

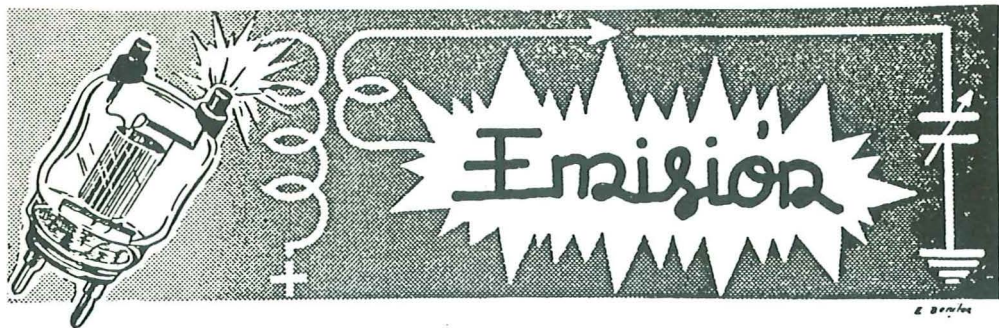


SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

**ADAPTADORES
DE
IMPEDANCIA
EN
ANTENAS
Y
LINEAS
DE
TRANSMISION**

9

Madrid, 1984



E. D. P. / 1968



A N T E N A S

9





UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º
Madrid - 9

Depósito Legal: M-5441-1984, Impreso en Novaprint, S.A.

Prohibida la reproducción total o parcial
sin autorización expresa por escrito de -
la Unión de Radioaficionados Españoles.

INDICE GENERAL

Pag.	3	INDICE.
7		ADAPTADORES DE IMPEDANCIAS EN ANTENAS Y LINEAS DE TRANSMISION.
7		- ¿Que es impedancia?.
8		- Reactancia inductiva.
9		- Reactancia capacitativa.
9		- Impedancia caracteristica de una linea de transmisión.
12		- Linea asimétrica coaxial.
14		- Dispositivos de adaptación de impedancias.
15		- Alimentación del dipolo radiante.
16		- Métodos de alimentación central del dipolo.
19		- Secciones adaptadoras "Q".
21		- Longitud de la sección adaptadora "Q".
22		- Adaptador de impedancias con bobina.
23		- Métodos de alimentación del dipolo con dispositivos de contacto.
24		- Adaptador en Delta.
25		- Adaptación mediante dipolos plegados.
26		- Adaptador "T MATCH".
27		- Adaptador "GAMMA MATCH".
30		- Ajuste de la linea de transmisión aperiódica.

Pag.	32	"GAMMA-MATCH" EN SISTEMAS ROTATIVOS DIRECCIONALES.
	32	- Consideraciones preliminares.
	36	- Ajuste del adaptador "Gamma match".
	38	- Adaptador "Gamma match" para sistemas tri banda.
	39	- Ondas estacionarias y relación de ondas estacionarias (R.O.E.).
	41	- Ajuste de la línea de transmisión aperiódica.
	43	- Otras consideraciones.
	44	PONENCIA SOBRE EXCITACION Y ADAPTACION DE ANTENAS.
	44	- Líneas de alimentación.
	50	- Adaptación de antenas.
	54	SENCILLO CONDENSADOR-SERIE PARA ADAPTACION GAMMA.
	54	SENCILLO CONDENSADOR - SERIE PARA ADAPTACION GAMMA.
	57	EL ADAPTADOR DE IMPEDANCIAS.
	58	- Teoría del funcionamiento.
	59	- Construcción.
	60	- Manejo.
	61	UN "BALUN" DE BANDA ANCHA ECONOMICO.
	62	- Balun coaxial de media onda y balun de ferrita.
	62	- El balun coaxial de banda ancha.
	63	- El balun coaxial de relación 1:1.
	64	- Construcción del balun de relación 1:1.
	65	- Devanado del balun.
	66	- Empleo del balun coaxial.
	66	- Características eléctricas del balun coaxial de banda ancha.
	68	EL BALUN.
	71	BALUN ACOPLAMIENTO DE ANTENAS.
	74	¿CUANDO UN BALUN ES UN "BALUN"?

- Pag. 76 EMPLEO DE "FOLDED DIPOLE" COMO TRANSFORMADORES DE IMPEDANCIAS.
- 78 ALIMENTACION DE UNA ANTENA DIRECCIONAL TRIBANDA POR MEDIO DE UN TRANSFORMADOR DE SIMETRIA DE BANDA ANCHA.
- 80 TRANSFORMADOR - ACOPLADOR VARIABLE PARA ANTENA DE 290 A 590 OHMIOS.
- 83 UN TRANSFORMADOR DE BANDA ANCHA "MULTI-IMPEDANCIA".
- 83 - Aplicaciones.
- 84 - Notas sobre su construcción.
- 87 REGLAS CONCERNIENTES AL ESTABLECIMIENTO DE ESTACIONES EMISORAS PARA REDUCIR AL MINIMO LOS CAMPOS HERTZIANOS INDESEABLES.
- 87 - Estudio del conjunto antena. Linea de transmisión. Toma de tierra.
- 87 - Sistemas adaptados en simetria.
- 89 - Propagación de la corriente de alta frecuencia en los hilos de las redes eléctricas.
- 91 - Los remedios y su aplicación.
- 95 - Notas complementarias.

Adaptadores de impedancias en antenas y líneas de transmisión

Por el Dr. L. M. MORENO QUINTANA (h)
(LU8BF)

¿Qué es impedancia?

En pocas palabras se puede decir que en un circuito eléctrico recorrido por una corriente alterna, la impedancia tiene el mismo efecto que la resistencia en un circuito de corriente continua. En realidad, se puede considerar a la impedancia como resistencia a la c. a. Pero no solamente se mide la impedancia con una tensión de la c. a. (en lugar de medir la resistencia con una tensión de c. c.), sino que la misma en un circuito cualquiera varía con la frecuencia de la señal aplicada a ese circuito.

Para los cálculos sencillos de impedancia se aplica la ley de Ohm, usando en lugar de R , Z . Por ejemplo: $E = I \times Z$; $I = E/Z$ y $Z = E/I$. Así, cuando un circuito presenta una elevada impedancia, significa que el mismo tiene una

resistencia de c. a. elevada. Pero hay más aún, ya que la impedancia, a su vez, es una combinación de resistencia pura y reactancia, ya sea ésta inductiva o capacitativa. La primera es real y depende de la longitud, diámetro y naturaleza del conductor. La segunda no es verdadera y depende de la frecuencia y del valor de la autoinducción o de la capacidad.

Reactancia inductiva es la oposición presentada a la c. a. por una bobina, mientras que reactancia capacitativa es la oposición presentada por un condensador a la c. a.

O sea:

$$Z = R + jX \quad \text{ó}$$
$$Z = R - jX$$

De donde Z es el valor de impedancia en ohmios, R la resistencia óhmica pura del circuito y jX el término imaginario de reactancia. Este valor lleva el signo positivo (+) o negativo (—), según sea inductiva o capacitativa, variando esencialmente con la frecuencia. El factor j indica que la componente reactiva X no puede ser sumada o restada directamente al valor R , ya que son cantidades de distinta especie, como se ha dicho anteriormente.

Reactancia inductiva.

La reactancia inductiva es la medida de la propiedad que presenta una autoinducción de ofrecer una cierta impedancia al paso de una corriente alterna. En efecto, cuando una bobina es recorrida por una c. a. se desarrolla una fuerza contra-

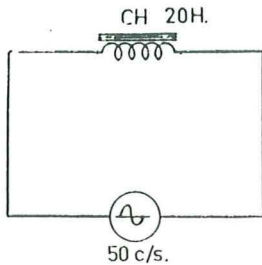


FIGURA 1

Un choque de filtro de 20 H. conectado a un generador de 50 c/s, tiene una reactancia inductiva de 6.280 ohmios

electromotriz que se opone a las variaciones de la corriente. Esta oposición o impedancia de la autoinducción a toda variación de la corriente se denomina reactancia inductiva, siendo su signo X y su valor dado por la fórmula:

$$X = 2\pi \cdot f \cdot L \text{ ohmios}$$

de donde X es la reactancia inductiva en ohmios, $2\pi = 2 \times 3,14$; f la frecuencia en ciclos por segundo (c/s) y L la

autoinducción en henrios (H.). En realidad, la reactancia inductiva no es una resistencia, sino un efecto de f. e. m. autoinducida, cuyo resultado es atrasar la corriente en 90 grados con relación a la tensión. O sea, que el valor máximo de la corriente tiene lugar 1/4 de ciclo después del valor máximo de la tensión (ver figura 2).

Por ejemplo, si se conecta un choque de filtro de 20 H. de autoinducción con una fuente de 50 c/s., la reactancia inductiva tendrá un valor de:

$$\begin{aligned} X &= 2 \times 3,14 \times 50 \times 20 \\ X &= 3,14 \times 2.000 \\ X &= 6.280 \text{ ohmios.} \end{aligned}$$

No obstante, en radiofrecuencia las unidades fundamentales c/s. y H. son demasiado grandes para uso práctico. Entonces, se emplea en la misma fórmula para f Kc/s., y para L mH, obteniéndose el resultado en ohmios. Si se trata de frecuencias muy elevadas, se utiliza para f Mc/s. y para L μ H. Así, se evitan los factores de conversión y se aplica la fórmula directamente. O sea:

$$X = 2\pi \cdot f \cdot L \text{ ohmios.}$$

MEDIDAS APLICABLES

$$\begin{aligned} f &= \text{c/s.} & \text{y} & \quad L = \text{H.} \\ f &= \text{Kc/s.} & \text{y} & \quad L = \text{mH.} \\ f &= \text{Mc/s.} & \text{y} & \quad L = \mu\text{H.} \end{aligned}$$

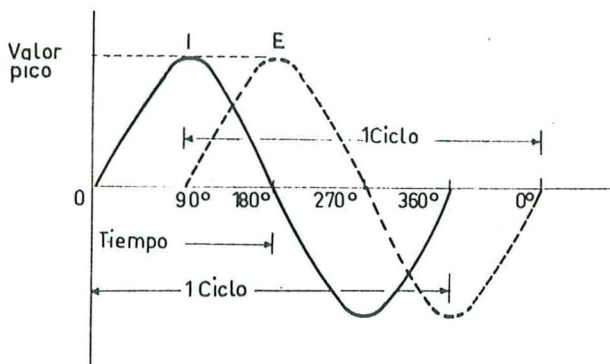


FIGURA 2

La corriente I se encuentra atrasada 90° con relación a la tensión E

Reactancia capacitativa.

En un condensador también sucede algo parecido y la resistencia aparente que el mismo opone al paso de una c. a. se denomina reactancia capacitativa, y su efecto consiste en adelantar la corriente en 90 grados con relación a la tensión, siendo su signo X_c y su valor dado por la fórmula:

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \text{ ohmios}$$

de donde X_c reactancia capacitativa en ohmios; $2\pi = 2 \times 3,14$; f la frecuencia en ciclos por segundo (c/s.), y C la capacitancia en faradios (F.).

Las unidades fundamentales c/s. y F. resultan demasiado grandes para cálculos en radiofrecuencia, y cuando la frecuencia está dada en Mc/s. y la capacitancia en microfaradios (μ F.) se puede utilizar la misma fórmula sin emplear factores de conversión. Si la capacidad está expresada en picofaradios (pF.) (o en micromicrofaradios ($\mu\mu$ F.)) se utiliza fórmula siguiente:

$$X_c = \frac{1.000.000}{2\pi \cdot f \cdot C} \text{ ohmios}$$

de donde X_c es la reactancia capacitativa en ohmios; $2\pi = 2 \times 3,14$; f la frecuencia en megaciclos por segundo (Mc/s.); y C la capacidad en picofaradios (pF.) o micromicrofaradios ($\mu\mu$ F.).

Sea, por ejemplo, un condensador de 100 pF. (0,0001 μ F.) empleado en un circuito oscilador de rejilla. Si la frecuencia es de 1,4 Mc/s., su reactancia será de:

$$X_c = \frac{1.000.000}{2 \times 3,14 \times 1,4 \times 100}$$

$$X_c = \frac{1.000.000}{6,28 \times 140}$$

$$X_c = \frac{1.000.000}{879,2}$$

$$X_c = 1,137 \text{ ohmios.}$$

Resumiendo, en todo circuito eléctrico recorrido por una corriente alterna, se pueden encontrar dos clases de resistencia: la resistencia pura o verdadera, ofrecida por el diámetro y material del conductor y la resistencia aparente o imaginaria, dependiente de la frecuencia y del valor de autoinducción o capacidad en el circuito.

Impedancia característica de una línea de transmisión.

La expresión "línea de 300 ohmios" es hoy en día muy común en materia de transmisión y, sin embargo, contados radioaficionados hay que posean conceptos claros sobre el tema y las ventajas de emplear líneas de transmisión de determinado valor de impedancia, que en la mayoría de las veces resultan de imprescindible aplicación, para obtener la máxima transferencia de potencia del emisor a la antena.

Como se ha visto, el valor de impedancia de un circuito eléctrico es el de la resistencia *total* que ese circuito ofrece a la circulación de la c. a. Por supuesto, ese valor depende de la resistencia óhmica pura, de la autoinducción y capacidad que existe en el circuito, como así también de la frecuencia de la corriente que circula por el mismo.

Considérese una línea de dos conduc-

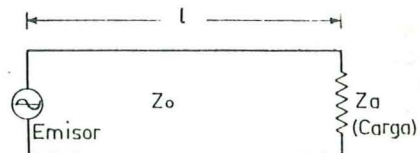


FIGURA 3

Una línea de transmisión formada por dos conductores paralelos, que une eléctricamente el emisor con la carga o antena

tores paralelos que una eléctricamente un emisor (generador de radiofrecuencia) con la carga o antena, tal como representa la figura 3. Esa línea tiene distribuída a lo largo, autoinducción, capacidad y resistencia. Como la resistencia que presenta la línea en estas condiciones es muy reducida y puede ser dejada de lado, resulta evidente que la autoinducción y la capacidad determinarán el valor de impedancia de la línea. Y ambos factores están dados principalmente por el diámetro y separación entre los conductores, como así también por el dieléctrico utilizado entre los mismos.

El equivalente eléctrico de una línea

do con una separación igual se emplee un material de una constante dieléctrica mayor, será más elevado el valor de C .

Por ejemplo, una línea de cinco metros de longitud ofrecerá un valor menor para L , C y R a igual frecuencia de operación que el de otra línea similar, pero de 15 metros de longitud. Comoquiera que la impedancia de un circuito está dada por los mismos factores que en una línea, resulta lógico que el valor de impedancia no será el mismo para líneas iguales pero de diferente longitud.

Si se considera una línea de longitud infinita, la misma reflejará en sus extremos una impedancia determinada por

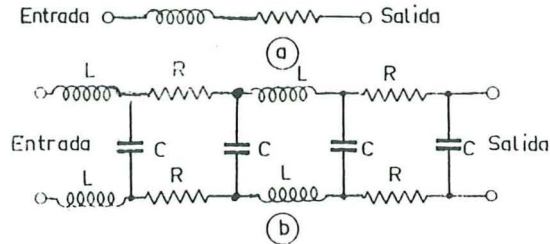


FIGURA 4

Equivalente eléctrico de una línea de transmisión monofilar y bifilar en el espacio en condiciones ideales. R , resistencia óhmica ofrecida por el conductor. L , autoinducción distribuída a lo largo de la línea, y C , capacidad distribuída a lo largo de la línea

de transmisión se representa en la figura 4. En condiciones ideales de perfecto aislamiento en el espacio, cada conductor está constituido por una autoinducción distribuída a lo largo de la línea en serie con la resistencia óhmica del conductor, siendo L y R mayor cuanto más fino y extenso sea el conductor y viceversa (fig. 4 a). Pero al estar los dos conductores en paralelo, es necesario contar con la capacidad producida por la proximidad de los conductores entre sí, siendo mayor su valor a medida que la separación es más reducida, con un dieléctrico igual. Asimismo, cuan-

dos componentes inductivos, capacitivos y resistivos, denominada *impedancia característica*, que es de carácter puramente resistivo, pudiendo ser representada como una resistencia pura de valor equivalente.

Pero en la práctica, las líneas tienen una longitud determinada, y al estar terminadas en una carga resistiva de igual valor al de su impedancia característica, se las podría considerar de longitud infinita, ya que en sus extremos la impedancia de entrada será igual a la impedancia característica.

Cuando la carga de terminación tiene

un valor igual al de la impedancia característica de la línea, toda la potencia aplicada en la misma será disipada en la carga, produciéndose una situación de equilibrio. Si esta situación se altera por cualquier causa, la impedancia de entrada presentará en lugar de una resistencia pura, una reactancia inductiva o capacitativa.

La impedancia característica de una línea de transmisión está dada por la fórmula:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j2\pi fL}{G + j2\pi fC}} \text{ ohmios,}$$

de donde Z_0 es la impedancia característica de la línea en ohmios; R , la

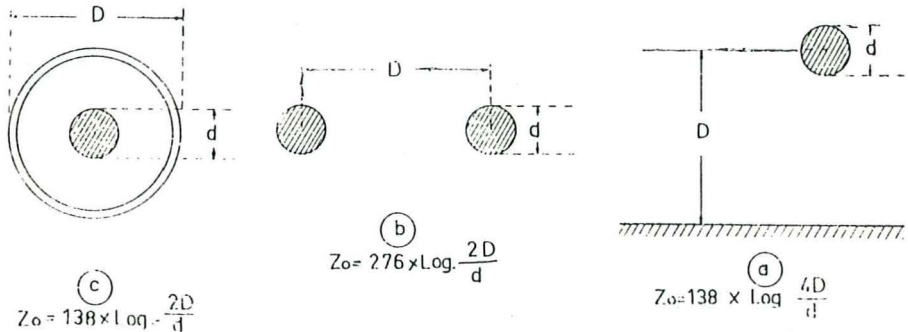


FIGURA 5
Impedancia característica de líneas de transmisión

sistencia de la línea en ohmios por metro; L , la autoinducción en serie de la línea en henrios por metro; C , la capacidad en paralelo de la línea en faradios por metro, y G , la conductancia en paralelo en mhos. por metro.

Ahora bien, cuando $2\pi fL$ resulta considerablemente mayor que R , y $2\pi fC$ considerablemente mayor que G , la fórmula puede ser simplificada en:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j2\pi fC}{j2\pi fL}} \text{ ohmios,}$$

la que a su vez admite otra simplificación:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ ohmios,}$$

de donde L y C son la autoinducción y la capacidad por unidad de medida en la línea, en este caso en henrios y faradios por metro.

Como el cálculo para determinar los valores de L y C es sumamente complicado, en la práctica se prefiere hallar la impedancia característica por un cálculo basado en las dimensiones físicas de la línea.

Alimentador monofilar.

Cuando se trata de una línea mo-

nofilar, el cálculo de su impedancia característica está dado por la fórmula:

$$Z_0 = 138 \times \log \frac{4D}{d} \text{ ohmios,}$$

de donde D es la distancia que separa el conductor de tierra y d el diámetro del alambre empleado, en las mismas unidades de medida (fig. 5 a). Si, por ejemplo, el alambre tiene un diámetro de dos milímetros (alambre número 12) y la distancia que separa el conductor

de tierra es de 10 metros, se tendrá que:

$$Z_0 = 138 \times \log \frac{4 \times 10}{0,002}$$

$$Z_0 = 138 \times \log 20\,000$$

$$Z_0 = 138 \times 4,301$$

$$Z_0 = 593,5 \text{ ohmios.}$$

Línea bifilar abierta.

En el caso de una línea bifilar abierta formada por dos conductores paralelos (figura 5 b), que es el caso más corriente, la impedancia característica está dada por la fórmula:

$$Z_0 = 276 \times \log \frac{2D}{d} \text{ ohmios,}$$

de donde D es la separación entre los conductores y d el diámetro del alambre utilizado en las mismas unidades de medida.

El desarrollo de esta fórmula permite la obtención de los siguientes valores:

D/d	2	3	4	5	7	10	20	30	50	70	75	100	200
Z_0 (Ω)	165	220	250	270	330	360	445	490	560	580	600	635	720

y de esta manera se puede hacer el cálculo práctico de una línea bifilar abierta de una impedancia característica cualquiera, desde 165 ohmios a infinito, simplemente multiplicando el diámetro del alambre empleado por la relación D/d correspondiente que proporciona la separación entre los conductores de la línea. Así, por ejemplo, si se utilizan conductores de dos milímetros de diámetro para construir una línea de 600 ohmios de impedancia característica, la separación requerida será de: $75 \times 2 = 150$ milímetros, o sean, 15 centímetros.

Línea asimétrica coaxil.

Ahora bien, en el caso de una línea asimétrica coaxil (fig. 5 c), los valores de impedancia característica varían entre 50 a 120 ohmios aproximadamente, dados por la fórmula:

$$Z_0 = 138 \times \log \frac{D}{d} \text{ ohmios,}$$

de donde D es el diámetro del conductor exterior y d el diámetro del conductor interior en las mismas unidades de medida. Si la relación entre diámetros D/d es de 2,3 : 1, el logaritmo de 2,3 es 0,362, que multiplicado por la constante 138 de la fórmula da una impedancia característica de 50 ohmios. Si el espacio interior entre los conductores está lleno con un material aislante, de una constante dieléctrica mayor que la unidad, el valor dado para la impedancia característica debe ser dividido a su vez por la raíz cuadrada de la constante dieléctrica.

El material comúnmente empleado es el polietileno, que tiene una constante dieléctrica de 2,25. La raíz cuadrada de esta cifra es 1,5, de tal manera que un

cable coaxil con aislamiento de polietileno sólido presenta una impedancia característica algo menor que la proporcionada por la fórmula anterior. Pero muchos cables coaxiles usan hoy en día un material formado por una combinación de aire y polietileno. Aquí, entonces, tiene gran importancia el valor de velocidad de propagación (VP).

Líneas aperiódicas y resonantes.

Bajo el punto de vista de su funcionamiento, las líneas de transmisión pueden ser clasificadas en *aperiódicas* y *resonantes*. En las primeras, la autoinducción y la capacidad se hallan distribuidas en forma parecida a las de una antena. Si la R. O. E. (relación de ondas estacionarias) es de valor reducido, los efectos reactivos serán pequeños y no se requerirán medios especiales de sintonía para anularlos, aun cuando la longitud

de la línea no fuera de un múltiplo exacto de $1/4$ de longitud de onda.

Las líneas de transmisión aperiódicas deben terminar en el mismo valor de su impedancia característica. En otras palabras, la carga de terminación debe presentar un valor resistivo óhmico que sea igual al de la impedancia característica de esa línea. Al terminar la impedancia de la línea en una impedancia igual a la de la carga de terminación no se producirán reflexiones y, por lo tanto, la R. O. E. tendrá mínimo valor. Toda la potencia de radiofrecuencia aplicada por el emisor en la línea será disipada en la carga de terminación. Esta carga de terminación puede ser una resistencia no inductiva o bien una antena que de acuerdo a lo expresado anteriormente, su valor de impedancia óhmica sea igual al de la impedancia característica de la línea aperiódica en la frecuencia de operación. Si se descartan las pérdidas propias que ofrece la línea de transmisión por la resistencia del conductor empleado y efectos capacitativos creados por objetos cercanos, una línea aperiódica tiene el mismo valor de tensión y de corriente en cualquier punto de la misma a lo largo de su recorrido. Una línea de transmisión terminada de esta manera, se dice que se halla *propiamente adaptada*.

Las líneas de transmisión resonantes, en cambio, tienen un elevado valor de la R. O. E. y se debe apelar a medios especiales de sintonía (acopladores) para anular los efectos reactivos creados por la alta R. O. E. en la línea.

Las líneas resonantes se hallan terminadas por una carga cuyo valor de impedancia no es igual al de la impedancia característica de la línea. Cuando aparece una discontinuidad de impedancias de esta naturaleza, parte de la potencia aplicada a la línea es reflejada hacia atrás, desde la terminación de la línea hasta su comienzo. Esta potencia reflejada actúa con la potencia generada por el emisor, produciendo puntos de tensión

y de corriente a lo largo de la línea. Se dice entonces que hay *ondas estacionarias* presentes en la línea. Esto significa que las medidas de tensión y de corriente hechas en un punto cualquiera de la línea resonante serán completamente diferentes de las medidas hechas sobre otro punto cualquiera de la línea. La potencia reflejada finalmente es disipada por la carga de terminación, pero solamente después que ha hecho uno o varios viajes a lo largo de la línea de transmisión.

La relación entre el máximo y mínimo valor de tensión (o de corriente) se denomina R. O. E. (relación de ondas estacionarias). La R. O. E. *es una medida de la desadaptación que existe en una línea de transmisión entre la carga de terminación y la impedancia característica de la línea*. La R. O. E. se expresa por una relación mayor que uno por la siguiente fórmula:

$$R. O. E. = \frac{Z_a}{Z_o} \text{ o } \frac{Z_o}{Z_a}$$

de donde Z_o es el valor de impedancia característica de la línea y Z_a el valor óhmico de la carga de terminación de la línea, ambos en ohmios. La elección en la fórmula depende de si el valor óhmico de la carga de terminación es numéricamente mayor o menor que el de la impedancia característica de la línea.

Una línea de transmisión propiamente adaptada por una carga óhmica de igual valor que el de la impedancia característica de esa línea ofrecerá una R. O. E. igual a 1 : 1. Otros valores de la carga de terminación y de la impedancia característica de la línea ofrecerán mayores valores para la R. O. E., con la consiguiente disminución del rendimiento. Así, por ejemplo, si se intenta alimentar una antena que presenta un valor óhmico de 300 ohmios en su punto de alimentación con una línea de transmisión de 52 ohmios de impedancia característica, la R. O. E. será de $300/52 =$

= 5,8, lo que hará que la antena no absorba más del 50 por 100 de la potencia entregada por el emisor.

En la práctica, comúnmente se calcula la calidad de adaptación de una carga por la R. O. E. que la misma determina sobre una línea de determinada impedancia característica. Por ejemplo, una

R.O.E.	ATENUACIÓN (dB)	POTENCIA (%)
1,0 : 1	0	0
1,2 : 1	0,04	0,99
1,33 : 1	0,09	0,98
1,42 : 1	0,13	0,97
1,5 : 1	0,18	0,96
1,58 : 1	0,23	0,95
1,65 : 1	0,27	0,94
1,73 : 1	0,31	0,93
1,8 : 1	0,36	0,92
1,86 : 1	0,41	0,91
1,92 : 1	0,46	0,90
2,26 : 1	0,70	0,85
2,65 : 1	1,0	0,80
3,0 : 1	1,25	0,75
3,48 : 1	1,55	0,70
4,4 : 1	2,2	0,60
5,0 : 1	2,6	0,55
6,0 : 1	3,5	0,45
7,9 : 1	4,0	0,40
9,2 : 1	4,55	0,35
10,6 : 1	5,0	0,30
13,8 : 1	6,0	0,25
18,0 : 1	7,0	0,20
24,0 : 1	8,25	0,15
38,2 : 1	10,0	0,10

FIGURA 6

Importancia de la R.O.E. en la línea de transmisión. Una carga de terminación que ofrezca una R.O.E. de 5,8:1 (un dipolo plegado de 300 ohmios alimentado por medio de una línea de 52 ohmios), absorberá únicamente el 50 % de la potencia aplicada por el emisor en la línea

antena dada puede conectarse a una línea de 52 ohmios con una R. O. E. menor de 2 : 1 en la banda de frecuencias a trabajar.

Una línea de transmisión no tiene por-

qué tener una longitud determinada para ofrecer una R. O. E. de mínimo valor. El único requisito para que hayan ondas estacionarias en la línea es que la reflexión ocurra en un punto cualquiera a lo largo del recorrido de la misma. Y la razón más común por la cual existen reflexiones en una línea es por la terminación impropia de la línea (desadaptación entre la carga de terminación y la impedancia característica de la línea).

Las líneas aperiódicas presentan numerosas ventajas sobre las líneas resonantes. Por de pronto, su longitud no es crítica y el rendimiento muy elevado a causa del reducido valor de la R. O. E. Además, se elimina el molesto sistema de sintonía (acoplador), que es indispensable cuando se emplean líneas resonantes.

El empleo de líneas aperiódicas tiene únicamente la desventaja de que una vez ajustada su impedancia característica con la impedancia de la carga de terminación, sólo son aptas para trabajar en la limitada banda de frecuencias, para la cual han sido ajustadas.

El ajuste de una línea aperiódica es la adaptación de la impedancia característica con la impedancia de alimentación de la antena. En la mayoría de los casos se utiliza un transformador o adaptador de impedancias (dispositivo de adaptación de impedancias) entre la línea de transmisión aperiódica y la antena, que permite la conexión de ésta en un punto adecuado de la antena.

Dispositivos de adaptación de impedancias.

Una línea de transmisión terminada en otro valor que no sea el de su impedancia característica, reflejará varios valores de impedancia hacia la entrada de la misma. Esta acción de transformación es necesaria para algunos tipos de adaptadores de antena, pero es indeseable en una línea de transmisión. Un adaptador de antena es un dispositivo eléc-

trico (algunas veces formado por un segmento de una línea de transmisión de determinado valor de impedancia característica), que adapta o transforma el valor de impedancia del sistema aéreo al valor de impedancia característica de la línea de transmisión, dentro de un limitado margen de frecuencias. Los adaptadores de antena pueden ser empleados con líneas de transmisión balanceadas o no balanceadas o cargas.

Si bien la elevación o caída de tensión se estudia por regla general, partiendo del generador de tensión y finalizando en la carga en la que se disipa la potencia, para analizar la transformación de impedancias se procederá en sentido contrario, o sea, se comenzará por la impedancia que presenta la carga (antena), retrocediendo hasta el generador (emisor).

Un dipolo de $1/2$ longitud de onda ubicado a una altura de una longitud de onda sobre tierra, cortado y alimentado en su centro, presenta una impedancia

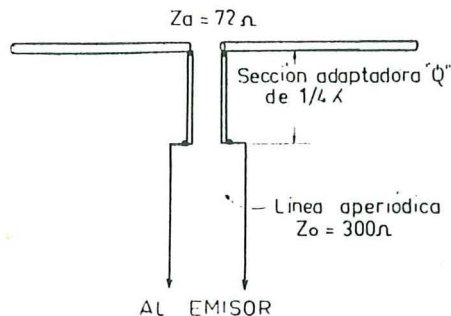


FIGURA 7

La sección adaptadora "Q" de $1/4$ de longitud de onda aparece conectada entre el punto de alimentación central del dipolo y la línea de transmisión aperiódica que va al emisor

de 72 ohmios. Supóngase que la antena es alimentada por intermedio de una sección adaptadora "Q" y que la línea de transmisión aperiódica empleada tiene 300 ohmios de impedancia característica, según muestra la figura 7. Obsérvese que en la única parte donde se

resuelve el problema de la adaptación o transformación de impedancias entre la antena y la línea de transmisión es en la sección adaptadora "Q". La línea aperiódica debe trabajar sobre una carga de 300 ohmios, si es que se desea mantener el valor de la R. O. E. al mínimo, con objeto de obtener la máxima transferencia de potencia. Por lo tanto, la sección adaptadora "Q" (que es simplemente un transformador de impedancias, como se verá más adelante) deberá adaptar un valor de 72 ohmios existente en el punto central de alimentación de la antena a un valor de 300 ohmios en la parte inferior de la sección adaptadora "Q", donde se conecta la línea de transmisión aperiódica, valor correspondiente a la impedancia característica de la línea empleada. Como quiera que la línea de transmisión termina en 300 ohmios, su impedancia de entrada deberá ser necesariamente de ese mismo valor, a fin de mantener la R. O. E. al valor más reducido posible, por las razones ya expuestas.

Por lo tanto, puede definirse la acción de la sección adaptadora de impedancias "Q" como *un dispositivo eléctrico que adapta o transforma el valor de impedancia presentado por la antena al valor de impedancia característica de la línea de transmisión aperiódica utilizada.*

Alimentación del dipolo radiante.

Existen dos caminos para conectar la línea de transmisión aperiódica a un dipolo radiante de $1/2$ longitud de onda. El dipolo puede ser cortado en el centro y sus dos mitades resultantes alimentadas con potencia radiofrecuente fuera de fase proveniente de una fuente balanceada, o bien, puede dejarse al dipolo sin cortes, de una sola pieza y alimentado con potencia radiofrecuente, proveniente de una fuente balanceada o no balanceada. Ambos métodos presentan ventajas e inconvenientes.

La figura 8 muestra un dipolo de $1/2$ longitud de onda con su distribu-

ción de tensión y corriente. En el centro del dipolo existe un punto de máxima corriente y mínima tensión. En la práctica, el centro del dipolo puede ser derivado a tierra o unido a la estructura metálica de soporte, sin que por ello se altere su funcionamiento. Si se considera un extremo, la tensión aumenta, mientras que la corriente disminuye. En ambos extremos la tensión tiene un valor máximo, pero la corriente

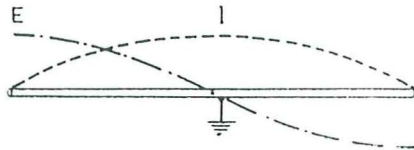


FIGURA 8

Distribución de tensión (E) y de corriente (I) en un dipolo de $\frac{1}{2}$ de longitud de onda

tiene un valor mínimo. La elevada relación existente entre la tensión y corriente en un extremo del dipolo, indica que la impedancia en el extremo del dipolo con relación a tierra tiene un valor elevado. A medida que se recorre el dipolo desde un extremo en dirección hacia el centro, la impedancia con relación a tierra disminuye, hasta que se llega al centro, donde tiene una expresión prácticamente nula. Si se divide el dipolo en dos secciones de $\frac{1}{4}$ longitud de onda, la impedancia de las mitades resultantes es de unos 72 ohmios. Si se alimenta el dipolo por medio de una línea de transmisión aperiódica de 75 ohmios de impedancia característica, la adaptación de impedancias será casi perfecta, la R. O. E. de mínimo valor y el rendimiento máximo. Pero, si bien a primera vista este método parece excelente, hay dos serios inconvenientes:

a) Como el dipolo está alimentado por una línea de transmisión bifilar balanceada, las dos mitades del mismo son vivas en el punto de alimentación y el dipolo no podrá derivarse a tierra por su centro. Resultado: será necesario aislar el dipolo con relación a tierra.

b) La impedancia de alimentación central del dipolo de 72 ohmios disminuye de valor si se emplean elementos parásitos (director, reflector) para obtener direccionalidad, a unos 10 ó 20 ohmios, lo que obliga al uso de un adaptador de impedancias si se utiliza una línea de transmisión aperiódica de unos 75 ohmios de impedancia característica o mayor.

En consecuencia, desde el punto de vista tanto mecánico como eléctrico, es preferible dejar al dipolo de una sola pieza, sin cortes, alimentándolo con un dispositivo de contacto, ya que la impedancia con relación a tierra o al centro del dipolo varía en un amplio margen de valores, a lo largo del mismo.

Se examinarán a continuación algunos sistemas de alimentación para un dipolo radiante, utilizando el método central o por un dispositivo de contacto.

Métodos de alimentación central del dipolo.

El primer camino para alimentar un dipolo de $\frac{1}{2}$ longitud cortado en su centro, con una línea de transmisión aperiódica de un valor razonable, es mediante una red adaptadora de impedancias.

Las redes adaptadoras de impedancia permiten adaptar una carga resistiva pura, como lo es una antena resonante en la frecuencia de operación (y que por ello no presenta caracteres reactivos), con la impedancia característica de la línea de transmisión.

Pueden presentarse dos casos:

a) Que la impedancia característica de la línea de transmisión sea mayor que la carga resistiva óhmica presentada por la antena.

b) Que la impedancia característica de la línea de transmisión sea menor que la carga resistiva óhmica presentada por la antena.

La figura 9 muestra la configuración que debe tener la red adaptadora de impedancias para ambos casos. Las fórmulas

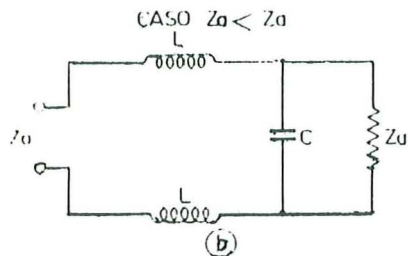
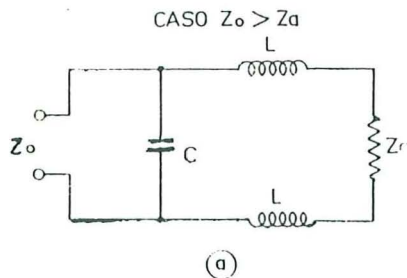


FIGURA 9

Red adaptadora de impedancias para adaptar la impedancia característica de la línea de transmisión con la impedancia óhmica, resistiva pura, de la carga de terminación, cuando estos valores son diferentes

mulas siguientes permiten hallar primero los valores de las reactivancias inductivas (X_L) y capacitiva (X_C):

$$X_L = \frac{Z_a}{2} \sqrt{\frac{Z_o}{Z_a} - 1} \text{ ohmios.}$$

$$X_C = \frac{Z_o}{\sqrt{\frac{Z_o}{Z_a} - 1}} \text{ ohmios,}$$

de donde Z_a es la impedancia de la antena en su punto de alimentación en ohmios, y Z_o , la impedancia característica de la línea de transmisión empleada, en ohmios.

Una vez determinado el valor de las

reactancias inductiva y capacitiva, se pueden obtener los valores de autoinducción y capacidad aplicando estas fórmulas:

$$L = \frac{X}{2\pi f} \mu\text{H.}$$

$$C = \frac{1.000.000}{2\pi f X_C} \text{ pF,}$$

de donde X_L , reactivancia inductiva en ohmios; X_C , reactivancia capacitiva en ohmios (ambas obtenidas por las fórmulas anteriores) $2\pi = 2 \times 3,14$, y f , frecuencia en Mc/s.

Supóngase, por ejemplo, se desea adaptar una línea de transmisión de 300 ohmios de impedancia característica a un sistema rotativo direccional de 20 ohmios en su punto de alimentación en una frecuencia de 28 Mc/s.

