan en el cuadro B (Kg/m^2)

Altura en metros	Zonas		
	I	II	III
90	240	190	140
Desde 90 a 150	290	220	170
Mayor de 150	340	260	190

NOTA: Para la Zona 1 las cargas de hielo y viento se consideran simultáneamente."

Las cargas de nieve y viento no se considerarán en forma simultánea. Para la de hielo se tendrá en cuenta un manguito de 6 mm de espesor sobre todos los elementos de la estructura.

En la Antártida Argentina se considerará una acción de viento

de 350 Kg/m², con carga de hielo que transformará en "llenos" los vacíos de las estructuras reticuladas.

Para determinar las superficies cargadas por la acción del viento en estructuras reticuladas, se tendrá en cuenta las siguientes consideraciones sobre su acción:

a) Para estructuras de sección cuadrada, 1,75 veces la proyección normal del área de todos los elementos sobre una cara.

b) Para estructuras de sección transversal triangular, 1,5 veces la proyección normal del área de todos los elementos sobre una cara.

c) Para caras cerradas se aplicará una vez sobre la proyección normal del área.

d) Para superficies cilíndricas, se computarán dos tercios de la especificada para superficies planas.

e) Se considerarán todas las cargas suplementarias originadas por la vinculación con tensores, líneas de transmisión y potencia, luces de balizamiento, etc. La presión se determinará en la forma descrita de a) a d) y se aplicarán sobre el área proyectada de la construcción.

f) La carga total especificada de a) a e) se aplicará en la dirección en que cause las máximas tensiones en las distintas partes.

g) Se incluirá el peso muerto de la estructura y todo el material conectado a ella.

h) Las cargas de viento serán calculadas de acuerdo con los métodos especificados en e.

i) En zonas sísmicas se aplicarán coeficientes de empuje horizontal en la forma y magnitud que determinen los reglamentos que rigen para las construcciones antisísmicas en la ciudad de San Juan (Rep. Argentina).

Vientos

Una vez establecida la altura de la torre, los detalles concernientes a la instalación de los vientos pueden obtenerse, junto con el tamaño de los anclajes y los tamaños de las bases, de las tablas suministradas por el fabricante. Los cables que sirven de vientos deben sujetarse con ganchos adecuados, y nunca doblándolos o atándolos. En cada extremo deben colocarse por lo menos tres sujetadores a presión, a distancias de unos 8 a 10 cm unos de otros, y la parte correspondiente a las grampas en U debe quedar del lado inactivo.

Los cables se aseguran a la torre con una armadura especial. Hay varios tipos de estos dispositivos, dependiendo del tamaño de la torre, su altura, etc. En los sistemas comunes para radioaficionados debe elegirse una abrazadera que incluya un juego de barras de acople; resultan muy adecuadas porque evitan que el cable se doble, permitiendo un libre juego y contribuyendo a la resistencia de toda la estructura.

En la Fig. 8-5 se muestra una abrazadera típica con barras de acoplamiento.

TORRES ARTICULADAS

Las torres articuladas, o plegables resultan ideales para los trabajos de experimentación o cuando es necesario efectuar frecuentes ajustes o cambios de antena. La que se muestra en la Fig. 8-6 es fabricada por la compañía Rohn de EE. UU. de N. A., y está diseñada como para llevar cualquier tipo de antenas de aficionados casi con independencia de su peso. La estructura básica es un perfil triangular equilátero de acero sólido, con un zigzag de refuerzo. La altura total es de unos 15 metros, pero puede llegarse a los 18 metros agregando una sección inferior, y si la carga es menor de lo normal pueden agregarse dos secciones. Las juntas necesitan vientos.