Aplicando las primeras fórmulas se logran los valores de X_L y X_C :

$$X_L = \frac{20}{2} \times \sqrt{\frac{300}{20} - 1}$$

$$X_L = 10 \times \sqrt{14}$$

$$X_L = 10 \times 3,74$$

$$X_L = 37,40 \text{ ohmios.}$$

Por otra parte:

$$X_C = \frac{300}{\sqrt{\frac{300}{20} - 1}}$$

$$\sqrt{\frac{300}{20} - 1}$$

$$X_C = \frac{300}{3,74}$$

$$\sqrt{14}$$

$$X_C = 80 \text{ ohmios.}$$

Conociendo ahora que $X_L = 37,40$ ohmios, y $X_C = 80$ ohmios, se aplican las fórmulas para hallar L y C :

$$L = \frac{37,40}{2 \times 3,14 \times 28}$$

$$L = \frac{37,40}{175,84}$$

$$L = 0,21 \mu\text{H} \quad \text{y}$$

$$C = \frac{1.000.000}{2 \times 3,14 \times 28 \times 80}$$

$$C = \frac{1.000.000}{6,28 \times 28 \times 80}$$

$$C = \frac{1.000.000}{14.067,20}$$

$$C = 71 \text{ pF.}$$

Ahora bien, para construir una bobina que tenga un valor de autoinducción cualquiera en μH , de bobinado de capa única, se puede aplicar la siguiente fórmula:

$$NV = \sqrt{\frac{(3d + 9l) \times L}{d^2 \times 0,0787}}$$

de donde NV es el número de vueltas de la bobina; $3d$, el diámetro de la forma en centímetros multiplicado por tres; $9l$, la longitud del bobinado en centímetros multiplicada por nueve; L , la autoinducción en μH , y d^2 , el diámetro del soporte en centímetros al cuadrado. Al calcular el diámetro del soporte se debe agregar la medida de un diámetro del alambre que se desea emplear, para mayor exactitud del cálculo.

Por ejemplo, en el caso anterior se requiere una bobina de $0,21 \mu\text{H}$ para la red adaptadora de impedancias. Como esta red debe manejar potencia de radiofrecuencia, es conveniente utilizar un soporte de buen diámetro y un alambre de cobre esmaltado de 2 milímetros de diámetro, como mínimo. Si el soporte de la bobina es de 5 centímetros, el diámetro efectivo para los cálculos será de $5 + 0,2 = 5,2$ centímetros. Luego:

$$3d = 2,5 \times 3 = 15,6$$

$$9l = 9 \times 6 = 54 \text{ (si se toma una longitud de 6 centímetros)}$$

$$L = 0,21 \mu\text{H.}$$

$$d^2 = 5,2 \times 5,2 = 27,04$$

y reemplazando términos en la última fórmula:

$$NV = \sqrt{\frac{(15,6 + 54) \times 0,21}{27,04 \times 0,0787}}$$

$$NV = \sqrt{\frac{69,6 \times 0,21}{0,2352}}$$

$$NV = \sqrt{\frac{14,616}{0,2352}}$$

$$NV = \sqrt{62,15}$$

$$NV = 7,8 \text{ vueltas}$$

Resumiendo: se empleará una bobina de 7,8 vueltas de alambre de cobre esmaltado de 2 milímetros de diámetro (alambre No. 12) sobre un soporte de 5 centímetros, con una longitud de devanado de 6 centímetros, en el ejemplo supuesto.

En la práctica, se montarán los componentes de la red en el interior de una caja metálica, colocando las bobinas sobre aisladores pilares y dispuestas entre sí en ángulo recto, para reducir el acoplamiento mutuo al mínimo. También se pueden emplear blindajes entre las mismas. El condensador C debe ser preferentemente un tipo variable de buena calidad y de un aislamiento entre chapas adecuado. Una vez terminada la red, se lo ajusta al mínimo valor de la R.O.E. en la línea de transmisión.

La red se debe situar lo más cerca posible del punto de alimentación de la antena. Caso contrario, se la colocará unida a la antena por una línea cualquiera de $\frac{1}{2}$ longitud de onda. Una línea de esta clase repite la carga, constituyendo un transformador de relación 1:1, sin provocar problemas en la R.O.E. (figura 10 b).

Secciones adaptadoras "Q"

Otro camino para alimentar un dipolo radiante cortado en su centro consiste en emplear una sección adaptadora "Q" de $1/4$ de longitud de onda entre el punto de alimentación de la antena y la línea de transmisión aperiódica. La sección adaptadora "Q" provee una adaptación práctica de los valores de impedancia que presenta la línea de transmisión aperiódica por un extremo y la antena por el extremo restante.

Si la línea de un $1/4$ de longitud de onda de una impedancia característica Z_t está terminada por una resistencia óhmica Z_s , presentará una impedancia de entrada igual a:

$$Z_e = \frac{Z_t^2}{Z_s} \text{ ohmios}$$

o sea:

$$Z_t^2 = Z_e \times Z_s \text{ ohmios}$$

esto es:

$$Z_t = \sqrt{Z_e \times Z_s} \text{ ohmios}$$

y por lo tanto servirá como un transformador de impedancias. En la práctica, la impedancia de entrada Z_e está constituida por la impedancia característica de la línea de transmisión aperiódica Z_e y la impedancia de salida Z_s por la carga óhmica de la antena Z_a . En el caso especial de una línea de esta clase terminada en cortocircuito, la impedancia de entrada Z_e es próxima a infinito. Al contrario, una línea de esta clase abierta en el extremo refleja impedancia de valor nulo en el otro extremo.

El ancho de banda de la sección adaptadora "Q" de $1/4$ de longitud de onda es del 9 % para un cambio en la R.O.E., en la línea de transmisión aperiódica conectada en la entrada de 1,0 : 1 a 1,2 : 1,

suponiendo que Z_s permanezca resistiva y constante sobre el margen de frecuencias.

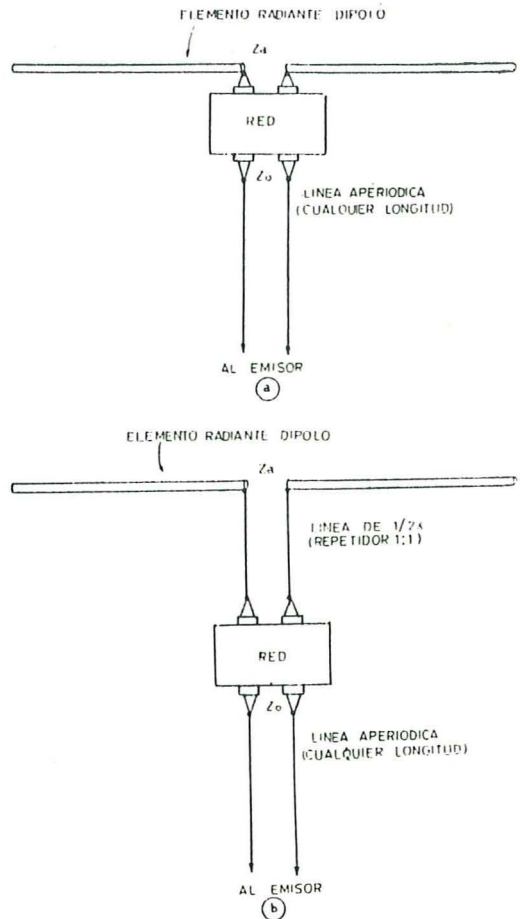


FIGURA 10

Dos maneras de conectar la red adaptadora de impedancias a la antena. En la parte superior, la red se conecta directamente en el punto central de alimentación del dipolo radiante. En la parte inferior se utiliza una línea de $1/4$ longitud de onda entre el punto central de alimentación del dipolo y la red

Cuando los valores de impedancias son conocidos se aplicará el gráfico de la figura 11, que indicará el valor necesario

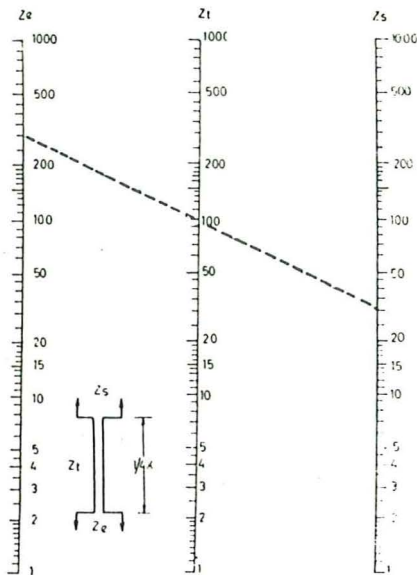


FIGURA 11

que debe tener la sección adaptadora "Q" (Z_t) para adaptar las impedancias diferentes de la línea de transmisión ape-

riódica (Z_e) y de la antena (Z_a). Dicho gráfico es el desarrollo de la fórmula precedente.

Supóngase que se desea alimentar un sistema rotativo direccional que presenta una impedancia de 30 ohmios en su punto de alimentación con una línea de transmisión aperiódica de 300 ohmios de impedancia característica. En consecuencia, se traza una línea recta que una los valores mencionados en las columnas correspondientes del gráfico. Dicha línea indica un tercer valor en la columna Z_t de 95 ohmios, que es el valor de impedancia característica que debe tener la sección adaptadora "Q" para adaptar los valores del ejemplo citado. Una línea de 95 ohmios puede construirse recurriendo a un trozo de cable coaxil tipo RG-57/U de $1/4$ de longitud de onda (teniendo en cuenta el factor de velocidad de propagación, como se verá más adelante). Este cable coaxil es un tipo especial bifilar balanceado y por consiguiente posee dos conductores internos, aparte del blindaje interior. Valores mayores comprendidos entre los 100 y 600 ohmios "Q" pueden obtenerse en la práctica, mediante la aplicación del gráfico de la figura 12.

Longitud de la sección adaptadora "Q".

Es conocido el hecho de que las ondas radioeléctricas se propagan más lentamente sobre un conductor que en el espacio libre. De ello se deduce que una longitud de onda eléctrica será más reducida físicamente en el conductor que en el espacio. En una línea de transmisión cualquiera, el efecto de capacidad entre los conductores también tiende a reducir la *velocidad de propagación (VP)* de esa línea. En las líneas de transmisión que emplean como dieléctrico entre los conductores un material de bajas pérdidas como, por ejemplo, el polietileno, la

que en las líneas bifilares abiertas que utilizan como dieléctrico el aire.

Luego, para calcular la longitud efectiva de $1/4$ de longitud de onda de una línea de transmisión cualquiera, *hay que tener siempre en cuenta el factor VP de esa línea*, aplicando la siguiente fórmula:

$$1/4 \lambda = \frac{75,3 \times VP}{f \text{ (Mc/s)}} \text{ metros}$$

y si en lugar de $1/4$ de longitud de onda, se deseara calcular $1/2$ longitud de onda:

$$1/2 \lambda = \frac{150,6 \times VP}{f \text{ (Mc/s)}} \text{ metros.}$$

El factor *VP* es una constante que depende del tipo de línea de transmisión empleado para la construcción de la sección adaptadora "Q" y que representa la relación de velocidad de propagación de las ondas radioeléctricas en la línea, con la velocidad de propagación de la luz. Para los tipos de líneas de transmisión que se detallan a continuación, el factor *VP* es el siguiente:

— Línea bifilar abierta	0,97 a
	0,99
— Línea coaxil tipo RG/U ...	0,66
— Línea bifilar de polietileno de 300 ohmios, tipo transmisión	0,84
— Línea bifilar de polietileno de 300 ohmios, tipo recepción	0,82
— Línea bifilar de polietileno de 150 ohmios, tipo recepción	0,77
— Línea bifilar de polietileno de 75 ohmios, tipo transmisión	0,71
— Línea bifilar de polietileno de 75 ohmios, tipo recepción	0,68

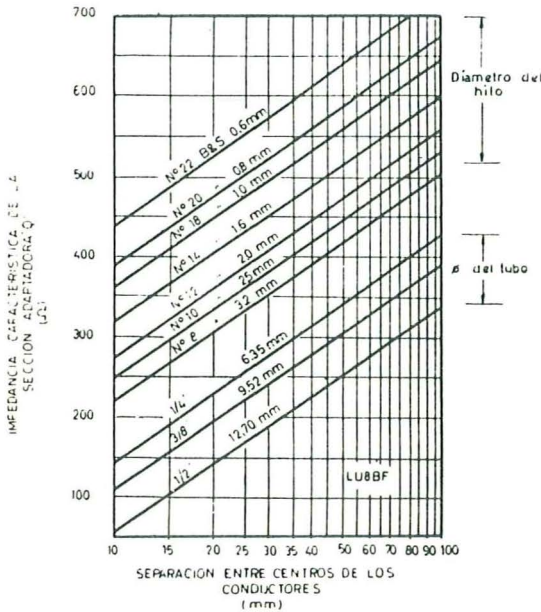


FIGURA 12

Gráfico para la construcción práctica de una sección adaptadora "Q" de $1/4$ de longitud de onda. Su utilización se explica en el texto

constante dieléctrica de ese material, como es mayor que la del aire, tiene mayor influencia sobre el factor *VP* de esa clase de líneas de transmisión, ya que el efecto de capacidad entre los conductores es mayor aún por esa razón,

Se puede apreciar mediante la aplicación de las fórmulas anteriores, que existe una diferencia entre la longitud

eléctrica y física de cualquier línea de transmisión, por la aplicación del factor VP . La longitud eléctrica siempre es más reducida que la longitud física de la línea de transmisión.

En el caso del ejemplo anterior, la longitud de la línea de 95 ohmios para una frecuencia de 28,3 Mc/s, por ejemplo, sería de:

$$\frac{1}{4} \lambda = \frac{75,3 \times 0,66}{28,3}$$

$$\frac{1}{4} \lambda = \frac{49,698}{28,3}$$

$$\frac{1}{4} \lambda = 1,75 \text{ metros,}$$

ya que el factor VP del cable coaxial RG-57/U, empleado para la sección adaptadora "Q" del ejemplo dado, es de 0,66.

Si en lugar de utilizar una sección de línea de transmisión de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda, se emplea una sección de línea de transmisión de $\frac{1}{2}$ longitud de onda, se tendrá un repetidor de impedancias 1 : 1. La impedancia de salida (Z_s) será reflejada en la impedancia de entrada (Z_e), cualquiera que sea el valor de impedancia característica de la línea de $\frac{1}{2}$ longitud de onda.

Adaptador de impedancias con bobina.

Un tercer camino para alimentar un dipolo radiante en su centro consiste en el adaptador con bobina. Este sistema se basa en el principio de que la autoinducción de una bobina en su centro tiene un valor cero. Si se toma una línea de transmisión bifilar abierta y se conectan sus dos extremos en puntos equidistantes del centro de la bobina, con objeto de tener una correcta adaptación de impedancias, el sistema funcionará satisfactoriamente con cualquier clase de líneas de transmisión balanceadas, incluso con las que utilizan material dieléctrico de bajas pérdidas entre los conductores, como el polietileno.

La figura 13 muestra el adaptador y sus conexiones. La longitud total del dipolo y de la bobina central deberá ser ligeramente inferior a $\frac{1}{2}$ longitud de onda en la frecuencia de operación, pudiéndose verificar la frecuencia de resonancia del sistema con un medidor, por absorción de corriente de rejilla, antes de conectar la línea de transmisión aperiódica balanceada.

El tamaño y número de vueltas de la bobina del adaptador, instalada en serie con el dipolo en la parte central del mismo, variará en cada caso particular. Por supuesto que el número de vueltas de la bobina no debe ser excesivo, ya que habría que disminuir en proporción la longitud del dipolo. Si se nota que el dipolo se cortocircuita, se puede aumentar el diámetro del hilo de cobre empleado para la bobina. La práctica enseña que nueve vueltas de hilo de cobre de 2 milímetros de diámetro sobre un soporte de isolantita de 5 centímetros de diámetros, en el caso de un dipolo (elemento excitado) de un sistema rotativo direccional de tres elementos espaciados 0,15D/O,15R, constituyen valores satisfactorios.

Desplazando los puntos de contacto sobre la bobina, con relación al centro, el valor de impedancia aumentará o disminuirá, pudiéndose fácilmente obtenerse el valor deseado de impedancia, de acuerdo a la impedancia característica de la línea de transmisión utilizada. Si se toman los puntos de contacto para las extremidades de la línea de transmisión de $1 \frac{1}{2}$ vuelta de cada extremo final de la bobina (o sea, a 4 vueltas desde cada lado del centro de la misma), el valor de impedancia puede estimarse en unos 75 ohmios, y entonces resulta posible alimentar el sistema con una línea de transmisión bifilar de polietileno Amphenol No. 214-080 de ese mismo valor de impedancia característica, con máximo rendimiento. Una línea de este tipo es muy económica por unidad de medida y puede manejar potencias de

hasta 400 vatios de radiofrecuencia si la R.O.E. se mantiene en un bajo valor, en frecuencias de hasta 30 Mc/s.

Con líneas de transmisión bifilar abiertas, de valores de impedancia características comprendidos entre 450 a 600 ohmios, resulta muy conveniente el em-

la bobina. Si se advirtiera que el número de vueltas necesario para cada punto de unión de la bobina con la línea no fuera simétrico con relación al centro, resulta evidente que las dos mitades que forman el dipolo no son exactas, por lo que habrá que verificar su longitud.

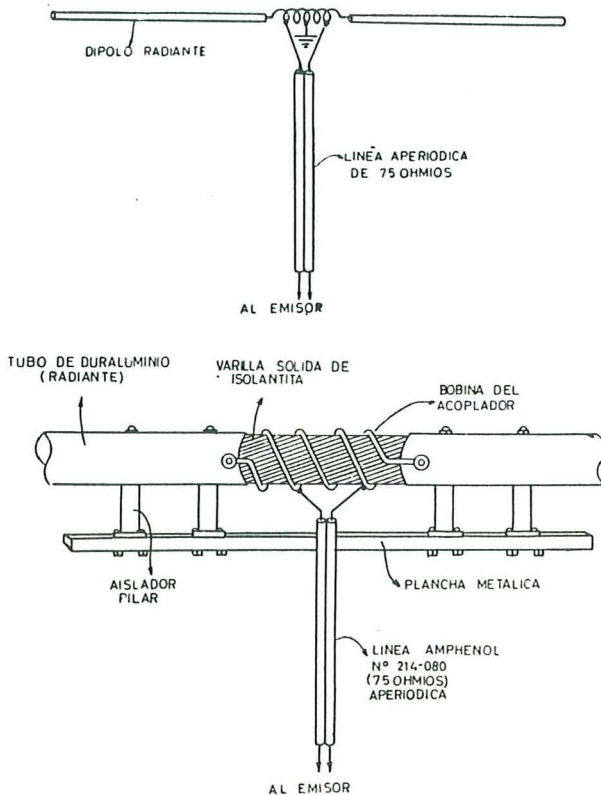


FIGURA 13

Adaptamiento del elemento radiante (dipolo cortado y alimentado en el centro) del sistema rotativo direccional con elementos parásitos, mediante una bobina central. Resulta muy satisfactorio para cualquier línea de transmisión balanceada bifilar aperiódica.

pleo de "clips" cocodrilo en las extremidades de la línea que van a la bobina del adaptador, y luego, una vez hallados los puntos de contacto definitivos con la ayuda de un medidor para la R.O.E., se sueldan los conductores directamente a

Métodos de alimentación del dipolo con dispositivos de contacto.

Anteriormente se había aconsejado dejar al dipolo radiante de una sola pieza, sin cortes en su longitud, alimentán-

dolo con un dispositivo de contacto, ya que la impedancia, con relación a tierra o con relación al centro del dipolo, varía en un amplio margen de valores en la extensión del mismo.

La primera versión que utiliza este método es la antena de alimentación monofilar denominada *antena 14 %*. En la misma, el alimentador monofilar se une al dipolo en un punto donde la impedancia, con relación a tierra, es del orden de los 600 ohmios, ya que, generalmente, el alimentador monofilar presenta un valor de impedancia similar (aunque el valor exacto depende del diámetro del alimentador y altura sobre tierra, cercanía de objetos, etc.). Una vez hallado el punto de alimentación exacto, el sistema trabajará satisfactoriamente. Pero, como la línea de transmisión monofilar radia, es necesario que la misma se aleje del dipolo, en ángulo recto, por lo menos en una distancia de $\frac{1}{2}$ longitud de onda, desde el punto de conexión. Como punto de partida, la longitud del radiante para operación en 3,5 Mc/s está

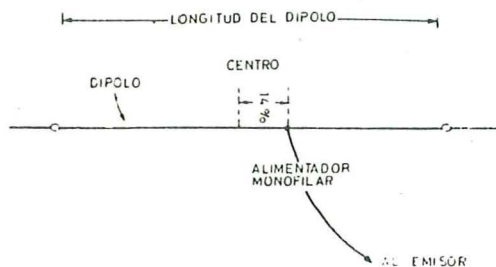


FIGURA 14

Antena de alimentación monofilar 14 % o "Windom"

dada por la fórmula: $142,5/f$ (Mc/s). O sea, de $142,5/3,5 = 40,71$ metros. Y el punto de conexión de la línea monofilar con el radiante estará a 14 % con relación al centro del mismo, o sea, de $40,71 \times 0,14 = 5,69$ metros. El sistema sirve asimismo para trabajar en 7, 14 y

28 Mc/s, pero se deberá utilizar un acoplador de antena adecuado para línea monofilar en el emisor y un filtro pasabajos, con el objeto de evitar interferencias en televisión.

Adaptador en Delta.

El próximo paso es el denominado adaptador en Delta, que se representa en la figura 15. En este sistema se solucionan las pérdidas producidas por la radiación de los conductores de la línea de transmisión empleada. Se utiliza una línea bifilar abierta, cuyos extremos se conectan en puntos equidistantes del centro del dipolo, en forma de abanico. El adaptador en Delta puede ser considerado como dos alimentadores monofilares, ajustado de tal manera que la radiación de los mismos es prácticamente nula. El ajuste para obtener el valor más reducido de la R.O.E. en la línea de transmisión se realiza variando la apertura y la longitud de los brazos que forman el adaptador. Como punto de partida pueden tomarse las siguientes fórmulas:

- Longitud del dipolo = $142,5/f$ (Mc/s) metros
- Longitud sección A = $35,7/f$ (Mc/s) metros
- Longitud sección B = $44,8/f$ (Mc/s) metros;

pero debe tenerse en cuenta que estas fórmulas son aptas únicamente cuando se emplea una línea de transmisión bifilar abierta de 600 ohmios de impedancia característica. Una línea de este valor se puede construir utilizando conductores de cobre de 2 milímetros de diámetro, separados centro a centro 12,5 centímetros. Si el dipolo es el elemento excitado de un sistema rotativo direccional, se calculará su longitud por la fórmula: $140,8/f$ (Mc/s).

Supóngase, por ejemplo, que se desea calcular las dimensiones de un adap-

tador Delta para una frecuencia de 14,2 Mc/s. Aplicando las fórmulas:

- a) Longitud del dipolo = $142,5/14,2 = 10,03$ metros
- b) Longitud sección B = $35,7/14,2 = 3,15$ metros
- c) Longitud sección A = $44,8/14,2 = 3,15$ metros.

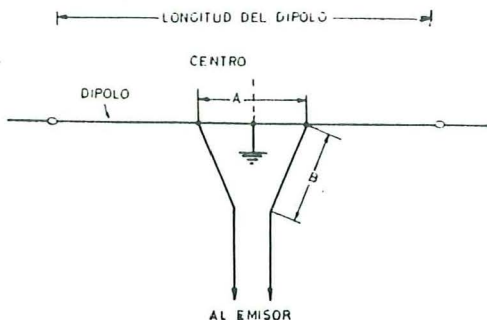


FIGURA 15

Adaptación Delta. Los extremos de la línea bifilar abierta se abren en abanico y se conectan a puntos equidistantes del dipolo con relación a su centro

Adaptación mediante dipolos plegados.

Cuando se construye un dipolo plegado con un conductor superior e inferior del mismo diámetro, el valor de impedancia que ofrece el mismo en su punto de alimentación será cuatro veces mayor que la impedancia que presenta un dipolo de $\frac{1}{2}$ longitud de onda en el espacio, o sea, de $2^2 \times 72 = 288$ ohmios. Por consiguiente, dicho dipolo plegado podrá ser alimentado directamente con una línea de transmisión aperiódica de 300 ohmios, con excelente rendimiento, debido al bajo valor de la R.O.E. en la línea de transmisión.

Pero, en el caso de un sistema rotativo direccional con elementos parásitos, que ofrece un reducido valor de impedancia en su punto de alimentación, es posible obtener valores apropiados para la adaptación de impedancias en el dipolo plegado utilizado como radiante (elemento

excitado) en el sistema, construyendo el conductor superior de un diámetro mayor que el conductor inferior.

En efecto, la relación elevadora de impedancias en el punto de alimentación del dipolo plegado depende de los diámetros relativos de los conductores del mismo y de su separación, puesto que la distribución de la corriente en los conductores se halla en función de dichos diámetros. Cuanto más grande sea el diámetro del conductor superior, con relación al diámetro del conductor inferior, mayor corriente conducirá con relación al otro conductor. La relación de transformación de impedancias en un dipolo plegado, cuando se emplean conductores de distinto diámetro, está dada por la fórmula.

Z (relación de transformación de impedancias) =

$$\left(1 + \frac{d1}{d2}\right)^2 \times 72$$

de donde $d1$ es el diámetro del conductor superior, $d2$ el diámetro del conductor inferior y 72 ohmios la impedancia que presenta un dipolo de $\frac{1}{2}$ longitud de onda en el espacio libre (*).

El cálculo para establecer las dimensiones de los diámetros de los conductores y separación entre centros de los mismos, empleando un dipolo plegado como radiante en un sistema rotativo direccional, se realiza mediante el gráfico de la figura 16.

Supóngase, por ejemplo, que se desea construir un sistema de tres elementos de espaciado 0,15D/0,15R para una frecuencia de 28,3 Mc/s y que se emplea una línea de transmisión aperiódica de 300 ohmios de impedancia característica. Un sistema rotativo direccional de espaciado medio entre elementos presenta un valor de impedancia, en su punto de

(*) Robert Van B. *Input Impedance of a Folded Dipole*. "RCA Review", junio, 1947.

alimentación, de unos 18 ohmios. Se necesita, por lo tanto, una relación elevadora de impedancias de $300/18 = 16$. En el gráfico de la figura 16 se observa que una relación de diámetros de 4 : 1 para los conductores que forman el dipolo plegado, separados los mismos 0,0075 de longitud de onda o una relación de diámetros de 5 : 1, con una se-

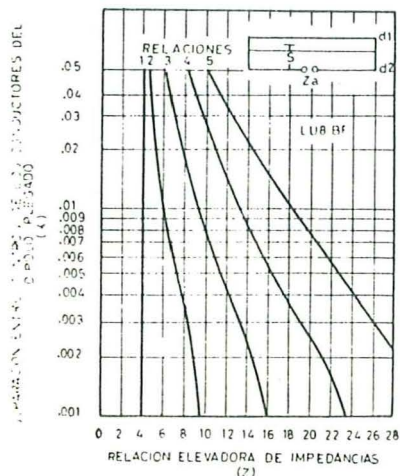


FIGURA 16

El gráfico proporciona las curvas de diseño para la construcción del dipolo plegado hecho con conductores de diferente diámetro, para su adaptación a líneas de transmisión de distintos valores de impedancia característica. Las curvas numeradas del 1 al 5 representan las relaciones entre "d1" y "d2", conductor superior e inferior, respectivamente, del dipolo plegado

paración de 0,015 de longitud de onda, proporcionan el valor de relación elevadora de impedancias requerido. Una relación de diámetros de 4 : 1 puede obtenerse empleando tubo de duraluminio de 25,4 milímetros de diámetro para el conductor superior (d1) y de 6,35 milímetros de diámetro para el conductor inferior (d2). En 28,3 Mc/s, una longitud de onda es igual a $300/28,3 = 10,6$ metros. Luego, 0,0075 de longitud de onda es igual a $10,60 \times 0,0075 = 7,9$ centíme-

tros, que es la separación entre centros de los conductores del dipolo plegado. Para una relación de diámetros de 5 : 1 se puede utilizar tubo de duraluminio de 32 milímetros de diámetro para el conductor superior (d1) y de 6,35 milímetros de diámetro para el conductor inferior (d2), siendo 0,015 de longitud de onda en 28,3 Mc/s igual a $10,60 \times 0,015 = 15,9$ centímetros, que es la separación entre centros del dipolo plegado.

Adaptador "T Match".

Otro tipo de adaptador que también se basa en la variación del valor de impedancia con relación a tierra o con relación al centro del dipolo en la longitud del mismo, es el adaptador "T Match". La línea de transmisión se abre totalmente, hasta el punto en que sus secciones se disponen en forma paralela al dipolo, a corta distancia del mismo. En una longitud adecuada para obtener la adaptación de impedancias deseada, las secciones abiertas de la línea de transmisión se unen al dipolo. El ajuste se realiza modificando la longitud de la "T" y también su separación al dipolo, como muestra la figura 17.

Las dimensiones del adaptador son las que determinan la relación de transformación de impedancias. Así, se tiene que:

- Cuanto más extensa sea la sección adaptadora, mayor será la impedancia presentada a la línea de transmisión.
- Cuanto más extensa sea la sección adaptadora, menor será la capacidad requerida para anular la componente reactiva.
- Cuanto mayor sea la separación entre la sección adaptadora y el dipolo, mayor será la impedancia presentada a la línea de transmisión aperiódica que alimenta el sistema.

En general, el diámetro del tubo que

forma los brazos de la sección adaptadora "T" debe ser de la tercera parte del diámetro del tubo utilizado para el dipolo radiante. Si se emplea una línea de transmisión de 300 ohmios de impedancia característica, se pueden tomar las dimensiones de la figura 18. Para poder afirmar los extremos de los brazos de la sección adaptadora "T", se emplean tomas de contacto hechas con fleje de

valor más bajo posible de la R.O.E. en la línea de transmisión aperiódica.

El ajuste de los condensadores variables, C1 y C2, es importante, y debe hacerse al mismo tiempo que se busca la posición adecuada de las grapas de contacto, ya que ambos ajustes tienen estrecha relación. Estos condensadores variables tienen por objeto destruir la reactancia inherente a la adaptación en "T" sobre el dipolo. Son adecuados condensadores variables de un aislamiento de 1.200 voltios, que se emplean en etapas dobladoras o separadoras de frecuencia, cuando la potencia aplicada no excede los 200 vatios. Dichos condensadores deben ser protegidos contra la intemperie, mediante cajas metálicas provistas de tapas desmontables y sujetas con tornillos Parker.

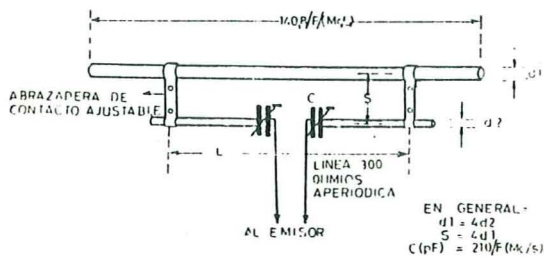


Figura 17

aluminio, que pueden ser deslizadas a lo largo del tubo del dipolo y de los brazos del adaptador, a fin de facilitar el ajuste en la posición que proporcione el

Adaptador "Gamma Match".

Ahora bien: constituyendo el dipolo (elemento excitado) una antena balanceada, es posible alimentar al mismo con un dispositivo no balanceado, ali-

TABLA CON LAS DIMENSIONES PRACTICAS PARA LA CONSTRUCCION DEL ADAPTADOR "T MATCH"

f	L	S	$C (máx.)$	$d1$	$d2$
14 Mc/s	240 cms	18 cms	150 pF	32 mm	12,7 mm
21 Mc/s	180 cms	15 cms	75 pF	25,4 mm	16 mm
28 Mc/s	120 cms	12,7 cms	35 pF	25,4 mm	12,7 mm
50 Mc/s	75 cms	7,6 cms	25 pF	25,4 mm	8 mm

NOTAS.—La capacidad indicada para C en la tabla se entiende que es para cada condensador variable de cada brazo del adaptador en T. Ambos condensadores variables deben ser de tipo similar.

Estos valores han sido calculados únicamente para ser utilizados con líneas de transmisión aperiódicas de 300 ohmios de impedancia característica.

FIGURA 18

Tabla con las dimensiones prácticas para la construcción del adaptador "T Match", para sistemas rotativos direccionales con elementos parásitos, alimentados con líneas de transmisión aperiódicas de 300 ohmios

mentando únicamente la mitad del dipolo. El empleo del adaptador "Gamma Match", según muestra la figura 19, está indicado especialmente para alimentación mediante línea asimétrica coaxil. La camisa exterior de blindaje (conductor exterior) se conecta al centro del dipolo o a la estructura metálica de montaje del sistema, derivada a tierra,

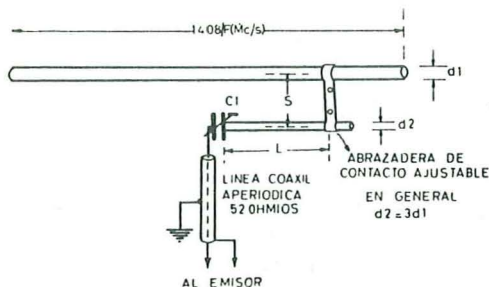


Figura 19

mientras que el conductor interior se une a una mitad del dipolo, en un punto apropiado. Una vez que esa mitad del dipolo recibe excitación de radiofrecuencia, la otra mitad actúa automáticamente, como si recibiera excitación radiofrecuente.

La tabla de la figura 20 proporciona las dimensiones y valores que debe tener el adaptador "Gamma Match" para ser empleado en sistemas rotativos direccionales, en bandas de operación comprendidas entre 14 a 144 Mc/s, utilizando líneas asimétricas coaxiales de 52 ohmios de impedancia característica.

A fin de proceder al ajuste del adaptador "Gamma Match", se necesita un medidor para la R.O.E., apropiado para la línea de transmisión asimétrica coaxil, con sus terminales adecuados para intercalarlo en serie con la misma, aparte del propio emisor, trabajando a un régimen reducido de potencia. El empleo de un medidor por absorción de corriente de rejilla como fuente generadora de radiofrecuencia, con el objeto de sustituir al

emisor en los ajustes, no es nada satisfactorio por su escasa salida y la inestabilidad de frecuencia.

Como primer paso, se debe montar el sistema a una altura conveniente, que sea preferentemente la definitiva, a la cual se pueda llegar con cierta facilidad. No hay que preocuparse demasiado por la presencia de algún objeto metálico próximo, ya que siempre es preferible un ajuste hecho en situación aproximada, que utilizar el sistema sin ajuste. Por otra parte, es posible reducir a un mínimo la influencia de un objeto cercano, dirigiendo el reflector del sistema hacia ese lado. Se procede de la siguiente manera:

- a) Ajustese el adaptador "Gamma Match", de acuerdo con las medidas de la tabla de la figura 20. Habiendo dado al dipolo la longitud proporcionada por la fórmula: $140,8/f$ (Mc/s), se ajustan los elementos parásitos de acuerdo a las longitudes de las tablas existentes en "handbook's" o libros especializados sobre el tema. En general, el reflector será 5 % más largo y el director 4 % más corto que el radiante. Elementos directores adicionales, deben ser ajustados 4 % más cortos sucesivamente.
- b) Instálase el medidor para la R.O.E. tipo coaxil a la salida del emisor, en serie con la línea asimétrica coaxil que alimenta el sistema. Ajustese la potencia de salida del emisor, para un funcionamiento correcto del medidor de la R.O.E., a la mitad de sensibilidad. Esta operación es necesaria para extender el margen del mismo, durante el ajuste final. Solamente se requieren unos pocos vatios de radiofrecuencia y cuanto menos potencia se coloque en el sistema, tanto mejor, desde el momento en que los ajustes

TABLA DE LAS DIMENSIONES PRACTICAS PARA LA CONSTRUCCION
DEL ADAPTADOR "GAMMA MATCH"

<i>f</i>	<i>L</i>	<i>S</i>	<i>C (máx.)</i>	<i>d1</i>	<i>d2</i>
14 Mc/s	100/120 cms	15 cms	140 pF	32 mm	12,7 mm
21 Mc/s	75/90 cms	12,7 cms	70 pF	25,4 mm	16 mm
28 Mc/s	50/60 cms	10 cms	45 pF	25,4 mm	12,7 mm
50 Mc/s	30/35 cms	7,6 cms	25 pF	25,4 mm	8 mm
144 Mc/s	17/19 cms	2,5 cms	10 pF	19 mm	6,35 mm

NOTAS.—La dimensión más reducida para el brazo "Gamma" (L en la figura 19) corresponde a un sistema de dos elementos, mientras que la dimensión mayor corresponde a un sistema de tres elementos.

Estos valores han sido calculados únicamente para utilizar líneas coaxiales asimétricas de 52 ohmios de impedancia característica (cables RG-5/U, RG8/U o RG-58/U).

En el montaje "Omega Match", todas las dimensiones son las mismas que para el montaje "Gamma Match", pero el brazo "Gamma" (dimensión L) se reduce un 50 % de su longitud original y la grapa de contacto se hace fija.

CAPACIDAD MAXIMA PARA C2 (MONTAJE "OMEGA MATCH")

<i>f</i>	<i>C2 (máx.)</i>
14 Mc/s	25 pF
21 Mc/s	20 pF
28 Mc/s	15 pF

El montaje "Omega Match" no es recomendable para frecuencias superiores a 28 Mc/s, por los reducidos valores que debería poseer C2.

FIGURA 20

Tabla con las dimensiones prácticas para la construcción del adaptador "Gamma u Omega Match" para sistemas rotativos direccionales con elementos parásitos, alimentados con líneas de transmisión aperiódicas de 52 ohmios

deben ser hechos en lugares donde hay puntos vivos de radiofrecuencia (*).

(*) Si se utiliza un circuito de salida con sección en "pi" en el emisor, es muy aconsejable emplear una derivación a tierra del conductor exterior de la línea asimétrica coaxil, con un choque de radiofrecuencia en serie, para evitar que aparezca la alta función, si el condensador de bloqueo falla. Es recomendable, asimismo, emplear otro choque de radiofrecuencia en serie con la derivación a tierra del punto central del dipolo. Una vez finalizado el ajuste del adaptador "Gamma Match" se retiran los mismos, restableciendo la conexión directa.

- c) Cámbiese de posición en la línea asimétrica coaxil el medidor para la R.O.E., disponiéndolo ahora sobre el extremo final de la misma, antes de la entrada al adaptador "Gamma Match", de tal manera que se pueda observar el instrumento mientras se realizan los ajustes restantes.
- d) Ajústese la longitud del brazo del adaptador "Gamma Match" hasta obtener el punto de mínimo valor de la R.O.E., deslizando la toma de contacto móvil, que une los

tubos de duraluminio del radiante y del brazo "Gamma" hacia el condensador variable del adaptador. Este ajuste hecho aisladamente, no producirá una R.O.E. de mínimo valor.

- c) Ajústese el condensador variable del adaptador a la posición de mínimo valor de la R.O.E. Ahora habrá que realizar los ajustes detallados en d) y en e), en forma alternada, hasta lograr el valor mínimo de la R.O.E.
- f) Finalmente, alárguese ligeramente la longitud del dipolo en unos pocos centímetros. Si se nota un cambio importante en el valor de la R.O.E., habrá que repetir los ajustes de d) y e), tratando de hallar otras posiciones para la longitud del brazo "Gamma" y del condensador variable.

Durante el proceso de ajuste, especialmente en los tres últimos puntos, la R.O.E. descenderá a un valor mínimo y luego volverá a aumentar. A esta al-

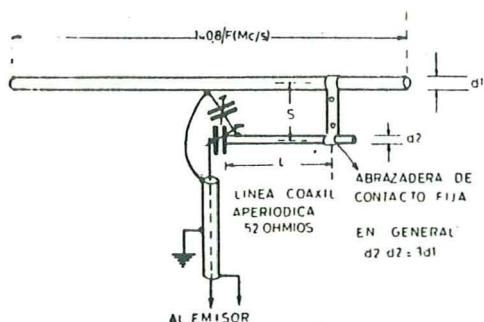


FIGURA 21

tura, la R.O.E. tendrá un valor tan reducido que será difícil apreciarla en la escala del medidor. Si se emplea como instrumento de lectura un multímetro de 20.000 ohmios por voltio, en combinación con el medidor de la R.O.E., se utilizará una escala de mayor sensibili-

dad del mismo, reduciendo el valor de resistencia.

El orden del ajuste es el siguiente:

- a) brazo del adaptador "Gamma",
- b) condensador variable de ajuste del adaptador y c) alargar el dipolo en unos pocos centímetros. Si después de varios intentos no se pudiera hallar un valor mínimo para la R.O.E., habrá que vigilar si la longitud del dipolo no ha sido alargada en exceso, impidiendo alcanzar la frecuencia de resonancia. Por otra parte, un bajo valor del "Q" del cuadro formado por los componentes del adaptador, también puede dar lugar a dificultades. Asimismo puede suceder que las conexiones entre el cable coaxil y los conectores macho coaxiales PL-259 fueran deficientes. Se deben revisar todas las soldaduras entre el cable coaxil y los conectores citados, con un óhmetro. No deben emplearse trozos de cable coaxil provisto de conectores provenientes de sobrantes de guerra, para disponer el medidor de la R.O.E. en serie con la línea de transmisión. Es preferible cortar trozos reducidos de cable coaxil del mismo tipo que se ha utilizado en la línea de transmisión. Otra razón, por la cual puede ser difícil lograr un ajuste correcto, reside en que los elementos telescópicos del sistema, a veces no hacen un contacto eléctrico eficaz. Esto suele suceder después de unos meses de operación con el sistema. Los elementos se deben probar con un óhmetro. Las uniones de los mismos deben ser protegidas con una capa impermeabilizadora de "Krylon" o de barniz contra la humedad, una vez armados los elementos, a fin de evitar ese problema. Por último, un emisor desintonizado también podría dar lugar a dificultades.

Ajuste de la línea de transmisión aperiódica.

Una vez terminado el ajuste del adaptador "Gamma Match" y obtenido una R.O.E. de mínimo valor en la frecuencia de resonancia del dipolo, ciertas longitu-

des de la línea de transmisión coaxil pueden presentar serios problemas en la carga, cuando se trabaja fuera de la frecuencia de resonancia. Generalmente, esta situación muestra que la carga es insuficiente o errática.

Como se ha mencionado anteriormente, ningún ajuste de la línea de transmisión podrá variar el valor de la R.O.E. en la línea. Sin embargo, alterando la longitud de la línea, se variará el valor de impedancia en el extremo de entrega de la misma. Toda vez que la mayoría de los circuitos de acoplamiento de los amplificadores de radiofrecuencia son sensibles no solamente a la R.O.E. que existe en la línea de transmisión, sino también a la impedancia de entrada presentada por ésta, resulta muy conveniente ajustar la longitud de la línea de transmisión para lograr carga máxima del emisor. En la mayoría de los casos se pueden obtener resultados satisfactorios si la longitud de la línea de transmisión representa múltiplos de $\frac{1}{2}$ longitud de onda. Los emisores que emplean salida en "pi" para alimentar la antena, trabajan con mayor carga si la longitud de la línea de transmisión es ligeramente mayor que la mencionada. Una longitud adicional de $\frac{1}{10}$ de longitud de onda en la línea de transmisión, parece

ser un medio eficaz para obtener valores óptimos de carga. Resulta sumamente simple cortar un trozo de cable coaxil (del mismo tipo RG/U que el utilizado para la línea de transmisión) provisto de sus correspondientes conectores coaxiles machos PL-259 y agregarlo si es necesario a la línea de transmisión mediante un conector doble hembra coaxil PL-258. En todos los casos, lo más recomendable es comenzar los ajustes con una línea de transmisión cuya longitud sea un múltiplo de $\frac{1}{2}$ longitud de onda en la frecuencia de operación.

Las líneas de transmisión de longitudes dejadas al azar producirán invariablemente dificultades con la carga en ciertas frecuencias, sea cual fuere el valor de la R.O.E. en la línea.

Por otra parte, hay que tener presente que, habiendo ajustado el adaptador "Gamma Match" correctamente, con un valor mínimo para la R.O.E. en la línea de transmisión que va al emisor, cualquier alargamiento o acortamiento de esa línea de transmisión, no tendrá efecto alguno en el bajo valor de la R.O.E. obtenido, demostrando que dicha línea es realmente aperiódica, que se halla propiamente adaptada y que el adaptador "Gamma Match" trabaja correctamente.

El «Gamma-match» en sistemas rotativos direccionales

Escribe: Dr. L. M. MORENO QUINTANA (h)
(LU 8 BF)

CONSIDERACIONES PRELIMINARES

Actualmente, debido al costo del material de radio, el radioaficionado que desee obtener buenos comunicados a distancia (DX) y obtener asimismo el mejor partido posible de su emisor, tiene una solución lógica a seguir, que es lograr la mayor eficiencia posible de su sistema aéreo y no —como equivocadamente piensan algunos— el aumento de potencia en el emisor. Este último camino, bajo cualquier consideración económica, se muestra como un verdadero atentado contra el presupuesto, aparte de que para lograr un aumento de 6 dB en el receptor de la otra estación (una raya en el medidor de portadora «S»), es necesario aumentar cuatro veces la potencia en el emisor, ya que se trata de una escala logarítmica y no aritmética, desgraciadamente (ver fig. 1).

Pero un sistema rotativo direccional sencillo de construir y de ajustar puede proporcionar una alta medida de ganancia delantera y de discriminación entre el frente

delante-atrás. Los sistemas rotativos direccionales (1) se han generalizado para trabajos de radioaficionado en frecuencias de 14 Mc/s. y superiores por las múltiples ventajas que su empleo proporciona. La directividad, por ejemplo, de estos sistemas unidireccionales proporciona una importante reducción de las interferencias en la dirección en que se desea evitarlas. El bajo valor del ángulo de radiación y la elevada ganancia delantera de estos sistemas (2), por otra parte, resulta en un elevado aumento de la intensidad de las señales transmitidas y el refuerzo de las recibidas. Finalmente, el poco espacio requerido para la instalación es otra de las importantes ventajas de los sistemas mencionados. Uno de los montajes más sencili-

(1) MORENO QUINTANA (h), L. M.: "Antenas direccionales". *Radio-Chassis-Televisión*, julio 1959.

(2) MORENO QUINTANA (h), L. M.: "Sistemas rotativos direccionales de 3, 4 y más elementos". *Radio-Chassis-Televisión*, agosto 1961.

llos utiliza un poste telefónico común, en cuyo extremo se monta un armazón de madera o de tubo de hierro galvanizado o de duraluminio, que permite un giro de 360°, sobre el cual va la antena propiamente dicha. Para obtener el mismo resultado en todas las direcciones azimutales, con antenas direccionales fijas, se requerirían varios centenares de metros cuadrados de superficie.

W3CIJ sobre un sistema de 6 elementos para 14 Mc/s. (4), pasaron casi diez años antes que los radioaficionados comenzaran a utilizar estos sistemas en forma intensiva en las bandas de F.E.

Lo primero que el radioaficionado debe conocer en forma *bien clara* es que los sistemas rotativos direccionales *no son difíciles de diseñar, construir y de ajustar*.

En las líneas que siguen se encontra-

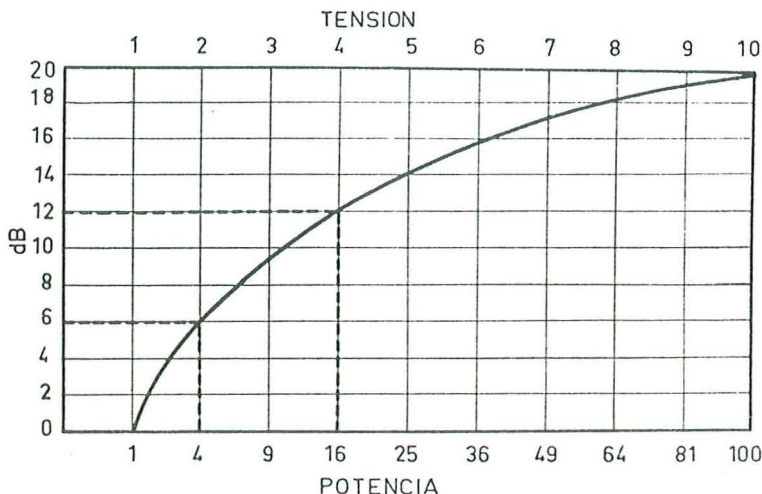


FIGURA 1

Para poder aumentar 6 dB (una raya en la escala del medidor de portadora "S" del receptor) en la estación que nos escucha, es necesario un aumento de cuatro veces la potencia del emisor. Para un aumento de 12 dB (dos rayas en el medidor de portadora "S" del receptor), es necesario un aumento de potencia de 16 veces en el emisor. El camino lógico a seguir es aumentar la eficiencia del sistema aéreo y no el aumento de potencia en el emisor, que resulta antieconómico.

Los sistemas aéreos rotativos direccionales de elementos parásitos de directividad transversal derivan de la antena Yagi, nombre de su inventor, Hidetsugu Yagi, quien por primera vez publicó la teoría completa de su antena en 1928 (3). Sin embargo, a pesar de que las primeras experiencias se realizaron durante los años 1928-1929 en la estación W1CCZ en 28 Mc/s. y que se publicaron varios artículos técnicos sobre el tema, notablemente el de

rán algunos métodos simples a seguir para ajustar una antena de este tipo que utiliza un adaptador de impedancias tipo «Gamma Match». Para comenzar, las longitudes de los elementos deben estar calculadas de acuerdo a las fórmulas que existen para el caso (5) comunes en «hand-

(4) SHANKLIN, J. P.: "A 14 Mc/s. Rotary Beam Antenna for Transmitting and Receiving". *Q S T*, julio 1934.

(5) MORENO QUINTANA (h), L. M.: "Sistemas rotativos direccionales para radiotransmisión", tabla IV, figura 32. Editorial Albatros, Buenos Aires, 1960.

(3) YAGI, H.: "Beam Transmission of Ultra-Short Waves. Proceedings on the I.R.E.", junio 1928.

books» y libros especializados sobre el tema.

Debe ponerse especial atención al hecho de que si se va a emplear línea asimétrica

ca coaxil de 52 o de 75 ohmios de impedancia característica. Cuando se ha decidido qué clase de cable coaxil se va a utilizar para la línea de transmisión que une

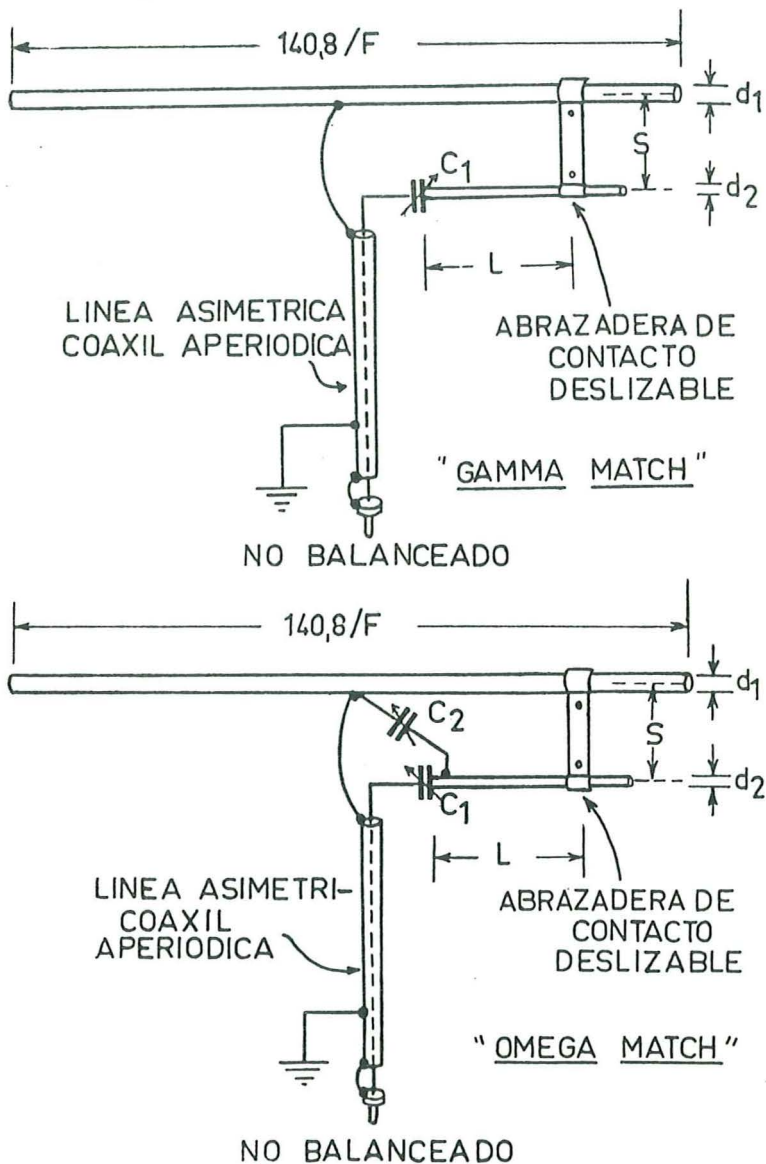


FIGURA 2

Adaptadores "Gamma y Omega Match" especialmente indicados para alimentar sistemas rotativos direccionales con elementos parásitos mediante líneas asimétricas coaxiales aperiódicas. Los datos e información práctica necesaria se toman de la tabla correspondiente, de acuerdo a la frecuencia de operación.

el sistema con el emisor, este se dejará completamente de lado hasta que el sistema esté colocado en su sitio definitivo y listo para ser ajustado. Dos razones de peso aconsejan el empleo de cable coaxil de 52 ohmios. Estas son: a) economía en el coste (ya que el tipo RG-8/U o RG-8 A/U es el más común y el más barato), y b) ofrece baja atenuación en comparación con otros tipos. Además, pueden manejar cómodamente hasta 1 kW de radiofrecuencia sin inconvenientes.

Conviene volver a insistir en que una vez adquirido el cable coaxil, se debe dejar al mismo de lado, ya que la línea de transmisión por sí *no puede aumentar o disminuir el valor de la R.O.E.* (relación de ondas estacionarias) *que presenta el sistema aéreo.* La R.O.E. está determinada teramente por la impedancia que ofrece el sistema aéreo en su punto de alimentación. Si el sistema presenta una impedancia de 52 ohmios, es lo mismo entonces que se emplee un trozo corto de cable coaxil de 52 ohmios o 1.000 metros del mismo cable coaxil. En ambos casos, se hallará un bajo valor de la R.O.E. en la línea de transmisión. Ya se volverá más adelante sobre el tema.

Buenos resultados, con un mínimo de esfuerzo, se pueden obtener si se toman para las longitudes de los distintos elementos del sistema (director, radiante, reflector, etc.) los resultados de las fórmulas correspondientes, medidos cuidadosamente con un metro de cinta de acero sobre los tubos de duraluminio. Esto es especialmente valedero para sistemas de máxima ganancia delantera y con espaciado entre los elementos de 0,2 a 0,25 de longitud de onda. La alteración de la longitud del elemento radiante (elemento excitado) proporcionada por la fórmula $140,8/f$ (f = frecuencia en Mc/s.) solamente será necesaria para llevarlo a resonancia a la frecuencia de corte deseada. El brazo del adaptador «Gamma Match», conectado al radiante, puede desplazar la frecuencia de resonancia de este, demostrando que el ajuste del adaptador «Gamma Match» no

es lo correcto que debería ser. Por consiguiente, se sintonizará primeramente el adaptador «Gamma Match» y luego, con el medidor de absorción (O.C.M.R. = Oscilador corriente mínima de rejilla), se comprobará si el elemento radiante resuena en la frecuencia de corte deseada. Para ello se acerca el medidor de absorción en el punto donde se toma la conexión a la camisa exterior de blindaje (tierra) del centro del radiante con la línea asimétrica coaxil que va al emisor desconectada. Se observarán varias caídas de la aguja del instrumento del medidor. La más pronunciada corresponde al elemento radiante; otra menos pronunciada y más elevada en frecuencia al director y otra más reducida en frecuencia al reflector. Esta operación dará una clara idea de la frecuencia de resonancia del radiante.

Todos los artículos técnicos sobre antenas (6) hacen hincapié en el hecho de que los acopladores de antena o la longitud de la línea de transmisión no tiene influencia alguna en el valor de la R.O.E. presente en la línea de transmisión aperiódica. Y esto es absolutamente cierto. *Hay que lograr que el punto de alimentación de la antena (o de cualquier antena) ofrezca una impedancia igual a la impedancia característica de la línea de transmisión que se utiliza.* Léase esta última frase varias veces, ya que es un hecho que debe ser tenido en cuenta.

Para obtener el mejor resultado posible, el ajuste del sistema rotativo direccional debe ser hecho estando el mismo colocado en su sitio definitivo de operación. Si esto no es posible, solamente serán de esperar resultados regulares, especialmente cuando el sistema está muy cerca de tierra. En último caso, conviene utilizar una escalera de madera lo más alta posible y bien lejos de objetos cercanos (si hay alguno, se dirigirá el reflector del sistema hacia esa dirección). Cuando el sistema se eleva a

(6) MORENO QUINTANA (h), L. M.: "Líneas de transmisión, antenas y acopladores". *Radio-Chassis-Televisión*, marzo 1959.

su sitio definitivo, es posible que la altura del mismo sobre tierra aumente en un 2 por 100 más que cuando se hallaba cerca de tierra. Se puede tomar nota del error, luego volver el sistema cerca de tierra, realizar la corrección necesaria, alterando la longitud del elemento radiante (nunca la del reflector o director) y volverlo a su sitio.

Personalmente, el autor piensa que el «Gamma Match» es el método más eficaz de alimentar cualquier tipo de antena con elementos parásitos, siendo muy simple de construir y de ajustar, no importando el hecho de que el condensador variable sea del tipo corriente o concéntrico. El sistema «Omega Match» es simplemente un cómodo medio para poder variar la longitud del brazo del adaptador «Gamma» eléctricamente y requiere un condensador variable más y mayor espacio en la pequeña caja metálica que debe disponerse sobre el tubo de soporte central («boom») del sistema rotativo direccional.

AJUSTE DEL ADAPTADOR «GAMMA MATCH»

Para proceder al ajuste se requiere un medidor para la R.O.E. apropiado para intercalar en serie con una línea asimétrica coaxil de 52 ohmios con sus conectores coaxiles hembra SO-239 adecuados y el propio emisor, trabajando a un régimen moderado de potencia, en la frecuencia deseada de funcionamiento. El empleo del medidor de absorción por corriente de rejilla como fuente generadora de radiofrecuencia, con el objeto de sustituir al emisor en los ajustes, no es nada satisfactorio por la escasa salida y la inestabilidad de frecuencia.

Supóngase que se está utilizando una línea asimétrica coaxil de 52 ohmios y un adaptador «Gamma Match» conectado al elemento radiante del sistema rotativo direccional. Si se han calculado las distintas longitudes de los elementos del sistema, de acuerdo a las fórmulas correspondientes, se comenzará por conectar el brazo del adap-

tador «Gamma» (dimensión L en la figura 2) por medio de una abrazadera de contacto hecha con fleje de aluminio o cobre del tipo deslizable, si se emplea tubo de duraluminio para dicho brazo, o directamente, si se utiliza alambre de cobre de 2 milímetros de diámetro (alambre número 12) a un punto del elemento excitado (radiante) distante 120 centímetros para 14 Mc/s., 90 centímetros para 21 Mc/s., 60 centímetros para 28 Mc/s., 35 centímetros para 50 Mc/s. o 17 centímetros para 144 Mc/s. si se trata de un sistema de 3 elementos.

El valor máximo del condensador variable C1 utilizado en serie entre el brazo del adaptador y el conductor interno del cable coaxil deberá ser de 140 pF para 14 Mc/s., 70 pF para 21 Mc/s., 45 pF para 28 Mc/s., 25 pF para 50 Mc/s. o 10 pF para 144 Mc/s, empleando cables coaxiles RG-5/U, RG-8/U, RG-8/AU, RG-58/U o RG-58/AU de 52 ohmios e impedancia característica. Se procederá de la siguiente manera:

- a) Ajústese el adaptador «Gamma Match» de acuerdo con las medidas de la tabla de la figura 3. Una vez dado al elemento radiante la longitud proporcionada por la fórmula $140,8/f$ (Mc/s.), se ajustan los elementos parásitos del sistema, de acuerdo a las dimensiones de las fórmulas correspondientes. En general, el reflector será 5 por 100 más largo y el director 4 por 100 más corto que el elemento radiante. Si existen elementos directores adicionales, se ajustarán un 4 por 100 más cortos, sucesivamente.
- b) Instálese el medidor para la R.O.E. tipo coaxil a la salida del emisor, en serie con la línea asimétrica coaxil que alimenta el sistema. Ajústese la potencia de salida del emisor para un funcionamiento correcto del instrumento que mide la R.O.E. a la mitad de sensibilidad. Esta operación es necesaria para extender el

margen del mismo durante el ajuste final. Solamente se requieren unos pocos vatios de radiofrecuencia. Cuanto menos potencia se coloque en el sistema, tanto mejor, desde el momento en que los ajustes deben ser hechos en lugares donde hay puntos vivos de radiofrecuencia (7).

- c) Cámbiase de posición en la línea asimétrica coaxil el medidor de la R.O.E., disponiéndolo ahora sobre el extremo final de la misma, antes de la entrada al adaptador «Gamma Match», de tal manera que se pueda observar el instrumento del mismo, mientras se realizan los ajustes restantes.
- d) Ajústese la longitud del brazo del adaptador «Gamma Match» hasta obtener el punto de mínimo valor de la R.O.E. deslizando la abrazadera móvil de contacto que une los tubos de duraluminio del elemento radiante y del brazo «Gamma» hacia el condensador variable del adaptador. Este ajuste, hecho aisladamente, no producirá una R. O.E. de mínimo valor.
- e) Ajústese el condensador variable del adaptador «Gamma Match» en la posición de mínimo valor de la R.O.E. Ahora habrá que realizar los ajustes detallados en d) y en e) en forma alternada hasta lograr el valor mínimo de la R.O.E.
- f) Finalmente, alarguemos ligeramente la longitud del elemento radiante en unos pocos centímetros. Si se nota un cambio importante en el valor de

la R.O.E. será necesario repetir los ajustes de d) y e), tratando de hallar otras posiciones para la longitud del brazo «Gamma» y del condensador variable.

Durante el proceso de ajuste, especialmente en los tres últimos puntos, la R.O.E. descenderá a un valor mínimo y luego volverá a aumentar. A esta altura, la R.O.E. tendrá un valor tan reducido, que será difícil apreciarla en la escala del medidor. Si se emplea como instrumento de lectura un «tester» de 20.000 ohmios por voltio, en combinación con el medidor de la R.C.E., se utilizará una escala de mayor sensibilidad. Si se dispone de un instrumento tipo «Monimatch», se puede aumentar la sensibilidad del mismo reduciendo el valor de resistencia.

El orden de ajuste es el siguiente:

- a) brazo del adaptador «Gamma»,
- b) condensador variable de ajuste, y
- c) alargamiento del elemento radiante en unos pocos centímetros.

Si después de varios intentos no se puede obtener un valor mínimo para la R.O.E. habrá que verificar si la longitud del elemento radiante no ha sido alargada en exceso, impidiendo alcanzar la frecuencia de resonancia. Por otra parte, un bajo valor del «Q» del cuadro formado por los componentes del adaptador también puede afectar el resultado final.

También puede suceder que las conexiones entre el cable coaxil y los conectores macho coaxiales PL-259 fueran deficientes. Se deben revisar todas las citadas conexiones con un óhmetro. No deben emplearse trozos de cable coaxil provistos de conectores provenientes de sobrantes de guerra para disponer el medidor de la R.O.E. en serie con la línea de transmisión. Es preferible cortar trozos de cable coaxil reducidos del mismo tipo que el utilizado para la línea de transmisión.

Otra razón por la cual puede ser difícil lograr un ajuste correcto reside en que las uniones de los elementos telescópicos del sistema a menudo hacen un contacto eléctrico deficiente. Esto sucede frecuentemen-

(7) Si se emplea un circuito de salida con sección en «pi» en el emisor, es muy aconsejable emplear una derivación a tierra del conductor exterior de la línea asimétrica coaxil, con un choque de radiofrecuencia en serie para evitar que aparezca la alta tensión si falla el condensador de bloqueo. También es recomendable emplear otro choque de radiofrecuencia en serie con la derivación a tierra del punto central del elemento radiante. Una vez finalizado el ajuste del adaptador «Gamma Match» se retiran los choques, restableciéndose la conexión directa.

te luego de unos meses de operación con el sistema. Los elementos se deben limpiar con papel de lija fino y luego proteger las uniones con una capa impermeabilizada de Krylón o de barniz contra la humedad. Nunca se deben pintar los tubos de duraluminio, ya que se desintonizarían los mismos. Por último, un emisor fuera de sintonía también podría dar lugar a dificultades.

Una vez terminado el ajuste, conviene comprobar la frecuencia de corte de sistema, variando la frecuencia de operación del emisor unos 100 Kc/s. y observar dónde se produce el mínimo valor de la R.O.E. Si ese valor mínimo se obtiene fuera de la frecuencia de corte deseada, se deberá reajustar la longitud del elemento radiante y recomenzar los ajustes del adaptador «Gamma Match».

Los diferentes valores de la R.O.E. en función de la frecuencia que arroja la medición hecha a intervalos de 100 Kc/s. a lo largo de la banda de operación se inscribirán en un gráfico, según se verá en la figura 9.

ADAPTADOR «GAMMA MATCH» PARA SISTEMAS TRIBANDA

Los sistemas rotativos direccionales tribanda, que emplean circuitos «trampa» sintonizados en serie con los elementos del sistema, pueden ser mejorados *sensiblemente* con relación a la R.O.E. y a la eficiencia de los mismos empleando un adaptador «Gamma Match» que tenga tres brazos «Gamma» y un condensador variable para cada banda de operación. La unidad que se muestra en la figura 8 se puede alojar en una caja metálica de 10 por 12 por 18 centímetros, provista de tapas desmontables y sujetas con tornillos tipo «Parker». Los tres condensadores variables se montan sobre aisladores pilares, ya que en los mismos deben estar aislados, con relación a tierra, tanto el rotor como el estator. La caja, al igual que en el caso anterior, se conecta al centro del elemento radiante y al tubo de soporte central («boom») por medio de una abrazadera en

forma de *U*. Para los ajustes es muy recomendable utilizar ejes aislados en los condensadores variables que sobresalgan de los agujeros de la caja metálica. Se emplean tres aisladores pasapilar para los brazos «Gamma» para cada banda. Finalmente, se utiliza un receptáculo coaxil hembra SO-239 para la conexión de la línea asimétrica coaxil.

La principal ventaja que se obtiene al reemplazar el sistema de alimentación anterior (que emplea un dipolo radiante cortado y alimentado en el centro con aislamiento del elemento radiante de las partes metálicas del sistema) por el adaptador «Gamma Match» es que el elemento radiante se puede unir en el centro con un trozo corto de tubo de duraluminio del diámetro conveniente y ajustar las abrazaderas en *U* de soporte directamente al tubo del elemento radiante en el centro, lo que facilita la construcción metálica del sistema, eliminando, por otra parte, los problemas de aislamiento. Si se deriva a una buena toma de tierra la torre metálica que sostiene al sistema, se dispone de una protección adecuada contra descargas atmosféricas, ya que, estando la camisa exterior de blindaje del cable coaxil conectada al centro del elemento radiante, se deriva a tierra todo el sistema. Los brazos del adaptador se hacen con alambre de aluminio de 2 milímetros de diámetro (alambre número 8) o también se puede utilizar tubo de duraluminio de 8 milímetros de diámetro. Los brazos «Gamma» se unen al tubo de duraluminio del radiante por medio de abrazaderas de contacto hechas con fleje de aluminio a 122 centímetros de distancia desde el centro del elemento radiante para 14 Mc/s., 91 centímetros para 21 Mc/s. y 61 centímetros para 28 Mc/s.

Para ajustar el adaptador «Gamma Match» para operación tribanda se comienza el ajuste en 14 Mc/s. con el O.F.V. del emisor en la frecuencia de corte deseada. Con el medidor para la R.O.E. conectado en serie con la línea asimétrica coaxil se sintoniza a mínimo consumo la etapa final del emisor y se ajusta el condensador variable de 150 pF a mínimo valor

de la R.O.E. A continuación se cambia la banda de funcionamiento en el emisor a 21 Mc/s. y se realiza el mismo ajuste con el condensador variable de 75 pF. Finalmente, se vuelve a repetir el mismo proceso en 28 Mc/s. con el variable de 50 pF.

La lógica indica que es presumible esperar una cierta interacción entre los ajustes del adaptador «Gamma Match» en cada banda de operación, pero los resultados obtenidos en la práctica demuestran que los ajustes mencionados son completamente independientes entre sí, a pesar de utilizarse una línea asimétrica coaxil común para 14, 21 y 28 Mc/s. Si se ha tomado la precaución de hacer los gráficos de la R.O.E. en función de la frecuencia, cada 100 Kc/s. a lo largo de las tres bandas de operación, antes de cambiar el sistema de alimentación, se podrán comparar los resultados con el nuevo sistema de alimentación del sistema tribanda. Se apreciará que los nuevos valores mínimos de la R.O.E., el aumento del ancho de banda y la sensible mejora de la eficiencia del sistema, especialmente en 21 y 28 Mc/s., compensa con creces el trabajo tomado y el gasto realizado en los escasos materiales requeridos.

ONDAS ESTACIONARIAS Y RELACION DE ONDAS ESTACIONARIAS (R.O.E.)

Ondas estacionarias y relación de ondas estacionarias (R.O.E.) generalmente dan qué pensar a la mayoría de los radioaficionados. Existirán ondas estacionarias cuando haya una diferencia entre la impedancia que ofrece el sistema aéreo en su punto de alimentación y la impedancia característica de la línea de transmisión utilizada (por ejemplo, alimentar con un cable coaxil RG-8A/U de 52 ohmios de impedancia característica un dipolo plegado de 300 ohmios de impedancia en su punto de alimentación). Esta desadaptación de impedancias obliga, aparte de la energía de radiofrecuencia, a hacer un camino de retroceso desde el sistema aéreo hacia el emi-

sor en la línea de transmisión. Esta energía reflejada se halla fuera de fase con la energía que viaja hacia adelante. Según la fase en cualquier punto de la línea de transmisión, el potencial de la energía reflejada se sumará o se restará al de la energía transmitida. Cuanto más elevada sea la diferencia entre los valores de impedancia del sistema aéreo y de la línea de transmisión, mayor será la cantidad de ondas estacionarias presentes en la línea de transmisión.

La relación entre el máximo y mínimo valor de tensión (o de corriente) a lo largo de una línea de transmisión se denomina *relación de ondas estacionarias (R.O.E.)*. Se puede decir que *la R.O.E. es la medida de la desadaptación de impedancias que existe en una línea de transmisión entre la carga de terminación (sistema aéreo) y la impedancia característica de la línea de transmisión*. La R.O.E. se expresa por una relación numérica mayor que 1 por la siguiente fórmula:

$$R.O.E. = \frac{Z_o}{Z_a} \text{ o } \frac{Z_a}{Z_o},$$

de donde Z_o es el valor de la impedancia característica de la línea de transmisión y Z_a el valor óhmico de la carga de terminación (sistema aéreo) de la línea. La elección en la fórmula depende de si el valor óhmico de la carga de terminación es numéricamente mayor o menor que el de la impedancia característica de la línea.

Las líneas de transmisión aperiódicas deben terminar en su impedancia característica. En otras palabras: el sistema aéreo debe presentar una carga óhmica a la línea de transmisión que sea igual a la impedancia característica de esta. Al terminar la impedancia de la línea en un valor igual a la del sistema aéreo no se producirán reflexiones de energía y, por tanto, la R.O.E. será de mínimo valor. Toda la energía de radiofrecuencia colocada en la línea será disipada por el sistema aéreo. Una línea de transmisión terminada de esta manera se dice que *se halla adaptada*.

Una línea de transmisión *propriadamente adaptada* por un sistema aéreo que tenga una impedancia en su punto de alimentación igual a la de la impedancia característica de la línea ofrecerá una R.O.E. igual a 1. Otros valores en la carga óhmica presentada por el sistema aéreo darán por resultado una R.O.E. de mayor valor. Así, en el ejemplo supuesto anteriormente (una línea asimétrica coaxil de 52 ohmios ali-

mentando un dipolo plegado de 300 ohmios) la R.O.E. tendrá un valor de 5,8 : 1. En el caso presentado habrá una pérdida en la línea de transmisión de 2,8 dB y una pérdida de potencia del 45 por 100, todo ello causado por el alto valor de la R.O.E. en la misma.

De todo lo expuesto resulta bien claro que es esencial el ajuste correcto del adaptador «Gamma Match» (dispositivo donde

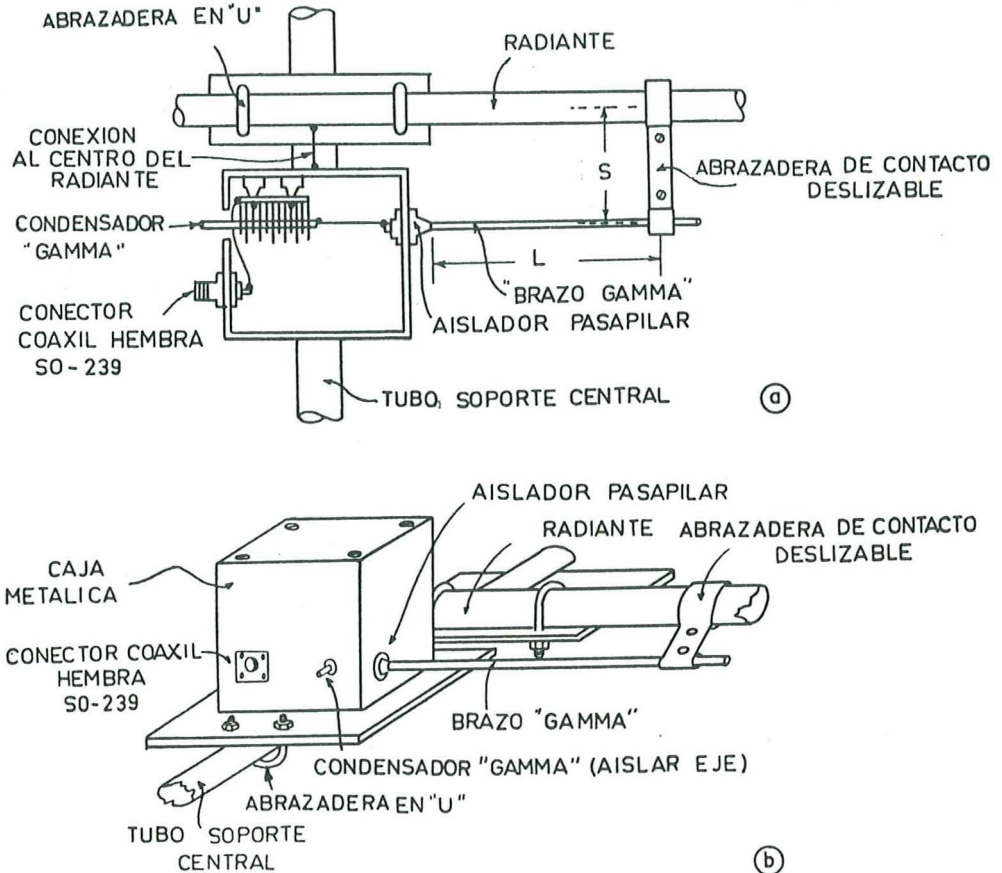


FIGURA 7

Dos aspectos de la construcción del adaptador "Gamma Match". Se utiliza una caja metálica con tapas desmontables, sujetas con tornillos tipo "Parker" de 15 por 10 por 10 centímetros, para albergar al condensador variable "Gamma" y para montar el conector coaxil hembra SO-239 y el aislador pasapilar para soporte del brazo "Gamma". La caja de metal se dispone sobre una plancha metálica o directamente sobre el tubo de soporte central ("boom") del sistema con abrazaderas en "U". De esta manera, el brazo "Gamma" se halla en un plano paralelo al tubo del elemento radiante. El condensador variable "Gamma" se monta aislado de la caja metálica por dos aisladores de porcelana. El eje, desde luego, debe estar aislado de la caja metálica.

se adaptan los valores de impedancia del sistema aéreo y de la línea de transmisión) para obtener una R.O.E. de mínimo valor en la frecuencia de corte del sistema.