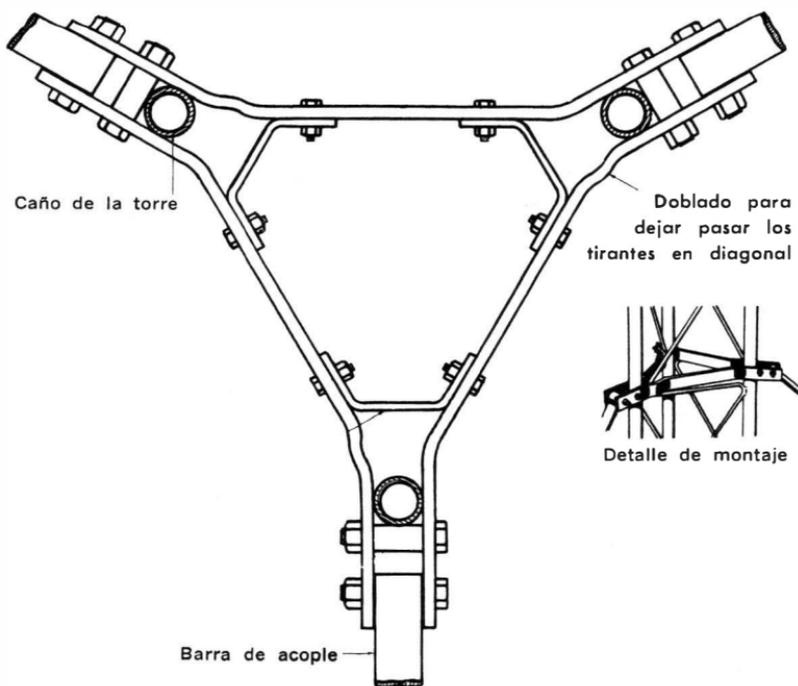


Fig. 8-5. Dispositivo típico para montaje de los vientos a la torre, con barras de acoplamiento.

Instalación

El primer paso de la instalación es elegir un terreno suficientemente libre de árboles, construcciones y cualquier cosa que pueda interferir el movimiento de la sección plegable. Además, debe haber lugar para ubicar vientos a aproximadamente 5,50 metros de la base. El agujero para el bloque de concreto debe tener aproximadamente 92 cm de profundidad y 61 cm de lado, y deben colocarse unos 5 cm de grava en el fondo para drenaje. Colocando la sección inferior dentro del agujero en posición vertical, agréguese 8 cm de grava para hacer que los extremos de los caños asomen fuera del concreto. La sección debe pintarse con pintura asfáltica 8 cm por encima y por debajo de la superficie del concreto. Si la torre está cerca de algún edificio, colóquese la sección de modo que el eje de articulación quede perpendicular al mismo, para permitir que la torre pueda plegarse sin ser obstruida. Una vez derramado el cemento dentro de la base, verifíquese la verticalidad de los caños con un nivel de carpintero. La superficie del

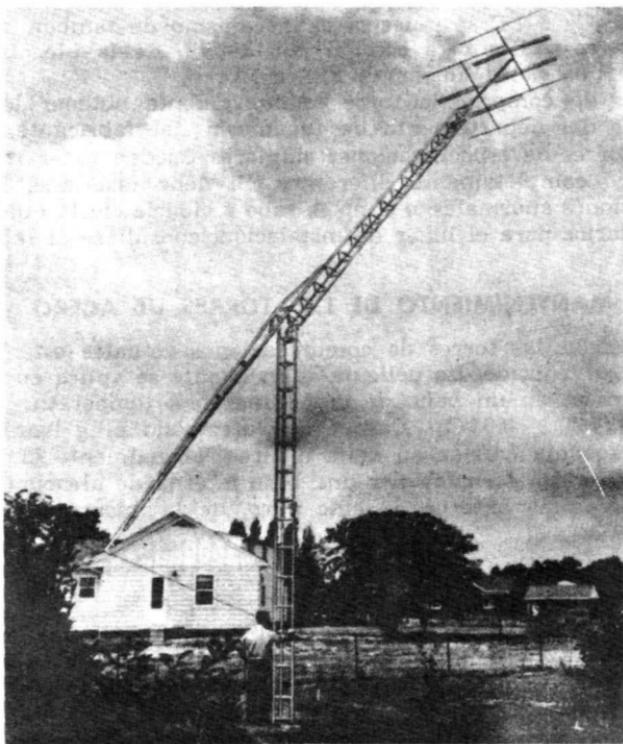


Fig. 8-6. Torre plegable fabricada por la firma Rohn.

concreto debe terminar en forma convexa para que no se acumule el agua.

Montaje

Una vez endurecido el concreto, instálense las demás secciones. Las técnicas de instalación de la torre, hasta el punto de plegado, son exactamente las mismas que para cualquier torre común. Para instalar la sección articulada, remitirse al dibujo de la Fig. 8-7 A. Con la oreja de anclaje atornillada cerrada, colóquese la sección plegable en su lugar, asegurándose de que quede del lado correcto de la torre. Instálense los vientos en las orejas dispuestas al efecto.

Para montar la espiga, colóquese en la posición adecuada y ajústese con seis tornillos de 7,9 mm por 2,5 cm de largo según muestra la Fig. 8-7 A. Asegúrese el extremo usando la grampa "A" con dos tornillos de 9,5 cm por 6 cm de largo y dos grampas en U, según Fig. 8-7 B. Las grampas en U no deben apretarse excesivamente. Las restantes secciones se montan de la manera usual.