AJUSTE DE LA LINEA DE TRANSMISION APERIODICA

Terminado el ajuste del adaptador «Gamma Match» y obtenida una R.O.E. de mínimo valor en la frecuencia de corte del sistema (frecuencia de resonancia del radiante), ciertas longitudes de la línea de transmisión pueden presentar serios problemas en la carga cuando se trabaja fuera de la frecuencia de corte del sistema. Generalmente, esto indica una carga insuficiente del emisor.

Por supuesto que ningún ajuste de la línea de transmisión aperiódica podrá variar el valor de la R.O.E. en la misma, ya que, según se ha visto anteriormente, dicho valor está determinado enteramente por la relación que existe entre la impedancia de la línea de transmisión empleada. Sin embargo, alterando la longitud de la línea se varía la impedancia de entrada de la misma. Toda vez que la mayoría de los circuitos de acoplamiento en radiofrecuencia son sensibles no solamente a la R.O.E. que existe en la línea de transmisión, sino también a la impedancia de entrada presentada por esta, resulta muy conveniente ajustar la longitud de la línea de transmisión para obtener carga máxima en el emisor. En la práctica, la longitud de la

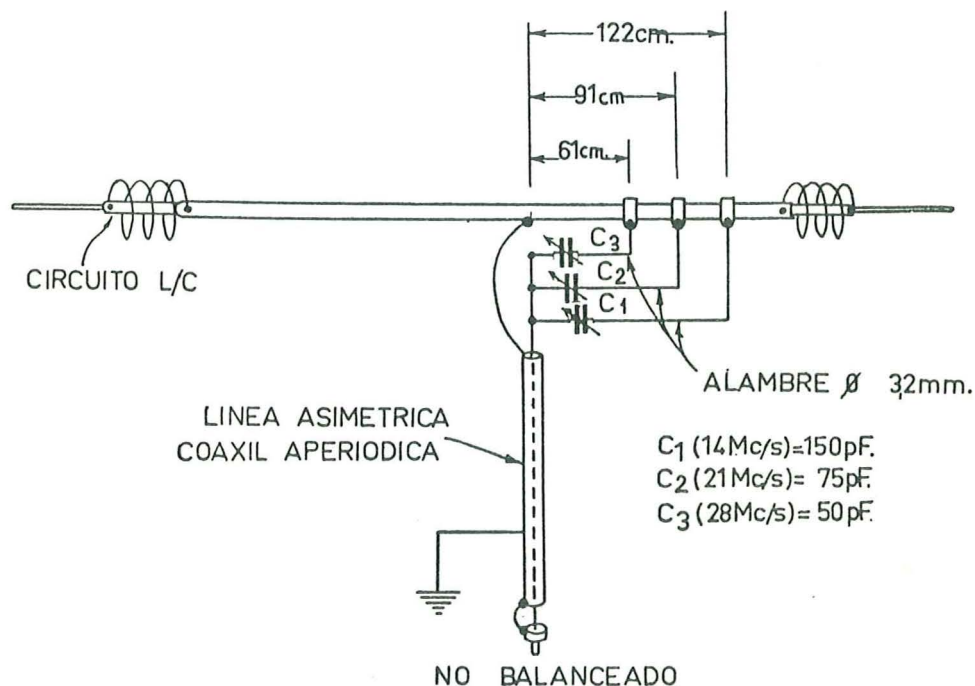
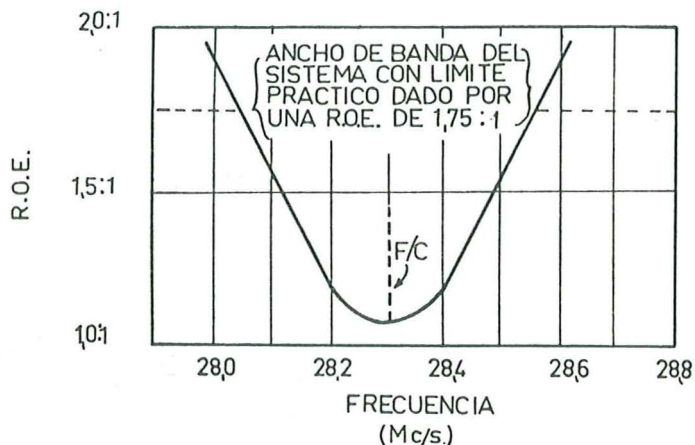


FIGURA 8

Adaptador «Gamma Match» diseñado para la alimentación del elemento radiante de un sistema rotativo direccional del tipo tribanda, con circuitos L/C insertados en serie con los elementos. Los resultados obtenidos en la práctica aconsejan este método de alimentación.

línea de transmisión debe ser de múltiplos de $1/2$ longitud de onda. Si se tropezara con problemas de carga luego del ajuste del adaptador «Gamma Match», es muy sencillo cortar un trozo del mismo cable coaxil que el utilizado para la línea de transmisión, provisto de sus correspondientes conectores machos coaxiles PL-259 y agregarlo a la línea de transmisión mediante un conector doble hembra coaxil PL-258 si es necesario.

Hay que tener en cuenta que, habiendo ajustado el adaptador «Gamma Match» correctamente y habiendo logrado un valor mínimo de la R.O.E. en la línea de transmisión, cualquier alargamiento o acortamiento de la misma no tendrá efecto alguno en el bajo valor de la R.O.E. obtenido, demostrando que esa línea es realmente aperiódica, que se halla bien adaptada y que el adaptador «Gamma Match» trabaja correctamente.



F	R.O.E.
28,0 Mc/s.	1,88 : 1
28,1 Mc/s.	1,60 : 1
28,2 Mc/s.	1,25 : 1
28,3 Mc/s.	1,10 : 1 (f/c)
28,4 Mc/s.	1,20 : 1
28,5 Mc/s.	1,55 : 1
28,6 Mc/s.	1,95 : 1

FIGURA 9

El ancho de banda de un sistema rotativo direccional queda determinado por las mediciones de la R.O.E. hechas a intervalos de 100 Kc/s. a lo largo de la banda de operación. En la figura el sistema tiene una frecuencia de corte de 28,3 Mc/s. y el ancho de banda del mismo, con un límite práctico de operación dado por una R.O.E. de 1,75 : 1, es de 28,05 a 28,55 Mc/s., o sea apropiado para trabajo en la parte inferior de la banda de 10 metros. Se trata de un sistema de 3 elementos separados 0,15D/0,15R.

OTRAS CONSIDERACIONES

Los sistemas rotativos direccionales que utilizan amplia separación entre elementos requieren directores más cortos y reflectores más largos que los sistemas que tienen espaciado corto. En todos los casos, el director se debe ajustar a resonancia fuera de la frecuencia superior límite de la banda de operación, mientras que el reflector debe resonar fuera de la frecuencia inferior límite de la banda de operación. Una medida comúnmente empleada para el director es 4 por 100 más corto y para el reflector 5 por 100 más largo que el elemento radiante.

Los ajustes para lograr *máxima discriminación entre frente delantero-trasero o máxima ganancia delantera* son resultados de un proceso de medición entre la intensidad de campo radiado y la longitud y espaciado entre los elementos del sistema. Con relación a los sistemas de 3 elementos, ya sean de construcción casera o de fábrica, la ganancia delantera máxima no será mayor a 1 dB sobre 8 dB con relación a un dipolo de $1/2$ longitud de onda, a la misma altura sobre tierra y con la misma potencia, aun con el ajuste más cuidadoso de los elementos parásitos del sistema. En cambio, la discriminación entre el frente delantero-trasero variará considerablemente de un sistema a otro, debido a la longitud y separación entre los elementos, altura del sistema sobre tierra, asentamiento del mismo, cercanía de objetos próximos, etc.

En general, para obtener la máxima discriminación entre el frente delantero y el trasero se requieren separaciones de 0,1, a 0,15 de longitud de onda entre los elemen-

tos (espaciado corto o medio), mientras que para lograr máxima ganancia delantera se necesitan distancias de 0,2 a 0,25 de longitud de onda los elementos (espaciado amplio o muy sencillo). Los sistemas que tienen corta separación entre elementos presentan alto Q, con un ancho de banda reducido, con valor máximo para la discriminación entre frente delantero-trasero. En cambio, los sistemas con espaciado amplio entre elementos tienen bajo Q, con un ancho de banda amplio, con valores reducidos para la discriminación entre frente delantero-trasero, pero ajustables para máxima ganancia delantera.

En los últimos años, la generalidad de los radioaficionados (incluyendo al autor) han adoptado espaciados amplio o muy amplio entre elementos, ya que de esta manera es posible obtener mejores valores de ganancia delantera y de ancho de banda que con distanciamientos de tipo corto cuando la discriminación entre frente delantero-trasero no reviste interés primordial. Por otra parte, el sistema con amplia separación entre elementos puede ser acoplado más fácilmente a la línea de transmisión y es menos crítico para su ajuste, pudiéndose tomar sus dimensiones directamente de las fórmulas correspondientes y colocarlo definitivamente en su asentamiento definitivo, ya que un ajuste detenido de la longitud de los elementos parásitos del sistema (sintonía del sistema) para obtener máxima ganancia delantera, una vez ajustado el dispositivo de adaptación de impedancias con la línea de transmisión aperiódica utilizada, no proporcionará resultados superiores a 1 dB (como se ha visto anteriormente) entre ambas posiciones, lo que realmente no compensa las horas de trabajo y el equipo de medición necesario para tal ajuste.

PONENCIA SOBRE EXCITACION Y ADAPTACION DE ANTENAS

ANTONIO FERNANDEZ HUERTA

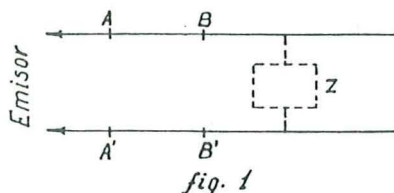
La ponencia comienza aludiendo al hecho de desarrollar un modesto tema técnico dentro de los muros de la Universidad Pontificia de Comillas, que albergan estudios espirituales, de mayor trascendencia que los técnicos. Únicamente puede aceptarse la técnica si se utiliza al servicio de los valores espirituales, y puede hacerse notar que se conoce en la técnica bajo el nombre de antena tipo Vaticano una antena diseñada para radiar la suprema verdad a todo el mundo y la coincidencia de que esta antena comience a ser utilizada por los radioaficionados que, en un peldaño inferior, también tienen la finalidad de establecer un lazo espiritual con todo el mundo.

Líneas de alimentación.

Salvo en el caso de las emisoras de onda larga, todas las restantes emisoras utilizan una línea de alimentación o «feeder» para conducir la energía desde el emisor a la antena.

Los dos tipos principales de líneas de alimentación son las bifilares y las coaxiales. Las monofilares son un caso particular de las bifilares, en las que uno de los conductores se sustituye por la tierra, con lo que aumentan notablemente las pérdidas. En las líneas de alimentación la resistencia es muy pequeña, por lo que no se comete error apreciable si se la considera nula, y se simplifican extraordinariamente los cálculos y razonamientos. Con resistencia nula, en una línea de longitud infinita, la diferen-

cia de potencial entre dos puntos A y A' es la misma que en otros dos cualesquiera (por ej.: B y B'), y la intensidad (sin tener en cuenta la fase) es la misma en todos los puntos. Siendo el voltaje y la intensidad los mismos, cualquiera que sea el punto, su cociente, o sea la impedancia, no varía de un punto a otro, por lo que se la llama impedancia característica



de la línea (o más sencillo, impedancia de la línea), pues sólo depende del tipo de línea y no de la carga.

Si terminamos una línea en una impedancia igual a la impedancia característica, todo ocurre como si la línea fuese infinita, pues equivale a sustituir el trozo de línea de la derecha por una impedancia igual. Este caso es el ideal, pues así la impedancia, a la entrada, es siempre la misma, sea cual fuere la longitud de la línea, y por esto nos interesa buscar tipos de antenas cuya impedancia coincida con la de alguna línea. Este es el caso del dipolo plegado con línea Amphenol de 300 ohmios.

La impedancia característica de las líneas de alimentación es, aproximadamente, una resistencia pura, y su valor depende de la relación entre la

separación y el diámetro de los conductores en la línea bifilar

$$Z = 276 \log \frac{2 D}{d}$$

D es la separación entre los ejes de los conductores y d el diámetro de los conductores. Si los conductores están separados por un dieléctrico distinto del aire, la impedancia es algo menor de la dada por la fórmula anterior, y en las líneas coaxiales la impedancia viene dada por

$$Z = 138 \log \frac{d_2}{d_1}$$

cuando el dieléctrico es el aire. Como esto no es posible, ya que hay que sostener el conductor central, la impedancia de la línea tiene un valor inferior al anterior, y este valor viene dado por la casa constructora de la línea. Se ve que, en general, en líneas con la misma separación, la de conductores más gruesos tiene menor impedancia, y que con los mismos conductores, disminuyendo la distancia, disminuye asimismo la impedancia de la línea.

La potencia que se puede transmitir por una línea depende del voltaje máximo y de la intensidad máxima que toleren la línea. Si la línea se carga en su extremo con su impedancia característica, y por ella se transmite una potencia W , el voltaje, V , y la intensidad, I , vienen dados por

$$V = \sqrt{Z \cdot W} \quad I = \sqrt{W/Z}$$

Con impedancia de líneas pequeñas, el voltaje es pequeño y la intensidad es grande, y lo inverso sucede con impedancias de línea grandes. Las casas constructoras dan la potencia máxima transmitida cuando las líneas están cargadas con una impedancia igual a la propia.

Si la línea no está cargada con su impedancia característica, en lugar de existir una onda que se propaga

desde el emisor con el mismo valor de tensiones y corrientes, hay dos ondas: la que se propaga desde el emisor hacia la carga y otra reflejada que se propaga desde la carga hacia el emisor. En estas dos ondas, la relación entre el voltaje y la intensidad de cada una es la impedancia de la línea; pero como van en direcciones opuestas en un punto, se suman las tensiones y se restan las intensidades, y en los puntos situados a una distancia de un cuarto de longitud de onda, se restan las tensiones y se suman las intensidades. Si la carga es una resistencia, R , la relación entre la onda reflejada y la incidente es

$$r = \frac{R - Z}{R + Z}$$

Como ejemplo, supongamos una línea de 500 ohmios de impedancia cargada con una resistencia de 2.000 ohmios, y que queremos transmitir una potencia de 2 Kw. En la carga, la tensión deberá ser de 2.000 V., y la corriente de 1 A. La onda reflejada es los 3/5 de la incidente, y en la carga deberán sumarse las dos tensiones y restarse las intensidades, por lo que la onda incidente tendrá una tensión de 1.250 V. y una intensidad de 2,5 A. (cociente, 500 ohmios), y la onda reflejada, 750 V. y 1,5 A. (cociente, 500 ohmios). A una distancia de $\lambda/4$, la tensión será de 500 V. y la corriente de 4 A., por lo que la impedancia en este punto es de $500/4 = 125$ ohmios. A una distancia de $\lambda/2$, se repiten los mismos valores de la carga y, por lo tanto, la misma impedancia. Vemos que para transmitir una potencia de 2 Kw., la línea debe resistir una tensión de 2.000 V. y una corriente de 4 A., o sea, una potencia de 8 Kw., por lo que se ve que no es conveniente cargar una línea con una impedancia distinta de la característica, por precisar una línea más costosa para la misma potencia transmitida y au-

mentar las pérdidas en la línea al ser mayores las tensiones o las corrientes. La existencia de las dos ondas, incidente y reflejada, es conocida por todos los radioaficionados que utilizan el trozo de línea de Amphenol y dos lamparitas para comprobar la buena adaptación, pues en este sistema de medida, una de las lámparas se enciende con la onda incidente (que viene del emisor) y la otra con la onda reflejada, por lo que indicará que la impedancia de carga coincide con la

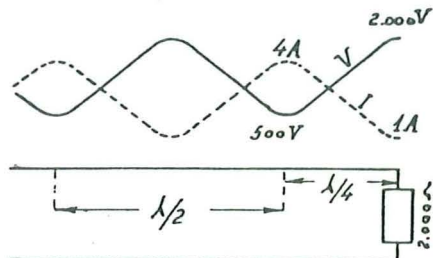


fig. 2

impedancia de la línea cuando esté totalmente apagada.

En el ejemplo anterior hemos visto que con una impedancia de carga de 2.000 ohmios (cuádruple de la de la línea), a una distancia de $\lambda/4$, la impedancia era de 125 ohmios (cuarta parte de la de la línea). En los puntos intermedios, la impedancia no es una resistencia pura, sino que equivale a una resistencia en serie con una reactancia, y para conocer esta impedancia y resolver un gran número de problemas relacionados con las líneas y antenas, es de enorme utilidad el diagrama de Smith.

El diagrama está formado por una serie de circunferencias que pasan por el extremo de la derecha del diagrama y que corresponden cada una a una determinada resistencia relativa (cociente de la resistencia por la impedancia de la línea), y una serie de arcos de circunferencias que

pasan, asimismo, por el extremo de la derecha, y que corresponden a valores determinados de reactancias relativas (reactancias divididas por impedancia de la línea). Los arcos del semicírculo superior corresponden a reactancias positivas (Inductancias) y los del semicírculo inferior a reactancias negativas (capacitancias).

Si se conoce la impedancia de carga y la longitud de la línea, se halla fácilmente la impedancia a la entrada de la misma. La longitud de la línea se divide por la longitud de onda medida sobre la línea, que es la longitud de onda en el aire multiplicada por el factor de velocidad de propagación de la línea. Si la línea tiene 5 m. de longitud y la longitud de onda es de 20 m., con una línea Amphenol, cuya

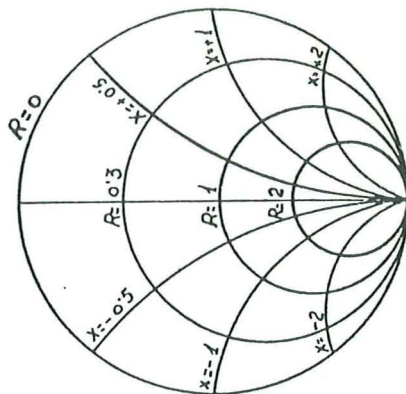


fig. 3

velocidad dada por la casa constructora es de 0,82 respecto de la del aire, la longitud de onda sobre la línea es de $20 \times 0,82 = 16,4$ m., y la línea tiene una longitud de $5/16,4 = 0,304 \lambda$. Supongamos que la impedancia de carga está formada por una resistencia de 140 ohmios en serie, con una reactancia positiva (Inductiva) de 170 ohmios, y que la impedancia de la línea es de 500 ohmios, con lo que la resistencia relativa es de $140/500 =$

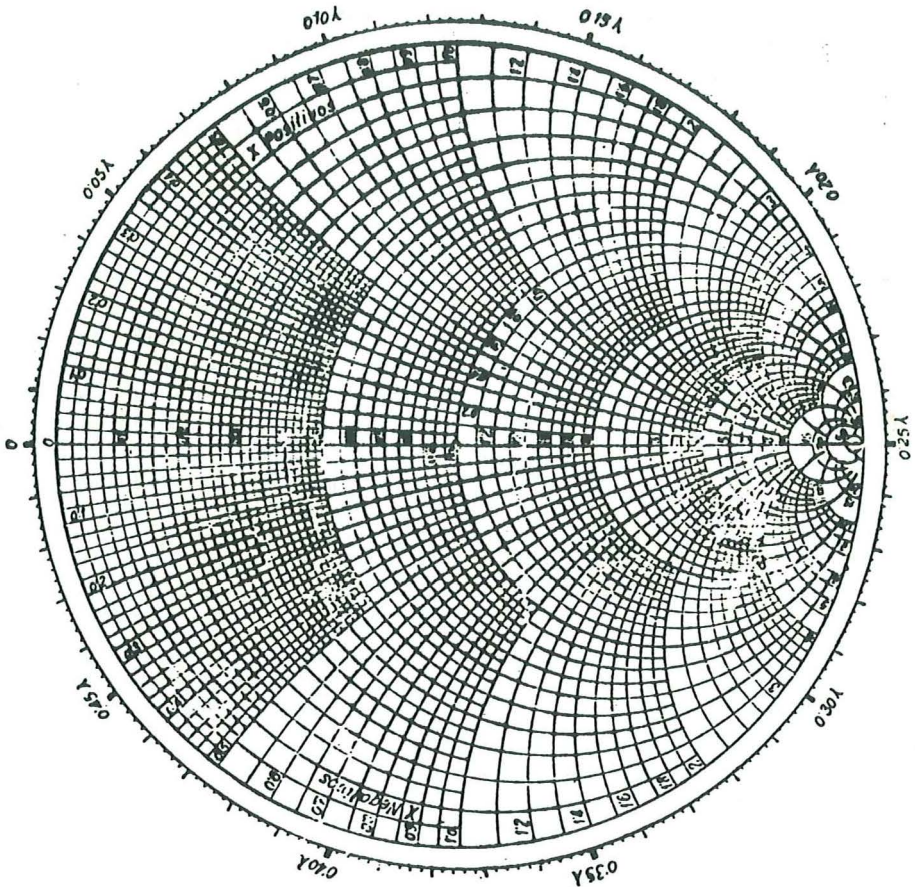


Figura 4

$= 0,28$, y la reactancia relativa es de $170/500 = 0,34$. A estos valores de $0,28$ y $0,34$ les corresponde el punto A en el diagrama, y unido este punto con el centro del diagrama, se lee sobre el círculo graduado exterior $0,056\lambda$. Si trazamos una circunferencia con radio OA y la recorremos en el sentido de las agujas de un reloj, vamos encontrando sobre la misma las distintas impedancias de entrada a medida que la línea va aumentando de longitud. Con la línea citada anteriormente, el punto correspondiente a la impedancia de entrada se ob-

tiene recorriendo la longitud de la línea ($0,304\lambda$), o sea, que estará sobre el radio correspondiente a $0,056\lambda + 0,304\lambda = 0,36\lambda$, que es el punto B, en el que se leen, aproximadamente, una resistencia relativa de $0,55$ y una reactancia relativa negativa de $1,05$. Multiplicando por la impedancia de la línea se obtiene la impedancia a la entrada, que es una resistencia de 275 ohmios en serie, con una reactancia negativa (capacitiva) de 525 ohmios. Si la línea sola, o la línea más la lectura del círculo graduado, diese un valor mayor de $0,5\lambda$, se le restan el

número preciso de semilongitudes de onda para que quede un valor menor de $0,5\lambda$. Al recorrer la circunferencia que pasa por A, se encuentran dos puntos importantes en su intersección con el eje horizontal. El primer punto (en el ejemplo anterior) es el de la derecha, que corresponde a una resis-

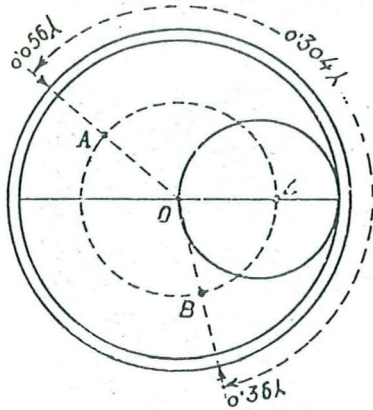


fig. 5

tencia pura relativa de 4, o sea, 2.000 ohmios, y esta impedancia se logra con una línea de $0,25\lambda - 0,056\lambda = 0,194\lambda$ (3,18 m. en el ejemplo de línea). El punto de la izquierda corresponde a una resistencia pura relativa de 0,25, o sea, 125 ohmios, y esta impedancia se tiene a la entrada si la línea tiene una longitud de $0,5\lambda - 0,056\lambda = 0,444\lambda$ (7,28 m. en el ejemplo). En este ejemplo, si la línea tiene una longitud próxima a 3,18 m., habrá que excitar la línea mediante un circuito tanque que produce una tensión alta con pequeña corriente (montaje a), y si la línea tiene 7,28 m., se excitará con un montaje serie que da lugar a una gran corriente con pequeña tensión (montaje b).

La intersección de la circunferencia con el eje horizontal a la derecha del centro, nos da asimismo el valor de la relación de onda estacionaria, que es el cociente del voltaje máximo

y el voltaje mínimo, o, lo que es igual, de la intensidad máxima y la mínima. En el ejemplo resuelto, dicha relación (en inglés, Stading wave ratio o SWR) es de 4. Inversamente, si conocemos la SWR, queda determinada la circunferencia sobre la cual está la impedancia de carga.

Para medir la impedancia de una antena, el diagrama puede resultar muy conveniente. Se determina la distancia de la antena a un punto donde existe un máximo o un mínimo de voltaje o intensidad, y se sabe que dicho punto está sobre el eje del diagrama, a la derecha en el caso de voltaje máximo o intensidad mínima, y a la izquierda, en los casos opuestos. Se recorre sobre el círculo graduado en sentido contrario a las agujas del reloj la distancia en longitudes de onda entre el punto y la antena, obteniendo así el radio sobre el que está la impedancia relativa de la antena. Si se puede medir la SWR, queda determinada la circunferencia y, por

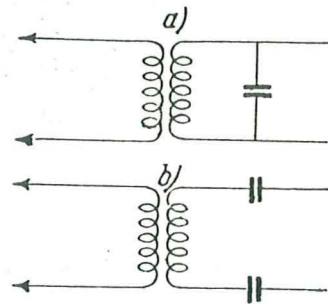


fig. 6

tanto, la impedancia relativa; pero si no se puede medir, como en el caso de las antenas, se conoce con bastante aproximación la resistencia de la antena, que depende del tipo de antena empleada, se busca sobre el radio obtenido la curva de resistencia de valor aproximado al conocido y se obtiene así la reactancia relativa. La importancia de esta determinación es

grande, pues se puede conocer el signo de la reactancia y , con ello, el sentido en que hay que retocar la antena para lograr una mejor adaptación. Si, por ejemplo, la antena es un dipolo plegado con un reflector a una distancia aproximada de $\lambda/4$, sabemos que la impedancia aproximada es de 250 ohmios, y si encontramos un mínimo de voltaje o un máximo de intensidad a una distancia de $0,40 \lambda$ de la antena, y la línea tiene una impedancia de 300 ohmios, la impedancia relativa estará sobre el radio que pasa por $0,10 \lambda$ y en las proximidades

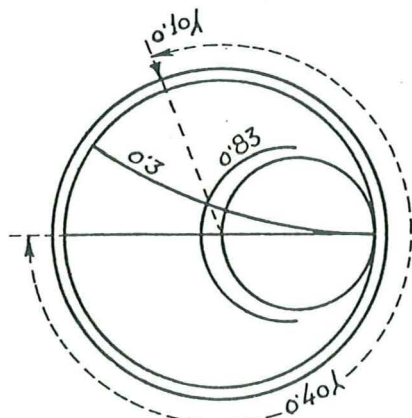


fig. 7

de la curva de resistencia relativa $250/300 = 0,83$, y se encuentra una reactancia relativa de 0,3 (inductiva), lo que nos dice que debemos disminuir la longitud del dipolo plegado.

En las aplicaciones anteriores del diagrama de Smith se ha tratado exclusivamente de impedancias; pero, en algunos casos, es mucho más cómodo operar con admitancias, especialmente cuando se trata de asociar elementos en paralelo. La admitancia es la inversa de la impedancia, y la admitancia relativa se obtiene fácilmente si se conoce la impedancia relativa, pues es el punto diametral-

mente opuesto a la misma distancia del centro. Por obtenerse la admitancia en paralelo de dos admitancias sumando los valores de ambas, resulta de fácil aplicación para calcular la adaptación de una antena mediante un trozo de línea en cortocircuito. El trozo de línea puede ser de la misma impedancia (figura a) o de una impedancia distinta e igual al trozo hasta la antena (figura b). En el primer caso, si suponemos conocida la impedancia de la antena por el método

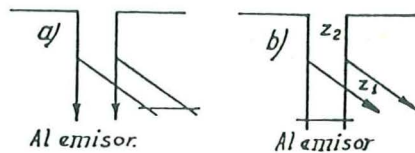


fig. 8

explicado anteriormente, la impedancia es el punto diametralmente opuesto. El trozo de línea hay que colocarle en los puntos en que la conductancia relativa (inversa de la resistencia) tenga el valor 1, o sea, a una distancia 1_1 ó 1_2 o a cualquiera de estas distancias aumentadas en un número cualquiera de semilongitudes de onda. Como ejemplo, supongamos una línea en la que se ha encontrado un mínimo de voltaje a una distancia de $0,202 \lambda$ de la antena y la SWR es de 2,2. El punto z está sobre el radio que pasa por $0,298 \lambda$ y sobre la circunferencia que pasa por el punto 2,2 del eje horizontal. El punto y está sobre la misma circunferencia y en el radio que pasa por $0,048 \lambda$. La intersección de dicha circunferencia con la correspondiente a la resistencia 1 nos da los puntos A y B y las longitudes $1_1 = 0,106 \lambda$ y $1_2 = 0,298 \lambda$. El punto A corresponde a una conductancia relativa de 1 y a una susceptancia (inversa de reactancia) relativa positiva de 0,8, por lo que el trozo de línea en cortocircuito debe neutra-

lizar esta susceptancia positiva con otra negativa igual en valor absoluto. La longitud del trozo de línea en cortocircuito se obtiene buscando sobre la periferia del diagrama el punto por donde pasa la curva de reactancia negativa 0,8, y a este punto le corresponde $0,392 \lambda$, siendo la longitud buscada $0,392 \lambda - 0,25 \lambda = 0,142 \lambda$. Con la solución del punto B, la susceptancia resultaba negativa, y, por tanto, la de la línea tiene que ser positiva e igual a 0,8; a cuya susceptancia correspon-

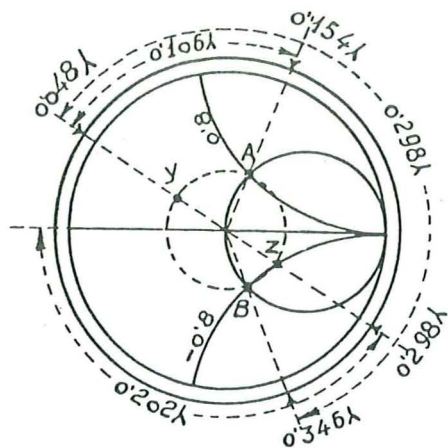


fig. 9

de el punto $0,108 \lambda$, y como no se puede restar $0,25 \lambda$, hay que sumarle previamente a $0,5 \lambda$, con lo que la longitud del trozo de línea es de 358λ . De las dos soluciones se elige la que más convenga, desde el punto de vista práctico. Si la línea del emisor es de impedancia distinta al trozo formado por la sección en cortocircuito y la que va a la antena (figura b), se resuelve todo de la misma forma anterior, a excepción de que los puntos A y B se encontrarán sobre la circunferencia de resistencia relativa (conductancia ahora) Z_2/Z_1 .

Para el cálculo aproximado de la reactancia de una antena aislada es de gran utilidad el diagrama de

Smith. Podemos considerar la antena como una línea que se abre, y como ahora la separación es variable, se puede tomar la distancia entre los puntos medios como la separación entre los conductores de la línea, y se obtiene así una impedancia característica de la antena. Si la antena tiene una longitud en cada una de las ramas de $0,17 \lambda$, la curva que pasa por el punto de la periferia del diagrama en el extremo del radio que pasa por $0,25 \lambda + 0,17 \lambda = 0,42 \lambda$, nos da la reactancia relativa, que es $-0,55$, o sea, capacitiva. Multiplicando dicha reactancia relativa por la impedancia característica de la antena, se obtiene la reactancia de la antena. La longitud de onda sobre la antena debe tomarse el 0,95, aproximadamente, de la longitud de onda en el espacio.

Adaptación de antenas.

En las antenas que utilizan los radioaficionados, los problemas que deciden la elección de uno u otro tipo de antena son bastante diferentes a los que aparecen al proyectar una comunicación radioeléctrica entre dos puntos fijos. En el último caso, las antenas se eligen de acuerdo con las características de radiación, banda de ondas de trabajo y precio, disponiéndose, en la mayor parte de los casos, de terreno con las dimensiones requeridas y condiciones adecuadas para los tipos de antenas a utilizar. Los radioaficionados tienen el pie forzado de montar la antena en su propia vivienda o, en el caso más favorable, a muy corta distancia. Por esta razón, la misma antena que en un emplazamiento resulta muy conveniente, puede no serlo en otro en el que cambien su distancia a otros conductores próximos, la longitud del «feeder», etc.

Por medio de la adaptación, se trata de lograr: 1.º, que las corrientes en las dos ramas de la línea bifilar sean

iguales y opuestas en fase, con lo cual se anula prácticamente la radiación de la línea; 2.º, suprimir la onda estacionaria en la línea, pues así aumenta la potencia que se puede transmitir por la línea o se puede utilizar una línea más económica, y disminuyen las pérdidas en la misma.

En las comunicaciones profesionales se monta un sistema de adaptación; pero los radioaficionados deben tender a sistemas sencillos, y entre los más sencillos está el de utilizar una antena que tenga la misma impedancia que la línea o excitándola en forma que coincidan sus impedan-

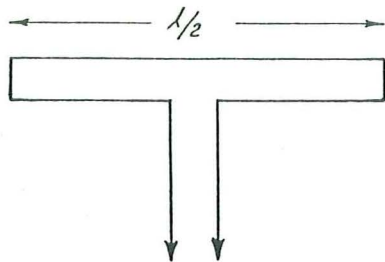


fig. 10

cias. Otros métodos, también muy utilizados, buscan soluciones sencillas en las que de antemano se conoce que no se logra la adaptación o sistemas de acoplo de fácil construcción.

La antena en la que se logra la misma impedancia que la línea es la dipolo plegada («folded dipole»), con línea de 300 ohmios. En esta antena, por su longitud de media onda y estar cortocircuitada en el centro la corriente, es máxima en el centro 0, disminuyendo hacia los extremos y cambiando de sentido en éstos; pero por el plegado resultan del mismo sentido las corrientes, por lo cual la antena equivale a un dipolo con una intensidad doble de la que suministra la línea, y la energía radiada es proporcional al cuadrado de la intensidad, o sea, cuatro veces la del dipolo normal. Como la intensidad que su-

ministra la línea es la misma, la resistencia de radiación es cuatro veces la del dipolo, o sea, $73 \times 4 = 292$ ohmios (aproximadamente, 300 ohmios), lo que se adapta perfectamente a una línea Amphenol de 300 ohmios. Si se hace más grueso el conductor superior, por él pasará una corriente mayor que por el inferior, y si exagerando su tamaño se llegase a una corriente doble, el dipolo plegado equivaldría a un dipolo normal, con una intensidad tres veces mayor, y, por tanto, la resistencia de radiación sería de $73 \times 9 = 657$ ohmios. Lo contrario sucedería si el conductor inferior fuese más grueso, en que con una corriente doble se obtendría una resistencia de radiación de $1,5 \times 1,5 \times 73 = 165$ ohmios. La resistencia de radiación coincide, aproximadamente, con la impedancia de entrada cuando el dipolo no tiene conductores próximos. La adaptación sigue siendo buena cuando al dipolo plegado se le aproxima un reflector a un cuarto de onda de distancia, pues así la impedancia disminuye algo (hasta unos 250 ohmios). Si se quiere aumentar

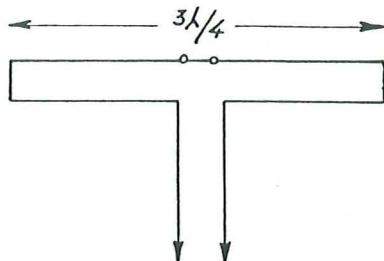


fig. 11

la ganancia colocando un director delante del dipolo plegado, la impedancia baja mucho (es de 80 a 120 ohmios), y ya no existe adaptación.

Una variante del dipolo plegado es el de la figura, cuya dimensión total es de $3/4$ de onda, y con la diferencia de que está aislado en el centro. Esta antena tiene una impedancia de 450

ohmios, que se adapta muy bien a una línea bifilar.

Un método de adaptación muy utilizado es el acoplo «delta». Se puede considerar la línea excitando dos trozos en paralelo: uno, el AOB, que está en cortocircuito, y que con el diagrama de Smith podemos calcular su reactancia relativa, partiendo del extremo de la izquierda del eje horizontal y recorriendo una distancia igual a la OA (por ej.: $OA = 0,07 \lambda$, $x = 0,47$), y otro, el formado por los dos trozos AM y BN, en circuito abierto, cuya reactancia se puede obtener partiendo del extremo de la derecha del eje horizontal del diagrama, y que con una antena de media longitud de

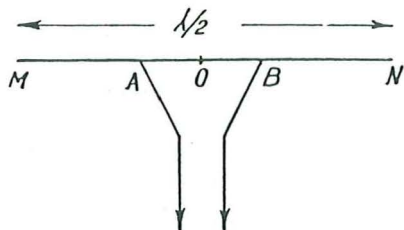


fig. 12

onda da una reactancia igual a la de OAB, pero negativa. Por tanto, el sistema de excitación equivale a un circuito tanque, en que la rama de la inductancia es la AOB y la de la capacidad los dos trozos AM y BN. La impedancia del circuito tanque es X^2/R , siendo R la resistencia total del circuito, que en este caso es la resistencia de radiación referida a la intensidad de A. Cuando la impedancia del circuito tanque equivale coincide con la de la línea, la antena queda adaptada, siendo el valor normal de AOB el de $0,12 \lambda$, con el dipolo aislado. A medida que introducimos el reflector y director, se debe disminuir dicha distancia.

Una variante del acoplo «delta» es la de la figura. En ésta se modifica el

triángulo que da nombre a la «delta», sustituyéndose por un rectángulo, en el cual las condiciones de funcionamiento son semejantes a las del acoplo «delta».

En el acoplo «delta» el potencial del

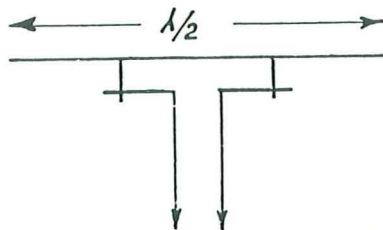


fig. 13

punto 0 es el de tierra, por lo que si suprimimos uno de los conductores, sustituyéndole por la tierra, nos queda una excitación mediante línea unifilar. Este sistema, aparte de su mayor sencillez, tiene inconvenientes, pues la impedancia de la línea formada por el conductor y tierra es menos constante que la bifilar, y la radiación de la línea es también mucho mayor.

Basándose en la propiedad de inversión de impedancias de un trozo de línea de una longitud de un cuarto de onda se puede adaptar un dipolo en

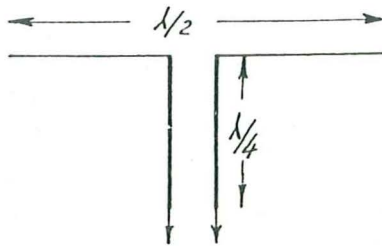


fig. 14

media onda a una línea bifilar. En el diagrama de Smith se puede ver que una impedancia relativa de 0,5 pasa a ser de 2 al recorrer un cuarto de onda. Por consiguiente, si a un dipolo

cuya impedancia es de 73 ohmios, le unimos una línea de 150 ohmios, la impedancia relativa del dipolo es de $73/150 = 0,49$, y a la entrada del trozo de línea de 150 ohmios (longitud $\lambda/4$) será de $1/0,49 = 2,05$, o sea, una impedancia de 307 ohmios, que se adapta a una línea de una impedancia aproximada de 300 ohmios, la impedancia del trozo de línea, como fácilmente puede deducirse, es la media geométrica de la impedancia de la antena y de la línea que va al emisor.

Un método de excitación en donde no se adapta la antena a la línea es el de la antena Zeppelin. En este método, uno de los extremos de la línea bifilar queda aislado, mientras el otro se conecta a la antena, que deberá tener una longitud de un número exacto de semilongitudes de onda. De esta forma la antena se excita en un punto de muy poca corriente, y, desde un punto de vista práctico, la corriente en el otro conductor de la línea bifilar difiere poco del que queda aislado, por tanto, el desequilibrio producido en la línea es pequeño. Para la determinación de la impedancia a la entrada de la línea podemos suponer un valor de 2.000 ohmios para la impedancia de la antena, y, mediante el diagrama de Smith, podemos tener una idea aproximada de la impedancia a la entrada según la longitud de la línea.

La antena omnidireccional, vertical, tiene una impedancia aproximada de unos 36 ohmios cuando el conductor vertical es de cuarto de onda y los conductores que sustituyen la tierra son horizontales. La adaptación puede hacerse atacando a la antena con una línea coaxil de una longitud de

$\lambda/4$, cuya impedancia sea media geométrica de la de la antena y el resto de la línea. Por ejemplo, la línea en cuarto de onda puede ser de 50 ohmios, y la línea restante, de 70 ohmios. En lugar de una línea coaxil, puede utilizarse una línea quaxicoaxil formada por cuatro hilos formando las aristas de un prisma cuadrangular y en el centro el conductor que ataca a la antena vertical. Los cuatro hilos exteriores van unidos entre si y a

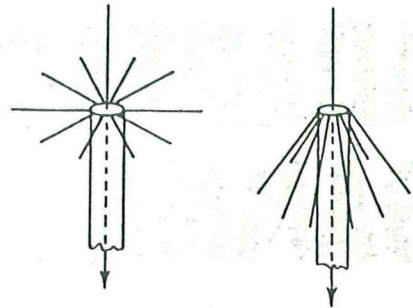


fig. 15

tierra, conectándose a los conductores horizontales. Si se dispone de línea coaxil de una impedancia de 50 ohmios, puede mejorarse la adaptación inclinando hacia abajo los conductores horizontales, con lo que la impedancia de la antena aumenta, tendiendo a aproximarse a los 70 ohmios. No se debe aumentar mucho la impedancia, pues a medida que los conductores horizontales se van aproximando a ser paralelos al vertical, se inducen corrientes en el conductor exterior de la línea coaxil que perturban la adaptación y producen pérdidas y radiaciones difíciles de controlar.

SENCILLO CONDENSADOR- SERIE PARA ADAPTACION GAMMA

Artículo de Norbert Schreiber, traducido de CQ/DL-7/80 por DJ0ZT.

Adaptación tipo Gamma para antenas Yagi, efectuada con cable coaxial RG213/U, evitando el empleo de un balun y asegurando una adaptación correcta entre antena y cable de bajada.

Se previó una adaptación Gamma para una antena cúbica «made home» para las bandas de 10-15 y 20 metros (dibujo 1).

La adaptación Gamma presenta las siguientes ventajas:

1. La longitud de los cables que forman los elementos de la antena no precisan ser cortados exactamente a la frecuencia de resonancia de la banda en uso. Esto facilita enormemente el montaje de los cuatro puntos de amarre del hilo radiador y su ajuste.

2. No es necesaria la colocación de un

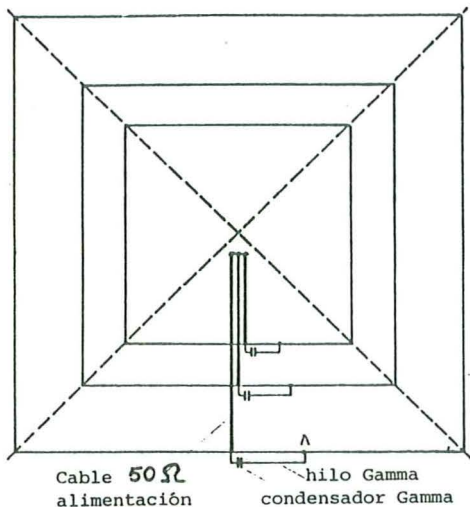
balun entre cable de alimentación (bajada) y antena.

3. La sencillez del ajuste de un adaptador Gamma.

Quedaba por resolver, antes de ponerse manos a la obra, el encontrar condensadores-serie apropiados, que hicieran frente a las exigencias siguientes:

1. Estabilidad suficiente a la tensión, al aplicarles potencias elevadas del orden de los dos kilovatios.

2. Las envolturas y conexiones de los condensadores debían poseer una ejecución tal que con el elevado transporte de energía se mantuvieran sin variaciones, puesto que también con los condensadores la carga



Dibujo 1.—Antena cúbica Quad. Radiador para 10-15 y 20 metros con cable de alimentación separado para cada banda y ajuste Gamma (representación básica). El radiador se compone de un lazo cerrado, el cual se halla conectado con la malla del cable coaxial «A» (ver texto).

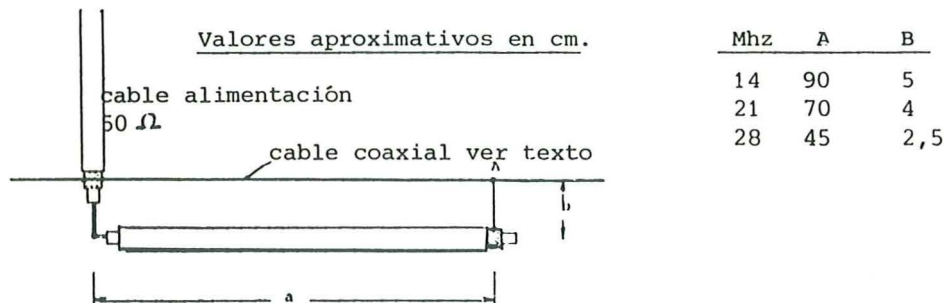
aplicable puede ser un criterio.

3. La capacidad debía ser ajustable o se deberían poder colocar capacidades conjuntas.

También se presentaba la dificultad, aparte de la adquisición de tales condensadores, de poder montarlos en una caja hermética y resistente a la intemperie, así como su robustez mecánica para poder ser montados en los radiadores de la antena.

Para evitar estas dificultades se probó el sustituir estos condensadores por un trozo de cable coaxial (RG213/U, cuya capacidad es de 101 pF/metro). El valor de la capacidad debía ser hallado cortando poco a poco los trozos de cable previstos y que anteriormente se habían dejado algo largos. Lamentablemente esta ejecución no permitió efectuar ajustes satisfactorios. Por motivos constructivos, los condensadores debían ser montados paralelamente a cada uno de los hilos radiadores de la antena, e indujo probablemente a acoplamientos indeseables que hicieron el ajuste imposible.

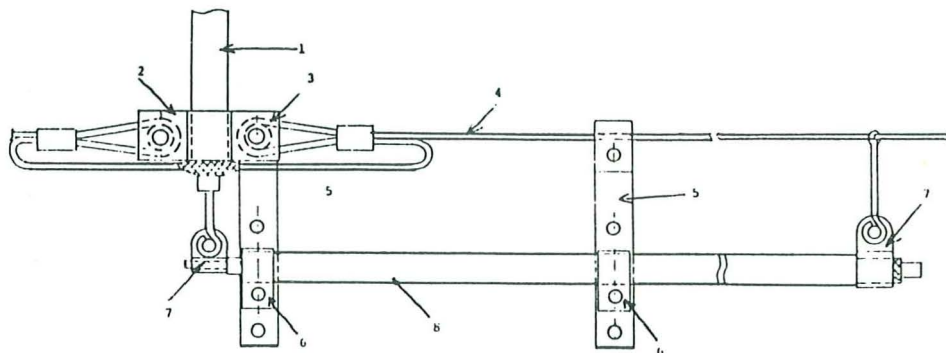
la solución al problema vino con una indicación de DL3RI, el cual propuso que en lugar de conectar los cables coaxiales en esta posición, deberían ser colocados de forma que el mismo coaxial hiciera las veces de condensador-serie; o sea, conectando el conductor interno (vivo) del cable coaxial con el conductor interno del cable de bajada, y el conductor externo del cable coaxial al punto «A» del radiador de antena (ver dibujo 2).



Dibujo 2.—Adaptación Gamma con cable coaxial como inductancia y capacidad (representación básica).

Este tipo de ejecución muestra el adaptador Gamma como una unidad mecánica resistente, mostrándose además el cable coaxial RG213/U de 50 ohmios muy apropiado para este menester. La longitud del cable, para la inductancia, corresponde con la capacidad compensatoria necesaria. Con este sistema se ajustan casi automáticamente en cada banda valores de ROE acepta-

bles de 1,75:1. Se puede conseguir un ajuste de ROE más preciso, ajustando la distancia entre el cable coaxial (Gamma) y el hilo del radiador de antena, para lo cual se practicaron diversos agujeros en los soportes aisladores de plástico, permitiendo la aproximación del cable Gamma al hilo del radiador de antena, pudiendo fijar la distancia mediante bridas (ver dibujo 3/5^o).



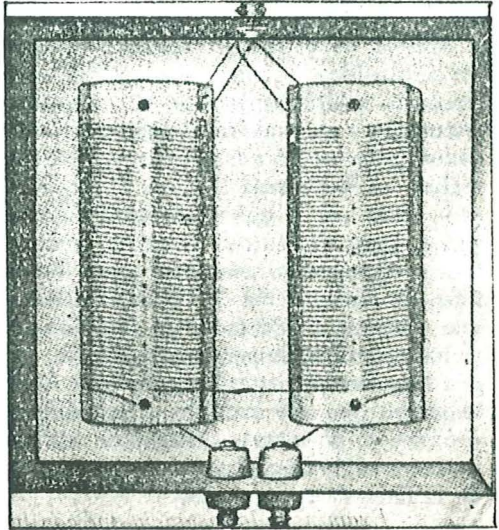
Dibujo 3.—Ejecución práctica.

1. Cable coaxial alimentación RG213/U-50.—2. Dos bridas semicirculares roscables.—3. Tornillos de fijación métrico 4, con arandelas de plástico para proteger el hilo de antena (radiador).—4. Hilo de antena (radiador).—5. Soporte separador en plástico.—6. Brida para cable.—7. Brida redonda con fijación por tornillo.—8. Cable coaxial de 50Ω RG213/U, adaptador gamma L + C.

El Adaptador de impedancias

La eliminación de las radiaciones espúreas que puedan motivar interferencias en la televisión es el problema más urgente con que ha de enfrentarse actualmente el aficionado. La experiencia ha demostrado que las frecuencias más molestas pueden eliminarse mediante el empleo de un circuito de salida, que consiste en una sección π seguida por otra sección L . La red π - L , una bendición para el cambio de bandas, se utiliza prácticamente en todos los transmisores comerciales con cambio de ondas, a prueba de interferencias en los receptores de televisión, tales como los Collins 32V y KW-1. En un reciente número de la revista *CQ* (2) se ha descrito detalladamente esta red π . No obstante, cualquier circuito no equilibrado de salida, tal como la red π o la red π - L , sólo puede utilizarse para ser acoplado a un dispositivo sintonizador de antena o a un sistema de antena no equilibrado.

El adaptador de impedancias está destinado a cumplir dos funciones importantes. Proporciona una transformación de impedancias de 1 a 4 o de 4 a 1, y ofrece también la posibilidad de alimentar una línea equilibrada de transmisión desde la salida no equilibrada de un transmisor. La combinación de estas dos características permite emplear una antena dipolo plegado de 300 ohmios con un transmisor que posea un circuito de salida π , π - L o desequilibrado de cualquier clase. El adaptador objeto del presente artículo permitirá



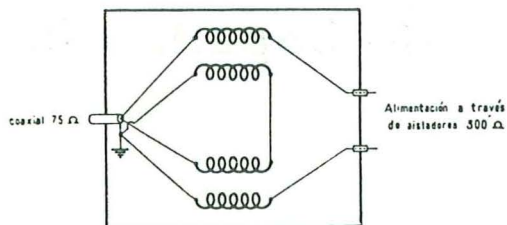
Vista interior, mostrando la gran analogía que existe entre la construcción física y el circuito eléctrico. Las bobinas van arrolladas sobre formas de 2 1/2 pulgadas de diámetro.

acoplar una impedancia de 75 ohmios, o viceversa. Por consiguiente, a una salida coaxial de 75 ohmios, de las normalmente utilizadas en los transmisores blindados y a prueba de interferencias de televisión, podrá acoplarse, según se muestra en la figura 2, cualquier línea de alimentación de una antena dipolo plegado de 300 ohmios.

El adaptador de impedancias consiste en dos líneas de transmisión arrolladas en forma de bobinas y montadas en el interior de una caja blindada. En la figura 3 puede apreciarse la manera en que van conectadas dichas bobinas. No se necesita rea-

(1) Collins Radio Co., Cedar Rapids, Iowa.

(2) *Pi Network Tank Circuits*, E. W. Pappafus y K. L. Klippel, *CQ*, septiembre 1950, pág. 27.



Esquema del adaptador de impedancias.

lizar ajuste de sintonía alguno ni tampoco efectuar ningún cambio de bobinas al pasar de un extremo a otro de la banda o al cambiar la banda de transmisión. Una vez construido e instalado el adaptador aquí reseñado, podrá utilizársele en cualquier frecuencia y en cualquier banda de aficionados desde los 3,5 a los 30 megaciclos, sin realizar en él ninguna clase de ajuste. Esta es la razón por la que no necesita hallarse en un lugar fácilmente accesible, pudiéndose disponer en cualquier punto de la línea de alimentación. Si la caja metálica que contiene el adaptador de impedancias se ha construido impermeable al agua, podrá disponérsela exteriormente a la habitación en que esté instalado el transmisor, próxima a la antena, pudiéndose utilizar entonces cable coaxial para una gran parte de la línea de transmisión.

TEORÍA DEL FUNCIONAMIENTO

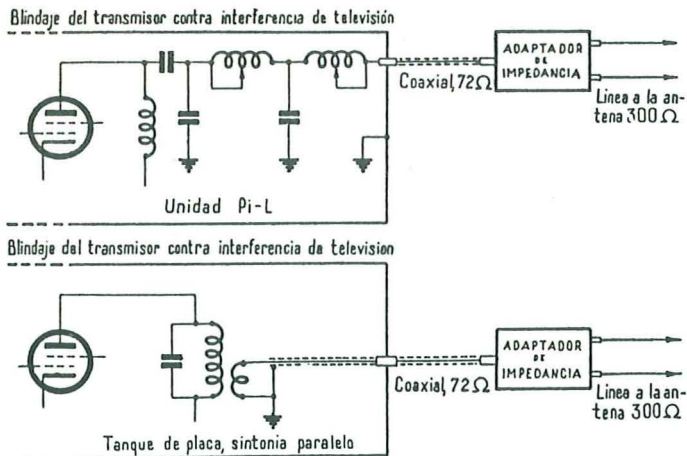
En la construcción de un transmisor de aficionado se soluciona infinidad de veces el problema de pasar un circuito no equilibrado a otro equilibrado. En lo que respecta al nivel de audio, se resuelve mediante la inversión de fase o el empleo de un transformador de núcleo de hierro. Este mismo problema puede resolverse en los pasos de r. f. por medio de unos circuitos sintonizados. El adaptador de impedancias puede ser utilizado para pasar de circuitos no equilibrados a circuitos equilibrados, sin necesidad de recurrir a los dispositivos sintonizados.

Consideremos una línea corriente de transmisión. Las inductancias y las capacitancias, distribuidas por una tal línea,

se equilibran entre sí y ofrecen una resistencia pura al transmisor cuando la línea termina con su impedancia característica. El adaptador de impedancias hace uso de la teoría de distribución constante en combinación con el efecto de autotransformador, para proporcionar una variación de impedancias de 4 a 1 y originar un sistema en que las líneas de transmisión puedan ser recorridas por las corrientes equilibradas, pero no así por las corrientes no equilibradas. Cada una de las bobinas adopta las características de una línea de transmisión cuando por cualquier extremo de ellas se hacen pasar corrientes equilibradas. Por el contrario, las corrientes no equilibradas sólo pretenden recorrer un un ramal, haciendo la bobina las veces de un choque que impide su paso. Este mismo efecto de acción no equilibrada se mantiene, cualquiera que sea el juego de terminales utilizado como entrada. Según la disposición de los referidos terminales, podrá obtenerse un aumento o una disminución de 4 en la impedancia.

El adaptador de impedancias se compone esencialmente de dos líneas de transmisión, de circuito abierto, construidas con la debida clase de alambre y con el espaciado necesario para proporcionar una impedancia tal, que, una vez arrollado en forma de bobina, la impedancia característica resulte un valor medio entre las deseadas impedancias de entrada y salida. La impedancia de la línea de transmisión, después de arrollada en forma de bobina, será inferior que la impedancia calculada de las líneas similares de transmisión utilizadas en la manera usual.

El adaptador aquí presentado ha sido proyectado para proporcionar una compensación de impedancias entre un cable de 75 ohmios y una línea doble de 300 ohmios. Esto implica una línea de transmisión que posea una impedancia característica de 150 ohmios después de arrollada en forma de bobina. Experimentando con el material de que se disponía, se halló que la línea construida con alambre número 22 espaciado 0,087 pulgadas, de una impedancia característica de alrededor de



Forma de conectar el adaptador de impedancias a la línea de alimentación.

225 ohmios, proporcionaba la requerida impedancia característica de 150 ohmios, una vez arrollado sobre unas formas acanaladas de isolantite de 2 ½ pulgadas de diámetro, ranuradas para 11 ½ espiras por pulgada (espaciado de 0,087 pulgadas) y montadas en una caja de aluminio. Como puede apreciarse en la vista interior, figura 4, las líneas de transmisión de las dos bobinas van conectadas en paralelo por un extremo, a fin de obtenerse una impedancia de la mitad de la impedancia característica, o sean 75 ohmios. Por el otro extremo van conectadas en serie para duplicar la impedancia característica de 150 ohmios de las líneas de transmisión arrolladas y obtener así un valor de 300 ohmios.

CONSTRUCCIÓN

La caja en que va alojado el adaptador de impedancias está construída de aluminio calibre 20 y puede ir armada por soldaduras de puntos, como se muestra, o mediante tornillos. Sus dimensiones son de 5 pulgadas de altura, 8 ½ pulgadas de ancho y 8 pulgadas de fondo (paralelo al eje de las bobinas). La tapa, como se aprecia en la figura 1, va sujeta por medio de unos tornillos adecuados.

Los dos alambres que comprenden una

línea de transmisión van arrollados en las ranuras adyacentes y a todo el largo de la bobina. Su longitud no es crítica, excepto en lo que se refiere a simplificar la localización de las frecuencias de los posibles huecos del espectro en que se produzca la resonancia en serie. El adaptador descrito funciona satisfactoriamente en todas las bandas de aficionados desde los 80 a los 10 metros; pero ofrece un punto de resonancia en serie en las proximidades a los 12 megaciclos, por lo que no puede utilizársele en esta frecuencia. Deberá cuidarse de reproducir exactamente la disposición física indicada, a fin de que este hueco de resonancia en serie quede localizado en las proximidades a los 12 megaciclos y no en cualquiera de las bandas de aficionado. La separación de las bobinas en la caja ejerce una cierta influencia sobre la localización del referido hueco. Una mayor separación de las mencionadas bobinas no afectará seguramente tanto al citado punto de resonancia en serie como el hecho de aproximarlas entre sí.

Se utilizan formas de bobinas de isolantite de 2 ½ pulgadas de diámetro. Estas formas poseen ocho nervaduras y permiten bobinar 56 espiras, a 11 ½ espiras por pulgada. El arrollamiento se realiza disponiendo los dos alambres número 88 de la

línea de transmisión en dos ranuras adyacentes de las formas de bobinas. Es necesario saltarse axialmente una ranura a lo largo de la bobina durante cada vuelta, a fin de arrollar los dos alambres paralelos, sin tener que recurrir al empleo de formas especiales con ranurado doble. Para conseguir la disposición simétrica, mostrada en la ilustración correspondiente, será menester arrollar a izquierdas una de las bobinas. Este arrollado a izquierdas en una forma con el ranurado a derechas no resulta tan complicado como puede parecer a primera vista. El empleo de estas formas con nervaduras simplifica grandemente la operación del arrollado a izquierdas, ya que permite saltar el alambre de ranura en ranura entre cada dos nervaduras. La prueba con un trozo de bramante en la forma de bobina enseñará rápidamente la manera correcta de realizar este bobinado. Colóquese el bramante en la primera ranura y arrólese un cuarto de vuelta en la manera usual, pero en sentido «opuesto». Entre las dos nervaduras aváncese axialmente el bramante en el sentido de la ranura siguiente. Arrólese media vuelta más y vuélvase a saltar hacia adelante otra ranura. Complétese el arrollamiento, saltando a la ranura siguiente cada media vuelta. Una vez concluido el bobinado, se observará que queda un espacio libre el otro arrollamiento similar. No es absolutamente imprescindible efectuar este arrollamiento a izquierdas, recurriéndose, no obstante, a él para obtener conexiones simétricas entre las bobinas. Como las bobinas están ranuradas para un total de 56 espiras, se obtienen 28 espiras de línea de transmisión en cada forma. Los extremos del alambre pueden sujetarse a una pequeña tira de terminales de baquelita, fijada entre los puntos de montaje de las formas y los aisladores de pilar que las soportan. Después de arrolladas las líneas de transmisión, se colocarán, una junto a otra, ambas bobinas en la caja, separadas a 4 pulgadas entre sus centros. Para soportar las referidas bobinas se utilizan aisladores de pilar de $1 \frac{1}{4}$ de pulgada.

MANEJO

El manejo del adaptador de impedancias se reduce a instalarlo y a olvidarse de él, puesto que no requiere sintonía a ajuste de ninguna clase.

Aunque el modelo descrito sólo puede utilizarse para asegurar la adaptación de 75 y 300 ohmios, podrá construirse otro similar para cualesquiera otras impedancias, con la condición de que difieran en la relación de 4 a 1 y de que exista la posibilidad de arrollar la línea de transmisión requerida en una forma de bobina de dimensiones razonables. Un ejemplo de otra solución adecuada lo constituye un adaptador de impedancias con una entrada de 50 ohmios y una salida de 200 ohmios para enlazar un cable coaxial de 50 ohmios y un sistema de acoplamiento en T (T-match).

Aunque el adaptador de impedancias se proyectó para actuar entre la salida no equilibrada de un transmisor y un sistema de antena con alimentadores equilibrados, ha demostrado ser también de gran utilidad en condiciones casi totalmente contrarias. Como consecuencia de carecerse de «espacio libre» en la proximidad de la mayoría de las antenas de aficionados, es casi imposible obtener un sistema de antena verdaderamente equilibrado. En los casos en que el desequilibrio de la antena ocasiona la presencia de r. f. en el transmisor, resultará conveniente emplear el adaptador de antena, aunque el transmisor posea un circuito de salida equilibrado, puesto que permitirá a la antena procurarse su propio centro de r. f., sin afectar para nada el extremo de la línea de alimentación, que va al transmisor. Para las antenas *doublet* deberá utilizarse un acoplamiento de eslabón de 300 ohmios en la bobina del tanque final, y una línea también de 300 ohmios conectada entre el mencionado eslabón y el adaptador de impedancias. Los alimentadores de la *doublet* deberán conectarse al lado de 75 ohmios del adaptador de impedancias. Caso de utilizarse un dipolo plegado de 300

ohmios se necesitará utilizar un acoplamiento de eslabón de 75 ohmios entre el tanque final y el adaptador de impedancias.

Cada una de las dos importantes características del adaptador de impedancias la facultad de establecer un perfecto acoplamiento entre la salida no equilibrada de

un transmisor y la línea de alimentación de un sistema de antena equilibrado, así como la propiedad de facilitar una carga de impedancias de 4 a 1 o de 1 a 4, sugerirá, indudablemente, muchas otras aplicaciones en las estaciones de aficionados.

Un «balun» de banda ancha económico

Por WILLIAM I. ORR (W 6 SAI)

Traducido y adaptado de «CQ»

por J. ALIAGA ARQUE (EA 3 PI)

Descripción de la construcción y funcionamiento de un balun económico de banda ancha. Posee una relación de transformación de impedancias de 1:1 y puede soportar hasta 1 Kw sin sobrecalentamiento.

Un «balun» no es más que un dispositivo transformador de radiofrecuencia con entrada asimétrica y salida equilibrada o simétrica y que resulta de extrema utilidad en las radiocomunicaciones. Conocido ya desde años en el campo comercial, viene utilizándose ahora en varios tipos y formas para las antenas direccionales de los radioaficionados.

Modernamente es corriente conectar una línea de transmisión coaxial a un sistema de antena simétrico y, a la inversa, no es raro hallar líneas asimétricas (coaxial) conectadas directamente a la entrada equilibrada de receptores o emisores. Esto no es nada téc-

nico y de hecho pueden surgir muchos inconvenientes a causa de este tipo de subterfugio. Estos acoplos o transiciones entre impedancias de distinta característica no debieran realizarse nunca, ya que la unión entre los sistemas simétrico y asimétrico presenta una discontinuidad eléctrica en la impedancia característica del sistema. La utilización de un «balun» en el punto de unión permite alcanzar el equilibrio apropiado y elimina un engorroso problema que puede dar lugar a misteriosos efectos, especialmente cuando se trata de realizar medidas de ondas estacionarias o se pretende hallar la directividad de las antenas. Intentar

obtener medidas comprensibles de la relación de estacionarias y de la curva de radiación a través de una discontinuidad simetría-asimetría en el sistema de antena es como querer atravesar un muro con la cabeza; simplemente no es posible.

BALUN COAXIAL DE MEDIA ONDA Y BALUN DE FERRITA.

El balun coaxial de media onda ha venido utilizándose durante años por los radioaficionados con el fin de lograr una unión continua entre sistemas simétricos y asimétricos (Fig. 1).

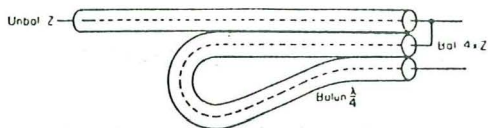


FIG. 1.—Un simple balun coaxial de media onda proporciona una transformación de impedancias de relación 4:1 y es extremadamente sensible a las variaciones de frecuencia. Puede obtenerse un equilibrio apropiado solamente en una banda.

Unbal Z: Entrada asimétrica Z.
Bal 4:2: Salida equilibrada 4 Z.
Balun λ/4: Balun λ/4.

Estos dispositivos pueden construirse utilizando un trozo de cable coaxial y su construcción es a la vez fácil y económica. Sin embargo, presentan dos graves inconvenientes: una extremada sensibilidad a la resonancia (Q muy elevado, perdiendo rápidamente sus propiedades a medida que se aleja la frecuencia de trabajo de la de sintonía) y su longitud es extremadamente crítica a partir de los 50 MHz. Otro gran inconveniente para el radioaficionado deseando acoplar un cable coaxial de baja impedancia a una antena direccional típica (con una impedancia de ataque todavía menor que la del cable coaxial) surge debido a que el balun media onda presenta precisamente una relación de transformación de im-

pedancias en sentido opuesto; es un «elevador» de impedancia en lugar de un «reductor». Para este caso, un balun perfecto debería proporcionar una acción de equilibrio con una relación de transformación reductora que acoplara una línea coaxial de 52 ohmios al elemento radiante de una antena Yagi cuya impedancia suele oscilar alrededor de los 20 ohmios aproximadamente.

La aparición de las antenas direccionales tribanda o dúobanda en la última década ha impuesto una segunda restricción para el balun «perfecto»: debe funcionar con efectividad desde 7 a 29,7 MHz. El balun de media onda es demasiado sensible a la resonancia para realizar este trabajo. Balun de banda ancha para abarcar estas frecuencias pueden devanarse sobre núcleos de ferrita y podrán ser utilizados hasta niveles de potencia que alcancen los 750 W aproximadamente. Tienen el inconveniente de que los núcleos de ferrita para radiofrecuencia son generalmente caros, frágiles y difíciles de hallar en el comercio. Un sustituto económico y satisfactorio del balun de ferrita lo constituye el balun de cable coaxial. Este trabajo describe uno de estos baluns y muestra cómo puede ser construido en pocos minutos y a un coste económico.

EL BALUN COAXIAL DE BANDA ANCHA.

Un balun simple, eficiente y de toda seguridad puede construirse partiendo de un trozo de cable coaxial arrollado en forma de bobina y con las tomas adecuadas. Se consigue una relación de transformación de 1:1 apropiada para la terminación equilibrada de una línea coaxial de 52 ohmios (RG8-U) que deba alimentar una direccional tribanda.

El citado balun coaxial de banda ancha se muestra en las figuras e ilustraciones y consiste en una longitud de cable coaxial de 50 ohmios devanado

sobre una forma de 17 cm aproximadamente. El balun actúa como un transformador de línea a la frecuencia de transmisión más elevada y como inductancias fuertemente acopladas en el extremo inferior de dichas frecuencias. La banda de paso es aproximadamente de 6 a 32 MHz y queda limitada en la parte baja por la inductancia de los devanados y en el extremo de las altas frecuencias por las resonancias de la propia línea.

La actuación del balun coaxial de banda ancha puede verse simplificada

de impedancias de salida y entrada de este dispositivo es función del cuadrado de la relación entre las tensiones de salida y entrada, la relación de transformación de impedancias será de 4 : 1 (elevador).

EL BALUN COAXIAL DE RELACION 1 : 1.

En la figura 3 se muestra una versión del balun coaxial de banda ancha con el que puede obtenerse una relación de transformación de 1 : 1. El balun está dibujado como si tuviera tres

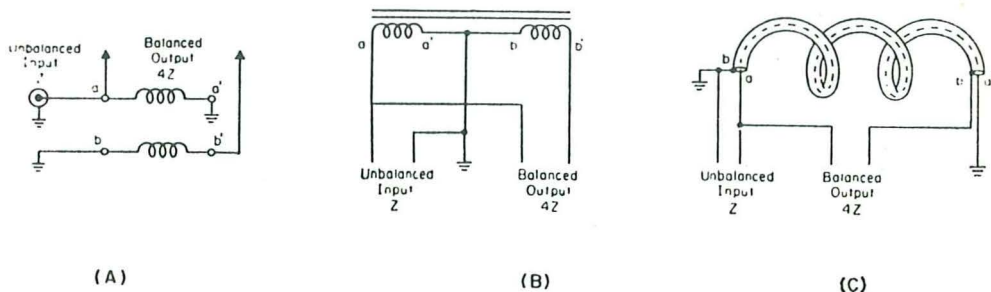


Fig. 2.—El balun de relación 4 : 1 puede compararse a los transformadores utilizados en los receptores de TV. (A) o a un transformador de audio (B) con entrada por punto medio del arrollamiento. La salida equilibrada se toma entre extremos de todo el devanado. Un transformador equivalente para radiofrecuencia utiliza un trozo de cable coaxial (C) equivalente a un arrollamiento coaxial. La longitud del cable coaxial es aproximadamente igual a un cuarto de onda de la frecuencia central del balun.

(A) *Unbalanced input Z*: Entrada asimétrica Z .
Balanced output 4Z: Salida equilibrada $4Z$.
 (B) y (C) Mismas leyendas.

gracias a la analogía mostrada en la figura 2. En A está esquematizado un simple balun coaxial de relación 4 : 1 utilizado frecuentemente en televisión. El balun puede compararse a un devanado push-pull de un transformador de audio, con la tensión de excitación conectada en el punto medio del arrollamiento y la tensión de salida tomada a través de la totalidad del devanado. Si ambos devanados presentan un número igual de vueltas, la tensión de salida será el doble de la tensión de entrada y estará equilibrada con respecto a Tierra. Como sea que la relación

devanados, siendo en realidad dos, uno de ellos derivado en su centro para obtener un punto de tensión media, tal como se mostraba en la analogía con el transformador de audio.

Cada medio devanado presenta la mitad de la tensión de entrada. La tensión total de entrada está presente a través de ambas mitades del arrollamiento y una derivación de la salida se sitúa en el centro del mismo. La otra toma de salida se realiza en el final del «tercer» devanado que presenta la mitad de la tensión que sus extremos. Mediante la apropiada polari-

zación de los arrollamientos, la tensión de salida quedará equilibrada con respecto a Tierra. Esta versión de balun coaxial proporciona una relación de transformación igual a la unidad des-

lo es, como se irá viendo a continuación.

El balun es simplemente una bobina de cable coaxial de 50 ohmios. Puede utilizarse el famoso RG8/U o su mo-

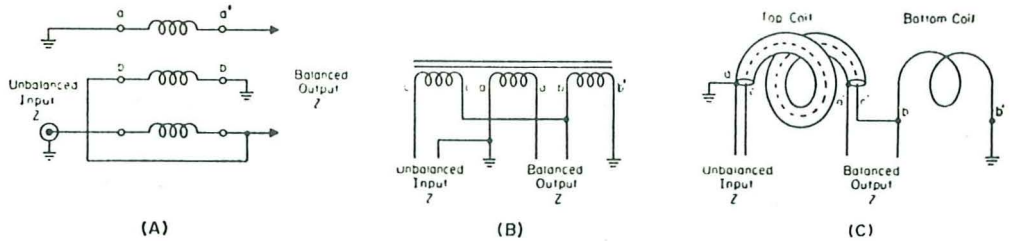


FIG. 3.—El balun de relación 1:1 tiene tres devanados (A) y es análogo a un transformador de audio de tres devanados iguales, como se muestra en (B). La tensión entre extremos de cada devanado es idéntica y una polarización apropiada de los mismos proporciona una tensión de salida equilibrada respecto a tierra. Un transformador equivalente para R.F. requiere tres devanados, dos de los cuales pueden realizarse con una longitud de cable coaxial y el tercero puede ser un conductor suelto, si bien se utiliza generalmente el conductor exterior del coaxial (malla) para conservar una perfecta simetría, tal como indica (C). En tal caso, los conductores exterior e interior pueden cortocircuitarse entre sí.

- (A) *Unbalanced input Z*: Entrada asimétrica Z.
Balanced output Z: Salida equilibrada Z.
- (B) Mismas leyendas.
- (C) Mismas leyendas, y además:-
Top Coil: Parte superior.
Bottom Coil: Base.

de una línea asimétrica a una salida equilibrada y constituye un dispositivo excelente para la estación de radioaficionado.

dermo pariente el RG8A/U. También es satisfactorio el RG-213/U. Cualquiera de estos tres cables puede convertirse en un fuerte balun que podrá soportar

CONSTRUCCION DEL BALUN DE RELACION 1:1.

La construcción de un balun coaxial de relación 1:1 y banda ancha puede simplificarse partiendo de una sola longitud de cable coaxial, tal como se muestra en las figuras 4 y 5. Se asegura así la simetría del emplazamiento de las bobinas, mientras que el coste no resulta muy elevado.

El devanado adicional del balun se realiza con una longitud cortocircuitada del mismo cable coaxial, que en realidad no es más que una continuación de los dos devanados principales. Parece complicado, pero en realidad no

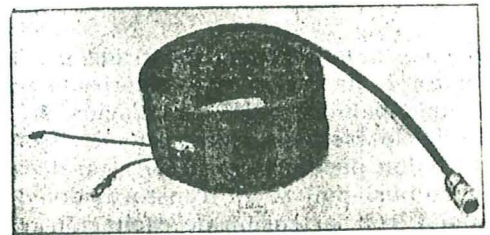


FIG. 4.—Balun coaxial realizado por WA6JSA. Una única longitud de cable coaxial se devanó sobre una forma adecuada y se fijó con cinta de vinilo. La conexión de equilibrio en el centro del arrollamiento se realizó con dos alambres cortos de 2 mm de diámetro, y el extremo superior del cable terminó con un conector PL259 para ser conectado a la línea de transmisión.

sin fatigas potencias de hasta 2 kW P.E.P. (el RG-213/U es ligeramente más recomendable, por las razones que luego se expondrán).

Una longitud de 6 m de cable coaxial deberá devanarse formando una bobina, cuyo diámetro interior será de 17 cm aproximadamente, con lo que saldrán 9 vueltas con un sobrante de unos 5 cm por cada extremo para las correspondientes conexiones. En el punto medio de la longitud del cable coaxial aún sin devanar se cortan la cubierta de plástico protector y la malla de blindaje. La cubierta de plástico se retirará unos dos o tres centímetros por cada lado del corte y la malla de cobre se cortará y retirará en una longitud de 15 mm a cada lado del corte para permitir la conexión mostrada en la figura 5. El conductor interior del cable *no debe cortarse*. Para mayor concreción, a partir de ahora se denominará «base» a la sección cortocircuitada de la línea y «parte superior» a la sección de cable no cortocircuitada, denominaciones que se corresponden con la figura 3. Realizados ya los cortes de la cubierta de plástico y de la malla, se conectan conductores de cobre a ambos extremos de la malla en la abertura central. La malla de la base se suelda al conductor central en ambos extremos de ella. Completadas estas conexiones, es conveniente señalar el extremo libre del devanado de la base de forma que pueda ser fácilmente identificado más adelante. Las conexiones centrales (Fig. 5) se reaseguran y tapan con cinta aislante, permitiendo la salida de los dos alambres de conexión.