En la Fig 8-7 C se muestra el mecanismo de tambor, cables y poleas. Si se utiliza otra sección por debajo de la plegable debe instalarse una polea adicional, Fig. 8-7 D.

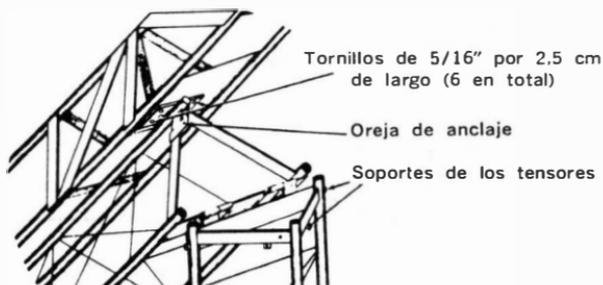
Antes de comprar la torre es conveniente obtener los datos necesarios del departamento de ingeniería del fabricante, porque algunas torres de especificaciones similares pueden tener requisitos de espacio completamente diferentes. Si debe instalarse la torre en condiciones anormales, o si no se sabe a ciencia cierta qué vientos son necesarios para el lugar de instalación, consúltese al fabricante.

MANTENIMIENTO DE LAS TORRES DE ACERO

Casi todas las torres de comunicaciones actuales están hechas de acero galvanizado. La película galvanizante se aplica en caliente por inmersión en un baño de cinc fundido a temperatura de 830 a 860° F (445 a 460° C). Después de efectuado el galvanizado el material se deja enfriar en agua o aire. Normalmente la película galvanizante está formada por una base interna de aleación hierro-cinc, y una capa externa de cinc puro, de la misma composición que el baño.

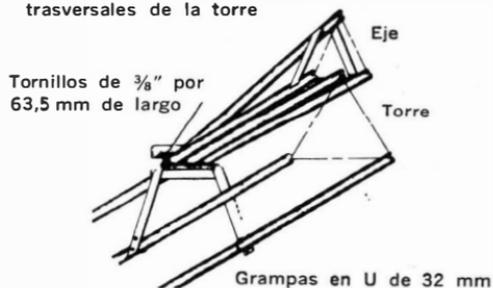
Película de cinc

La película de cinc protege al hierro de dos maneras: en primer lugar actúa como una coraza, impidiendo la corrosión en la mayoría de las atmósferas mientras permanezca intacta. Como protector galvánico, el cinc desplaza al hierro en sus composiciones químicas y, por lo tanto, evita su corrosión, aun cuando haya zonas de hierro expuestas. Este fenómeno se debe a que el cinc es electroquímicamente más activo que el hierro.



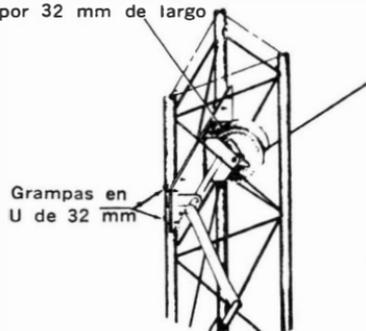
(A) Articulación

No se muestran los brazos
transversales de la torre

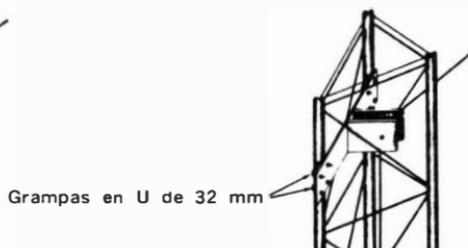


(B) Grampa de enclaje

3 tornillos de $\frac{3}{4}$ "
por 32 mm de largo



(C) Carrete



(D) Polea adicional

Fig. 8-7. Detalle de la torre plegable de la Fig. 8-6.

Los números que aparecen en la Fig. 8-8 son los potenciales de ionización del cinc y del estaño.



Fig. 8-8. Efecto de la corrosión sobre áreas expuestas de material de hierro, con revestimiento de estaño y cinc.

De todos los materiales de protección usados en la industria, solamente el cinc posee esta doble cualidad. Por ejemplo, la relación entre el hierro y el estaño es justamente la opuesta, como puede verse en la Fig. 8-8. En efecto, en presencia de un agente corrosivo el hierro reacciona formando compuestos químicos y, en realidad, protegiendo al estaño.