DEVANADO DEL BALUN.

El próximo paso lo constituirá el arrollamiento del coaxial, ya preparado sobre una forma de unos 17 cm de diámetro. Deberá hallarse una forma adecuada de este diámetro para proceder al devanado, cuidando de que lue-

go pueda ser retirado. Una base de madera con varillas encastradas en orificios realizados sobre una circunferencia de 17 cm de diámetro podrá constituir el útil apropiado, pero será más práctico el uso de un pedazo de manguera de plástico del diámetro indicado, que quedará como forma perma-

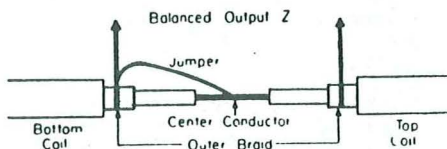


FIG. 5.—Croquis de las conexiones en el centro del cable coaxial.

- Balanced Output Z:* Salida equilibrada Z.
Jumper: Puente.
Bottom Coil: Base.
Central Conductor: Conductor central.
Outer Braid: Malla exterior.
Top Coil: Parte superior.

mente y aún podrá servir como elemento de sujeción del balun en el «boom» o transversal de una direccional (dejando que sobresalga por ambos extremos de la longitud del devanado).

Suponiendo que se utilice un trozo de manguera de plástico, se procederá de la siguiente forma: provisionalmente se arrollará el coaxial sobre la forma, comprobando que efectivamente salen nueve espiras y un poco más. Manteniendo el arrollamiento en posición, con un lápiz se señalarán sobre la forma de plástico los dos puntos que coinciden con los extremos de la bobina, retirándose a continuación el devanado provisional. Será necesario sujetar la bobina coaxial a la forma, y lo más práctico consistirá en efectuar dos orificios a través de la forma de plástico en cada extremo del devanado ya señalado a lápiz, de forma que los extremos de la bobina coaxial puedan quedar atados con una cuerda de nylon o de cáñamo fuerte pasado por los referidos orificios. Las marcas a lápiz señalarán dónde deben realizarse

cada par de perforaciones. Hechos ya los orificios y preparada la cuerda de sujeción, se podrá proceder a rebobinar el cable coaxial sobre la forma, ahora ya definitivamente, atándose los

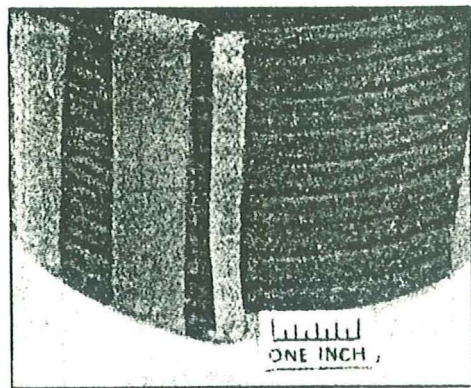


FIG. 6.—La malla exterior del balun queda puentecada entre sí por cada extremo del devanado. Esto constituye un punto de masa común y debe conectarse al «boom» de la antena.

extremos en su sitio. Si todo fue bien, la derivación central de la línea coaxial quedará en el centro de la bobina, es decir, deberán haber cuatro espiras y media a cada lado de la toma central.

Por último, se conectará un puente desde la malla de la sección superior de la bobina a la malla de la base. El puente debe presentar muy poca inductancia, y por ello se procurará utilizar una cinta de cobre o latón de unos 10 ó 12 mm de ancho. Una vez realizadas las dos soldaduras del puente, el balun quedará listo (el puente va desde *a* a *b* en la figura 3 (C), siendo una conexión común de masa).

EMPLEO DEL BALUN COAXIAL.

El balun debe montarse en el transversal o «boom» de la antena direccional, lo más cerca posible del punto de alimentación del elemento radiante.

Está diseñado para acoplar una línea coaxial de 50 ó 52 ohmios a los extremos centrales del elemento excitado de una antena y no debe utilizarse con sistemas de acoplamiento tales como el «gamma-match» o parecidos. El balun puede sujetarse al «boom» por medio de dos pequeños soportes en ángulo recto. Las conexiones desde el centro del balun al elemento citado deberán hacerse lo más cortas que sea posible y con cinta de cobre o alambre grueso. La línea de transmisión se conecta a la entrada del balun (parte superior). La masa (malla exterior) se conecta a tierra, uniendo el transversal o «boom» y la masa común del balun.

CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS DEL BALUN COAXIAL DE BANDA ANCHA.

El comportamiento del balun a distintas frecuencias de trabajo se muestra en la curva de la figura 7, obtenida en el laboratorio. Utilizando coaxial

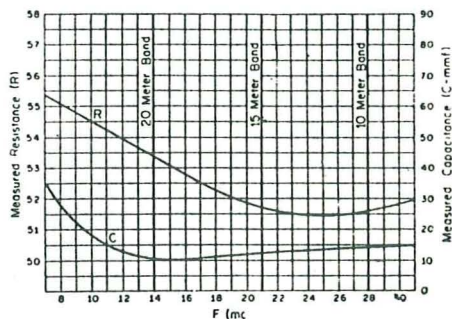


FIG. 7.—Curva característica del balun descrito realizado con RG-213U. Para coaxial RG8-U de 52 ohmios la curva se desplaza hacia arriba unos 2 ohmios, pero conservando el mismo trazado. La reactancia capacitiva a la entrada del balun se muestra en la curva C, si bien deberá ser unos 5 pF menor en todo su trazado, representando esto 5 pF la capacidad inherente al instrumento con el que se tomaron las medidas.

Measured Resistance (R): Resistencia.

F(Mc): Frecuencia (MHz).

Measured Capacitance: Capacidad (en pF).

20 Meter Band: Banda 20 m.

15 Meter Band: Banda 15 m.

10 Meter Band: Banda 10 m.

RG-213 U (impedancia característica nominal, 50 ohmios) el balun presentó varias impedancias de entrada cuando se conectó a su extremo una resistencia no inductiva de 50 ohmios (antena artificial) y se fue variando la frecuencia. A 7 MHz la impedancia de entrada del balun resultó ser de 55,2 ohmios. Para 14 MHz la impedancia de entrada descendió a 53,3 ohmios y la medida fue de 51,5 ohmios para 21 MHz. La impedancia mínima se registró alrededor de los 24 MHz y resultó ser de

consistirá en variar la longitud del elemento radiante, pero nunca más de 2,5 cm, con objeto de reducir al mínimo la relación de estacionarias a la frecuencia central o de resonancia de la antena.

Se comprobó que cuando se utiliza coaxial RG8-U para la construcción del balun (52 ohmios de impedancia característica), las medidas de resistencia del balun aumentaban en 1 ó 2 ohmios con respecto a cuando se utilizó línea de 50 ohmios (RG-213/U). Como fuera que el balun parecía proporcionar una impedancia de ataque algo superior a la impedancia característica del cable de que estaba formado, se creyó más adecuado la utilización de un cable con impedancia ligeramente inferior a la de la línea de alimentación. No apareció clara la razón del ligero cambio de impedancia experimentado, suponiéndose que sería debido a ligeras imperfecciones del balun o a ligeras variaciones de la impedancia característica del cable a lo largo del mismo por simple tolerancia de fabricación. Desde un punto de vista práctico, pueden utilizarse cables coaxiales RG8-U, RG8-AU o RG-213/U, cuyas diferencias no serán dignas de tener en consideración. No existe razón alguna para que no pueda realizarse una versión de balun para una potencia más reducida utilizando coaxial RG58-U. La única precaución a tener en cuenta consistirá en que el diámetro del balun no sea inferior a diez veces el diámetro del coaxial, con objeto de evitar deformaciones del aislante interior que pudieran llegar a producir variaciones de la impedancia característica o incluso cruces entre malla y conductor central.

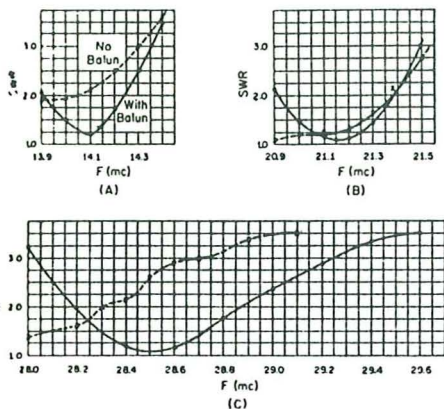


FIG. 8.

51,5 ohmios. A 30 MHz la impedancia volvió a subir a 52 ohmios aproximadamente. El balun probó ser ligeramente reactivo, presentando una capacidad de entrada de unos 15 pF por encima de los 11 MHz. Por debajo de los 11 MHz la capacidad se elevó gradualmente a 33 pF en 7 MHz.

Las ligeras variaciones de la reactancia de entrada se corregirán mediante un ligero reajuste del elemento excitado de la antena. Este ligero reajuste

EL BALUN

Luis, EA3OG

Una de las opiniones más difundidas entre los radioaficionados es la necesidad ineludible de utilizar un «balun» o simetrizador para adaptar un dipolo o una antena simétrica a una línea coaxial que es asimétrica.

Pues bien. Voy a intentar que, igual que sucede con el acoplador de antenas o «transmatch», el balun no debe utilizarse por sistema, sino cuando las circunstancias nos obliguen a usarlo.

¿Por qué debemos evitar el uso del balun siempre que sea posible?

1. Porque el balun, normalmente, lleva bobinas, y las bobinas siempre introducen pérdidas por causa de su resistencia óhmica, que en alta frecuencia es muy superior a la que se mide con un óhmetro.

2. Porque el balun está diseñado para funcionar acoplando una impedancia de 50 ó 75 ohmios puramente resistiva. Solamente funciona correctamente cuando la impedancia es resistiva y de un valor igual al de diseño. Cuando la antena está funcionando fuera de la frecuencia central de resonancia, lleva también una componente de reactancia capacitiva o inductiva.

En estas circunstancias, la impedancia que refleja el balun a la bajada es muchísimo peor que la de la antena. Es decir, comprobando qué impedancias refleja el balun para distintas impedancias de antena, se encuentran valores mucho más alejados de la impedancia propia de la antena. Por consiguiente, empeoran la ROE en las partes más alejadas de la banda a la que está ajustada la antena, con la consecuencia de

que los transmisores transistorizados disminuirán su salida más rápidamente, gracias al protector que llevan incorporado y que obligan a utilizar forzosamente un «acoplador», que siempre introduce mayores pérdidas.

(Nota: En los equipos a válvulas, el acoplador no es necesario, a pesar de una alta ROE, pues el circuito PI de salida ya es un acoplador de antenas.)

3. Muchos balunes llevan un núcleo de ferrita que puede producir mayores pérdidas por histéresis en el núcleo y, también, puede producir armónicos en cantidad si llegara a saturarse. Por tanto, de tener que usar un balun, escogeríamos aquel que no lleve núcleo de ferrita.

Si no os gusta perder potencia por el camino, coincidiréis conmigo que hay que estudiar cuidadosamente si es necesario o no usar un balun.

Vamos a ver qué efectos produce la asimetría del cable coaxial.

El cable coaxial es una línea de transmisión muy utilizada, pues presenta una ventaja muy importante sobre las líneas paralelas: reduce las pérdidas por radiación en condiciones normales, comparando con una línea abierta de cables paralelos, gracias al blindaje que representa la malla, que confina el campo eléctrico al interior del cable.

Por otra parte, para separar el vivo de la malla, hace falta un dieléctrico que, a su vez, introduce otras pérdidas, y estas pérdidas son en algunos cables superiores a las ahorradas por la menor radiación del cable coaxial.

¿Cuál es el problema principal del cable coaxial?

Que la malla se comporta como dos cables distintos: la parte «interior» de la malla, que transporta una corriente IM igual y de sentido contrario a la del vivo IV, y la «parte exterior», que sirve de blindaje y no transporta apenas corriente. Esto se debe en parte al efecto peculiar o Skin, que hace circular la radiofrecuencia por la superficie exterior de los cables, y en parte, debido a que el campo eléctrico se cierra desde el vivo a la parte interior de la malla.

En la figura se cumplirá que la corriente en la rama A es igual a la que entra por el vivo IV:

$$IA=IV$$

Pero la corriente que circula por el interior de la malla IM puede dividirse en dos partes: una, IB, que circula por la rama B de la antena, y otra, IX, que se dirige por un nuevo conductor que encuentra la parte exterior de la malla, X.

$$IM=IB+IX, \text{ mientras que } IV=IA \text{ y } IM=IV.$$

Esta corriente, IX, es la que desequilibra el dipolo y consigue que no se cumpla la igualdad de corriente en las dos ramas del dipolo:

$$IA \neq IB$$

Podemos representar este fenómeno con un conductor independiente X que estuviera conectado al punto B de una antena simétrica alimentada por una línea simétrica también.

Pueden presentarse varios casos:

1. La longitud física del cable coaxial, o sea, la del hilo parásito X, es igual a L/4 (un cuarto de longitud de onda), y, por tanto, es igual a la longitud de la rama B.

Esto es lo peor que nos podía pasar, pues la rama X se nos comportará exactamente igual que la rama B y absorberá una corriente igual. La corriente en el punto B se divide en dos iguales: $IB=IX=1/2IA$.

Es un caso bastante frecuente. Pensemos en una bajada de 10 metros de largo conectada a un dipolo para la banda de 80 metros. También cuando tenemos una bajada muy corta, de sólo 10 metros, y operamos con un dipolo para 40 metros.

Generalmente, la bajada de esta longitud tiende a producir tensiones de radiofrecuencia en el shack y problemas tales como radiofrecuencia en el micrófono, que nos quema el bigote, así como realimentaciones de RF e incluso oscilaciones.

En estos casos sí que es aconsejable utilizar un balun, a menos que podamos variar la longitud física del coaxial (un poco difícil cuando ya lo hemos cortado). Si

fuera posible, deberíamos llevarlo a una medida que no sea múltiplo impar de L/4.

2. La longitud del coaxial de bajada no es múltiplo impar de L/4.

En este caso el conductor parásito X absorbe mucha menos corriente, pues se comporta como un trozo de hilo no resonante y su impedancia es mucho más elevada que los 38 ohmios de la rama B de la antena. Sus efectos serán pequeños, pero pueden ser importantes y suficientes para desimetrizar una antena Yagi directiva.

Generalmente, la bajada de una Yagi tribanda tiene como mínimo 25 metros, si la suponemos bien instalada en su torreta de 15 metros de altura y añadimos, como mínimo, otros 10 metros para llegar al transmisor. Ojo, que los 25 metros son un múltiplo ($\times 5$) de L/4 en la banda de 20 metros, pero la resistencia de radiación de la malla no puede ser inferior a 100 ohmios en este último caso (mitad de la impedancia de una antena 57/4).

Comparemos la absorción de la rama X con 100 ohmios de resistencia de radiación, con la de los 36 ohmios de la rama B (mitad de los 72 ohmios de un dipolo abierto).

La corriente se distribuye de forma inversamente proporcional a las resistencias.

$$IX=(36/100) \times IB=1/3 \text{ de } IB$$

Es decir, la corriente en la rama parásita X (parte exterior de la malla del coaxial) vale 1/3 de la de la rama de la antena.

Para una Yagi tribanda, es muy fácil eliminar esta corriente parásita por medio de una «rosquilla» de coaxial, enrollando 15 espiras de RG-8U con un diámetro de 12 a 15 centímetros y sujetándolas con cinta aislante. El enrollamiento hace de choque de RF a la corriente IX y la reduce a valores despreciables.

¡Lástima que el arrollamiento debería ser descomunal para 40 y 80 metros y no es factible en la práctica!

3. El cable coaxial es muchísimo más largo que la longitud de onda.

La parte exterior de la malla X se comportaría como un hilo largo y absorbería una corriente inversamente proporcional a la resistencia de radiación de un hilo largo: 600 o más ohmios.

La corriente IX será, por consiguiente, cerca de 1/20 de la absorbida por la rama B, y sus efectos serán muy pequeños, pero es una energía que será radiada por la bajada y que deformará el lóbulo de la antena siempre de alguna forma.

Este es el caso de una antena para dos metros cuyo radiante es un dipolo abierto.

Pensemos en lo importante que puede

ser que este fenómeno no pueda producirse también en los directores ni reflectores conectados en el centro al BOOM que soporta la antena. En el BOOM podría derivarse una corriente desequilibradora, igual que en la rama parásita X del cable coaxial. Por tanto, siempre será preferible aislar los elementos de una antena cuya directividad sea muy importante, es decir, que tenga una ganancia elevada.

El balun recomendable para estos casos es el que se representa en la figura a continuación. Tiene una relación 1×1 y está realizado con cable coaxial, con lo que las pérdidas son bajísimas.

Una de las ramas tiene una longitud de un cuarto de onda y la otra mide tres cuartos de longitud de onda, pero de longitud eléctrica, es decir, multiplicada por el factor de velocidad, que generalmente es 0,66.

Debe realizarse con el mismo cable de bajada, y recordemos que sus dimensiones son críticas, si no queremos disminuir el ancho de banda de la antena.

Si el excitado tiene una impedancia próxima a 200 ohmios, ya es muy conocido este otro balun simetizador, que al mismo tiempo multiplica por 4 la impedancia.

CONCLUSIONES

1. El balun es un elemento simetizador que introduce pérdidas y debemos evitar su uso, especialmente si tiene núcleo de ferrita.
2. Hay ciertas longitudes físicas de bajada que son peligrosas cuando no se utiliza un balun; son los múltiplos impares de $L/4$ (solamente los tres primeros: $\times 1$, $\times 3$ y $\times 5$).
3. Generalmente, es preferible un arro-

llamiento del cable coaxial para evitar las corrientes por el exterior de la malla. Normalmente la rosquilla tiene unas dimensiones razonables en 10, 15 y 20 metros.

4. En UHF es siempre preferible utilizar los balunes de cable coaxial.

5. Sólo recomendaría los balunes de ferrita en bajadas de 10 metros con antenas para 40 y cuando usamos 20 metros de bajada con antenas para 80 metros.

6. Las bajadas que sean múltiplos pares de $L/2$ eléctricos sólo sirven para aquel que quiera tomar medidas de impedancias desde el transmisor.

7. Para directivas tribandas basta usar la rosquilla de coaxial enrollado para poder utilizar una longitud cualquiera de bajada. Por cierto, que ésta es la gran ventaja de las líneas de transmisión llamadas aperiódicas o no resonantes, que pueden tener cualquier longitud.

8. Si además del balun utilizamos un acoplador de antenas y un medidor de ROE y un filtro pasabajos, podemos llegar a perder una potencia considerable en cada aparato. Las pérdidas pueden llegar a un decibelio por cacharro conectado, teniendo en cuenta los conectores PL. ¡Y tres decibelios son ya la mitad de la potencia perdida por el camino!

Por tanto, evitaremos conectar ningún cacharro que no sea imprescindible, especialmente si no tenemos ningún problema de ITVs.

9. Si utilizamos un balun, la longitud del coaxial de bajada de antena puede tener cualquier medida, con tal de que nos llegue al transmisor, pues de lo contrario deberíamos acercar el transmisor a la antena. También deberemos evitar que nos sobren metros y metros, pues entonces aumentaríamos innecesariamente las pérdidas.

«Balun» acoplamiento de antenas

FERNÁNDEZ DE VELASCO, EA1MH.

En todas las revistas de radioaficionados vemos los anuncios de acopladores de antenas (*balun*), que nos pintan las excelencias de su empleo para evitar radiaciones del coaxial de alimentación al acoplar esta línea asimétrica a la carga simétrica constituida por la antena, bien sea ésta un simple dipolo, una V invertida, una multibanda direccional, cuadrangular, etc.; cómo sirve para sustituir el aislador central; evita interferencias en TV; mejora la directividad de una direccional; mejora la relación F/B y la captación de señales indeseables; reduce las ondas estacionarias de la línea; protege nuestro equipo de cargas estáticas atmosféricas. En fin, una serie de ventajas que hacen deseable su utilización.

Pues bien: instalemos un *balun*, y si no queremos gastar apenas dinero en su compra y además darnos el gusto de hacerlo nosotros mismos, como auténticos radioaficionados, con un gasto de unas 300 ptas. y un poco de habilidad dispondremos de un acoplador para antenas de 50 a 75 ohmios y una potencia de hasta 2 kW, con relación 1/1 y que sirve para todas las bandas.

No es mi invento, pues se lo vi a EA1AM, buen amigo, que además añadió explicaciones con toda amabilidad. Recomiendo la lectura de dos trabajos aparecidos en el número 191 de *U.R.E.*, de noviembre de 1967, escritos por W6ASI y traducidos por EA3PI, titulado «Un *balun* de banda ancha económico» y otro traducido de *R.E.F.*

Pero vamos con lo nuestro. Material necesario:

Tres metros de hilo esmaltado de dos milímetros de diámetro.

Una base de conector coaxial SO-239.

Dos tornillos (o tres) en forma de anilla con dos tuercas y dos arandelas c/u.

Cuatro terminales del número 3.

Una barra de ferrita de 10 a 12 mm de diámetro, de las utilizadas en el circuito de

antena de receptores transistorizados, de 65 mm de largo.

Dos tapas tuberías plásticas de PVC de la casa ASADUR, de 40 mm interior por 54 mm diámetro exterior, tipo K.T. 40.

Un tubo ASADUR de 40 mm diámetro interior por 900 mm largo.

Un bote de adhesivo Ferro-Plast especial para tubería de PVC.

Dos tornillos radio de 3×25 mm para sujetar el conector coaxial.

Cortaremos el hilo esmaltado en tres trozos iguales de 1 m cada uno y bien estirados y paralelos los tres, los enrollaremos sobre la barra de ferrita o sobre un tubo de igual diámetro, devanando ocho vueltas, pero, repetimos, los tres hilos al mismo tiempo, como si fuese una cinta de 6 mm de anchura.

El bobinado quedará con tres puntas en cada extremo, que señalaremos según el dibujo de la figura 1, que llamaremos práctico, y el de la figura 2, teórico.

Los extremos A y B se conectarán mediante soldadura en terminales y se fijarán con los tornillos terminados en anillas en el interior de la tapa superior. El extremo C, a la masa de la base del conector coaxial, y el D, al contacto central de dicha base mediante soldaduras.

Conviene que la barra de ferrita quede bien apretada dentro del bobinado para que no se caiga, pudiendo cementarla con unas gotas de Araldite. Ahora prepararemos la caja o envoltura que proteja el bobinado de la intemperie.

En una de las tapas ASADUR haremos dos taladros de 3,5 mm de diámetro, diametralmente opuestos, para colocar los tornillos en anilla que servirán para atar los extremos del dipolo por el exterior y conectar las puntas del bobinado A y B por el interior. Para mejorar la conexión eléctrica es necesario disponer de dos rabillos o trozos de cable flexible desnudo de unos 2 mm de diámetro

por 100 mm de largo, a los que en una punta soldaremos un terminal que se fijará debajo de la tuerca y arandela de los tornillos en anilla por el exterior de la caja, para luego soldarlos o empalmarlos con los extremos del dipolo. Ver figura 3.

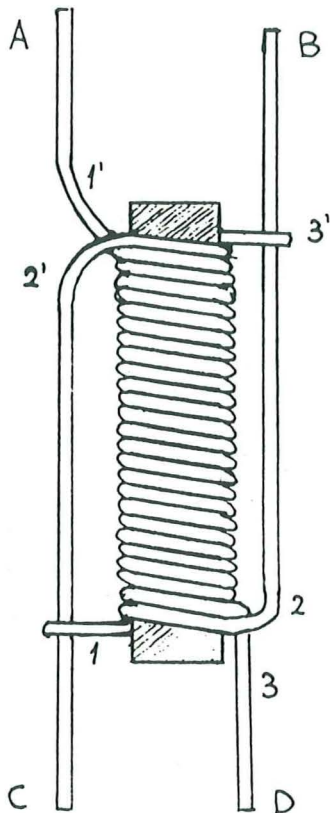


FIG. 1.

En la otra tapa haremos la perforación necesaria en su base para colocar la hembra del conector coaxial SO-239. Como la base de las tapas tienen un grosor de 8 mm, será necesario rebajarla unos 4 mm, lo que podemos hacer en un torno o simplemente con una sierra y luego mejorar y alisar el corte a lima y con lija. Esta tapa quedará según se muestra en la figura 4.

Detalle importante: no olvidemos hacer dos agujeros de unos 3 mm en la base de esta tapa, en cualquier parte, con el fin de evitar la condensación de humedad, que terminaría llenando de agua la caja de nuestro balun.

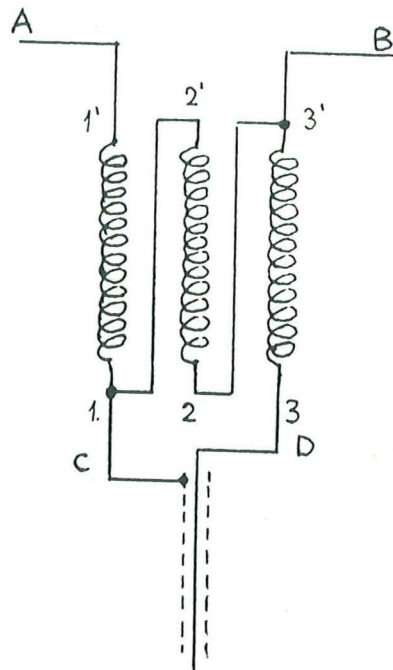


FIG. 2.

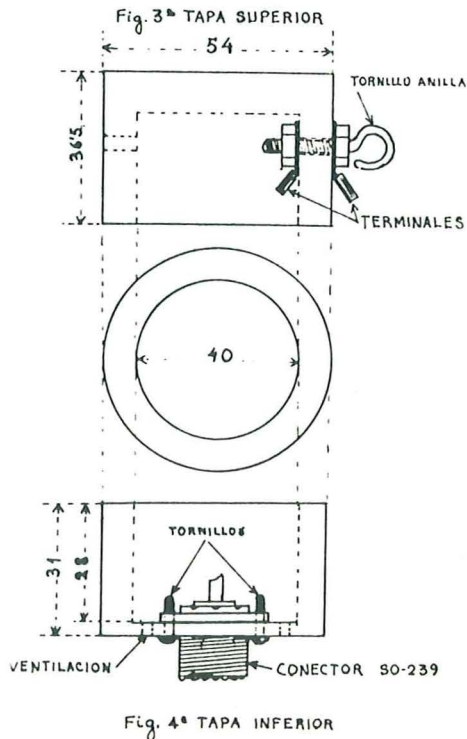


Fig. 4ª TAPA INFERIOR

Ahora sólo nos resta armar el conjunto, para lo cual se necesita un poco de ingenio y habilidad.

Comenzaremos conectando los extremos del bobinado *A* y *B* a los tornillos de la

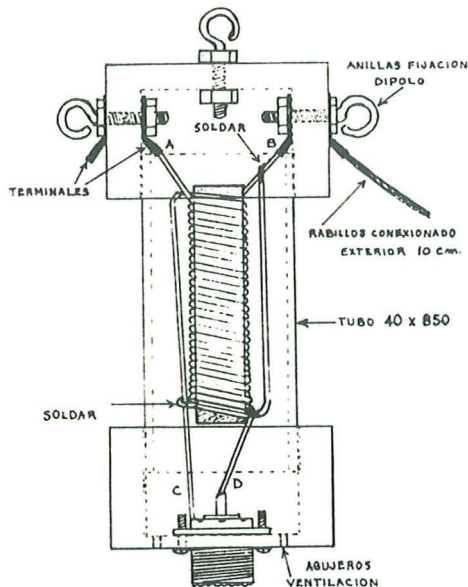


FIG. 5.

NOTA.—Las figuras 1 y 2 van a su tamaño; la 3, 4 y 5 van acotadas.

tapa superior, mejor mediante los terminales, pero también dando forma de anillo a los hilos, que previamente habremos raspado bien su esmalte.

Después los extremos del bobinado *C* y *D* los soldaremos al conector SO-239 y probamos a que éste se adapte bien en el agujero de la tapa, coincidiendo con los dos agujeritos de fijación, por donde se meterán los dos tornillos que roscarán en dos agujeros del conector, que previamente habremos roscado. Conseguido esto y comprobado repetidamente que las conexiones están bien efectuadas; las tapas se adaptan al tubo intermedio; el conector queda bien enfrentado en su lugar; los tornillos de anillas están bien apretados; en fin, todo está listo, podemos proceder a su armado final y cementado del tubo a las dos tapas con el líquido adhesivo Ferro-Plast.

Por último, coloquemos los dos tornillos que fijan el conector y ya tenemos nuestro llamante *balun* que en nada desmerece del que hubiéramos podido comprar, pero a un precio cinco o seis veces superior al que nos costaron los materiales.

En la figura 5 se ve cómo queda su aspecto exterior, en el que se ha dibujado un tercer tornillo en anilla en la parte superior, que serviría para suspender el *balun* caso de utilizar una antena en V invertida.

¿CUANDO UN BALUN ES UN «BALUN»?

Por Doug DeMaw, W 1 FB,
(QST. Agosto 1982, página 52.)
Traducción de EA4BW

En principio, es importante reconocer que un balun de relación 4:1, o de 1:1, equilibrado a no equilibrado, es esencialmente un transformador de banda ancha. También es necesario decir que debe realizar su función prescrita de acoplo de una línea de transmisión no equilibrada a una carga equilibrada.

Suponiendo que un balun o un transformador de banda ancha ha sido diseñado correctamente y que no introduce una reactancia apreciable e indeseable en el sistema, el dispositivo funcionará bien sobre una carga resistiva. Esto no es difícil de conseguir en circuitos en donde la carga permanece relativamente constante, tal como es el caso de un excitador de transistores en clase A que mediante transformador se acopla a las bases de dos transistores de un amplificador de clase A. Además, los transformadores de banda ancha son principalmente utilizados en niveles de baja

impedancia, por debajo de 500 ohmios, si de ellos se espera un apropiado funcionamiento. También, la anchura de banda de un balun está gobernada por su diseño y con el apropiado cuidado a las fugas y a las reactancias dispersas se puede conseguir el esperado rendimiento sobre varias octavas. No todos los balunes se fabrican con dicho criterio.

Se puede probar un balun para una anchura de banda intercalando un medidor de estacionarias entre el transmisor y el balun. El balun, o transformador de banda ancha, se carga con una resistencia no inductiva del adecuado valor. Entonces, se miden las estacionarias y se anotan sus valores, sobre todo, el margen de frecuencias en que ha de trabajar, Banda por banda. Idealmente, debería tenerse lecturas de 1:1 o muy próximas a dicha relación, si todo estuviese bien. Unas lecturas de altas SWR, estacionarias indicaría un pobre rendimiento. Se aconseja realizar dicha prueba antes de acoplar un balun a la antena o sistemas de antenas en que va a trabajar. Esto tiene una particular importancia cuando en el balun se emplean núcleos magnéticos, ferritas o hierros en polvo; si el valor de las estacionarias, VSWR, es alto y también lo es el valor de la RF, se puede presentar la saturación del núcleo. Si ello pasa en un sistema de antenas, el balun generará energía en

armónicos y puede quedar deteriorado de forma permanente. También, la inductancia efectiva de la bobina del balun cambiará, lo que de por sí contribuye a una adicional disminución del rendimiento.

Existen otras consideraciones cuando un transformador de banda ancha se utiliza en un sistema de antenas. Típicamente una antena de radioaficionado presenta una condición resistiva en resonancia. Esto puede ser en una parte dentro de la banda, o en un segmento muy estrecho de una banda dada. Si la característica resistiva es del valor apropiado para la impedancia de la línea de transmisión, todo será bueno. Pero a cada lado de dicha frecuencia existirá una condición reactiva. Esto afectará al rendimiento del transformador y puede suceder que el valor de las estacionarias vistas desde el transmisor, es decir, desde el extremo de la línea que se une al transmisor sean mucho peores que serían sin un balun en el sistema. La prueba de dicho fenómeno se ve claramente en las tablas 1 y 2. La tabla 1 muestra el valor de las estacionarias de una antena comercial tipo Yagi, de tres bandas, cuando está conectado un balun de relación 1:1 en su punto equilibrado de alimentación. La línea de transmisión tiene unos 18 metros de longitud, es rígida con aluminio recubierto en vez de malla, tipo «Hardline» y de 50 ohmios de impedancia. La antena Yagi está ajustada para las zonas de CW de cada banda de 20, 15 y 10 metros.

Se debe notar que la resonancia aparente parece quedar por debajo del extremo de cada banda. También el valor de estacionarias deja muy pobre la anchura de banda útil.

La tabla 2 contiene los datos del valor de estacionarias VSWR que se obtuvieron con la misma antena que los de la tabla 1, un día más tarde y habiendo sustituido el balun comercial por una bobina desacopladora de cable coaxial RG-8/U en bobinado

TABLA 2

Mediciones con bobina de acoplo

MHz.	VSWR	MHz.	VSWR
14,000	1,5:1	28,000	1,4:1
14,050	1,3:1	28,050	1,35:1
14,100	1,3:1	28,100	1,3:1
14,200	1,57:1	28,200	1,3:1
14,300	1,9:1	28,300	1,22:1
		28,400	1,22:1
		28,500	1,23:1
21,000	1,5:1	28,600	1,3:1
21,050	1,3:1	28,700	1,43:1
21,100	1:1	28,800	1,57:1
21,200	1,4:1	28,900	1,75:1
21,300	2,54:1		

Tabla 2: Condiciones como en la tabla 1. Bobina de desacoplo de cable RG-8/U, 8 vueltas, selenoide de 15 cm. de diámetro.

selenoidal, 8 vueltas con 15 cm. de diámetro interior de la bobina. Este tipo de dispositivo se recomienda por algunos fabricantes de antenas direccionales de varios elementos, a fin de impedir la radiación de la línea de alimentación. Se debe notar ahora que el valor de estacionarias desciende bien dentro de cada banda y de que se ha incrementado apreciablemente la anchura útil de la banda de trabajo.

Las tablas 1 y 2 ilustran claramente los efectos indeseables del balun. Como es obvio había presente una suficiente reactancia para alterar el rendimiento del sistema. Esto es especialmente verdad en el rendimiento en la banda de 10 metros.

También se deben considerar las pérdidas. Cuando un balun es acoplado a una carga no adecuada, puede quedar sometido a un considerable calentamiento, que depende de la cantidad de potencia de RF que se suministra a la antena. El calor produce pérdidas y si ellas son lo suficientemente importantes pueden destruir al mismo balun. Hemos experimentado altos niveles de temperatura en las bobinas de los balunes con sólo 100 vatios de potencia en RF, cuando intentábamos acoplar a una línea de transmisión equilibrada en Transmatch. Ello eran más prevalente cuando la línea reflejaba una alta impedancia al balun.

Si usted ha tenido problemas con algún balun, quizá éste no sea un «balun» para su particular sistema. Dichos problemas se presentan aún en las sencillas antenas dipolo y en las bajas frecuencias de transmisión, bandas de 80 y 160 metros especialmente, lo que empeora el problema dado la restringida anchura de banda.

TABLA 1

Mediciones con balun

MHz.	VSWR	MHz.	VSWR
14,000	1,3:1	21,300	4:1
14,100	1,7:1	21,400	6:1
14,200	2,2:1		
14,300	3:1	28,000	1,5:1
		28,100	1,6:1
21,000	1:1	28,200	1,75:1
21,100	1,6:1	28,300	1,85:1
21,200	1,85:1	28,400	2:1
		28,500	2,47:1

NOTAS.—Tabla 1: Medidor del VSWR Bird ThruLine. Antena Yagi con línea, Hardline de 18 m. Balun comercial 1:1. en el punto de alimentación de la antena.

Empleo de «folded dipole» como transformadores de impedancias

Por JULIO ANGLADA

EA3CY

(Traducido de «QST»)

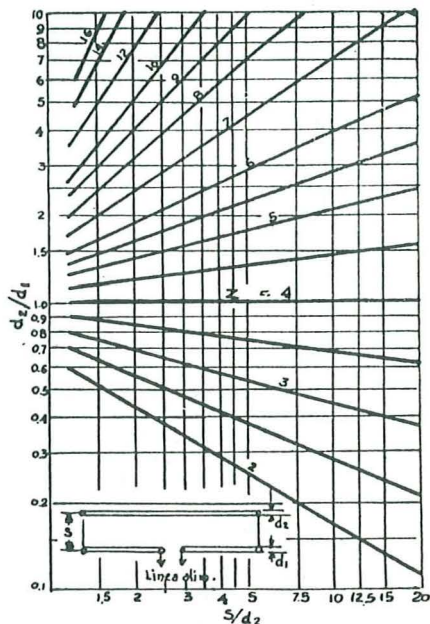
Un reciente estudio del funcionamiento de una antena «folded dipole» (o dipolo plegado, como la llamaremos en lo sucesivo) ha dado como resultado la obtención de fórmulas o ecuaciones más completas para determinar la relación de la impedancia de transformación que tiene lugar, como resultado de agregar conductores adicionales.

Los dipolos plegados son usados frecuentemente, y con muy buenos resultados, para obtener una impedancia de transformación adecuada en sistemas de antenas, tales en que la impedancia de entrada del mismo tenga, debido a la línea de transmisión, algún valor adicional además del de la resistencia de radiación. Una particular aplicación es la de la alimentación de antenas con elementos parásitos o direccionales y espaciado reducido (0,1 y 0,15), por lo que la resistencia de radiación se toma excesivamente baja (de 6 a 12 Ohms.), y por tanto, muy alejada de la característica de las líneas de transmisión corrientes (50 a 600 Ohms.) que nos son asequibles.

Guertler (1) ha obtenido fórmulas concretas, para el cálculo de la impedancia de transformación de los dipolos plegados, de dos y tres elementos (2). Es interesante observar que, en el caso de dos elementos, la relación de la impedancia de

(1) Rudolph Guertler: «Impedance Transformation in folded dipoles», *Croc I. R. E.*, vol. 38, pág. 1.042, septiembre 1950.

(2) Las fórmulas o ecuaciones siguientes nos dan la relación de transformación de impedancias para dipolos plegados de 2 y 3 elementos respectivamente.



transformación es independiente del espaciado entre los mismos, únicamente cuando su diámetro es el mismo, o sea la unidad.