Un factor que determina en gran medida la vida de una estructura de acero galvanizado es el contenido de azufre de la atmósfera. En áreas de gran actividad industrial las cubiertas protectoras de cinc tienden a convertirse en sulfatos solubles, que son lavados por la lluvia exponiendo al cinc a un ataque continuado.

Pintura

Las torres de los radioaficionados rara vez se pintan. Si se desea hacerlo para mejorar su apariencia o por cualquier otra razón, el metal galvanizado debe tratarse primero con una solución formada con 150 gramos de cada una de las siguientes drogas: cloruro cúprico, nitrato cúprico, amoníaco y ácido clorhídrico, disueltos en 4 litros de agua.

Indice

A

- Acoplador de antena "Matchbox" de la Viking, 115-120
- Acoplador de antena en pi, 111-114 para líneas balanceadas, 112-114
- Acoplador direccional, 116-120
 - indicador del, 117
 - procedimiento, 117-119
- Adaptador gamma, 106-108
 - modificado, 110-111
- Adaptador T, 105-106
- Adaptadores, 94-140
- Adaptadores de impedancia con secciones de línea, 98
- Ajuste para mínima ROE, 119
- Alimentación de la antena cuádrlica tribanda, 141-146
- Altura de la torre, 167
- Altura virtual, 26-27
- Ancho de banda, 36
- Angulo
 - de incidencia, 22
 - de refracción, 22
- Antena con reflector esquinero, 76-77
- Antena cuádrlica parasitaria de dos secciones, 67-69
- Antena de una onda alimentada a un extremo, 49
- Antena dipolo, 28
 - fórmula de la longitud, 34
- Antena en H, 63
- Antena en "V", 52-53
- Antena lineal alimentada al centro, de una onda, 49
- Antena multibanda Mosley, 127-128
- Antena rómbica, 53-54
- Antena rotativa de dos elementos tipo Yagi, 122-125
- Antena tipo Yagi Telrex, para servicio pesado, 128-130
- Antenas
 - Construcción, 122-159
 - Fundamentos de, 28-45
 - parabólicas, 7
 - receptoras, 28

- Resistencia de irradiación, 80
- Torres y estructuras de soporte, 161-173
 - trasmisoras, 28
 - sistemas de acoplamiento, 112-121
- Antenas armónicas, 48-49
- Antenas cuádrlicas, 66-69
- Antenas cuádrlicas cúbicas, 66-70, 129-137
 - armado de, 135
 - estructura de soporte, 137-140
 - ferretería especial, 135
- Antenas de comunicación vehicular, 159-160
 - montaje de las, 160
- Antenas direccionales con dipolos en fase, 54-65
- Antenas direcciones tipo Yagi, 123-153
- Antenas largas, 50-52
- Antenas lático, 159-160
- Antenas multibanda tipo Yagi, 128
- Antenas parasitarias, 56
 - tipo Yagi, 54-57
 - para 144 MHz, 159
- Antenas prácticas para altas frecuencias, 46-79

B

- Barras Q, 98
- "Bazooka"
 - Balún, 102-103
 - Dispositivo de balance, 158

C

- Capa "E", 17-18
 - propagación esporádica por, 23
- Capa "F1", 18
- Capa "F2", 18-21
- Capacitancia, 10
- Características de DX, 26
- Carga, 37
- Chispero para descargas de rayos, 145

Ciclo, 9
Ciclo de manchas solares, 24-26
Ciclos por segundo, 7
Circuitos acoplados a eslabón, 114-121
Colas de meteoros, 23-24
Construcción de antenas planas multi-elementos tipo Yagi, 147-152
Corpúsculos, 20
Corrientes de tierra, 20
Cuarto de onda
balún de conductores paralelos de, 102-103
dipolo con plano de tierra de, 71-73
sección adaptadora de, 96-98

D

Desadaptación de impedancias 29
Desajuste de impedancias, 29
Diagramas de irradiación vertical, 45
Diagramas direccionales, 31
Diagramas verticales de directividad del dipolo horizontal, 43-45
Dieléctrico de aire, 81
Dimensiones, 47-48
Dipolo plegado, 104
Director, 56-57
Distancia al horizonte, 13
Distancia óptima al horizonte, 15-16
"Dos sobre dos", 61

E

Electromagnético, 10
Electrostático, 10
Elementos de alambre, preparación de, 139-140
Espaciadores, 81
Especificadores para torres con vientos, 166-168
Espiras, 11
Estructura de elementos entrelazados, 148-152
Estructura de irradiación trasversal, 57-59
Estructura longitudinal, 57, 59-62
Estructuras colineales, 62-65
Estructuras direccionales, 52-54
Explosiones solares, 20-21

F

f, 12
Factor de velocidad, 86
Fase
desplazamiento de, 22, 88
velocidad de, 21
Fibra de vidrio, 129, 133
Flujo de corriente de RF, 28-30
Flujo de corriente en el conductor de una antena, 9
FME (VHF), 13, 76
Adaptación de estructuras direccionales de, 155-156
alimentación de estructuras direccionales de, 155-157
diseño de estructuras direccionales de, 153-155

Estructuras direccionales de, 152-157
Frecuencia
fórmula, 12
relación, 12-13
Frecuencia crítica, 26-27
FUE (UHF), 13, 77-78

H

Hertz, 7

I

Imágenes
antenas, 38-45
conceptos sobre, 40-43
impedancia característica, 79, 85-86
Impedancia del punto de alimentación, 79
Inductancia, 10-11
Instrucciones para el uso de las curvas, 99-100
Iones, 22
Ionosfera, 13
estructura de la, 18

K

K, 47
Kilociclos (Kilohertz), 9
Kilomegaciclos por segundo (kilomegahertz), 12

L

Lamba (λ), 12
Línea de conductores al aire, 81
Línea de plástico de 300 ohms, 83
Línea de transmisión concéntrica, 83
Lineales
dimensiones de los conductores, 47
radiadores horizontales, 46-54
Líneas de transmisión, 79-94
como elementos circuitales, 91-94
fundamentos sobre, 80-91
Líneas eslabón, 114
Lóbulos, 50
Longitud de onda, fórmula de la, 12
Longitud física, 87

M

Manchas solares, 21
Mantenimiento de las torres de acero, 170, 172
"Matchbox", 116-119
Media geométrica, 96
Media onda
antena dipolo de, 70
balún de, 103-104
Medición de la impedancia de entrada, 121
Medidor de potencia directa y reflejada, 114
Medio ionizado, 22

Megaciclos por segundo (megahertz),
9
Montaje de las secciones de la torre,
164-166
Montaje en cruz, 134

N

Naturaleza de las ondas de radio, 8-12

O

Ondas
de radio, 7
hertzianas, 7
Ondas estacionarias,
curva de, 30
relación de (ROE), 37, 80-81, 92-94
Ondas reflejadas, 39

P

Pérdidas por calor, 10
Pintura, 172
Polarización, 30-34
Propagación de alcance visual, 13-16
Propagación por onda espacial, 16-17
Propagación por onda terrestre, 13
Protección de zinc, 172
Puntos de número impar de medias
longitudinales de onda, 89
Puntos de número par de medias lon-
gitudinales de onda, 89
Puntos de media potencia, 67

Q

Q, 36

R

Radiación, 10
ángulo de, 40-43
características del conductor lineal,
28
medición de la resistencia de, 120-121
resistencia de, 34-46
Radiador, 56
Radiador "camisa", 73-76
Radiador hipodérmico, 73-76
Radio
bloqueo de las ondas de, 19
espectro de, 7-8
naturaleza de las ondas de, 8-12
ondas de, 7
propagación de las ondas de, 7-28

Reflector, 38, 55-56
datos del, 139-140
Reflexión, 27
Refracción, 27
Refracción de las ondas de radio, 21-22
Resistencia, 10
Resonancia, 46
Resonante, 34
circuito, 11

S

Sección adaptadora básica, 95-96
Secciones de línea como dispositivos
de balance, 101-104
Secciones Q, 97
Sistemas adaptadores de impedancia,
95-110
Sistemas de adaptación con elementos
plegados, 104-110
Sistemas de antena de polarización
vertical, 70-77
Sistemas de propagación, 13-24
"Starmount", 134-137

T

Temporalización, 46, 56
Teorema de Pitágoras, 15
Tres elementos
antena rotativa tipo Yagi de, 125-126
antena tipo Yagi para 21 MHz, de,
126
Tierra
efectos de, 38-45
plano de, 45
Tormentas magnéticas, 20
Torre de comunicaciones de uso gene-
ral, 160-164
Torre de comunicaciones plegable,
109-172
instalación, 169-170
montaje, 170-172
Transformadores de adaptación coaxi-
les, 144-145

V

Verificación de referencia del cuadro
excitado, 146-147
Vertical
ángulo de irradiación, 39
diagrama de campo, 39
Vientos, 168-169

Z

"ZL especial", 62

Este libro se imprimió en



Olazábal 3920/26 Bs. Aires

EN EL MES DE MAYO DE 1980