2 elementos:

$$\mu \left(\log \frac{43^2}{d_1 d_2} \right) \div \left(\log \frac{25}{d_2} \right)^2$$

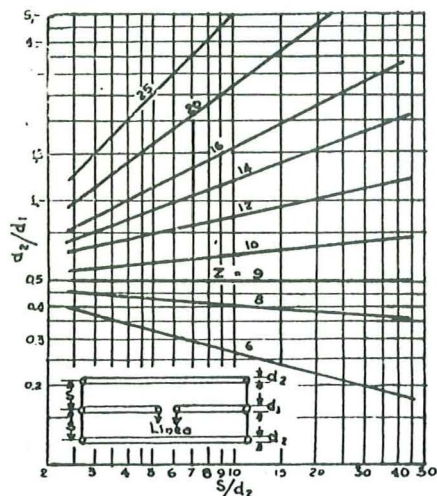
en la cual:

- μ Relación de transformación.
- d_1 Diámetro del elemento excitado.
- d_2 Diámetro del elemento auxiliar.
- S Distancia entre centros de elementos.

3 elementos:

$$\mu \left(\log \frac{43^3}{d_1 d_2} \right) \div \left(\log \frac{S}{d_2} \right)^2$$

Para otras relaciones de diámetros, la relación de transformación se convierte en una función, no solamente de la relación de diámetros de los elementos, sino también de la relación entre el espaciado y el diámetro de un elemento. En el caso de un dipolo plegado de tres elementos, la impedancia de transformación es independiente del espaciado únicamente cuando el diámetro del elemento es el doble del de los elementos asociados del sistema.



El efecto producido por el cambio de varias constantes lo podemos apreciar gráficamente en la figura 1 y 2, los cuales corresponden a dipolos plegados de dos y tres elementos respectivamente. Toda vez que en estos gráficos sólo están comprendidas las relaciones de los diámetros d_1 y d_2 y la separación S ; entre elementos es indiferente la clase de unidades de medida que se empleen, siempre y cuando, claro está, que sean uniformes, bien sean pulgadas, centímetros, etc., etc.

Con el fin de comprender la interpretación de los gráficos reseñados (fig. 1 y 2) vamos a suponer que disfrutamos de una antena direccional giratoria de tres elementos, cuya resistencia de radiación, medida en el centro del elemento excitado, es de 12 Ohms., y que debemos alimentarla

con una línea coaxial de 72 Ohms. La relación de impedancia será: $72/12 = 6$. Esto está bien, dentro del rango de uno a dos elementos, como vemos en la figura 1. Desde el punto de vista práctico resulta conveniente basar la relación d_2/d_1 en diámetros de tubos de usos corrientes en plaza y variar luego la separación hasta conseguir la deseada relación de transformación. Siguiendo la curva Z , para una relación de 6, vemos que los valores de d_2/d_1 , entre 1, 5 y 3, resultarán adecuados para tubos de dimensiones normales. Supongamos que debemos usar tubo de 2,5 cm. (25 mm.) para un elemento; si para el otro usamos tubo de 12,7, la relación d_2/d_1 será = 2. En la intersección de la línea $d_2/d_1 = 2$, con la curva Z para una relación de $Z = 6$, bajaremos la ordenada hasta el eje de abscisas S/d_2 , obteniendo allí la lectura $S/d_2 = 2,4$, o sea la relación entre el espaciado y el diámetro del elemento mayor que deberá ser 2,5 cm. \times 2,4 = 6 cm. Se entiende, claro está, que es *entre centros de diámetros* de los elementos.

Para acoplar la misma antena a una línea de 300 Ohms., la relación de impedancias será: $300/12 = 25$. Como sea que el gráfico de la figura 1 para dipolos de dos elementos sólo alcanza a relaciones entre diámetros máximos de diez unidades, forzosamente deberemos recurrir a la figura 2, que es ya para dipolos con tres elementos. Los mismos diámetros de tubos del caso anterior son indicados para tal fin, siendo $d_2 = 2,5$ cm. y $d_1 = 1,275$ centímetros, o sean una pulgada y media pulgada respectivamente. Siendo 25 la relación de transformación seguiremos la curva $Z = 25$ (fig. 2) hasta el cruce con la abscisa correspondiente a la relación de diámetros (en este caso $d_2/d_1 = 2$). en cuyo punto bajaremos la ordenada correspondiente hasta el eje de la relación S/d_2 , el cual en este caso será: $3/d_2 = 4$. Luego la separación entre centros será, pues, cuatro veces la del diámetro de d_2 , el cual, como en nuestro caso de 1", la separación deberá ser de 4", o sean 10 cm.

Alimentación de una antena direccional tribanda por medio de un transformador de simetría de banda ancha

Por A. BERTEMES (F 3 NB)

Traducido y adaptado de radio «REF», junio de 1966, por J. ALIAGA ARQUE (EA 3 PI)

Cuando se examina el problema de la alimentación de una antena por línea coaxial en emisión, la función principal de la línea debe ser la transferencia de la energía que sale del emisor a la antena con el máximo rendimiento y *sin que se produzca radiación a lo largo de la línea.*

Si hay radiación en la línea, ésta se comporta como una antena; en el caso en que la línea alimenta a un simple dipolo o a un dipolo rotativo tribanda del género TA31, la radiación de la parte vertical del alimentador no se pierde; al contrario, puede constituir una situación ventajosa en ciertos casos, ya que puede favorecer la radiación en ángulos bajos o permitir algún DX situado en la prolongación de las puntas del dipolo.

No será lo mismo si la antena utilizada es una direccional de varios elementos; en este caso la radiación del coaxial perturba indefectiblemente al diagrama direccional, tanto en la emisión como en la recepción.

Nuestros particulares ensayos con una TA33-Jr montada normalmente y alimentada con cable coaxial RG8U fueron realmente decepcionantes. Desde luego, llegamos a realizar comunicaciones DX, pero el lóbulo principal de la antena parecía muy ancho y la ganancia direccional resultaba muy débil tanto en 14 como en 21 MHz, y tengo la seguridad de no haber sido el único en constatar este hecho.

Desgraciadamente, para montar esta direccional habíamos desmontado la ground-plane utilizada en 14 MHz desde hacía muchos años y que habría permitido la realización de eficaces comparaciones.

Durante algún tiempo nuestra estación funcionó de esa forma, pero la mejora que esperábamos nos aportaría la direccional no la notábamos por parte alguna, sobre todo contando con que la ground-plane montada sobre un suelo muy húmedo nos había dado resultados excelentes por un precio módico.

Para aclararnos las dudas, decidimos montar de nuevo una ground-plane de forma que la alimentación con coaxial de 52 ohmios fuera conmutable, a través de un relé coaxial exterior, a una u otra antena.

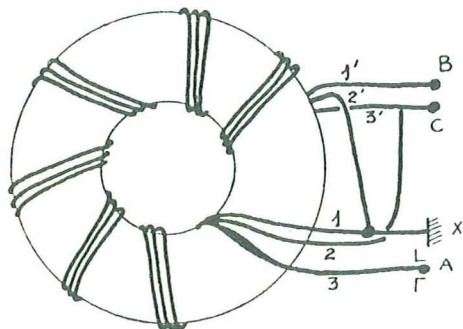


FIG. 1.—Balun de relación 1/1 con devanados toroidales. B y C, salida equilibrada simétrica; X, masa de la caja; A, antena coaxial 52 ohmios.

Repetidos y distintos ensayos nos confirmaron que la direccional se comportaba muy mal, bien que la medida de la relación de estacionarias estuviera de acuerdo con lo indicado por el constructor. No cabía duda de que el alimentador coaxial radiaba y la direccional se comportaba como una omnidireccional. Fue entonces cuando nos decidimos a realizar un «balun» en forma de transformador simétrico de banda ancha, de relación 1/1, bobinado sobre un toroide de ferrita.

Como es sabido, los toroides de ferrita permiten obtener inductancias de elevada sobretensión y acoplamientos fuertes con pérdidas mínimas gracias al circuito magnético cerrado.

Es fácil hallar ahora en Francia ferritas «de telecomunicación» que cubren fácilmente la gama de 3 a 30 MHz, y algunas se utilizan hasta en frecuencias de 100 MHz. Naturalmente, no deberá utilizarse un toroide cualquiera de características desconocidas y que pudiera provenir de circuitos telefóni-

cos que trabajan a frecuencias inferiores a los 1.500 KHz.

Poseyendo un toroide de ferrita apropiada, nos decidimos a realizar los tres devanados toroidales indicados en la figura 1.

El conductor esmaltado de 16/10 fue protegido con una funda de Teflon, si bien creemos que a estas frecuencias podría haber sido suficiente un aislante de plástico ordinario.

En nuestro caso, cada devanado estuvo constituido por cinco espiras y media, y el balun cubrió ampliamente las tres bandas de la direccional (14, 21 y 28 MHz). El conjunto se montó en el interior de una caja estanca de latón soldado; la salida hacia la antena pasaba a través de dos perlas aislantes (vidrio o esteatita recuperada de un condensador) y la entrada del coaxial se realizaba a través de un conector UG21/BU.

La caja metálica quedó fijada al transversal (boom) de la antena por medio de una abrazadera de forma que la salida de los dos conductores aislados estuvieran próximos a las extremidades centrales del dipolo excitado de la direccional.

Una vez colocado el «balun», fue suficiente un ligero recorte de la longitud de los radiadores para conseguir el mínimo de estacionarias en la parte C.W. de las tres bandas (F3NB no trabaja más que en grafía).

Después de esta transformación fá-

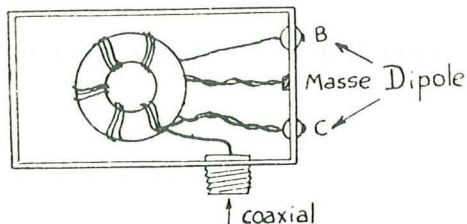


FIG. 2.—Relación mecánica.

Coaxial: Coaxial.
Masse: Masa
Dipole: Dipolo.

cil de realizar, la TA33-Jr se ha convertido en una perfecta direccional; el diagrama de dirección es muy bueno en 21 y 28 MHz y satisfactorio en 14 MHz. La relación «delante-detrás», o ganancia direccional, es ahora del todo normal; naturalmente, en la recepción es donde mejor se ha podido constatar la enorme mejora.

CARACTERISTICAS DE LA FERRITA UTILIZADA.

La ferrita utilizada tenía las dimensiones siguientes en su forma toroidal:

Diámetro exterior: 53 mm.

Diámetro interior: 33 mm.

Espesor: 10 mm, es decir, una sección de 1 cm².

Era un toroide profesional procedente de un transformador a banda ancha destinado a trabajar en la banda de 2 a 30 MHz y que debía soportar una potencia de bastante importancia sin saturación (fabricante: L.T.T., 89 rue de la Faisanderie, Paris 16^e; referencia: Tore type FN19-1104; precio aproximado: 10 F). Creemos que para la potencia autorizada en Francia (50 W hasta 14.350 KHz y 100 W de 21 a 22.000 KHz; nota del traductor) sería suficiente un toroide de 6 a 8 mm de lado y de dimensiones comprendidas entre:

Diámetro exterior: 45 a 50 mm.

Diámetro interior: 32 a 38 mm.

Siempre con la reserva de utilizar una ferrita de la misma calidad.

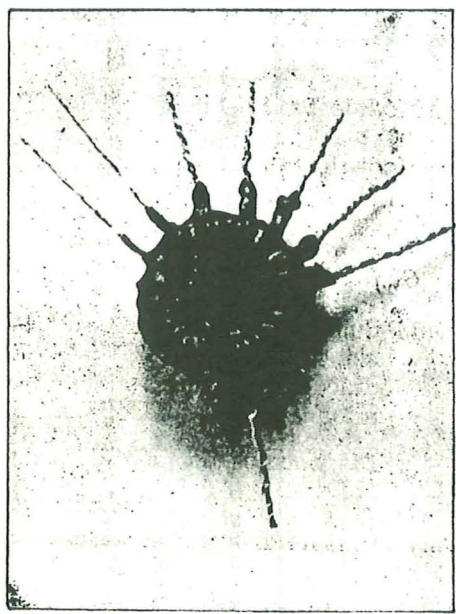
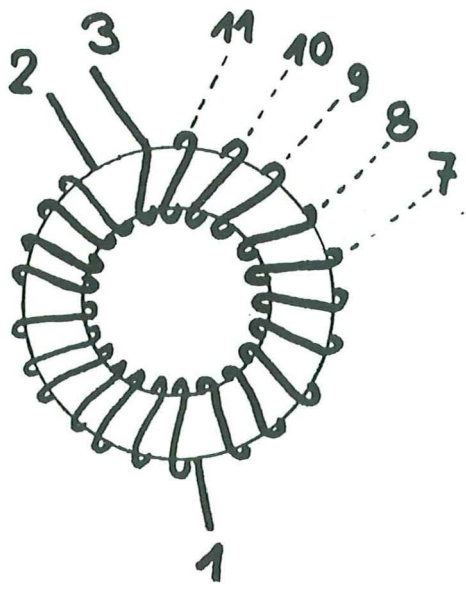
Transformador-acoplador variable para antena de 290 a 590 ohmios

Por DJ 1 NQ, DL 6 QR y DK 6 DX (PETER H. WESTHOFF)

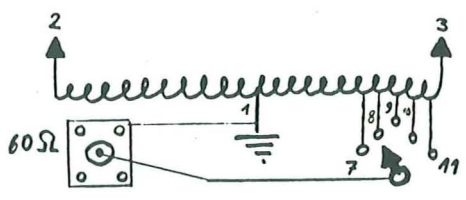
Este transformador puede ser empleado para alimentar diversas antenas de impedancia elevada tales como el dipolo plegado, la Windom FD-4

la Fuchs, diversos tipos de Long Wire, etcétera, empleando para ello cable coaxial de 52 a 72 Ω y eliminando con ello en muchas ocasiones problemas de ITV y BCI.

Las pruebas realizadas por los auto-



res DJ1NQ, técnico y «sabio matemático»; DL9QR, constructor, y DK6DX,



Puntos: 1, masa; 2 y 3, antena; 2 y 11, 240 ohmios; 2 y 10, 290 ohmios; 2 y 9, 360 ohmios; 2 y 8, 450 ohmios; 2 y 7, 590 ohmios.

experimentador, han proporcionado resultados muy satisfactorios.

El tipo de construcción propuesto admite potencias de hasta 1.000 W p.e.p. SSB y 300 W AM. Los únicos elementos necesarios son: un anillo de ferrita (magan-zinc), por ejemplo, tipo 4c6, de la casa Valvo, e hilo de cobre esmaltado protegido con macarrón de fiber-glass o similar.

A continuación se incluye una tabla con valores de número de vueltas y situación de las tomas para las distintas impedancias de salida:

S:	vueltas	22	22	22	22	22
P:	vueltas	11	10	9	8	7
U:		2,0	2,2	2,4	2,7	3,1
U ²		4,0	4,0	6,0	7,6	9,8
Entrada		60 ohmios.				
Salida		240	290	360	450	590

Los datos arriba indicados se obtuvieron empleando hilo de diámetro de 1 mm y anillo de ferrita de 35 mm de diámetro. Potencia admisible: 300 W p.e.p. SSB.

Este montaje, colocado en una caja de plástico con conector y cable coaxial, «chuta» muy bien.

Líneas de transmisión comerciales para su utilización en estaciones de radioaficionados

LÍNEAS COAXIALES DE DIELECTRICO DE POLIETILENO

Tipo	Z_0 (Ω)	Diámetro (mm.)	Atenuación cada 30 metros de longitud (dB)		Capacidad (pF/m)	Conductor interior (B&S)	Tensión eficaz máxima (volts)	Utilización (Con un valor de la R.O.E. de 1,0 : 1)
			a 50 Mc/s.	a 150 Mc/s.				
RG-5/U (*)	53,5	8,5	1,7	3,8	92	16	1.900	Admite hasta 500 vatios hasta 30 megacíclos.
RG-8/U	52	10	1,4	2,6	96,7	7/21	4.000	Admite hasta 2 kW hasta 30 megacíclos.
RG-8A/U	52	10	1,4	2,6	96,7	7/21	4.000	Admite hasta 2 kW hasta 30 megacíclos.
RG-11/U	75	10	1,3	2,5	67,2	7/28	4.000	Admite hasta 1,4 kW hasta 30 megacíclos.
RG-14/U	52	14	1,1	1,75	92	10	5.500	Para trabajo pesado.
RG-17/U	52	22	0,55	1,2	96,7	4	11.000	Admite hasta 7,8 kW hasta 30 megacíclos.
RG-22/U (*)	95	7	2,3	4,2	52,4	7/18	1.000	Tipo doble para trabajo ligero.
RG-57/U (**)	95	16	1,9	4,0	52,4	7/21	3.000	Tipo doble para trabajo semipe-sado.
RG-58/U	53,5	5	2,7	5,3	93,4	20	1.900	Admite hasta 430 vatios hasta 30 megacíclos.
RG-58B/U	53,5	5	2,6	5,2	93,4	20	1.900	Admite hasta 430 vatios hasta 30 megacíclos.
RG-59/U	73	6	2,4	4,5	68,8	22	2.300	Admite hasta 680 vatios hasta 30 megacíclos.
RG-59A/U	73	6	1,25	2,5	68,8	22	2.300	Admite hasta 680 vatios hasta 30 megacíclos.

NOTAS. (*) Posee camisa de blindaje exterior doble (conductor exterior)

(**) Poseen dos conductores interiores para sistemas balanceados.

Factor de propagación (VP) de los cables coaxiales de esta tabla para cálculo general = 0,66.

Los tipos RG-8A/U, RG-58/U y RG-59A/U son cables coaxiales de mejor fabricación con valores mejores de atenuación y mayor vida útil.

UN TRANSFORMADOR DE BANDA ANCHA «MULTIIMPEDANCIA»

Por **Doug DeMAW, W1FB**

Traducido por EA4BW.

Un transformador de banda ancha con tomas ayuda a resolver problemas en el trabajo experimental. Aquí se muestra uno toroidal que cubre un amplio margen de transformaciones de impedancia:

¿Es un transformador de multiimpedancia una maravilla científica? No, por favor, no. El concepto es tan viejo como la electrónica, pero frecuentemente es olvidado por los radioaficionados experimentadores.

Ciertamente, un transformador de banda ancha conmutable en impedancia es calificado como una pieza importante para pruebas. También este tipo de dispositivo se puede utilizar para determinar el número necesario de vueltas en una relación fijada de transformación que puede ser usada permanentemente en un circuito.

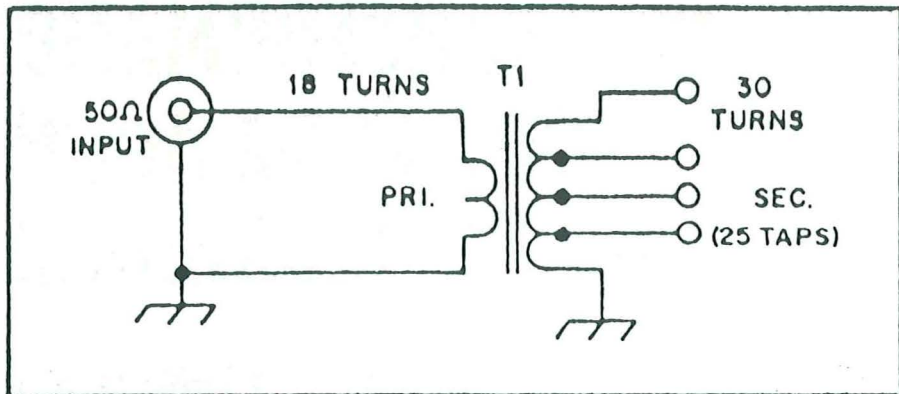
APLICACIONES

Un transformador de impedancia variable puede usarse para aproximar una desconocida impedancia dentro de su margen de acoplo. Sólo es necesario conocer una de las dos impedancias que manejamos. Para el trabajo con antenas generalmente suponemos que la línea de alimentación es de 50 ohmios, a veces, 75 ohmios. Ello lleva a

nuestro factor conocido a un número fijo de vueltas que quedan en el núcleo del transformador y comprenden los bobinados de 50 ohmios y el de 75 ohmios. Aunque un puente de ruido, o un sofisticado puente de impedancia en RF puede utilizarse para medir las impedancias desconocidas, ellos precisan de equipo asociado de pruebas, más unas alimentaciones de red para su funcionamiento. El transformador de impedancia variable sólo necesita un medidor de estacionarias, lo que lo hace más útil para el trabajo sobre el sitio necesario.

Encontró la mayor aplicación al transformador en el trabajo sobre antenas en fase de experimentación. Muchas veces, cuando se ensaya una nueva idea, la impedancia del punto de alimentación de la antena es desconocida. El transformador de impedancia variable proporciona un acoplo útil a la línea coaxial de 50 ohmios y me da una razonable idea de cuál es la impedancia del punto de alimentación en la antena. Se puede dejar el transformador en la línea y probar bajo condiciones de transmisión y de recepción.

Más tarde, si se considera que vale la pena utilizarlo por más tiempo, se puede sustituir por uno de relación fija o reemplazarlo por un dispositivo adecuado de aco-



plo emparejador de impedancias. Prácticamente es un ahorrador de tiempo de experimentación.

Otra aplicación del transformador sería la de intercalarlo entre el excitador y el amplificador lineal, si el último no presenta una impedancia de entrada adecuada para la de salida del excitador. La toma correcta del bobinado sería seleccionada mediante las menores estacionarias.

NOTAS SOBRE SU CONSTRUCCION

Se decidió bobinar un transformador que pudiera transferir la salida del transformador de un kilovatio. Por tanto, si necesitaba dejar la unidad conectada en la línea para una prueba amplia en el aire, debía proporcionar la potencia sin pérdidas, sin chispas ni saturaciones. Debido a la mayor densidad de flujo de los núcleos férricos sobre los de ferrita, por unidad de superficie de sección, se eligió del primer tipo. El circuito se ve en la Fig. 1. El núcleo es uno de la marca Amidon (Micrometals Corp.) tipo Jumbo T-225A-2, que es groseramente equivalente a un par de núcleos T-200 montados uno sobre otro.

El valor fijado del bobinado tiene una X_L de 200, se recomienda que sea de cuatro veces el del nivel de 50 ohmios que se utilizará. Si la frecuencia más baja de funcionamiento es la de 3,5 Mhz., la inductancia requerida será de $9 \mu\text{H}$, $17 \mu\text{H}$ para 1,8 Mhz. El factor A_L de este núcleo toroidal es de 275, lo que precisa un bobinado de unas 18 espiras, para una X_L de 200 ohmios. Esto queda determinada por:

Fig. 1.—Esquema del transformador de impedancia variable.

Espiras = $100 \sqrt{L/A_L}$; en donde A_L es el índice dado por el fabricante, si es L dado en μH . De aquí que para utilizarlo en la banda de 160 m., 1,8 Mhz., el bobinado fijo debería ser de 25 espiras.

El bobinado secundario, con tomas, debería en este caso ser aumentado consecuentemente en su número de vueltas, para proporcionar el margen de impedancias que se relacionan en la Tabla 1.

El núcleo desnudo debería ser envuelto con una capa de cinta epoxica transparente, fabricada por 3M, o de resistencia dieléctrica equivalente. Ello ayudará a prevenir el inicio de arcos y el desgaste del bobinado. El bobinado con tomas, secundario, es el que se bobina primero, directamente sobre el núcleo recubierto. Véase la foto del transformador, tiene sólo doce tomas y fue dispuesto para dar una transformación por encima de los 50 ohmios. Sin embargo, cada vuelta puede ser derivada, para conseguir un margen de menos de 50 ohmios a más de 50 ohmios. La Tabla 1 contiene los datos para un transformador con 27 tomas. El esmaltado aislante es lijado en cada punto a realizar la toma. Entonces se prepara una anilla alargada de hilo grueso y se suelda al bobinado en cada vuelta elegida. El bobinado fijo primario del transformador se bobina posteriormente. Las espiras se sitúan entre las vueltas del bobinado secundario. Se utilizó un hilo del número 18 (1 mm. Ø) recubierto de teflón. Esto se recomienda por proporcionar un alto grado

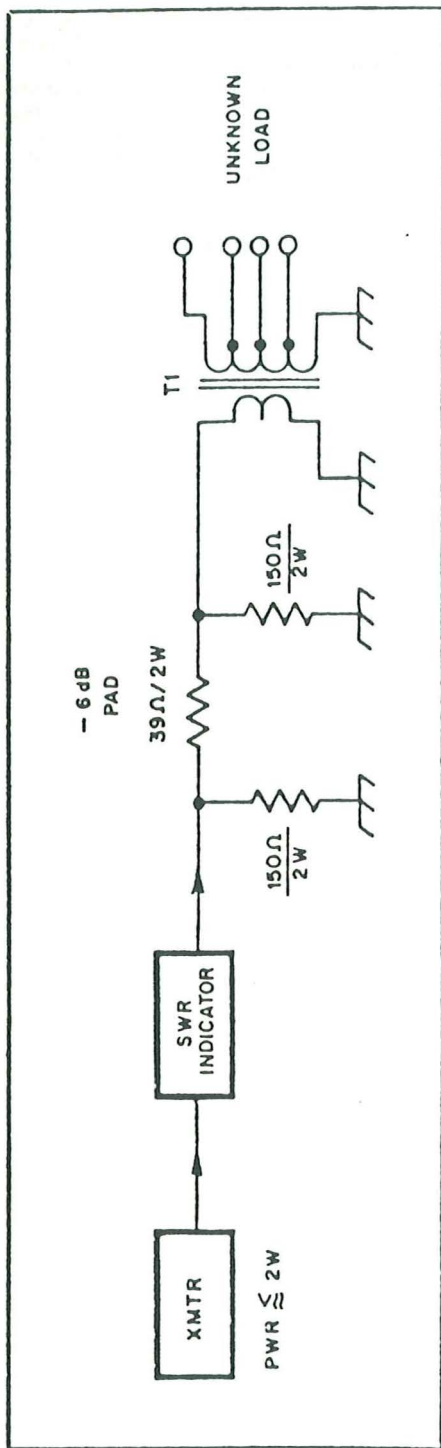


Fig. 2.—Esquema híbrido mostrando una disposición típica para usar el transformador descrito en el texto. Las resistencias en el atenuador de -6 dB son de valores normalizados. Deberán ser de carbón, no inductivas, con sus conexiones muy cortas.

de aislamiento entre los dos bobinados. Como una alternativa se puede usar un macarrón de teflón sobre el hilo de cobre esmaltado, o una cinta de epoxy transparente podría recubrir el bobinado secundario, entre primario y secundario, para aislar adecuadamente ambos bobinados entre sí. Una versión definitiva podría conseguirse encapsulando todo el transformador, menos las tomas, en resina fundida de buenas cualidades dieléctricas para RF. Las tomas deberán sobresalir de la resina; al fundir la resina bastará con recubrir de grasa de silicona las tomas para que aquella no las recubra.

TABLA 1
RESISTENCIA DE CARGA APROXIMADA Y RELACION DE TRANSFORMACION DEL TRANSFORMADOR DE BANDA ANCHA

Espira	Relación de impedancia	Resistencia de carga en ohmios
5	13:1	3,85
6	9:1	5,55
7	6,6:1	7,57
8	5:1	9,87
9	4:1	12,50
10	3:1	15,43
11	2,5:1	18,80
12	2,2:1	22,22
13	1,9:1	26,25
14	1,6:1	30,51
15	1,4:1	34,72
16	1,2:1	39,85
17	1,1:1	45,35
18	1:1	50,00
19	1,1:1	55,70
20	1,2:1	61,72
21	1,4:1	68,00
22	1,5:1	74,70
23	1,6:1	81,63
24	1,8:1	81,63
25	1,9:1	88,88
26	2:1	104,32

APLICACIONES

Cuando se trata con bajas impedancias, es importante mantener los cables de las tomas tan cortos como sea posible. La menor generosidad en el cableado puede introducir reactividades que pueden alterar las mediciones. Esto significa que debe evitarse el uso de conmutadores para seleccionar las tomas. Las pruebas más exactas se logran con un bobinado fijo para 50 ohmios, conectado a una resistencia cono-

cida de 50 ohmios. Un atenuador de -6 dB se construye fácilmente para introducirlo en la línea del primario del trafo. Debe ser capaz de acomodar la potencia de la señal de entrada. Un atenuador hecho con resistencias de dos vatios debería ser completamente adecuado para ser usado con un transmisor de dos vatios durante los experimentos con la antena a fin de equilibrar su acoplo. Un acoplador de dicho tipo se ve en la Fig. 2 mostrando la disposición típica para usar el transformador.

Reglas concernientes al establecimiento de estaciones emisoras para reducir al mínimo los campos hertzianos indeseables

Por CI. ROUSSEY, F 2 XW
Publicado en la revista RADIO-REF
en enero de 1976

ESTUDIO DEL CONJUNTO ANTENA. LINEA DE TRANSMISION. TOMA DE TIERRA.

Suponemos que el generador (en el caso del emisor) está, en sí mismo por construcción, adaptado en simetría a la línea. En caso contrario, se utilizará un adaptador en forma de *acoplador de línea*, llamado incorrectamente acoplador de antena.

1. SISTEMAS ADAPTADOS EN SIMETRÍA.

1.1. Antenas simétricas equilibradas y líneas simétricas.

Se ve que, sin otra toma de tierra, con el acoplamiento inevitable (pero equilibrado) antena-tierra ninguna corriente anormal

tiende a circular. Una toma de tierra en el emisor debe estar igualmente equilibrada (en el punto T). No circulará ninguna corriente de HF. Sólo la antena radia; el resto no forma parte del sistema de radiación ni recoge ninguna radiación, en particular parasita. Obsérvese que si una tensión de HF (parasita) se encuentra presente sobre la toma de tierra de la estación, puede ser transmitida al receptor si existe a su entrada una ruptura de simetría. Esta observación es válida para todos los sistemas que se van a exponer a continuación. En los sistemas mal adaptados es indudable que se recogerán los parásitos de la toma de tierra.

Si la antena induce una corriente anormal en la línea, esta última radiará y esta corriente circulará por la toma de tierra.

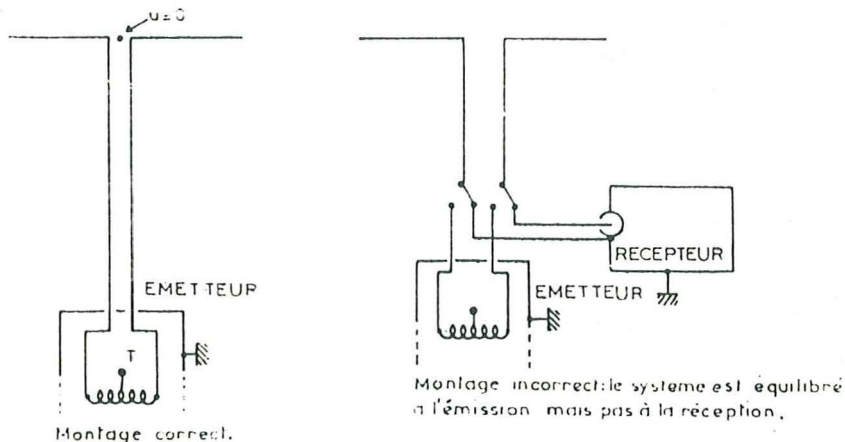


FIG. 4.—Montaje simétrico equilibrado y línea simétrica.

LEYENDA:

Emetteur = emisor.

Montage correct = montaje correcto.

Recepteur = receptor.

Montage incorrect: le système est équilibré à l'émission mais pas à la réception = montaje incorrecto: el sistema está equilibrado para la emisión, pero no para la recepción.

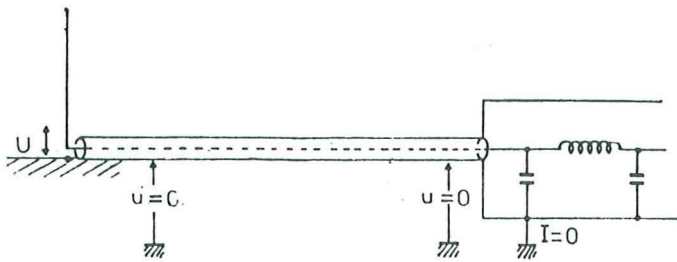


FIG. 5.—Antena Marconi con toma de tierra perfecta y cable coaxial.

1.2. Antenas Marconi o semejantes con toma de tierra perfecta y líneas asimétricas (cable coaxial).

El sistema está en equilibrio completo (totalmente asimétrico con valores idénticos de asimetría). La envuelta del cable coaxial está a un potencial nulo con relación a tierra, en

1.3. Antenas simétricas equilibradas y líneas coaxiales. Utilidad del balun.

Si se conecta directamente una línea coaxial al centro de una antena simétrica equilibrada, la envuelta del cable es llevada a una tensión de alta frecuencia igual a la mitad de la tensión de ataque de la antena con relación al centro de la antena; es decir, con relación a tierra.

Se ve que una puesta a tierra de la envuelta del cable entraña la circulación de una corriente anormal radiante no compensada, con todos los inconvenientes citados en el párrafo III.1.1, a propósito de la toma de tierra y de la captación directa de todos los parásitos incluidos dentro del campo, de los cuales está rodeada la línea coaxial, porque forma, en este caso, parte del sistema radiante, como la toma de tierra.

Todos estos inconvenientes se evitan mediante el empleo de un «balun», adaptador simétrico-asimétrico. En este caso la envuelta del cable es traída a la misma tensión

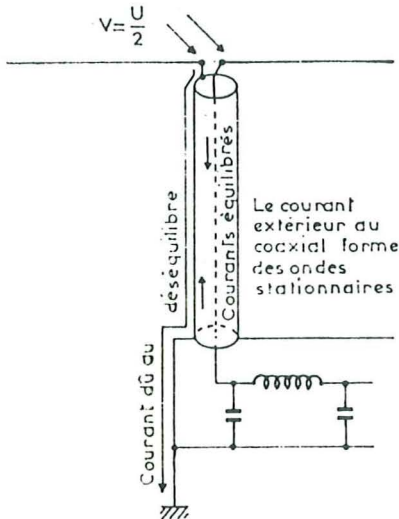


FIG. 6.—Antena simétrica equilibrada y línea coaxial conectada directamente.

LEYENDA:

Courant du au déséquilibre = corriente debida al desequilibrio.

Courants équilibrés = corrientes equilibradas.

Le Courant extérieur au coaxial forme des ondes stationnaires = la corriente exterior al coaxial forma ondas estacionarias.

toda su longitud, y la presencia o la ausencia de una toma de tierra en el emisor no cambia nada. Mientras que el cable esté protegido contra las radiaciones, no circulará ninguna corriente; siendo perpendicular a la antena, está poco acoplado y se le puede considerar como parte del sistema de toma de tierra.

(Ver *Radio-REF*, diciembre 1975.)

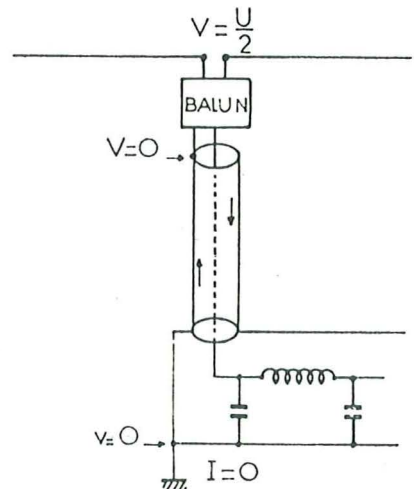


FIG. 7.—Antena simétrica equilibrada balun y línea coaxial.

que tierra y no existe ninguna corriente indeseable con tendencia a circular. La toma de tierra en el emisor es, en este caso, indiferente, salvo que la misma aporte parásitos, como en III.1.1. Pero la antena puede inducir igualmente sobre la línea una corriente anormal.

Observación en relación con el «acoplamiento gamma» (*gamma match*) y con el «acoplamiento T» (*T match*). Estos son dispositivos destinados a «ir a buscar» a lo largo del dipolo un punto de impedancia conveniente para su adaptación a la línea cuando la impedancia de este dipolo ha sido

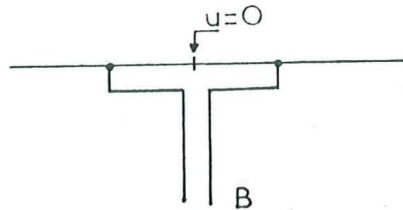
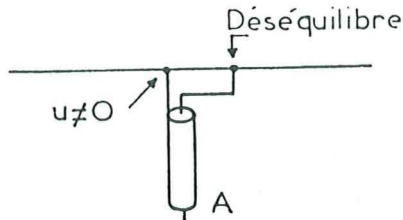


FIG. 8.—Acoplamiento gamma (A) y acoplamiento T (B).

LEYENDA:

Desequilibrio = desequilibrio.

reducido por la presencia de elementos parásitos en una antena Yagi.

El «gamma match» es, en la actualidad, muy utilizado en las antenas cúbicas cuadradas.

Puede parecer que la conexión de la envuelta del cable, exactamente al centro del dipolo, lleva esta envuelta al potencial cero con relación a tierra si el resto de la instalación está bien equilibrada.

No hay nada de esto. En efecto, la conexión del conductor central a un solo lado del dipolo desequilibra a este último, y su centro —y por consiguiente la envuelta del cable— no está ya al potencial cero. Por el contrario, el «T-match» es simétrico, pero debe ser utilizado con líneas simétricas o balun.

2. SISTEMAS NO ADAPTADOS EN SIMETRÍA.

Ya hemos estudiado suficientemente el funcionamiento del conjunto antena-línea-toma de tierra para saber que todo desequilibrio hará circular por el sistema una corriente anormal con todos los inconvenientes citados.

Es prácticamente imposible evitar esto. Puede parecer que si el circuito no tiene vuelta por tierra en el emisor el circuito parásito tierra-antena-línea-tierra quedaría cortado y la corriente no podría circu-

lar. Esto falla. Aun admitiendo que la capacidad entre el emisor o la línea y tierra sea nula, el sistema actúa entonces como una antena Marconi con máxima tensión en el extremo. Este es el fenómeno tan conocido de «HF en el emisor», que provoca perturbaciones y desórdenes de funcionamiento. En este punto es muy difícil evitar la propagación de corrientes de altas frecuencias en los hilos de las redes eléctricas. La agregación de una toma de tierra en el emisor puede desplazar el sistema de ondas estacionarias y hacer caer la tensión de alta frecuencia a niveles aceptables o impercepti-

bles, pero la corriente no dejará de circular por allí, con la extensión del sistema radiante, debido a la toma de tierra.

La solución no puede ser obtenida nada más que con dispositivos correctores. Y recordamos una vez más que todo lo que provoca radiaciones de un órgano cualquiera del conjunto (incluidos los hilos de las redes eléctricas), provoca por reciprocidad la captación de parásitos del interior del campo, de los cuales están rodeados estos órganos, o recogen directamente de su fuente.

PROPAGACION DE LA CORRIENTE DE ALTA FRECUENCIA EN LOS HILOS DE LAS REDES ELECTRICAS.

Es una de las causas más engañosas de la aparición de campos indeseables. Un filtro de sector instalado en el aparato perturbador es, por supuesto, ineficaz contra los campos creados dentro del local por los hilos de las redes.

1. PRESENTACIÓN DE LA RED ELÉCTRICA DE LA ESTACIÓN.

La corriente es, generalmente, transportada por una fase de una red trifásica de 220/380 V (el hilo de la fase y el hilo neutro conectado a tierra), o en algunos casos por

dos hilos de «fase», sin que ninguno de los mismos esté conectado a tierra (redes bifásicas o trifásicas de 127/220 V).

Los hilos de las fases atraviesan los bobinados previstos para frecuencias de 50 Hz: disyuntores y contadores. Estos dispositivos introducen pérdidas importantes a las altas frecuencias y contribuyen, generalmente, a atenuar la señal indeseada a lo largo

de los hilos de las fases, las pérdidas magnéticas anulan rápidamente las altas frecuencias indeseables. Los tubos de aluminio (bergmann), cuando las secciones están en contacto eléctrico dudoso, unas con otras pueden constituir elementos aislados en resonancia para la frecuencia de emisión y producir campos locales intensos. Las demás instalaciones (hilos bajo varillas o zócalos emprotados o

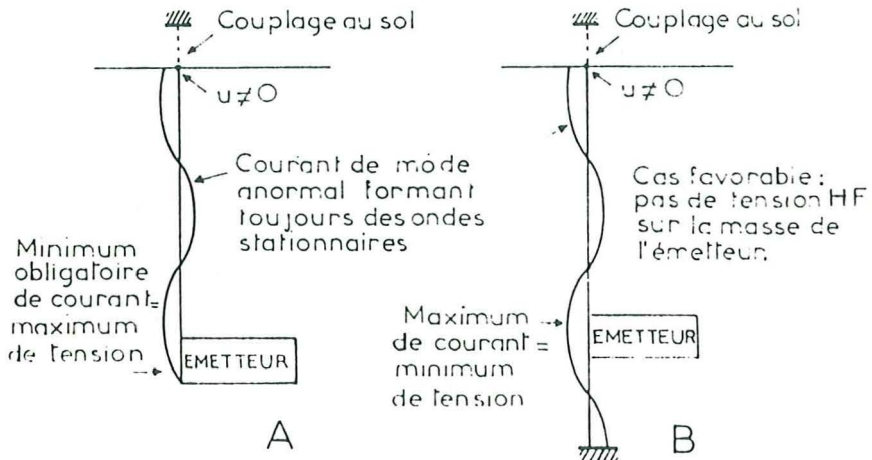


FIG. 9.—Representación esquemática de los circuitos parásitos tierra-antena-línea: en A, circuito abierto; en B, reformado por la toma de tierra del emisor.

LEYENDA:

Couplage au sol = conexión al suelo.

Emetteur = emisor.

Courant de mode anormal formant toujours des ondes stationnaires = las corrientes anormales forman siempre ondas estacionarias.

Cas favorable: pas de tension HF sur la masse de l'émetteur = caso favorable: sin tensión de HF en la masa del emisor.

Minimum obligatoire de courant: maximum de tension = mínimo de corriente: máximo de tensión.

Maximum de courant: minimum de tension = máximo de corriente: mínimo de tensión.

de la línea. Pueden, por otra parte, formar, al azar, cargas terminales de líneas, por supuesto no adaptadas, que dan lugar a resonancia y ondas estacionarias a lo largo de los hilos, con aumentos locales imprevistos del campo. (Esta cuestión será tratada en un estudio posterior.)

Los hilos «neutros» están ligados a tierra, con frecuencia una toma de tierra común, de calidad dudosa para las altas frecuencias y bien suministrado de parásitos diversos en los inmuebles colectivos (algunas veces mucho más lejos, por otra parte). Estos no son interrumpidos y constituyen, en consecuencia, excelentes medios de distribución a distancia de las corrientes de altas frecuencias. Como están acoplados a los hilos de las fases, atenúan con frecuencia el efecto de choque de los bobinados de los disyuntores y de los contadores.

Cuando los hilos van instalados bajo tu-

dispuestos al descubierto sobre los muros) permiten que los hilos actúen de antena para captar los campos hertzianos y transmitirlos más lejos.

2. PRECAUCIONES A TOMAR.

Aparte del efecto de antena de los hilos de las redes colectivas, como las instalaciones aéreas, o individuales, como las instalaciones del interior de las viviendas, y que deban ser corregidas por medios especiales, vemos que es necesario evitar absolutamente toda inyección de corrientes de altas frecuencias en los hilos de las redes... Anótese bien que:

La combinación clásica del filtro red des-acoplada en una toma de tierra no puede tener otro efecto que hacer aparecer campos indeseables en los sitios más alejados.

3. MEDIOS A UTILIZAR.

La ausencia de tensión de alta frecuencia al nivel del emisor, debido al empleo de un sistema de antena correcto, evita la aplicación de esta tensión a las redes. El filtro clásico, o una disipación de energía, como se describirá más adelante, será, sin embar-

go, necesario para protegerse contra los parásitos procedentes de redes y evitar que puedan llegar al receptor. Si no puede conseguirse el equilibrio perfecto, un filtro será obligatorio, pero en todos los casos *sin utilizar jamás conexión directa con la toma de tierra* para un desacoplamiento cualquiera.

LOS REMEDIOS Y SU APLICACION

1. LOS PROCEDIMIENTOS PREVENTIVOS

Acabamos de ver que la elección y la instalación apropiadas de la antena y de la línea de transmisión evitan los graves inconvenientes que ya sabemos. Pero no hay que hacerse ilusiones. Aparte de algunas instalaciones estudiadas especialmente (antenas directivas sobre torretas autotransportadas o aquellas cuyos cables están aislados o interrumpidos a intervalos determinados con aisladores), ninguna instalación está equilibrada efectivamente. Además, es necesario proteger contra las radiaciones de la antena las partes de los cable (línea del motor de mando) dirigidas horizontalmente hacia el emisor. Asimismo resulta prudente examinar los diferentes medios correctores, más o menos enérgicos, según el montaje de la antena.

2. PROCEDIMIENTOS CORRECTORES APLICABLES A LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Para comprender bien cómo puede actuar sobre las corrientes anormales, sin influir sobre la corriente útil normal (por ser ambas de la misma frecuencia, queda excluido el empleo de los filtros clásicos) basta recordar que la corriente normal circula por ambos conductores de la línea con valores iguales y opuestos, y, en consecuencia, no producen campos. Es la corriente anormal la que, debido al desequilibrio, produce los campos eléctrico y magnético. Y son sus propios campos los que utilizaremos para su reducción (sobre todo el campo magnético).

Dos medios diferentes se nos ofrecen:

1. Tratar de impedir el paso de la corriente indeseable oponiéndole una impedancia elevada que actúe como choque: se utilizan las líneas cuarto de onda y las bobinas de autoinducción.

2. Disipar en forma de calor la energía de la corriente que circula: se coloca sobre su camino una *trampa*. Se le hace circular por un arrollamiento de material que produzca pérdidas eléctricas y magnéticas elevadas: en estos se inducen campos. Como las pérdidas de energía son grandes, la energía perdida no es restituida, sino que se transforma en calor.

En la práctica, los dos procedimientos se combinan.

2.1. Descripción de los dispositivos correctores y campo de aplicación

Como la aplicación de los dispositivos correctores se adapta mejor a una línea coaxial, sólo en este caso ha sido estudiada y descrita en lo que sigue. Cuando un tipo de antena necesita una línea de impedancia elevada (hilos paralelos o hilo único), ya hemos dicho que debe ser instalada en donde no pueda causar perturbaciones y alimentada mediante un acoplador para línea coaxial. Es a ésta a la que se aplicarán los medios de corrección en caso necesario.

2.1.1. Dispositivos de impedancia elevada

1. El «bazuca»

Es sabido desde hace mucho tiempo (ver los tratados de antena, donde se le considera generalmente como un arrollamiento igual que un balum). Se opone al paso de la corriente anormal hacia el exterior de la

envuelta del cable (sabemos que esto no es siempre totalmente cierto). Presenta dos inconvenientes serios:

A) Sólo actúa sobre una banda de frecuencias estrecha (nada en absoluto sobre el armónico 2), porque es un dispositivo de alta sobretensión: línea cuarto de onda.

B) Es difícil de realizar mecánicamente, y tiene que ser ajustado para obtener la eficacia máxima. En efecto, su longitud depende del factor de velocidad de la línea que el mismo forma, difícil de conocer debido a la presencia, por una parte al menos, de un dieléctrico de características imprecisas: el cloruro de polivinilo de la envuelta del cable.

Podría ser muy eficaz para la corrección de una antena plana de tierra monobanda.

2. Puesta a tierra de la envuelta del cable a un cuarto de onda, o número impar de cuartos de onda, a partir de la antena

Exige una excelente tierra, una conexión muy corta y una medida exacta de la longitud (factor de velocidad 0,95, porque la línea que transporta la corriente es unifilar).

La parte de línea comprendida entre la antena y la toma de tierra radia, y el dispositivo es monobanda con alta sobretensión como el bazuca. Puede ser aplicado siempre, muy fácilmente, a una antena colocada sobre el suelo (no en un edificio) en función de su altura. Hay que prever un ajuste de la longitud de la línea (empalme coaxial y acortamientos sucesivos anotando los resultados de acuerdo con la longitud; después poner en su lugar un coaxial nuevo con la longitud correcta desde el empalme a la antena). El empalme permitirá una conexión fácil a la envuelta. Igualmente se puede picar la envuelta de seda con un alfiler en varias partes; restablecer la estanqueidad con un relleno de dieléctrico en cada parte.

3. Bobina de choque sin núcleo magnético

Realizada de la forma más cómoda (cincho de cable), presenta una sobretensión más débil debido a su forma desfavorable y, por consiguiente, una banda de eficacia más amplia.

Bajo esta forma es recomendada, a falta del balum, por un importante fabricante de antenas Yagui de 10,15 y 20 metros. Para estas frecuencias el valor recomendado es de 12 espiras de cable coaxial arrolladas sobre un diámetro de 15 cm.

La realización es fácil, y no exige ni puesta a punto, ni corte del cable, y puede utilizarse un cable coaxial de 11 mm de diámetro.

2.1.2. Dispositivos disipadores de energía

1. Arrollamiento de una materia con fuertes pérdidas dieléctricas o magnéticas

Se utilizan medios naturales o seminaturales colocados en las proximidades del paso del cable: la tierra que rodea a un cable enterrado, o trozos de hierro o acero apilados o cinta de acero a las que se liga el cable en una gran longitud.

Se puede utilizar también un medio artificial repartido sobre toda la longitud del cable: cable coaxial bajo hojas de acero (no emplear ni cobre ni aluminio).

Su acción es extensiva a todas las frecuencias, y aumenta para las frecuencias elevadas (pérdidas más grandes). El poder disipador por unidad de longitud es débil, pero puede actuar sobre grandes longitudes de cable, y su acción repartida a lo largo de la línea evita el desarrollo de resonancias, posibles en longitudes de líneas separadas por dispositivos concentrados localizados. Cuando se cuenta con ellos, su utilización es fácil y gratuita. Sin embargo, el cable armado bajo hojas de acero es difícil de utilizar. Las hojas no necesitan toma de tierra para disipar energía, pero se puede probar para obtener un efecto suplementario de blindaje estático.

2. Concentración de un material con pérdidas magnéticas muy fuertes en ciertos puntos del cable: anillos de ferrita

Si el medio que rodea al cable presenta una fuerte permeabilidad magnética, las líneas de fuerza creadas por la corriente anormal acabarán concentrándose. Si, además, las pérdidas magnéticas son elevadas, la energía no será restituida como con una autoinducción sin pérdidas, sino degradada en forma de calor.

Desgraciadamente, no es posible rodear todo el cable con la ferrita; este material, elegido de una calidad prevista para frecuencias muy inferiores que las que hay que eliminar, ofrece todas las condiciones requeridas, aparte de su precio. Habrá que contentarse con disponer anillo de ferrita a intervalos en todo lo largo de la línea.

Estas ferritas se tienen disponibles en el comercio; por ejemplo, Portenseigne, referencia 4-501 GS (pedir del tipo más grueso, puesto que hay dos grosores y los dos llevan el mismo número de catálogo); sin embargo, los dos sirven.

El diámetro interior es de 8 mm; la colocación sobre el cable coaxial RG BA/U, RG 11A/U, KX4, KX13 ó RG 213/U exige un ligero ensanchamiento del paso con la lima de cola de rata y el levantamiento de la envuelta aislante exterior del cable en el si-

tio deseado. Los anillos se pueden colocar sin cortar el cable; partir el anillo longitudinalmente, después de haber iniciado la fractura con una sierra de ampollas de inyecciones farmacéuticas y volver a pegar los trozos alrededor de la trenza con cola. La cola Eastman 910 ó Cyanolit; una cola menos fluida formaría un entrehierro excesivo. Restablecer la estanqueidad con masilla silícica o relleno dieléctrico.

Si se pueden encontrar ferritas más voluminosas, su empleo reportará ventajas y comodidad.

2.1.3. Dispositivos mixtos: bobinas de choque sobre ferrita.

Como el efecto del anillo de ferrita es un aumento considerable de la autoinducción de la longitud del conductor colocado dentro del anillo, podemos pensar en perfeccionar este dispositivo utilizando una verdadera bobina sobre ferrita. Se obtendrá así una bobina de choque que al mismo tiempo disipará energía en forma de calor. Es evidente que si se hace desaparecer el campo magnético, el efecto de choque desaparecerá igualmente, porque ya no habrá autoinducción. En la práctica los dos efectos se combinan con un beneficio común: un ensanchamiento de la banda de frecuencia implicada.

La bobina de choque sobre ferrita es el procedimiento escogido para la corrección de las líneas, pero exige, generalmente, el corte de éstas, porque el cable coaxial normal de 11 mm no puede ser empleado.

Su eficacia para la supresión de las corrientes anormales quedó demostrada hace mucho tiempo, desde que es utilizada con este fin para la solución de un problema exactamente igual, aunque recíproco: la corrección del efecto «antena hilo largo» de los

cables de las antenas de televisión. Sin embargo, su construcción deberá ser mucho más robusta para ser utilizada en emisión, en razón a la potencia no despreciable a transmitir.

A) Cable a utilizar

Este cable debe ser fácil de arrollar alrededor de un núcleo relativamente pequeño. El debilitamiento por la contracción mecánica del polietileno, agravada por el envejecimiento y el calor, cambiarán la impedancia del cable y podría llevar al corto circuito, si el cable se deforma demasiado.

Los cables RG 58/U y KX2 (50 ohmios) pueden transportar 225 vatios HF a 30 MHz con una ROE de 4/1 y mayor para las frecuencias inferiores. Dentro de las mismas condiciones, los cables RG 59/U y KX7 (75 ohmios) pueden admitir 300 vatios. Sus pequeños diámetros (5,5 y 6,5) son muy convenientes.

Si se pueden encontrar los cables 50 PD (50 ohmios) y 75 PD (75 ohmios) de un diámetro de 7 mm, se obtendrá un coeficiente de seguridad más elevado (alrededor del doble).

B) Núcleos a utilizar

Las barras de 10 × 20 mm (cuadro de ferrita modelo grande) es muy conveniente. Atención: los que se venden en ciertas casas de surplus (no anunciadas en Radio-REF) son más caros que los nuevos.

C) Realización de la bobina de choque sobre ferrita

— Ligar conjuntamente un fajo de seis barras de ferrita y una varilla de madera cilíndrica de 10 × 20 mm (vendedores de material de modelado) colocando la varilla de

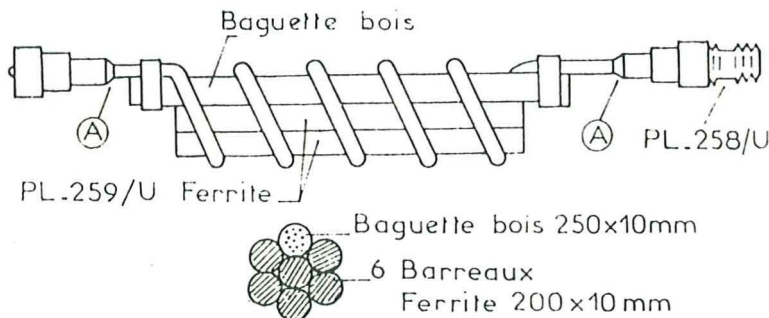


Fig. 10.—Realización de la bobina de choque sobre ferrita para cables de antena de emisión.

madera en el exterior. Esta servirá para amarrar los extremos del cable.

— Arrollar sobre el núcleo así formado, de seis a diez espiras de cable coaxial repartiéndolo las espiras sobre el núcleo. Amarrar el cable.

— Colocar dos conectores coaxiales para el empalme o conveniencia.

2.1.4. Elección del emplazamiento de los elementos correctores

— Los procedimientos de corrección naturales son los que deben utilizarse preferentemente, si se tienen disponibles, debido a la ausencia del riesgo de resonancia.

— Los elementos de corrección repartidos a lo largo de la línea no deben jamás estar separados por una distancia igual a una semionda (factor de velocidad 0,95) de una de las frecuencias utilizadas o de sus armónicos. Colocarlos con preferencia a intervalos irregulares.

— Un corrector concentrado (bobina de autoinducción) colocado muy cerca de la antena protege bien a la línea contra la corriente anormal, pero no contra la radiación de la antena. En consecuencia, como las radiaciones de los radiantes de una antena de tierra-plana es muy importante y próxima al cable, la parte del cable vecino a la antena sólo podrá ser protegido difícilmente con eficacia. Prever dos bobinas de autoinducción.

Hay que impedir que la línea radie antes de pasar cerca de una antena o de un cable de televisión.

— Pasar el cable guarnecido de anillos por un pequeño agujero (donde no pueda ser guiado) es una operación que exige con frecuencia el empleo de expresiones verbales no técnicas.

— No olvidar que los cables de los motores de antena también deben ser protegidos. Algunos anillos bastan generalmente, porque pueden protegerse por ligaduras a los postes.

3. TRATAMIENTO DE LA CONEXION CON LA TOMA DE TIERRA

Cuando las precauciones anteriores han sido aplicadas con éxito, ninguna tensión de alta frecuencia aparece en la masa del emisor. Se podría deducir de esto que no circulará ninguna corriente de HF por la toma de tierra. Esto no es rigurosamente cierto: la toma de tierra puede perturbar la repartición de las ondas estacionarias, debido a un residuo débil de corriente anormal.

Sabemos, por otra parte, que la toma de tierra puede introducir tensiones de HF parásitas, debido a la toma de tierra de los hilos neutros de las redes.

Por lo tanto, más valdrá excederse. Además,

la toma de tierra es útil (y obligatoria) para la seguridad, desde el punto de vista de la alimentación por redes.

Se vuelve a la dificultad de conectar en serie con la toma de tierra una bobina de choque con disipación. Una veintena de espiras de hilo arrolladas sobre una barrita de ferrita cumplirá el cometido. El reglamento de seguridad exige que la sección del hilo sea igual, por lo menos, a la de los conductores que transportan la energía hasta la estación.

Por otra parte, se utilizará ventajosamente un conductor con pérdidas muy fuertes a las altas frecuencias para las conexiones que van hacia la toma de tierra. Si es posible, utilizar hilo de hierro, porque sus pérdidas magnéticas y óhmicas disipan rápidamente la energía de alta frecuencia.

4. FILTRAJE DE LA RED ELECTRICA

Si partimos de los principios precedentes, y suponiendo que se conoce el comportamiento de la red (ver capítulo IV), se comprende que la estación debe estar alimentada a través de un filtro eficaz. Tener en cuenta que todo desacoplo de este filtro por condensadores será ineficaz, e incluso perjudicial, porque produce el riesgo de provocar choques eléctricos en el operador, si se desconecta la toma de tierra.

Las bobinas con arrollamientos fraccionados son interesantes, porque cubren una banda de frecuencia más amplia. Sin embargo, es recomendable utilizar también un filtro con disipación.

Utilizar un arrollamiento *bifilar* (dos hilos adyacentes, cada uno utilizado en serie con cada conductor de la red) de hilo aislado de sección suficiente, que cubra toda la longitud de una barrita de ferrita 10 x 200 milímetros, con las espiras unidas.

Este tipo de filtro realizado arrollando el mismo cordón de «sector» de los aparatos sobre la barrita de ferrita, a partir de la salida de la caja; es el más simple y eficaz de los filtros de red, que pueden ser instalados en los aparatos sujetos a perturbaciones. Ofrece, además, la ventaja de no recoger la alta frecuencia por el mismo cordón, y además no exige cortar el cordón.

5. CONTROL INMEDIATO DE LA EFICACIA DE LAS MEDIDAS TOMADAS

Casi todos los aparatos audio-visuales sujetos a perturbaciones, debidas a campos de alta frecuencia, producen emisiones parásitas. Aun las cadenas de «alta fidelidad», que de esto estaban hasta ahora casi libre, van a regalarnos también armónicos de sus reguladores de tensión con corte, a la manera de los recientes televisores.

Cabría esperar que cuando unos aparatos se perturban mutuamente, están acoplados, sobre todo, mediante redes eléctricas, tomas de tierra o por un sistema radiante; la disminución del acoplamiento puede producir efectos recíprocos. Esto no es totalmente cierto, porque:

1. Los circuitos sensibles a las perturbaciones no son aquellos que las producen.

2. El problema del equilibrio en la recepción depende tanto del equilibrio en la entrada del receptor como del de sistema captador de las radiaciones.

Sin embargo, a grosso modo, *toda mejora que conduzca a una reducción del nivel de recepción de los parásitos producidos por un aparato sujeto a perturbaciones significará un acoplamiento menor con este aparato, y, por consiguiente, un menor riesgo de perturbaciones mutuas.* Esta es la razón por la cual los televisores provistos de filtros y de una antena correcta son menos molestos. Las normas francesas prevén un límite para el campo perturbador producido por un televisor (normas 9-100 y 14). Este reglamento no es aplicable como las relativas a los antiparasitarios de los aparatos eléctricos. Damos el ejemplo para poder exigir en su día.

NOTAS COMPLEMENTARIAS

Recordemos o precisemos algunos puntos que aparecen con frecuencia poco claros.

1. NOTAS SOBRE LAS LINEAS DE TRANSMISION Y LAS ONDAS ESTACIONARIAS

1. Pérdidas en las líneas

Estas son las pérdidas *ohmicas* (resistencia de los conductores) y *dieléctricas* (si existe otro dieléctrico además del aire). Aumentan con la frecuencia y con el cuadrado de la corriente y de la tensión. Además, si la línea radia, pierde energía por *radiación*.

2. Aumento de las tensiones y corrientes con la ROE (1)

La corriente en los conductores y la tensión entre conductores varían periódicamente a lo largo de la línea con las ondas estacionarias. Los valores obtenidos con una ROE de 1/1 (régimen de ondas progresivas), que son:

$$U = \sqrt{W \cdot Z_0} \quad \text{e} \quad I = \sqrt{\frac{W}{Z_0}}$$

(1) ROE = Relación de Ondas Estacionarias.

tomando Z_0 = impedancia característica de la línea, son bien multiplicados, bien divididos, por el número que expresa la ROE. Desgraciadamente, la variación no es senoidal y las disminuciones no compensan los aumentos. El resultado es un aumento de los valores y, por lo tanto, de las pérdidas. (Ver 4.º)

3. Disminución de la potencia máxima admisible en una línea con ROE

El límite es fijado por la corriente máxima (calentamiento) y la tensión máxima (sobretensión). Dicho límite es, por lo tanto, disminuido por las ondas estacionarias, que aumentan estos valores. Afortunadamente los puntos de calentamiento y de máxima tensión no coinciden; tomando un margen de seguridad, se puede admitir que la potencia máxima queda dividida por un coeficiente algo mayor que la raíz cuadrada del número que expresa la ROE.

4. Aumento de las pérdidas en función de la calidad de la línea y de la ROE

Las pérdidas aumentan:

- Mucho, proporcionalmente, en una línea con pérdidas débiles, pero la total permanece despreciable. (Ver 5.º)
- Menos, proporcionalmente, en una línea con pérdidas elevadas (línea larga y frecuencia elevada), pero el aumento absoluto es fuerte. (Ver 6.º)

5. Efectos prácticos de las pérdidas en la línea

- Una pérdida inferior a 2 dB es difícil comprobar por el corresponsal.
- Una pérdida de 3 dB (la mitad de la energía se pierde) hace perder alrededor de medio punto.
- Una pérdida de 6 dB (enorme, los tres cuartos de la energía se pierden) hace perder alrededor de un punto.

Como consecuencia práctica, podemos decir que en una línea de buen cable, de 11 milímetros, cuya longitud no exceda de 5 ó 6 longitudes de onda (para tener en cuenta la frecuencia), todo esfuerzo para hacer disminuir una ROE que no exceda de 2/1 ó de 3/1 es inútil.

6. Efecto de las pérdidas sobre la ROE a lo largo de una línea

El cálculo de la ROE se hace de acuerdo con la impedancia de la línea y de la carga; su medida se hace comparando la corriente reflejada con la corriente producida por el generador.

A causa de las pérdidas en la línea la corriente en la carga es más débil que en la

salida. La corriente devuelta, a consecuencia de sufrir una atenuación doble, es aún más débil que la prevista, así como la ROE medida a la salida. Cuanto más elevadas sean las pérdidas en la línea, más débil es la ROE, cualquiera que sea la desadaptación. Deducimos de esto que una ROE más débil que la prevista, sobre todo a las altas frecuencias, es inquietante. Comprobar la calidad de la línea. Tanto más considerando que ciertas antenas (por ejemplo, demasiado bajas) no presentan en absoluto la impedancia prevista, sino con frecuencia mucho menor.

7. ROE en presencia de corriente anormal

Si las corrientes son desiguales en los dos conductores (anormal), las ROE de los dos conductores son diferentes como consecuencia de las cargas y, en un cable coaxial, las impedancias de las líneas diferentes para cada una.

En el caso de que la mayor parte de la corriente sobrante circule por el exterior de la envuelta del cable, cabe esperar que circule también por el exterior del medidor de ROE, bajo la condición de que sea muy estanco (jamás). Esto es lo que explica el porqué la medida de la ROE puede variar con el ajuste de la longitud del cable, a pesar, al parecer, de la teoría. Las medidas hechas en estas condiciones no indican nada más que una combinación particular de ondas estacionarias con interpenetración de corrientes de dos tipos, y que el medidor de ROE está defectuoso.

8. Errores de medidas debidos al empleo incorrecto del medidor de ROE

Si las corrientes detectadas por un diodo son demasiado débiles, caen en la parte cuadrática de su curva y aparecen con valores inferiores a los reales. Hacer siempre las medidas al máximo de potencia y recordar que las corrientes débiles, por otra parte sin importancia, no pueden ser medidas con precisión.

9. Errores debidos a medidores de ROE mal contruidos

Para ser exactos, entre otras condiciones, estos aparatos deben estar equilibrados para las corrientes de ida y de vuelta. Comprobarlos invirtiendo entrada y salida. Las medidas «Directa» y «Reflejada» deben seguir siendo las mismas al invertir las posiciones del botón de lectura, sin cambiar la escala.

10. Los conectores coaxiales y la ROE

En cualesquiera condiciones, el empleo de los conectores de cables tipos N ó BNC (con impedancia adaptada) no producen aumen-

to de la ROE. Además, son estancos y fáciles de instalar.

El empleo de numerosos conectores de tipo UHF (no estancos y de impedancias propias no definidas) pueden ser tolerados sin inconvenientes a las frecuencias más bajas. En todos los casos en que exista una ruptura de adaptación natural (paso de un cable a la caja u otro órgano) los conectores de UHF son satisfactorios.

2. HISTORIA DE LA ENERGIA REFLEJADA POR LA CARGA

En la técnica de las antenas y de las líneas de transmisión esta cuestión parece ser el puente para testarudos.

Volvamos a considerar los problemas desde sus orígenes:

1. Si una carga final de una línea es reactiva (que contiene solamente autoinducción o capacidad) o no es igual a la impedancia de la línea, o las dos cosas a la vez, hay reflexión de energía y formación de un esquema de ondas estacionarias, en el que la posición queda fijada con relación a la carga.

2. La línea presenta, por otra parte, al generador una impedancia que es casi siempre compleja, es decir, formada por una parte reactiva, aunque la carga no lo sea, y que difiere de las de la línea y de la carga.

3. Para una transferencia dada de energía la impedancia interna del generador es ajustada, por exigencia de acoplamiento, en función de la impedancia que le ofrece la línea.

Observemos que:

— El único caso en que la impedancia del generador será igual a las de la línea y de la carga (con la condición de que éstas no sean reactivas) es cuando el acoplamiento está ajustado para la máxima transferencia de energía. Por otra parte, no hay reflexión, ni, por lo tanto, ondas estacionarias.

— Y el único caso en que la impedancia de este generador será igual a la de la carga no reactiva, sin tener en cuenta la de la línea, es cuando la línea presenta un número entero de semilongitudes de onda, estando el acoplamiento ajustado para una transferencia de energía máxima. En este caso la línea no aporta reactancia propia, ni cambio de la impedancia de carga, aunque pueda producirse una reflexión muy considerable de energía y, por lo tanto, una ROE importante.

— En todos los demás casos, todas las impedancias serán diferentes, actuando la

línea como un transformado con aportación de una reactancia propia, y hay igualmente reflexión de energía.

4. Para la parte de energía reflejada por la carga, el generador es el final de la línea y se convierte en la carga de ésta. Como tal carga no está adaptada (ver lo expuesto antes); hay una nueva reflexión de una parte de esta energía y formación de un nuevo esquema de ondas estacionarias fijado con relación al generador (puesto que en el mismo termina la línea). Los dos esquemas se componen para dar el esquema resultante definitivo. Se ve que una parte (generalmente débil con relación al total) de la energía reflejada es enviada de nuevo a la antena, desde donde es radiada en la misma proporción en que fue radiada la «primera presentación». Este juego de espejos continúa hasta que la energía reflejada por cada extremo es transformada completamente en radiación o calor.

5. Veamos lo que ha pasado con la parte de energía no reflejada por cada lado de la línea:

- Una carga no puede *utilizar* la energía que se le entrega nada más que bajo la condición de transformarla en otra forma de energía: calor, radiación, etc. Siempre hay producción de calor. En consecuencia:

Lado de antena: La energía *utilizada* es parcialmente radiada y parcialmente disipada en forma de calor (el resto es devuelta hacia el generador, debido a que la relación tensión-corriente no es la adecuada; ésta es la parte reflejada).

Lado del generador: La energía reenviada por la carga es recibida a través de un circuito transformador de relación variable y reactancia ajustable: el circuito oscilante de salida. En este lado nada radia, o radia muy poco. Hay disipación de energía, que dependerá de la resistencia que exista, y que corresponde a las pérdidas del circuito.

Este circuito debe ser considerado como un complemento de la línea, formando parte del conjunto. Si las pérdidas son débiles, empecemos por buscar adónde pasa la parte de la energía reflejada por la antena que no es reenviada hacia ésta. ¿Va a calentar al generador? ¿Va a disminuir la potencia que puede suministrar éste?

6. ¿Cómo se presenta la situación mirando desde el generador a través del circuito oscilante?

Este generador produce una fuerza electromotriz, de la que una parte se pierde en su propia resistencia interna. La que resta es

aplicada al sistema circuito oscilante-línea-antena. Este sistema le opone (si no sería un corto circuito) una fuerza contraelectromotriz, resultante de:

- Una primera diferencia de potencial producida por la parte *activa* de la carga, la que es capaz de utilizar la energía, evidentemente en oposición de fase con la f.e.m. del generador.
- Una segunda diferencia de potencial procedente de la energía devuelta, función del esquema de ondas estacionarias, y con una fase cualquiera, que depende de la reactancia. Esta procede de la parte *reactiva* del sistema.

Ambas se componen teniendo en cuenta su defasaje, resultando una sola fuerza contraelectromotriz, que se opone, pero no en oposición de fase rigurosa a la f.e.m. del generador. ¿Este último será atravesado por una corriente «devatada», como dicen los electricistas, que va a provocar su calentamiento? El problema es el de un alternador que alimenta a una carga reactiva...

Afortunadamente hemos visto que el circuito oscilante puede aportar una reactancia propia. Basta con retocar su ajuste. Esta reactancia es la que podrá compensar el defasaje inoportuno introducido por las ondas estacionarias. Pero como todas las combinaciones de ondas estacionarias son posibles, la fuerza contraelectromotriz resultante será probablemente diferente de la que cabría esperar. Ahora que el defasaje ha sido corregido, vemos que:

La devolución de la energía reflejada hacia el generador no produce nada más que el cambio de la impedancia de entrada de la línea.

A expensa de una pequeña pérdida de energía en el circuito oscilante, así como en la línea, la tensión devuelta va, simplemente, a sumarse a la tensión necesaria en la entrada de la línea para enviar allí la potencia necesaria (en fase: la impedancia aumenta; o en oposición de fase: aquélla se reduce, la impedancia disminuye).

Conclusión

Si la reactancia perturbadora está bien compensada, la potencia no produce el calentamiento del generador y no se sustraen absoluto de la potencia que es necesario suministrar. Solamente deberán ser ajustadas la relación de transformación (acoplamiento) y la reactancia (afinado) del circuito de salida.

Todo razonamiento que no esté conforme con esta conclusión olvida la presencia del circuito oscilante de salida del emisor.

3. EFECTOS PRACTICOS DE LA PRESENCIA DE ONDAS ESTACIONARIAS SOBRE EL EMISOR

La compensación de la reactancia y el retoque del acoplamiento, necesarios en presencia de ondas estacionarias, sólo son posibles hasta un cierto límite por el desplazamiento de los ajustes. Además, los órganos deben poder soportar el aumento de tensión o corriente resultante del cambio de impedancia. Por esto, entre las características de los emisores se indica una gama de impedancias o un límite de la ROE. En principio, cuatro casos se pueden presentar:

- La compensación es posible. Todo es normal, estando los ajustes un poco desplazados. El calentamiento suplementario es insoportable.
- La impedancia de entrada de la línea es demasiado elevada. La tensión exigida es superior a la que puede soportar el condensador variable de salida al que alimenta.
- El margen de ajuste es insuficiente y el acoplamiento es demasiado débil (aportación de reactancia capacitiva en un circuito en pi). El coeficiente de sobretensión del circuito muy poco cargado permanece excesivo y la bobina se calienta.
- El margen de ajuste es insuficiente y no nos damos cuenta de ello: el circuito no está ajustado a resonancia y los tubos o transistores mal cargados se calientan excesivamente.

El remedio consiste en intercalar un acoplador de línea.

No olvidar que si la reactancia de la antena varía rápidamente con la frecuencia (antenas de 80 m con banda de paso estrecho, una trampa o una bobina de carga), el ajuste deberá ser rehecho con frecuencia al desplazarse por la banda. Sobre 40 u 80 metros se puede tolerar una ROE muy elevada en el cable. Pero ciertos «baluns» con ferrita pueden tener que soportar una tensión o corriente excesivas cuando la totalidad de la potencia les es aplicada «a la fuerza».

4. NOTAS SOBRE LAS BOBINAS DE CHOQUE

Una bobina de choque actúa de dos maneras:

- Por su impedancia propia de bobina, que aumenta con la frecuencia y con el coeficiente de autoinducción.
- Por su impedancia de circuito paralelo (tapón) en resonancia debida a la presencia de la capacidad distribuida.

Esta resonancia aparece multiplicada frecuentemente en las bobinas con arrollamientos fraccionados.

Para las frecuencias superiores a la de resonancia (la de frecuencia más elevada si existen varias) el circuito tapón ofrece una reactancia capacitiva, y, por lo tanto, disminuye cuando la frecuencia aumenta. Se debe, pues, instalar una bobina de choque que resuene *por encima* de la frecuencia más elevada que deba detener, o bien a esta frecuencia, exactamente, si se conoce con precisión. La resonancia debe ser medida con un «medidor por mínimo de reja» sin conexión alguna ligada a la bobina. Por principio, poner el menor número posible de espiras, separadas.

RESUMEN DE LAS REGLAS A APLICAR

- Utilizar con preferencia una antena simétrica equilibrada con relación a los alrededores de las masas.
 - Alimentarla, mediante un balun, con una línea coaxial perpendicular a la antena.
 - Si las dos primeras reglas no pueden ser aplicadas, utilizar en serie en el cable al menos una bobina de choque sobre ferrita, como se ha descrito en el capítulo V.
 - No dejar de aplicar los medios de corrección naturales descritos en el mismo capítulo, cuando se disponga de ellos.
 - Completar el efecto de las medidas anteriores con anillos de ferrita colocados a lo largo de la línea, como se indica en el mismo capítulo.
 - La antena debe estar alejada de todo punto sensible. Si se utiliza una antena vertical, instalarla, si es posible, en el suelo, aislando en un pie el mayor número posible de radiantes (al menos 20); si la antena está en el tejado, no olvidar que los radiantes radian, como su nombre indica, e instalarla en consecuencia.
 - Instalar entre la red de alimentación y la estación un filtro de sector sin desacoplo, con preferencia bifilar sobre ferrita.
 - Intercalar en la toma de tierra una bobina de choque de 10 a 20 vueltas de hilo sobre ferrita, y utilizar con preferencia hilo de hierro para la conexión de tierra.
 - Si las perturbaciones persisten, serán debidas a las radiaciones directas de la antena sobre puntos sensibles: antenas de TV mal concebidas, hilos de redes eléctricas aéreas, pares de altavoces estereofónicos que forman dipolos. Referirse en tal caso a los estudios que serán publicados posteriormente.
- En general, filtros simples serán eficaces.

UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES