

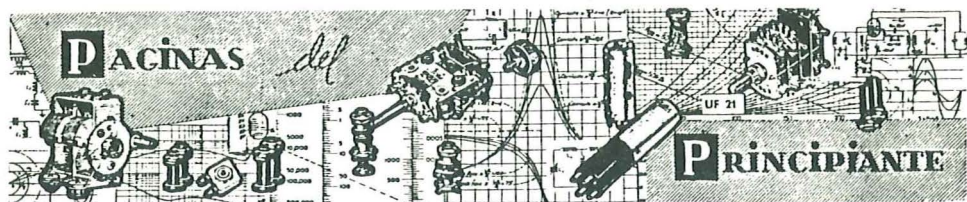
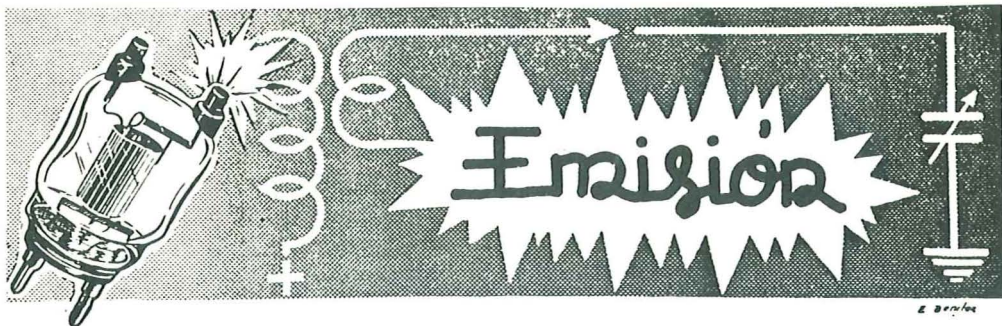


SELECCION TEMATICA DE TODO LO  
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

**IMPEDANCIA  
DE  
ENTRADA  
EN  
ANTENAS  
Y  
MEDIDORES**

**8**

Madrid, 1984



# A N T E N A S

8

# A ntenas





UNION DE  
RADIOAFICIONADOS  
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º  
Madrid - 9

Depósito Legal: M-4393-1984 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	UNA SENCILLA APROXIMACION A LAS IMPEDANCIAS DE ANTENA.
	8	- Resistencia de radiación.
	9	- Reactancia de la antena.
	10	- Estacionarias y relación de estacionarias.
	12	- ROE versus impedancia de antena.

- Pag. 13 IMPEDANCIA DE ENTRADA EN ANTENAS.
- 19 IMPEDANCIA DE ENTRADA EN ANTENAS.
- 36 IMPEDANCIA CARACTERISTICA EN LAS ANTENAS PARA ARMONICAS.
- 37 - Resistencia en el espacio libre.
- 38 - Reactancia en el espacio libre.
- 39 - Longitud resonante.
- 39 - Efectos de la superficie terrestre.
- 40 - Ejemplo de cálculos.
- 43 - Alimentadores.
- 43 - Conclusión.
- 44 IMPEDANCIA DE ANTENA OBTENIDA MEDIANTE MEDICION DIRECTA DE ROE.
- 44 - Solución propuesta.
- 45 - Realización práctica.
- 46 - Operación.
- 47 - Método de cálculo simplificado.
- 49 - El procedimiento generalizado.
- 51 - Voltmetro de R.F.
- 51 - Notas finales.
- 53 SINTONIZANDO UNA ANTENA CON UN PUENTE DE RUIDO.
- 53 - El puente de ruido.
- 53 - Como trabaja el puente de ruido.
- 54 - Sintonizando un dipolo.
- 54 - Dipolos con trampas.
- 54 - Elementos.
- 54 - Cuando no se llega a la antena.
- 54 - Lineas de transmisión.
- 55 - Ahorro de paso final con menos interferencias.
- 55 - Comprobando un balun.
- 55 - Circuitos sintonizados.
- 56 - Puente de ruido versus medidor de estacionarias.
- 57 UN PUENTE DE RUIDO PARA ONDAS DE 160 A 10 METROS.

- Pag. 62 MEDIDOR DE IMPEDANCIA DE ANTENA TRANSISTO  
RIZADO.
- 64 AMPERIMETRO DE ANTENA.
- 66 ONDAMETRO SENCILLO.
- 69 INSTRUMENTAL DEL RADIOAFICIONADO.
- 73 CONSTRUCCION Y USO DEL "ANTENNASCOPE".
- 74 - Construcción.
- 75 - Calibración y modo de empleo.
- 76 - Aplicaciones.
- 76 - Lineas de cuarto de onda.
- 77 - Lineas de media onda.
- 77 - Lineas de transmisión "SURGE" impedancia.
- 77 - Resonancia y resistencias de antenas.
- 78 - Dipolos de media onda.
- 80 - Folded dipolos.
- 81 - Antenas armónicas.
- 81 - Antenas verticales de cuarto de onda y de  
tierra plana (ground plane).
- 81 - Antenas móviles.
- 81 - Radiantes parásitos.
- 82 - Ajuste del "Q bars".
- 82 - Relación de ondas estacionarias.
- 83 - Impedancia de entrada del receptor.
- 84 - Miscelanea.
- 85 ANTENNASCOPE - 54.
- 85 - Construcción.
- 89 - Detalles de construcción.
- 90 - Uso del antenNASCOPE.
- 91 - Determinación de las características de las  
lineas de alimentación.
- 92 - Mediciones en las antenas.
- 94 - Mediciones de impedancias altas.
- 94 - Medición de impedancias muy bajas.
- 94 - Antenas verticales.
- 95 - Formaciones parásitas.
- 95 - Medición de la relación de ondas estaciona-  
rias.
- 96 ANTENAS. PROYECTO, CONSTRUCCION, REALIZA-  
CION Y ALGUNA FICCION.



# Una sencilla aproximación a las impedancias de antena

Cada aficionado activo es propietario de, por lo menos, una antena. Cada antena tiene una propiedad que llamamos impedancia. Esta no se puede ver, ni sentirla, pero está ahí.

Por Jerry HALL, K1TD  
Publicado en QST, marzo de 1983.  
Traducción de EA4BW

En el número de julio de 1977 de QST, presentamos dos caracteres de ficción, Gus y Jack. Gus era un aficionado con mucha experiencia, es decir, el aficionado que había inducido a muchas personas la afición a la radiocomunicación y les ayudaba a conseguir su licencia de clase «A». Jack era el novicio, el «novato», pero que vivía muy cerca de Gus. En 1977 Gus le ayudó a Jack a fin de aprender algo de la teoría que necesitaba para pasar el examen. Lo pasó con éxito y desde entonces ha continuado aprendiendo para alcanzar el de clase A.

Ahora ya hemos hablado bastante de Jack. Nuestro escenario se abre desde aquí con Gus y Donna, trabajando en una antena en el patio de la casa de Donna. Donna es una joven esposa, ama de casa que acaba de obtener su calificación de novata sólo hace unos días. Ella ha realizado ya contactos en 80 metros con una antena dipolo, pero está ansiosa de lograr algunos DX. Su esposo le ha regalado una nueva antena direccional de 15 metros y ella aceptó la ayuda de Gus para montarla. «Mi esposo no sabe de radio», fue el pretexto de la petición de ayuda. La instalación progresa suavemente con Donna y Gus, siguiendo las instrucciones de montaje que acompañan a la antena. Pero oigamos lo que se dicen entre ellos.

—Gus, ¿será la curva de estacionarias como la dada aquí? —le pregunta Donna

refiriéndose al gráfico de rendimiento de la antena que estaban montando. Donna ya sabía que las letras ROE (SWR) significaban estacionarias, Reflexión de Ondas Estacionarias.

—Bueno —empezó a replicar cuidadosamente Gus— dicha curva es típica para esta antena. Más tarde mediremos las estacionarias a través de la banda y veremos qué obtenemos, pero podría ser muy parecida a esa curva mostrada ahí.

—¿Me quieres decir que no será exactamente la misma? —es lo que dedujo Donna de las prudentes palabras de Gus—. ¿Querrá eso decir que hay algo mal en mi antena, o que no la montamos bien?

—¡Oh no!, nada de eso —respondió rápidamente Gus—. Lo que quiero decir es que la impedancia de cualquier antena dependerá en gran parte de donde se instale. De su altura por encima del suelo, de los objetos y construcciones próximas que pueden influir grandemente sobre la impedancia.

—Sí, pero, ¿qué tiene que ver con la curva de ROE? —inquirió Donna.

—Bueno, nunca dos antenas se comportan exactamente lo mismo. La impedancia de una antena puede ser algo diferente de las presentadas en fábrica cuando se miden las ROE, aunque las antenas sean idénticas, lo que podría cambiar la curva un poquito. —explicó Gus.

—Comprendo que no sé verdaderamente

lo que quiere decir impedancia —confesó Donna—. ¿Cómo cambian las diversas impedancias la curva de ROE?

## RESISTENCIA DE RADIACION

—¡Oh! —exclamó Gus, pensando que no había contestado la pregunta de Donna, por lo menos tan claramente como Donna necesitaba—. Olvida lo de la impedancia por un rato, pues vamos a hablar de la resistencia. ¿Recuerdas lo que es resistencia, no es verdad?

—Sí —contestó Donna—. Resistencia es algo en un circuito que limita el flujo de la corriente eléctrica

—Es verdad —dijo Gus— Cuando hablamos de un circuito normal, en el que una resistencia consume energía y produce calor a cambio.

La potencia consumida puede ser calculada de la ecuación siguiente:

$$P=I^2R \text{ (ecuación 1)}$$

En donde, P es la potencia en vatios. I la corriente en amperes. Y R la resistencia en ohmios.

Una antena también tiene resistencia, pero...

Donna interrumpe— ¿Pero, no será realmente una resistencia baja? Ya que mi dipolo de 80 metros es sólo de hilo de cobre. Y esta antena direccional es toda de tubos de aluminio. La que no puede tener mucha resistencia, ¿no es verdad?

—Eso es cierto —confirmó Gus—, pero la clase de resistencia de la que estoy hablando es la llamada «resistencia de radiación» de la antena. No es realmente una resistencia como las normales. De hecho, no se puede medir con un óhmetro el valor de dicha resistencia.

—No lo entiendo —dice Donna—; ¿cómo puede haber una resistencia que no se pueda medir?

—Oh, se puede medir —replica Gus— pero se necesita una clase especial de instrumentos. Lo que dije es que no se puede medir con un óhmetro. Eso es debido a que dicha resistencia no es como las corrientes. Pongamos por caso que conseguimos con su emisor el suministro de 100 vatios a la antena. mejor dicho, a los terminales de la antena a través de la línea de transmisión. ¿Qué pasa con esos 100 w?

—Supongo que serán radiados —fue la respuesta de Donna.

—Sí, eso es verdad. La mayor parte es radiada y es la parte útil de la energía. Pero la corriente fluye por los tubos o cables y una pequeña parte de dicha energía es convertida en calor. Esto pasa debido a la

resistencia en la que piensas. Las pérdidas en calor son, usualmente, llamadas pérdidas óhmicas, y la misma vieja ecuación  $I^2R$  se aplica, la (1) dada anteriormente. En el caso de las pérdidas en calor, la resistencia es real; es la resistencia del cobre, del aluminio de los conductores. Pero en el caso de la potencia radiada desde la antena, la resistencia es sólo presumible que exista. Su valor es aquel que podría consumir la antena de la potencia radiada.

—¡Oh! —dijo Donna—. ¿Qué valor es el mejor a comprar para una resistencia de radiación?

—No se puede salir a comprar el valor de resistencia de radiación que a uno le guste —le explicó Gus—, cada tipo de antena diferente tiene su propia resistencia de radiación, y dicho valor depende del diseño fundamental de la antena. Por ejemplo, un dipolo de media onda que se encuentre alto, lejos de tierra y de otros objetos podría tener una resistencia de radiación de 73 ohmios. La denominamos resistencia en el espacio libre. Dicha resistencia puede subir o bajar de tal valor cuando se coloca cerca de otro objeto o se altera la altura de la tierra. ¿Me sigues, Donna?

—Creo que sí, pero ¿qué pasa con otras antenas? ¿Qué clase de resistencia de radiación tendrá mi antena para 15 metros?

—Es una buena pregunta —comentó Gus—. Esta es una antena de tres elementos, dos de ellos parásitos y uno excitador. El elemento excitador es como un dipolo.

—¡Oh! —replicó Donna—. ¿Entonces habrá resistencia de radiación en espacio libre para mi antena de 73 ohmios?

—No, será mucho más baja. Ello es debido a la presencia de los dos elementos parásitos. Probablemente estará alrededor de los 20 a 30 ohmios.

—Bien, en ese caso, ¿habrá que usar algo además del cable coaxial de 50 ohmios para alimentar el excitador? —pregunta Donna.

—No, estamos bien sobre eso. El fabricante ha incluido el dispositivo acoplador para transformar la baja resistencia a la de 50 ohmios, así que podemos alimentar directamente con los 50 ohmios de la línea. —explica Gus—. Esta clase de dispositivos de acoplo es llamado acoplo beta. Otro modelo se denomina gamma y es muy popular. Pero justamente ahora no vamos a entrar en explicaciones de dispositivos de acoplo. Puede que lo hagamos más tarde.

—Está bien —replicó Donna—. Pero un poco antes dijiste que un dipolo de media onda tenía una resistencia de 73 ohmios. ¿Qué pasa si no es un media onda? ¿Será por ello diferente la radiación?

—¡Ah! —exclamó Gus—. Estás pensando que la resistencia puede cambiar con la

longitud de la antena y tienes razón. Si se hiciera más corto el dipolo, su resistencia de radiación sería más baja. También si se hiciese más largo su resistencia se haría más alta, hasta un punto. Ahora dime, Donna. ¿Qué pasa a la resistencia de radiación si tenemos una longitud fija para una antena, pero la usamos para diferentes frecuencias, como su dipolo de 80 metros? Cosa que haces en la banda de novicios. ¿No es verdad?

—Bien —musitó Donna—, la antena es de media longitud de onda de largo para 80 metros, así que si estuviese en el espacio libre debería tener 73 ohmios, para todas las bandas de novatos. ¿No es así?

—No, por completo —fue la respuesta de Gus—, la antena es realmente de media longitud de onda largo en *sólo una frecuencia*. Cuando desplazas arriba o abajo dicha frecuencia, la antena deja de ser ya de media longitud de onda eléctrica. Por lo que ella cambia su resistencia cuando se cambia la frecuencia.

—Oh, ya veo —dijo Donna—, por esto es por lo que cambian mis estacionarias cuando cambio la frecuencia.

## REACTANCIA DE LA ANTENA

—Parcialmente, verdad —correspondió Gus—, ya que a través de la banda de novicios de 80 metros, la resistencia de radiación no cambiará mucho, sólo unos pocos ohmios. Por ello no tendrá mucho efecto sobre la ROE. Pero recuerda, he mencionado que la antena es sólo una media longitud de onda en una sola frecuencia, es decir, su longitud. Dicha frecuencia es aquella en la que se llama resonante a la antena. Una resonancia quiere decir que no hay presente reactancia. ¿Recuerdas, Donna, lo que es reactancia?

—¿Reactancia no es la que se produce en un circuito que no absorbe potencia?

—Exactamente, correcto. Y recuerda, Donna, que sólo las resistencias pueden consumir potencia. O, en el caso de la resistencia de radiación, se puede decir que pueden radiar potencia. ¿Tú sabes qué clases de elementos del circuito tienen reactancia?

—Oh, seguro —replicó Donna—, las inductancias y los condensadores. Lo que temo es que me vas a decir que una antena puede tener reactancia, aunque no tenga ni condensadores ni inductancias en ella.

Gus le contesta:

—Adivinas. ¡Adivinas mis palabras! Con un dipolo de media onda se tiene una reactancia inductiva, como la que se obtiene por encima de la frecuencia de resonancia. Y se obtiene una reactancia capacitativa cuando se está por debajo. Es exacta-

mente lo mismo que pasa con un circuito sintonizado. En un circuito en resonancia no hay reactancia, a medida que nos apartamos de la citada resonancia, obtenemos reactancia inductiva o capacitativa dependiendo de en qué sentido desplazamos la frecuencia.

—Ya veo —dijo alegremente Donna—. Un poco antes decías que la resistencia de radiación no cambiaba mucho sobre la banda y también que el cambio no tendría mucho efecto sobre las ROE. Entonces debe ser la reactancia la que hace subir las ROE, cuando cambio la frecuencia.

—Exactamente, correcto —confirmó Gus—, ¿Qué te parece un breve descanso para montar la antena juntos, mientras hago algunos cálculos sobre el papel? Creo que entiendes muy bien lo que es la impedancia de antena.

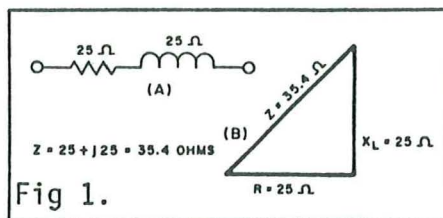


Figura 1.—Circuito eléctrico y esquema representando una impedancia de  $25 + j25$  ohmios, el signo + con la j indica una reactancia inductiva.

—Buena idea —pensó en voz alta Donna. Dentro de la casa, Donna preparó unos refrescos para paladear, mientras Gus y ella charlaban.

—Sabes Donna, una impedancia no es más que lo que se tiene de un circuito que consta de resistencia y reactancia en el mismo. Y como has indicado, una antena se comporta como un circuito —siguió Gus explicando.

—Me has oído hablar de la impedancia de antena. Dicha impedancia está formada por alguna resistencia y alguna reactancia. Tanto la resistencia como la reactancia se miden en ohmios. Si tuviéramos una antena con 25 ohmios de resistencia y 25 ohmios de reactancia, ¿podrías decirme cuál sería la impedancia de dicha antena?

—Creo que serían de 50 ohmios, es decir,  $25 + 25$  fue la respuesta.

—Lo siento, pero no —corrigió Gus—. Seguramente será de unos 35 ohmios.

—¿De dónde sacas dicha cantidad? —preguntó rápidamente Donna algo picada.

—Por eso quería decírtelo con un papel y un lápiz, es decir, demostrártelo —le aseguró Gus—. El dibujó el circuito que damos

en la figura 1 (A) —mientras hablaba—. Este circuito representa la impedancia de la que hablamos —continuó mientras seguía dibujando la figura 1 (B) que es un triángulo—. Y aquí está el esquema de la impedancia. La línea horizontal representa la resistencia R, de 25 ohmios. Y esta línea vertical representa la reactancia inductiva de 25 ohmios,  $X_L$ . Que también es de 25 ohmios para nuestro ejemplo. Es norma dibujar la reactancia inductiva hacia arriba, desde la línea base y, por el contrario, dibujar hacia abajo de la línea base las reactancias capacitativas. Ahora, la hipotenusa del triángulo representa la impedancia total, que nosotros bautizamos con la letra Z usada para la impedancia.

Recordando sus días de la escuela superior, Donna dijo:

—Oh, sí, se puede utilizar la ecuación:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \text{ (ecuación 2)}$$

en donde:

Z=Impedancia total.

R=Resistencia de radiación de la antena.

X=Reactancia, que puede ser inductiva o capacitativa.

Y, efectivamente, obtenemos 35,4 ohmios, según me indica mi calculadora doméstica.

—Bueno —dijo Gus—, así es como indicamos la misma impedancia sin tener que dibujar un triángulo. Es una forma más conveniente cuando se escribe sobre impedancias. En el mismo dibujo escribió « $Z=25+j25=35,4$  ohmios», como se puede leer en la figura 1. Esa «j» es una abreviatura para indicar que no se puede sumar directamente los ohmios resistivos con los reactivos. Se ha de utilizar el proceso de la

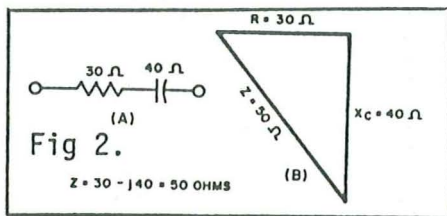


Figura 2: Circuito eléctrico y esquema representando una resistencia de 30 ohmios y una impedancia de  $j40$  ohmios capacitativa. El signo - con la j indica la condición de la impedancia.

ecuación (2), que también se suele llamar suma de vectores.

Ofreciéndole otro ejemplo a Donna, Gus dijo:

—¿Qué te parece si vemos qué pasa con una resistencia de 30 ohmios y una reactancia capacitativa de 40 ohmios?

Gus dibujó el circuito equivalente y el esquema, y la preguntó:

—¿Dime el valor de la impedancia?

Donna escribió la información dada en la figura 2 y calculó la impedancia que era de 50 ohmios.

—Exacta, exacta —dijo Gus orgulloso— creo que este asunto de la impedancia de antena es para ti pan comido.

## ESTACIONARIAS Y RELACION DE ESTACIONARIAS

—Bueno, de lo que no estoy segura —dijo Donna—, es de si entiendo exactamente cómo depende la curva de ROE de la impedancia.

—Conforme —dijo Gus—. Una cosa importante a recordar es que la parte reactiva de la impedancia no absorbe potencia. O en el caso de una antena, no radia potencia alguna dicha parte. Pero puede impedir que algo de la potencia disponible sea transferida a la parte de la resistencia. La potencia que no es radiada es entonces reflejada hacia la línea de transmisión y con ello se crea la onda estacionaria.

—¿Entonces, si la antena no tiene reactancia no se tendrían estacionarias? —preguntó Donna extendiéndola a ¿qué es una onda estacionaria?

—Bueno, contestaremos tres preguntas en orden inverso —le decía Gus mientras iba dibujando la figura 3.

Una onda estacionaria se desarrolla en la línea de transmisión cada vez que se tiene potencia reflejada de la antena. La potencia caminando hacia la antena y la reflejada de la antena están viajando en direcciones diferentes a lo largo de la línea. Si la línea es lo suficientemente larga, en algunos puntos de la línea las tensiones estarán en fase entre sí. En dichos puntos, los voltajes se sumarán y la tensión de radio frecuencia total será mayor que la de cada potencia separada. En algunos puntos de la línea las dos ondas tendrán sus tensiones a  $180^\circ$  desfasadas entre sí. En dichos puntos las tensiones tendrán a anularse una a otra y la tensión total de RF será menor que la de cada potencia sola, como se puede ver en este dibujo, figura 3.

Gus continuó. Ahora esta línea ondulada representa las tensiones que se han desarrollado en todos los puntos a lo largo de la línea de transmisión mal acoplada. Una gran parte de los aficionados olvidan que en cada punto a lo largo de la línea la tensión de RF pasará por cero en algún instante del tiempo. Vemos que la tensión

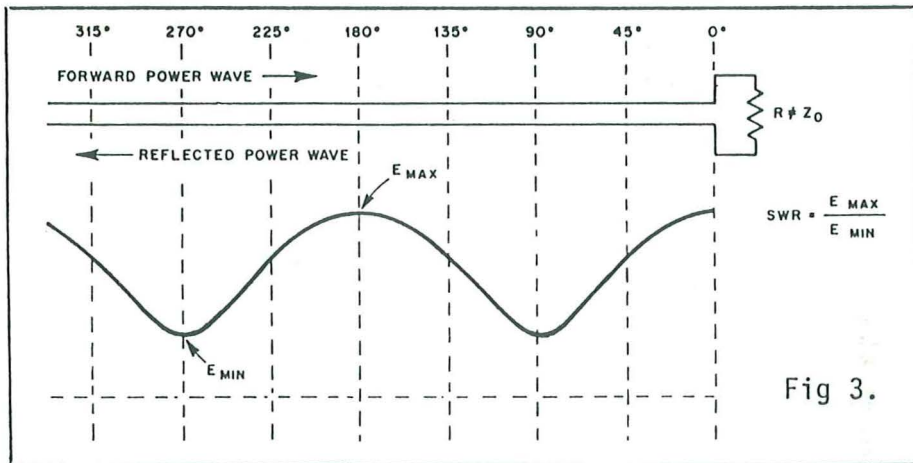


Figura 3: Tensión de la onda estacionaria a lo largo de una línea mal acoplada y resultante de componentes de la potencia de la onda enviada y de la potencia de la onda reflejada, combinadas en diversa relación de fase en diferentes puntos de la línea. Las potencias de las ondas viajan a lo largo de la línea mientras que la onda estacionaria permanece quieta. Las posiciones de máxima y de mínima dependen del valor de los componentes de carga respecto a la impedancia de la línea, pero siempre serán de un cuarto de longitud de onda eléctrica de la línea entre un máximo y un mínimo.

de RF en cualquier punto de la línea de transmisión es una onda sinusoidal. Es decir, que la amplitud de la onda sinusoidal es mayor en algunos puntos que en otros. Y esto es lo que la línea ondulada representa, nada más que un punteo de la tensión de RF en todos los puntos a lo largo de la línea. También que, la línea ondulada representa a la onda reflejada, que es sencillamente la resultante de la potencia de la onda saliente y la de las ondas reflejadas.

—Entonces, ¿cómo que tiene que ver con la relación de las ondas estacionarias, ROE? —preguntó Donna.

—Muy sencillo. Por definición, las ROE, o relación de ondas estacionarias, es la relación entre la máxima tensión y la tensión mínima en la onda estacionaria.

Gus puso esta información sobre el dibujo que queda representado en la figura 3:

$$ROE \text{ (o SWR)} = \frac{E_{\text{máx}}}{E_{\text{mín}}}$$

en donde:

ROE=relación ondas estacionarias.

$E_{\text{máx}}$ =Amplitud máxima de las ondas estacionarias.

$E_{\text{mín}}$ =Amplitud mínima de las ondas estacionarias.

Ahora para contestar a tu primera pregunta, no siempre es verdad que si no se tienen ondas estacionarias no se tiene reactancia. No ondas estacionarias quiere decir, que no se tiene potencia reflejada. Una línea trabajando en esas condiciones se la denomina a veces una línea *plana*, debido a que, la línea ondulada representando las tensiones a lo largo de la línea, ahora se representa plana. Y como es natural, las ROE es de 1:1, porque la relación entre el máximo y el mínimo de tensión a lo largo de la línea es de 1.

—Eso sí que es fácil de entender —dijo Donna.

Gus continuó:

—Pero todavía puedes tener una línea mal acoplada sin tener reactancia en la carga. Escucha, tienes una antena cuya resistencia de radiación es de 100 ohmios, pero no hay reactancia. Y la alimentamos con una línea de 50 ohmios. La línea no está emparejada en impedancia, por lo que habrá algo de potencia reflejada.

## ROE VERSUS IMPEDANCIA DE ANTENA

—¿Cuáles serían las ROE si se alimenta una antena con 100 ohmios con una línea de 50 ohmios? —preguntó Donna.

—Si se tiene una carga que sea resonante, o puramente resistiva, es fácil cifrar las ROE. Justamente se divide la impedancia de línea por la resistencia de carga, o viceversa, la que dé un número mayor que 1. En forma de ecuación se puede escribir de la forma siguiente:

$$ROE = Z_0/R, \text{ o bien, } ROE = R/Z_0$$

en donde:

ROE=Relación de ondas estacionarias.

Z<sub>0</sub>=Impedancia característica de la línea de transmisión.

R=Resistencia de carga, la carga debe ser puramente resistiva.

—Se utiliza la ecuación que dé un resultado mayor que 1 —dijo Gus y continuó.

Por eso, tus ROE sería de 2:1. Que los obtienes dividiendo 100 por 50. También tendrías unas ROE 2:1 si alimentas una carga resistiva de 25 ohmios con una línea de 50 ohmios de impedancia.

—Ya comprendo. Y si tiene una antena con 50 ohmios de impedancia y se alimenta con una línea de 50 ohmios, las estacionarias serían de 1:1, que es la cifra que da de dividir 50 por 50=1 —afirmó Donna.

—Ten cuidado —dijo Gus lentamente—. Eso es sólo verdad si la carga es puramente resistiva. Todos conocemos gran cantidad de aficionados que hablan sobre la *impedancia de antena*, cuando ellos sólo quieren decir resistencia de radiación, o quizá, resistencia de radiación más pérdida de resistencia. Que justamente lo que dijiste. La palabra *impedancia* siempre implica que existe algo de reactancia presente. Veamos este ejemplo que te doy —dijo Gus a medida que mostraba la información dada en la figura 2—. Esta impedancia está formada con una resistencia de 30 ohmios y una reactancia de 40 ohmios. Pero la impedancia total es de 50 ohmios. Aunque todo parecerá muy diferente a una resistencia de 50 ohmios con una línea de 50 ohmios.

—¿Cuán grande es la diferencia? ¿Cuál podrían ser las ROE?

Gus rebuscó en su mente una respuesta a cada pregunta, que implicaban un grupo de ecuaciones que no utilizaba muy a menudo. Finalmente, dijo:

—Conforme, aquí está cómo puedes calcularlas:

$$ROE = \frac{A+B}{A-B}$$

en donde:

$$A = \sqrt{(R+Z_0)^2 + X^2}; B = \sqrt{(R-Z_0)^2 + X^2}.$$

R=Resistencia en la carga en ohmios.

Z<sub>0</sub>=Impedancia característica de la línea.

X=Reactancia en la carga, en ohmios.

—En este caso, R es igual a 30 y X es igual a 40'' —continuó Gus tomándole la calculadora a Donna—. Bueno, A es igual a la raíz cuadrada de 30+40, o sea, 80 al cuadrado más X al cuadrado. Es decir, la raíz cuadrada de 8.000, que es 89,44. Y B es igual a la raíz cuadrada de 30-50 al cuadrado, o -20 al cuadrado más 40 al cuadrado. O sea, raíz cuadrada de 400 más 1.600, o la raíz cuadrada de 2.000, que es 44,72. Conformes, A más B es 134,16 y A-B es 44,72, así que las ROE son:

$$ROE = 134,16/44,72 = 3,0 : 1$$

—Donna, ¿te creerías que una impedancia de 50 ohmios al extremo de una línea de 50 ohmios te podría dar unas ROE de 3:1? —le preguntó Gus.

—No, ni lo pensaría. ¿Crees que es correcto? —dijo Donna comprobando los cálculos de Gus, de los que obtuvo la misma respuesta—. Pienso que es duro creer, pero es así.

—Bueno, creo que deberíamos volver a nuestro trabajo de montar la antena y que podamos acabarla antes de que oscurezca —dijo Gus.

Donna habló:

—Gus estoy contenta de que me hayas ayudado con esta antena. Creo que todo el mundo puede armarla, pero me lo has explicado tan bien que creo que ahora lo entiendo y gracias.

Juntos se encaminaron al patio en busca de las herramientas y los accesorios para continuar el montaje de la antena.

# IMPEDANCIA DE ENTRADA EN ANTENAS

Por RICARDO ALARCON NUÑEZ

Por sus características de distribución de tensiones y corrientes, las antenas se pueden dividir en tres tipos: Aperiódicas (Beverage, Rómbica), mixtas (serie-fare) y resonantes o sintonizadas.

Al definir  $Z_0$  se decía que es la impedancia que presenta una línea de longitud infinita, siempre que los valores unitarios se mantengan constantes. Si en esta línea ilimitada hacemos un corte e intercalamos entre ella y tierra una impedancia igual a  $Z_0$ , tenemos el primer tipo, o aperiódica, llamada así por no tener período propio de oscilación.

En este caso, por ser iguales la impedancia característica y la de carga, deducimos de la fórmula ya conocida:

$$A = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} A_2 e^{-2p_1 l}$$

que siendo  $Z_1 - Z_0 = \text{cero}$ ,  $A$ , es también nulo; si llevamos este valor a la fórmula (5) desaparece el primer término del segundo miembro, y nos queda:

$$E = A_2 e^{-px}$$

Si aquí hacemos  $x$  (equis) igual a cero, como  $e^0 = 1$

$$E = A_2 \times 1 = A_2$$

lo que significa que el coeficiente  $A_2$  es la tensión a distancia cero, en el origen o generador, así que llamando  $E_0$  a esta última, podemos escribir:

$$E_x = E_0 e^{-px}$$

es decir, que la tensión en un punto cualquiera  $x$ , es igual a la tensión del generador multiplicada por el factor  $e^{-px}$ , que

representa una curva de extinción, cuya característica fija la constante de propagación  $p$ . El número  $e = 2,718$  es la base de los logaritmos neperianos.

Por la Ley de Ohm, sabemos que la tensión dividida por la resistencia nos da la intensidad, de donde

$$I_x = \frac{E_0}{Z_0} e^{-px}$$

que nos da la distribución de la corriente a lo largo de la línea.

De ambas podemos deducir la impedancia en el punto  $x$ , que, mirando hacia el extremo cargado, será:

$$Z_x = \frac{E_x}{I_x} = \frac{E_0 e^{-px}}{\frac{E_0}{Z_0} e^{-px}} = Z_0 \quad (1)$$

De aquí deducimos que en estas antenas la impedancia, *cualquiera que sea el punto elegido, es igual a la característica  $Z_0$ .*

Vemos también que de la tensión o intensidad aparecen solamente las ondas directas, ya que el término que corresponde a las reflejadas en la (5) desapareció al ser nulo  $A_1$ , y al ser así *no existen ondas estacionarias que se forman de la suma vectorial de la directa y la reflejada.*

Este tipo de antenas es poco empleado por el aficionado, y si se citan estas sencillas fórmulas es porque son aplicables, como después veremos, a las líneas de alimentación aperiódicas.

El tipo intermedio o mixto, por su relativamente complicado ajuste, interesa menos todavía al aficionado.

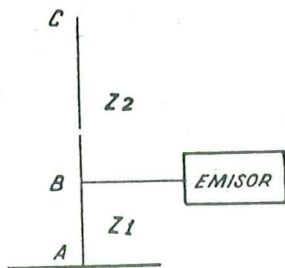


FIG. 1

Como ejemplo, citaremos la serie-fase Marconi. Una parte es aperiódica y los alimentadores unifilares resonantes. En realidad, uno trabaja como alimentador propiamente dicho y el otro como carga.

Las antenas sintonizadas se caracterizan por la presencia de ondas estacionarias (1). Ya hemos deducido, partiendo de los valores unitarios, las expresiones que nos dan la impedancia con extremo abierto y en cortocircuito.

Cuando el punto de ataque, no es la base, como por ejemplo en una antena cuarto de onda, excitaba en derivación (figura 1), el segmento AB queda derivado con el Bc. Llamando a la impedancia del primero  $Z_1$  y la del segundo  $Z_2$ , la total, que es la presentada a la línea, será

$$Z_T = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 \times Z_2};$$

$Z_1$  se determina con la fórmula (28)

Se considera el origen en B y el extremo A en la base, que equivale a cortocircuito, por ser un punto de tensión nula e intensidad máxima.  $Z_2$  se encuentra su valor utilizando la fórmula (27), de líneas terminadas con extremo abierto.

Si es del tipo Hertz, aplicaremos las

(1) En términos rigurosos, son *cuasi-estacionarias*, porque si bien es cierto que las amplitudes función de X, no es independiente del tiempo.

mismas fórmulas a los dos segmentos (figura 2). A, es el centro de la antena. Z, al ser una línea menor que un cuarto de onda, con extremo en cortocircuito, presentará una reactancia positiva.  $Z_2$  al ser también menor que  $\frac{1}{4}$  de onda, pero con extremo abierto, la presenta, como ya sabemos, negativo. Cuando la antena está exactamente sintonizada, estas dos reactancias de distinto signo tiene igual valor y se anulan mutuamente, presentando a la línea excitadora una impedancia real, resistencia ohmica, que no provoca ninguna diferencia de fase en la tensión reflejada con respecto a la directa que la excita. Más adelante, al tratar de líneas, insistiremos sobre esto, ampliándolo, pero ahora bueno es recordar la conveniencia de que la antena propiamente dicha esté sintonizada lo más exactamente posible a la frecuencia de trabajo, sobre todo cuando la resistencia de radiación es baja, que tiene una curva más aguda.

Al utilizar la Hertz, en dos bandas es necesario que la conexión sea a una tercera parte del extremo o a un sexto del centro. Esto se comprende fácilmente si dibujamos las ondas estacionarias, por ejemplo, correspondientes a 7 Mc y superpuestas y a la misma escala se traza otro senoide de frecuencia doble (fig. 3). El punto B está a  $60^\circ$ ,  $\frac{\pi}{3}$ , del nodo de intensidad, A, del senoide 1. Si la distancia AD es media onda,  $180^\circ$ , la longitud AB, su tercera parte, son  $60^\circ$ . En el senoide de 2, la media onda,  $180^\circ$ , está representado por AC, y su tercera parte, BC. Fácil-

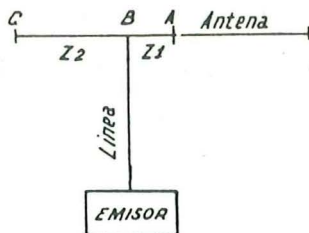


FIG. 2

mente se comprende que en ambos senoides las relaciones  $\frac{\text{segmento abierto}}{\text{segmentos cortocircuito}}$  son iguales.

Lo mismo ocurre con la curva de tensión.

La impedancia de los alimentadores unifilares (1) del orden de 500  $\Omega$  no coincide con la presentada por estas antenas en el punto 1/3, así que al trabajar como multibanda, la antena propiamente dicha no radia toda la energía que se le envía, rechazando alguna (su cuantía depende del grado de desajuste), que da origen a ondas reflejadas en la línea. Es un sacrificio del rendimiento que exige al utilizarla en varias frecuencias, que puede variar entre el 5 y el 15 por 100.

Para emplearla solamente en una banda, puede deducirse de la figura 5 (más adelante se dan detalles de la forma de su utilización) el punto de ataque correcto para un alimentador unifilar de 540 ohms., en función de la altura de la antena sobre tierra.

Con antenas multibandas es indispensable el empleo de eliminadores de armónicos, con cualquiera de los dispositivos corrientes. En la parte referente a los acoplamientos al tanque, se indicará algo. Decimos que es indispensable porque estas antenas, que fueron diseñadas para emitir con frecuencia doble, el rendimiento de radiación del segmento armónico es mucho más alto que en una antena corriente, y aun con estas últimas es necesario el empleo de tales dispositivos que, a la vez que mejoren el acoplamiento eléctrico, cuando se trata de distintas impedancias, elimine los armónicos. Además de significar energía perdida inútilmente, es una perturbación en la banda siguiente y una certificación de que el aficionado, cuando menos, no se preocupa de las condiciones en que trabaja su emisor, y esto es motivo de desprestigio técnico.

(1) Hablar de impedancia característica u otra unidad primaria, referido a un conductor único, no tiene sentido. En los casos que esto ocurre, se tiene en cuenta la imagen, es decir, otra línea

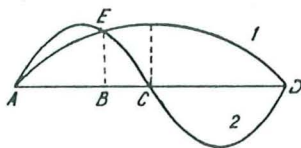


FIG. 3

Otro de los tipos de antena muy empleado es el que lleva el acoplamiento llamado *delta* (fig. 4). En casi todas las obras elementales se dan los datos del trapecio de acoplamiento. En todos ellos la longitud  $m$  aparece como dependiente solamente de la frecuencia a que la antena se sintonice. Por regla general, el aficionado tiene este acoplamiento como fácil y sin dificultades de ajuste, y ello es cierto si se conforma con un *grosso modo* que repercute en el rendimiento. Su diseño correcto es probablemente el más difícil. Ya sabemos que la resistencia de radiación teórica (aislada y a gran altura, con relación a la longitud de onda) queda modificada por la mayor o menor proximidad de tierra y esta variación influye en la impedancia del segmento  $m$ , entre los puntos de ataque 1 y 2.

Puede determinarse la resistencia de radiación  $R_r$ , teniendo en cuenta la altura (para evitar el cálculo, el conocidísimo *The Radio Handbook* publica un abaco) y después la resistencia distribuida encontrarla por

$$R = \frac{R_r}{\cos^2 \frac{\alpha m}{2}}$$

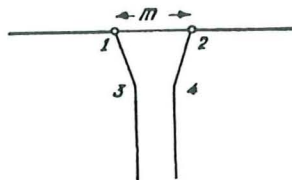


FIG. 4

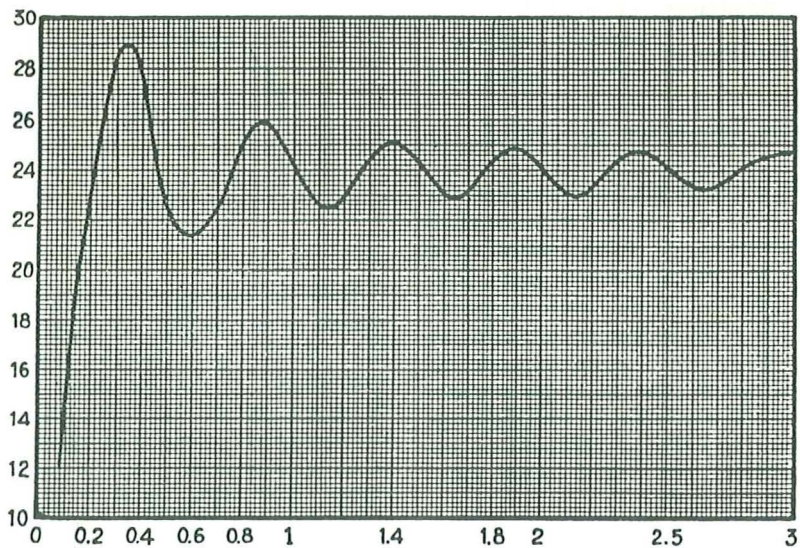


FIG. 5

Por otro lado, los conductores que forman el trapecio de acoplamiento, a medida que se acercan a la antena, se separan entre sí, y, como consecuencia, las características primarias no son constantes. Unese a esto que además de actuar como línea, radian energía y que por no llegar perpendicularmente a la antena existe un cierto acoplamiento con ella. Por todos estos motivos, difíciles de tener en cuenta, el cálculo no es rigurosamente exacto, así que prescindiremos de él y utilizamos el gráfico que publicamos; es aplicable para líneas unifilares de  $540 \Omega$  y nos da, en función de la altura sobre el terreno, la longitud del segmento m.

Cuando se diseña una antena Herts, m es el doble de la distancia del punto de ataque al centro de la antena, también en función de la altura sobre el terreno y para líneas de 540 ohmios.

Ya sabemos cómo puede determinarse la impedancia de una línea, y resulta complicado, porque siempre las características unitarias introducen algún error, que pue-

de evitarse si se procede a buscar, en la antena ya funcionando, las constantes de atenuación y de fase y a partir de ellas hacer el cálculo y entonces a la primera corrección en las dimensiones queda prácticamente en el punto óptimo.

Cuando lo que se desea es una aproximación, se puede calcular, en lugar de la impedancia característica, la resistencia característica. En la página 34 del número 24 de *U. R. E.* se había definido la resistencia característica

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Veamos la manera de deducir su valor.

Howe dió dos fórmulas para la inductancia y la capacidad por centímetro de longitud, que, respectivamente, son:

$$L = (2 \operatorname{Ln} \frac{H}{r} - 1) 10^{-9} \text{ henrios;}$$

$$C = \frac{1}{2 \operatorname{Ln} \frac{H}{r}} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}} \text{ faradios.}$$

Observemos que si para simplificar hacemos

$$M = 2 \operatorname{Ln} \frac{H}{r} - 1$$

$$K_1 = \frac{1}{10^{-9}}$$

$$K_2 = \frac{1}{9 \times 10^{11}},$$

podemos escribir

$$L = \frac{M K_1}{1}$$

$$C = \frac{1}{M} K_2,$$

así que

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{M}{1} \times \frac{K_1}{K_2}}{M}} = \sqrt{\frac{M K_1}{M K_2}} = M \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}$$

y como

$$\sqrt{\frac{K_1}{K_2}} = \sqrt{10^{-9} \times 9 \times 10^{11}} = \sqrt{900} = 30$$

obtenemos

$$R_c = 30 M = 30 \left( 2 \operatorname{Ln} \frac{H}{r} - 1 \right)$$

o lo que es lo mismo

$$R_c = 60 \operatorname{Ln} \frac{H}{r} - 30$$

en la cual H es la longitud del conductor y r su radio. Ambos estarán expresados en las mismas unidades. Algunos autores ponen

$\frac{2H}{d}$ , en que «d» es el diámetro; es

igual, porque lo que interesa es el cociente y éste no varía al multiplicar por dos la relación.

El valor que da esta fórmula es algo mayor que el obtenido cuando se mide en una antena o línea.

En parte, puede corregirse, que fué lo que hizo Siegel al añadir un término de corrección sustractivo que tiene en cuenta la longitud eléctrica y que no incluyo porque es algo más complicada y para la mayoría de los cálculos la aproximación es suficiente empleando

$$R_c = 60 \operatorname{Ln} \frac{H}{r} - 33$$

la cual puede escribirse en otra forma, multiplicando el coeficiente 60 por 2,302585, que es el logaritmo de la inversa del módulo, y se utilizan los logaritmos vulgares, con lo que resulta en definitiva

$$R_c = 138,15 \log. \frac{H}{r} - 33 \dots\dots\dots (2)$$

Cuando el conductor no está dispuesto horizontalmente sobre el terreno, caso de los alimentadores, se utiliza

$$R_c = 138,15 \log. \frac{2A_m}{r} \dots\dots\dots (3)$$

en que  $A_m$  es la altura media, es decir, la semisuma de las alturas de los puntos más altos y más bajos, fig. 6, en que

$$A_m = \frac{A_1 + A_2}{2}$$

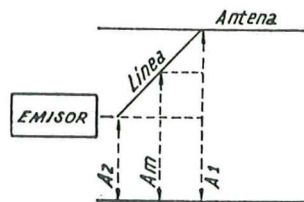


FIG. 6

En ocasiones puede ser útil determinar la inductancia de una antena, prescindiendo del pequeño error a que antes nos referíamos, y puede hacerse con

$$L = 0,002 l (2,3028 \log. \frac{2l}{r} - 1) \dots\dots (4)$$

en que «l» es la longitud de la antena y «r» el radio, ambos en centímetros. En esta fórmula se supone que la frecuencia tiende a infinito.

El resultado es en microhenrios.

Supongamos que se quiere averiguar la inductancia de una antena de 19,65 metros de longitud y que el hilo tiene un diámetro de tres milímetros. La fórmula (4), poniendo todas las dimensiones en centímetros (¡cuidado!..., aquí ya no es indiferente que se emplee cualquier unidad; el motivo es que además de aparecer en el cociente, figura la longitud total, multiplicada por el coeficiente 0,002, y esta longitud ha de ser en centímetros, porque lo que da las fórmulas es microhenrios en un centímetro), será:

$$L = 0,002 \times 1965 (2,3028 \log. \frac{2 \times 1965}{0,15} - 1)$$

Como  $2 \times 1965 = 3930$  y el logaritmo de este número es 3,594393, le sumamos el complemento del logaritmo de 0,15, que es 0,823909, y nos da 4,418302. De esta

mantisa podemos despreciar olímpicamente las cuatro últimas cifras y tendremos:

$$L = 0,002 \times 1965 (2,3028 \times 4,42 - 1)$$

$$L = 0,002 \times 1965 (10,18 - 1) = 3,93 \times 9,18 = 36 \text{ microhenrios.}$$

Pondremos ahora un ejemplo de aplicación de la fórmula (2).

Queremos saber la resistencia característica de una antena que tiene de longitud 21,30 metros y el hilo un diámetro de cuatro milímetros.

Puesto que tenemos que utilizar la tabla de logaritmos, se gana tiempo valiéndose de dichas tablas desde un principio, evitándonos el hacer una división, que así queda reducido a, una vez encontradas las mantisas, hallar un complemento y hacer una suma.

Poniendo los datos en centímetros resulta:

$$H = 21300 \text{ y } r = 0,2$$

$$R_c = 138,15 \log. \frac{21300}{0,2} - 33$$

ahora tenemos

$$\log. 21300 = 4,328380$$

$$\log. 0,2 = 1,301030$$

compl°. log. 0,2 = 0,698970; luego,  $4,3283 + 0,698970 = 5,027350$ ; así que

$$R_c = 138,15 \times 5,03 - 33 = 694,88$$

Prácticamente, 695 ohmios.

# IMPEDANCIA DE ENTRADA EN ANTENAS

Por RICARDO ALARCON NUÑEZ

Su determinación en un punto de una antena nos viene dado por el cociente vectorial entre la tensión y la intensidad en dicho punto. La deducción por el cálculo exige conocer su distribución a lo largo de la antena, y éste es un problema de los más difíciles en radioelectricidad. En un principio, Abraham, partiendo de elipsoides, que llevaba sus dimensiones al límite para obtener la semejanza con una antena, se valía de las ecuaciones de Maxwell, es decir, conocido el campo creado, determinar qué distribución de corriente lo produce. El método es exacto, pero de grandes dificultades matemáticas. Para salvar esta dificultad se consideró la antena como una línea eléctrica aplicando sus leyes con correcciones determinadas que distan de ser rigurosas. Con todo, este procedimiento es el que se viene empleando con bastante aproximación en cuanto a obtención de diagramas de radiación y cálculo de resistencia de radiación referida a un «vientre». Las dificultades aumentan al calcular una impedancia de entrada.

La necesidad de emplear antenas de banda ancha para televisión hizo buscar tipos que con buen rendimiento tengan un Q menor. Se logra con antenas de gran espesor que presentan una inductancia menor y una capacidad mayor. Como la teoría de líneas no es adaptable para su cálculo, se vuelve al primer método, y aparecen los procedimientos de cálculo de Straton con antenas elipsoidales, Hallén sobre cilíndricas, Schelkunoff con bicónicas, etcétera. Aun cuando rigurosamente no se ha resuelto el problema, permite abrir nuevos caminos para aproximarse a la solución definitiva.

Supongamos una línea de dos conductores de igual sección y paralelos (fig. 1) y representemos por

- $R_1$  = Resistencia ohmica.
- $G_1$  = Conductancia del dieléctrico.
- $L_1$  = Autoinducción de los conductores.
- $C_1$  = Capacidad de los conductores.

Estos símbolos representan sus unidades respectivas *por unidad de longitud*. La que se emplee ha de ser pequeña con relación a la longitud de onda sobre el conductor, para que resulte despreciable la diferencia

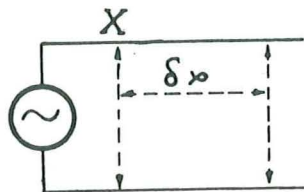


FIG. 1

de tensión o corriente entre los extremos de la longitud unidad. En líneas propiamente dichas se usa el kilómetro o la milla. En antenas el centímetro.

Conectada a ésta suponemos un generador de frecuencia  $\omega/2\pi$  y en el punto X llamemos E a la tensión e I a la intensidad.

En el trayecto entre el punto X y otro cercano, separado la distancia  $\delta x$ , la reactancia en serie, será:

$$(R_1 + j \omega L) \delta x.$$

Y la admitancia en derivación

$$(G_1 + j \omega C) \delta x.$$

Es decir, que la tensión, ha variado

$$\delta E = - I (R_1 + j \omega L) \delta x \dots (1)$$

y la intensidad

$$\delta I = - E (G_1 + j \omega C) \delta x \dots (2)$$

De estas dos fórmulas se deduce que

$$\frac{dE}{dx} = -I(R_1 + j\omega L)$$

Pasando al límite

$$\frac{dE}{dx} = -I(R_1 + j\omega L) \dots (3)$$

$$\frac{dI}{dx} = -E(G_1 + j\omega C) \dots (4)$$

Si derivamos nuevamente la (3) con respecto a  $x$  y sustituimos  $\frac{\delta E}{dx}$  por su valor en (3)

$$\begin{aligned} \frac{d^2 E}{dx^2} &= \frac{d}{dx} \left( \frac{dE}{dx} \right) = \frac{d}{dx} \left( -I(R_1 + j\omega L) \right) \\ &= - (R_1 + j\omega L) \frac{dE}{dx} \end{aligned}$$

Sustituyendo en esta última  $\frac{dE}{dx}$  por el valor encontrado en (4)

$$\begin{aligned} &= - (R_1 + j\omega L) \times \left[ -E(G_1 + j\omega C) \right] = \\ &= E(R_1 + j\omega L)(G_1 + j\omega C) \end{aligned}$$

Poniendo ahora  $m = R_1 + j\omega L$  y  $n = G_1 + j\omega C$ , tenemos

$$\frac{d^2 E}{dx^2} = E m n$$

Para resolver esta ecuación diferencial diremos al operador  $D = \frac{d}{dx}$

$$\frac{d^2 E}{dx^2} = D^2 E = E m n; \text{ de aquí}$$

$$D^2 = mn \text{ ó sea}$$

$$D = \pm \sqrt{mn}$$

$$\frac{dE}{dx} = + \sqrt{mn} E; \frac{dE}{dx} = - \sqrt{mn} E$$

Separando variables en estas dos ecuaciones

$$\frac{dE}{E} = \sqrt{mn} dx$$

$$\frac{dE}{E} = -\sqrt{mn} dx$$

Si ahora integramos

$$\int_0^E \frac{1}{E} dE = \int_0^x \sqrt{mn} dx$$

$$\int_0^E \frac{1}{E} dE = - \int_0^x \sqrt{mn} dx$$

lo que nos da

$$\ln E = \sqrt{mn} x + C_1$$

para la primera, y

$$\ln E = -\sqrt{mn} x + C_2$$

para la segunda.

$C_1$  y  $C_2$  son constantes de integración.

Pasando de logaritmos a números

$$E = e^{\sqrt{mn} x + C_1} = e^{\sqrt{mn} x} \times e^{C_1}$$

$$E = e^{-\sqrt{mn} x + C_2} = e^{-\sqrt{mn} x} \times e^{C_2}$$

Sumando estas igualdades miembro a miembro y dividido por dos

$$E = e^{\sqrt{mn} x} \times \frac{e^{C_1}}{2} + e^{-\sqrt{mn} x} \times \frac{e^{C_2}}{2}$$

y puesto que son constantes, haciendo

$$A_1 = \frac{e^{C_1}}{2} \text{ y } A_2 = \frac{e^{C_2}}{2}$$

nos resulta finalmente

$$E = A_1 e^{\sqrt{mn} x} + A_2 e^{-\sqrt{mn} x} \dots (5)$$

Importantísima ecuación que merece que sea estudiada minuciosamente.

De la ecuación (3) deducimos:

$$I = - \frac{d E | d \alpha}{R_1 + j \omega L} = - \frac{d E | d \alpha}{m} \dots (6)$$

Derivemos con respecto a  $x$  la ec. (5):

$$\frac{d E}{d x} = \Lambda_1 \sqrt{mn} e^{\sqrt{mn} x} - \Lambda_2 \sqrt{mn} e^{-\sqrt{mn} x}$$

Sustituyendo este valor en el numerador de (6), y teniendo en cuenta su signo negativo,

$$I = \Lambda_2 \frac{\sqrt{mn}}{m} e^{\sqrt{mn} x} - \Lambda_1 \frac{\sqrt{mn}}{m} e^{-\sqrt{mn} x} \dots (7)$$

El factor  $\frac{\sqrt{mn}}{m}$  podemos suscribirlo

$$\frac{\sqrt{m} \sqrt{n}}{\sqrt{m} \sqrt{m}}, \text{ y ahora, simplificando, nos queda}$$

$\frac{\sqrt{n}}{\sqrt{m}}$ ; también vemos que este factor,

multiplicado por la ec. (5), que representa una tensión, nos da la ec. (7), que es una intensidad; luego, según la ley de ohm, es inversa de una impedancia. En

efecto, su inversa  $\frac{\sqrt{m}}{\sqrt{n}}$ , se denomina im-

pedancia característica y tiene por valor, sustituyendo  $m$  y  $n$ ,

$$Z_0 = \frac{\sqrt{R_1 + j \omega L}}{\sqrt{G_1 + j \omega C_1}} \dots (8)$$

y representa la impedancia de una línea de longitud infinita, siempre que las características unitarias se mantengan constantes en toda su longitud. Por la ec. (8) ve-

mos que a frecuencias muy altas en que  $R_1 \ll \omega L_1$  y  $G_1 \ll \omega C_1$ , que se puede suponer  $R_1 = 0$  y  $G_1 = 0$ , resulta

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \dots (9)$$

En corriente continua que  $\omega = 2 \pi \times 0 = 0$ .

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_1}{C_1}} \dots (10)$$

El exponente  $\sqrt{mn}$ , que llamaremos  $p$ , es la *constante de propagación*; vale, como sabemos,

$$p = \sqrt{(R_1 + j \omega L_1)(G_1 + j \omega C_1)}$$

y nos indican la variación de amplitud y fase de la oscilación al recorrer una unidad de longitud. Es una cantidad compleja, puesto que  $m$  y  $n$  son vectores, y se escribe en la forma

$$p = \beta + j \alpha$$

Deduciremos los valores de  $\beta$  y  $\alpha$  (1).

En el estudio de líneas de alta frecuencia en que actúa como dieléctricos el aire, se puede prescindir de  $G_1$ , lo que nos da

$$p = [j \omega C (R_1 + j \omega L)]^{1/2}$$

abriendo el paréntesis interno,

$$p = [j \omega C R + j^2 \omega^2 C L]^{1/2}$$

desarrollemos este binomio en serie de Taylor, tomando solamente los dos primeros términos. El desarrollo será:

$$f(x+h) = f(h) + x f'(h) + \dots$$

de modo que siendo  $x = j \omega C R$  y  $h = j^2 \omega^2 C L$

(1) Algunos autores permutan el significado de alfa y beta, y escriben  $p = \alpha + j \beta$ ; aquí seguiremos la forma  $p = \beta + j \alpha$ , por ser su uso más generalizado en España.

$$f = (x+h) \frac{\sqrt{j^2 \omega^2 C L + j \omega R C}}{2 \sqrt{j^2 \omega^2 C L}} \cdot 1$$

$$= j \omega \sqrt{LC} + \frac{j \omega R C}{2 j \omega \sqrt{LC}} \dots (11)$$

En este segundo término, para eliminar  $j$ , multiplicaremos numerador y denominador por la conjugada de este último:

$$\frac{(j \omega R C) \times (-j 2 \omega \sqrt{LC})}{(j 2 \omega \sqrt{LC}) \times (-j 2 \omega \sqrt{LC})}$$

Abriendo el paréntesis, y para que se comprenda mejor la simplificación, poniendo

$$C = \sqrt{C} \sqrt{C} \text{ y } L = \sqrt{L} \sqrt{L}$$

nos resulta (2):

(2)  $-j \times j = +1$ , puesto que

$$(-\sqrt{-1}) \times \sqrt{-1} = -(-1) = +1$$

$$\frac{2 \omega^2 \sqrt{C} \sqrt{C} R \sqrt{C} \sqrt{L}}{4 \omega^2 \sqrt{C} \sqrt{C} \sqrt{L} \sqrt{L}} = \frac{R \sqrt{C}}{2 \sqrt{L}} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

lo que nos da el término real

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Veamos ahora el término imaginario.

Se sabe que siendo  $c$  la velocidad de la luz en el vacío  $LC = \frac{1}{c^2}$  en que  $LC$  son

autoinducción y capacidad equivalentes en el medio ambiente, y la conocida de Thomson  $T = 2\pi \sqrt{L_1 C_1}$ . De esta igualdad, multiplicando ambos miembros por la velocidad de propagación de esta oscilación (velocidad de fase), obtenemos la longitud de onda

$$\lambda = T V f = 2 \pi f \sqrt{L_1 C_1}$$

de donde se deduce

$$\frac{2 \pi}{\lambda} = \frac{1}{V f} \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

pero si recordamos que

$$\frac{1}{V f} = \sqrt{L_1 C_1} \text{ y } \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \omega$$

resulta

$$j \frac{2 \pi}{\lambda} = j \omega \sqrt{L_1 C_1} = j \alpha \quad (\text{véase ec (11)})$$

obteniendo finalmente:

$$P = \beta + j \alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + j \frac{2 \pi}{\lambda} \quad (12)$$

$\beta$  se llama constante de atenuación y nos indica la producida por unidad de longitud. Cuando los valores unitarios cumplen la relación  $RC = GL$ , la atenuación es independiente de la frecuencia y la línea no produce deformación. Se utiliza esta ventaja en cables y líneas telefónicas cuando se exige buena calidad de transmisión, y para lograrlo el procedimiento menos caro y menos difícil es aumentar  $L$  hasta alcanzar dicha proporcionalidad. Existen dos procedimientos: según que  $L$  se añada uniformemente en toda la línea con una cubierta especial (sistema Krarup), utilizado principalmente en cables submarinos) o que a intervalos regulares se intercale un pequeño selenoide (sistema Pupin).

Esta constante está expresada en *neperios* <sup>(3)</sup>, por ser el exponente de  $e$ , base de los logaritmos neperianos. Para hallar éstos ( $L_n$ ) se busca primero el de base decimal ( $\log$ ), y para pasar a neperianos se

(3) Propongo a los técnicos el uso del vocablo *neperios*, que ya no es el barbarismo *nepers*, que *neperios*, ya que no el barbarismo *nepers*, que tanto se emplea.

Me apoyo para proponerlo en que las unidades usadas en electricidad están formadas por un radical procedente del apellido de un físico o matemático seguido del diptongo *io*; verbigracia: *Culombio*, *Gaussio*, *Amperio*, *Maxwelio*, *Ohmio*, *Faradio*, *Henrio*, *Watio*, *Voltio*, *Belio* (de Bell), *Julio* (de Joule), *Gilbertio*, *Oertedio*, etc.

multiplica por el logaritmo natural de 10, que es 2,302585.

Para aclarar esto un poco pondremos un ejemplo:

Expresar en neperios  $1505/43 = 35$ .

Logaritmo decimal de 35, o sea  $\log. 35 = 1,546048$ .

Logaritmo neperiano de 10, o sea  $L_n 10 = 2,302585$ .

$L_n 35 = 1,546 \times 2,3026 = 3,559819 = 3,56$  neperios.

Esta misma relación, si es una tensión, en decibelios vendría representada por

$$dB = 20 \log 35 = 20 \times 1,546028 = 30,92 \text{ dB}$$

Si lo que nos dan son decibelios y queremos pasarlo a neperios,

$$d\beta \times \frac{2,3026}{20} = d\beta \times 0,11513 = \text{Neperios}$$

Así, el ejemplo antes citado:

$$30,92 \times 0,11513 = 3,559819 = 3,56 \text{ neperios}$$

Si, por el contrario, tenemos que transformar Ns en dB, dividiremos aquéllos por 0,11513, o, lo que es igual, multiplicamos por su inversa:

$$\frac{1}{0,11513} = 8,687$$

Es decir, que el coeficiente, atenuación en la forma « $\beta$ », está expresado en neperios. En la forma  $8,687\beta$  nos lo dan en dB.

En neperios se expresa también el amortiguamiento y el decremento logaritmico, y ya que los nombramos, aclararemos, para evitar confusiones—*muy frecuentes*—entre estos tres coeficientes.

Ya sabemos que atenuación es la disminución de la amplitud *por unidad de longitud* sobre el medio en que se propaga la oscilación. Veamos los otros dos conceptos. La corriente en un circuito oscilante viene dada por  $i = Ie^{-at} \sin \omega t$ . Para que

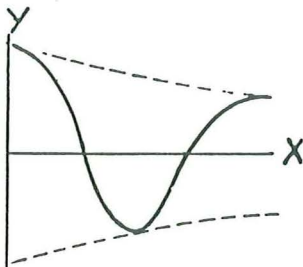


FIG. 2

coincida la cresta con el eje de ordenadas trasladamos éste 1/4 de período, y nos resulta (fig. 2)  $i = Ie^{-at} \cos \omega t$ . En esta ecuación  $at$  tiene una misión semejante a  $\beta$  en la corriente directa de líneas: fijar la disminución a medida que aumenta la variable, de la amplitud  $I$ . El factor  $Ie^{-at}$  queda representado en la figura 3;  $a$  tiene por

valor  $\frac{R}{2L}$  y se llama factor de amortiguamiento. La disminución en una unidad de tiempo será  $\frac{R \times 1}{2L}$  y en unidades  $\frac{Rn}{2L}$ ,

es decir, que el factor de amortiguamiento es la disminución *en una unidad de tiempo*.

Busquemos ahora cuanto disminuye la amplitud de una cresta a la siguiente, esto es un período. Decíamos que la corriente oscilante tiene la forma  $i = Ie^{-at} \cos \omega t$ . Analicemos el fenómeno como si fuese observado con «cámara lenta» el valor de  $i$

En el momento de comenzar hacemos  $t = 0, a \times 0 = 0, e^0 = 1$ ; es decir,  $e^{-at} + 1$ . Por otra parte,  $\omega \times 0 = 0$  y  $\cos 0 = 1$ , de donde  $i = I \times 1 \times 1 = I$ . En el instante inicial, la amplitud es  $I$ . Transcurrido un período,  $\omega T$  es igual a  $2\pi fT$ , y como  $f = \frac{1}{T}$

o también  $fT = 1$ , resulta  $\omega T = 2\pi$ , y, por tanto,  $\cos 2\pi = 1$ , tenemos para valor de  $i_2 = Ie^{-aT} \times 1 = Ie^{-aT}$ ; la relación entre ambos será:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{I}{Ie^{-aT}} = \frac{1}{e^{-aT}} = e^{aT}$$

de aquí se deduce

$$\ln \frac{i_1}{i_2} = \ln \frac{i_n}{i_{n+1}} = aT = \delta$$

(delta), que recibe el nombre de decremento logarítmico y es el logaritmo natural o neperiano del cociente entre las amplitudes de dos crestas consecutivas (fig. 4).

El decremento de una oscilación amortiguada es constante; para un circuito, de-

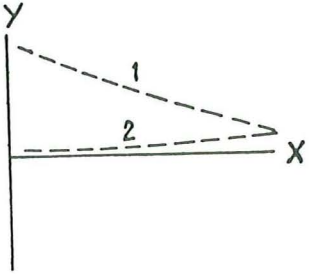


FIG. 3

terminado. Así, un decremento de 0,16 neperios indica que  $\frac{i_n}{i_{n+1}} = e^{0.16}$ . Efectuando operaciones  $0.16 \times \log e = 0.16 \times \log 2.7182 = 0.16 \times 0.4343 = 0.06948$ . El nú-

mero que corresponde a este logaritmo es 1,17 e indica que cada cresta es 1,17 veces mayor que la que le sigue (fig. 4) cualquiera que sea la cresta que se examine. Es necesario fijarse que la diferencia entre crestas *no es* constante. Por ejemplo, si la primera tiene 10 unidades, la segunda tendrá  $\frac{10}{1,17} = 8.547$ ; la tercera,

$\frac{8.547}{1,17} = 7.265$ . La diferencia entre la primera y la segunda es  $10 - 8,547 = 1.453$ .

Entre la segunda y la tercera,  $8,547 - 7,265 = 1,282$  vemos que su cociente es constante y la diferencia no es proporcional, sino que es menor a medida que transcurre el tiempo. Observemos que

$$\delta = \frac{RT}{2L} = \frac{R}{2fL}$$

multiplicando numerador y denominador por  $\pi$  nos da

$$\delta = \frac{R\pi}{2\pi fL} = \frac{\pi R}{\omega L} = \frac{\pi}{Q}$$

la relación entre el decremento logarítmico y el tan conocido coeficiente Q

$$\frac{1}{Q} = \frac{R}{2\pi fL}$$

$\alpha$  se llama constante de fase y expresan los radianes que «ocupan» la unidad de longitud en el nuevo medio de propagación, en este caso el conductor. Como una onda completa tiene  $2\pi$  radianes, el cociente  $\frac{2\pi}{\alpha}$  expresará cuantas veces está

contenido  $\alpha$  en  $2\pi$ , o dicho de otra forma, cuantas unidades ocupan en la línea una onda, es decir, su longitud.

$$a_1 = \frac{2\pi}{\alpha} \dots\dots\dots (13 A)$$

Si llamamos Vf a la velocidad de fase de esa oscilación en la línea tenemos

$$\lambda = \frac{Vf}{f} = \frac{2\pi}{\alpha} \text{ de donde } Vf = \frac{2\pi f}{\alpha} = \frac{\omega}{\alpha} \dots (13 B)$$

y como las longitudes de ondas son proporcionales a las velocidades

$$\frac{\lambda}{\lambda_1} = \frac{c}{Vf} \text{ y de aquí } \lambda_1 = \frac{\lambda Vf}{c} \dots\dots\dots (14)$$

en c = velocidad de la luz, Vf = velocidad de fase en la antena, según (13),  $\lambda$  longitud de onda en el ambiente, y  $\lambda_1$  longitud de onda en la antena.

Cuanto mayor sea  $\alpha$  menor será la velocidad de fase. Esto se ve fácilmente en la

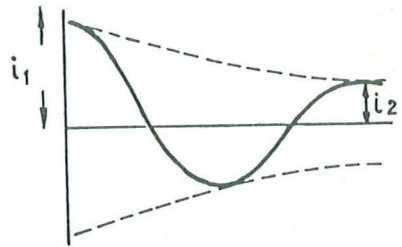


FIG. 4

ec (13 B), que  $\alpha$  y Vf están en razón inversa, y menor será la longitud de onda, siempre para  $\omega$  constante. Por esto las antenas entran en resonancia con una longitud algo menor que la que corresponde a la misma oscilación en el medio ambiente, y cuya diferencia depende de las velocidades de fase de los dos medios (4).

Continuando, volvamos a la ec (5).

$$E = A_1 e^{\sqrt{mnx}} + A_2 e^{-\sqrt{mnx}}$$

El término  $A_2 e^{-\sqrt{mnx}}$  representa una tensión que a medida que aumenta la distan-

(4) Conviene que aclaremos, para evitar confusiones, que existen tres velocidades: de propagación en el vacío, de fase y de grupo. De esta última decía el P. Pérez del Pugar en *Metalurgia y Electricidad*: Desgraciadamente, para aquellos lectores, que como suele ocurrir, desean entender los fenómenos con el mínimo esfuerzo posible, ocurre que de estas tres velocidades, la única accesible a la experiencia y, por consiguiente, la única que es preciso entender para darse cuenta cabal de los hechos, es precisamente la tercera: la velocidad de grupo, que es justamente la más difícil de entender. La velocidad de propagación en el vacío es media proporcional entre la velocidad de fase y la de grupo.

cia al generador x su amplitud disminuye; es decir, se propaga desde el generador

hasta el extremo. En  $A_2 e^{\sqrt{mnx}}$  ocurre al revés, a medida que aumenta x; alejándose del generador, aumenta su amplitud. Ello es debido al signo del exponente. Este último corresponde a una tensión que se propaga *del extremo al generador*, que es en el sentido que sufre la atenuación. En el extremo no hay ningún generador; es que al llegar allí la oscilación directa, siempre que la impedancia terminal cumpla las condiciones que después veremos, se refleja y retrocede. Si la línea es abierta, la onda eléctrica, y con ella todo el campo magnético que la acompaña, es detenido en su avance y bruscamente se reduce a cero. Proporcional a esta brusquedad —velocidad de variación— el campo magnético transfiere su energía creando un campo eléctrico, y, por tanto, con ángulo de avance, el cual induce en el extremo una tensión más elevada que en el punto inmediato anterior; es decir, alejándose del extremo, lo que significa que se da nacimiento a una onda progresiva que se dirige del extremo al generador y que se llama *reflejada*, en contraposición de la *directa*, que se propaga en sentido inverso.

Determinaremos ahora la relación que existe en el extremo alejado de generador, entre la onda directa y la reflejada.

Sabemos que la tensión es, ec (5)

$$E = A_1 e^{px} + A_2 e^{-px}$$

y la intensidad, ec (7)

$$I = \frac{E}{Z_0} = \frac{A_2}{Z_0} e^{-px} - \frac{A_1}{Z_0} e^{px}$$

Cuando  $x = l$ , la impedancia en el extremo será  $Zl$  y la deduciremos del cociente—

$$Zl = Z_0 \frac{A_1 e^{pl} + A_2 e^{-pl}}{A_2 e^{-pl} - A_1 e^{pl}}$$

pasando el denominador al primer miembro y abriendo el paréntesis

$$Zl A_2 e^{-pl} - Zl A_1 e^{pl} = Z_0 A_1 e^{pl} + Z_0 A_2 e^{-pl}$$

multiplicando toda la igualdad por  $e^{-pl}$  y teniendo e cuenta que  $e^{-pl} \times e^{-pl} = e^{-2pl}$  y  $e^{-pl} \times e^{+pl} = e^0 = 1$  tenemos

$$Zl A_2 e^{-2pl} - Zl A_1 = Z_0 A_1 + Z_0 A_2 e^{-2pl}$$

ordenando para sacar factores comunes  $A_1$  y  $A_2 e^{-pl}$  nos da

$$Zl A_2 e^{-2pl} - Z_0 A_2 e^{-2pl} = Z_0 A_1 + Zl A_1 (Zl - Z_0) \\ A_2 e^{-2pl} = (Zl + Z_0) A_1$$

de donde

$$A_1 = \frac{Zl - Z_0}{Zl + Z_0} A_2 e^{-2pl}$$

El factor formado por el quebrado se llama factor de reflexión e indica *el factor por el que hay que multiplicar la oscilación directa al llegar al extremo, para que nos dé en su origen la amplitud de la reflejada* en función de las impedancias característica y terminal.

Cuando las dos impedancias son iguales,

$Zl \cdot Z_0 = 0$ , y resulta  $\frac{0}{2Z} = 0$ , *no hay reflexión.*

Si la línea está en cortocircuito, de modo que  $Zl = 0$ ,  $\frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$ , lo que nos

dice que la relación entre la onda directa y la reflejada es la unidad, por ser sus valores iguales, pero que son opuestos en signo, o lo que es lo mismo que hay una diferencia de fase de  $180^\circ$ .

Cuando el extremo es abierto,

$$Zl = \infty, \frac{\infty}{\infty} = 1 \text{ (5)}$$

tienen el mismo valor y están en fase.

El conjunto de las oscilaciones progresivas directas, sumándose vectorialmente con

(5) En realidad este cociente es una de las formas de indeterminación; pero esta consideración no nos llevaría prácticamente a conclusiones interesantes. Tengamos en cuenta solamente que el numerador y el denominador son iguales, por representar el mismo valor  $Zl = \infty$  y del mismo signo, y, por tanto, el cociente es la unidad positiva.

las reflejadas, resulta bastante complicado.

La amplitud máxima de la oscilación, lo que llamaremos *vientre*, decrece a medida que avanza en forma exponencial (fig. 3). Al llegar al extremo se reflejan y continúan decreciendo a medida que se acerca al generador. Las líneas 1 y 2 representan estos valores.

Estas dos oscilaciones, cuando se establecen en un conductor de longitud determinada, como veremos, producen las llamadas ondas estacionarias.

Examinaremos lo que ocurre en una antena para darnos cuenta de cómo se forman. Sea la figura 5 una antena de varias longitudes de onda. La suponemos excitada, y prescindiendo de momento de la atenuación que supondremos nula, distribuímos la tensión senoidalmente en el instante  $t$ . Vemos que las tensiones en los puntos 3 y 7 en valor absoluto son idénticos *porque están separados exactamente media longitud de onda de la oscilación eléctrica progresiva* que se mueve en sentido de la flecha. Un octavo de período después, las tensiones de crestas citadas han sido sustituidas por las que corresponden a las ordenadas 2 y 6, (fig. 5), respectivamente. Ambas son exactamente iguales entre sí, por la misma razón anterior. Se comprende fácilmente que en cualquier instante que midiéramos las tensiones en los puntos A y B las ordenadas (prescindiendo del signo)

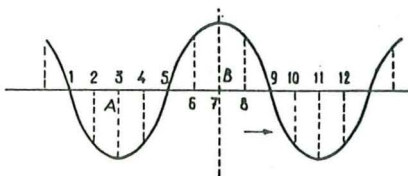


FIG. 5

serán siempre constantemente iguales entre sí, *ya que la distancia que los separa no varía.*

Supongamos ahora que doblamos sobre sí misma la antena por el punto 7 hasta que hagan contacto, y estamos en el caso

equivalente—en cuanto a superposición de tensiones—a una antena con extremo abierto. En páginas anteriores vimos que cuando la impedancia final  $Zl = \infty$ , el coeficiente de reflexión es igual a  $+1$ , lo que quiere decir que están en fase con igual amplitud en el extremo la onda directa y la reflejada.

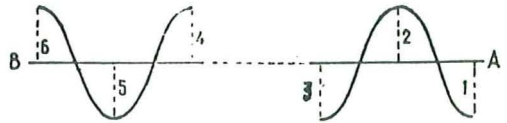


FIG. 6

Para lograr este efecto en la figura, superponemos el senoide doblando la figura 5 por la ordenada que pasa por el punto 7 que va prolongado a trazos.

Vemos que los puntos 5 y 9 se superpondrán y dan una tensión nula. Un octavo de período después, el senoide se abrirá desplazado  $45^\circ$  eléctricos; es decir, que doblamosmos la figura por el punto de abscisa 6, y nos resulta que los puntos 4 y 8 se superponen. Como están separados media longitud de onda sus valores absolutos serán iguales, y como están en fase opuesta, se anularán mutuamente, lo que nos dice que *cualquiera que sea la ordenada de la tensión en el punto separado un cuarto de onda del extremo abierto—media onda, antes de doblarla—, la ondulación reflejada opondrá un valor exactamente igual, anulándose ambos y resultando siempre un nodo de tensión.* Esto mismo puede decirse de los puntos que disten del extremo abierto un múltiplo impar de cuartos de onda.

Generalizando ahora, podemos decir que a cada media longitud de onda, a partir del extremo, habrá un vientre de tensión, y entre cada dos de éstos, un nodo. La corriente se distribuye con una diferencia de fase de 90 grados, así los vientres de intensidad coinciden con los nodos de tensión y los nodos de intensidad con los vientres de tensión. Pero esto no es todo: suponga-

mos una antena de varias longitudes de onda (fig. 6) con los extremos abiertos y que la excitamos eléctricamente por cualquier generador, que no representamos en la figura. En las proximidades del extremo A se producirán los senoides estacionarios 1, 2, 3, y en B, los 4, 5, 6. Cuando los vientres y nodos originados por el re-



FIG. 7

flejo en A, al llegar al otro extremo coinciden con los originados en B, es cuando en realidad se producen ondas estacionarias, lo que depende de la longitud de la antena.

Hemos visto, si he logrado hacerme comprender, cómo una onda progresiva, sumada con su reflejo, forma las ondas estacionarias en una antena de *longitud apropiada*, es decir, *sintonizada*; pero estos senoides no tienen con carácter permanente este valor. Alcanza un máximo cuando la onda directa y reflejada suman sus crestas positivas; un mínimo en toda la antena—cero—, cuando las crestas positivas se oponen a las negativas, y un máximo

negativo, cuando se suman las crestas negativas. Esto se puede presentar «cinematográficamente» en la figura 7.

Si la antena tiene varias longitudes de onda y ya no prescindimos del coeficiente de atenuación  $\beta$ , ocurre que la amplitud reflejada, que en el mismo extremo suponemos iguales, va disminuyendo a medida que se aleja del extremo. El directo, en cambio, va aumentando. El resultado es que al aproximarse al generador, el reflejado es menor que el directo y los mínimos no llegan a cero. Cuanto más se aproximan, menos debilitada estará la directa y más la reflejada, influyendo ésta menos en los valores de aquélla tanto al sumarse como al restarse. Esto se puede ver en la figura 8. Este efecto es necesario tenerlo en cuenta en las líneas de alimentación aperiódicas, que siempre tienen un tanto por ciento de ondas estacionarias, y si son de una longitud del orden de varias ondas, junto al emisor las diferencias entre un máximo y un mínimo, *son menores* que si las medimos en el extremo que va acoplado a la antena.

\* \* \*

Todos sabemos que una antena puede disipar energía por radiación, produciendo ondas electromagnéticas. Para relacionar esa energía disipada con la que «se pone» en la antena se creó el concepto de desistencia de radiación. Conviniendo que esa energía es de la misma naturaleza que la disipada por efecto Joule, se medirá igual  $W = I^2 R_r$ , que la potencia radiada es

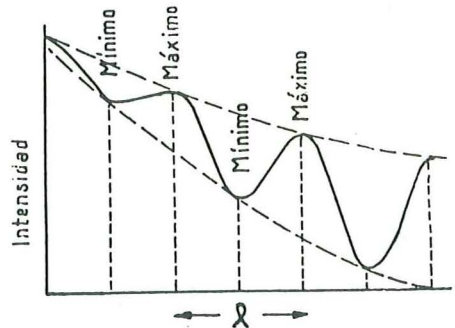


FIG. 8

igual al cuadrado de la intensidad por una resistencia. Si conocemos la intensidad podemos conocer la resistencia; pero aquella varía de un vientre a un nodo, y entonces no tendremos un valor para  $R_r$ , sino muchos en razón inversa del cuadrado de  $l$ . Se toma entonces como intensidad en esa fórmula la del vientre, con lo que la resistencia de radiación *se refiere también al vientre*.

Dos métodos existen para relacionar aquellos dos datos; es decir, para determinar una resistencia ficticia que absorbiese una energía igual a la radiada. El primero, debido a Poynting, supone una esfera de gran radio—comparada con la longitud de onda—y mide teóricamente la energía que pasa a través de su superficie, que viene dada por la integración del flujo del vector radiante extendido a toda la superficie.

El segundo, debido a Brillouin Pistorius se diferencia del anterior en que la superficie de la esfera la reduce a la de la propia antena. De ambas se deduce la resistencia de radiación referida al vientre; no copiaré la fórmula para hallarla, por ser bastante complicada; además, entra en ellas las funciones coseno integral y seno integral (6).

Citaré otra menos complicada debida a Morrison. Para antenas de alturas mayor que  $0,2\lambda$ :

$$R_r = 15 \left[ -\frac{\pi}{2} \operatorname{sen} \frac{4\pi l}{\lambda} + (2,303 \log. \frac{2l}{\lambda} + 1,722) \right. \\ \left. \cos \frac{4\pi l}{\lambda} + 2 (2,415 + 2,303 \log. \frac{2l}{\lambda}) \right]$$

(6) En *Radio Engineer's Handbook*, de Terman Mc. Graw-Hill Book Co. Inc.-New York, se encuentran tabuladas en la página 17 dichas funciones integrales.

Estas fórmulas, a medida que se simplifican, van perdiendo exactitud. Las más fáciles no las cito porque se encuentra en muchas obras que posee el aficionado.

$R_r$  depende también de la altura de la antena. Supongamos una horizontal y que hacemos llegar a ella una oscilación; una parte de esa energía será radiada en todas direcciones (máxima en los  $360^\circ$  de la zona ecuatorial, nula en la zona polar o eje de antena). La parte que se dirige hacia tierra es reflejada por ésta con un ángulo de fase y amplitud tales, que todo ocurre como si la oscilación reflejada procediese de otra antena virtual colocada debajo de la real y a una profundidad algo mayor que el doble de la altura sobre la tierra de la primera. Esta reflexión induce en la antena corrientes de la misma frecuencia, pero cuya fase depende del tiempo que tarde en hacer el recorrido antena-plano reflectante-antena, y, por tanto, su altura. Si la corriente inducida está en oposición de fase hará disminuir la intensidad, lo que prácticamente hace que el resultado sea como si la resistencia ficticia  $R_r$  hubiese disminuído. Si, por el contrario, está en fase con la primaria o procedente del emisor se sumará a ella, y aparentemente aumenta la corriente y la radiación, como si hubiera aumentado  $R_r$ . Esto es efecto de acoplamiento con su antena imagen. El razonamiento puede aplicarse al acoplamiento con antenas reales (reflectoras).

No incluyo gráficos para su determinación porque todos los tratados, entre ellos el «Handbook», lo incluyen.

Una aproximación muy valiosa se obtiene con la *resistencia distribuida*. Ya hemos aclarado el concepto de resistencia de radiación referido a un vientre. Pero se puede suponer que la resistencia que disipa la energía radiada se halle distribuida uniformemente a lo largo de la antena, y entonces obtendríamos la resistencia de radiación por unidad de longitud de la misma forma que las constantes unitarias R, L, C y G. La forma de deducirla es la siguiente: Tenemos una antena, por ejemplo, de media onda y la distribución de corriente es la de la figura 8 A, suponiéndola senoidal. La potencia radiada será  $W = I_0^2 R_r$  con la resistencia referida a un vientre; llamemos ahora «r» a la resistencia de radiación por unidad de longitud —de momento desconocida— y la energía radiada podemos describirla:

$$W = R_r I_0^2 = r i_1^2 + r i_2^2 + r i_3^2 + \dots + r i_n^2$$

Como la forma de la corriente es  $I \sin \alpha l$ , tenemos  $R_r I_0^2 = r \int_0^l I^2 \sin^2 \alpha l$

para esta integración tengamos en cuenta

$$\text{que } \sin^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\alpha), \text{ así que}$$

$$R_r I_0^2 = \frac{r I_0^2}{2} \int_0^l (1 - \cos 2\alpha) dl = \frac{r I_0^2}{2} \int_0^l dl - \int_0^l \cos 2\alpha l dl \text{ e integrando } R_r I_0^2 = \frac{r I_0^2}{2}$$

$\left[ 1 - \frac{\sin 2\alpha l}{2\alpha} \right]$  despejando r ( $I_0^2$  queda anulado por estar en los dos miembros)

$$r = \frac{2 R_r}{1 - \frac{\sin 2\alpha l}{2\alpha}} \text{ si en la ec. (12), en la}$$

parte real,  $\beta$ , ponemos en lugar de  $\sqrt{\frac{C}{L}}$

su igual  $\frac{1}{Z_0}$  según la ec. (9) y sustituimos

el valor R, resistencia ohmica, que consideramos despreciable, por la hallada ahora,

$$\text{tenemos } \beta = \frac{1}{2Z_0} \frac{2 R_r}{\left(1 - \frac{\sin 2\alpha l}{2\alpha}\right)} \text{ simpli-}$$

icando dividiremos el segundo denominador por l multiplicando el primero y sustituyendo  $\alpha$  por  $\frac{2\pi}{\lambda}$

$$\beta = \frac{R_r}{2Z_0 l} \frac{1}{\left[ 1 - \frac{\frac{\sin 4\pi l}{\lambda}}{\frac{4\pi l}{\lambda}} \right]}$$

Ya tenemos el coeficiente de atenuación teniendo en cuenta las pérdidas por radiación.

\* \* \*

Trataremos ahora de deducir las ecuaciones que dan la impedancia de entrada de una línea (antena).

Sabemos por la ec. (14) que el coeficiente A de la tensión reflejada es igual

$$\frac{Zl - Z_0}{Zl + Z_0} A_2 e^{-2pl} \text{ sustituyendo su valor}$$

por la ec. (5) y llamando P = (rho) al

$$\text{factor de reflexión } E = A_2 e^{-px} + A_2 p e^{-2pl}$$

$\times e^{px}$  pero  $e^{-2pl} \times e^{px}$  es igual, sumando

los exponentes y sacando factor común p, a

$$E = A_2 e^{-px} + A_2 p e^{p(x-2l)}$$

La intensidad, será  $\frac{E}{Z_0}$  (de ec. (7) y (14))

$$I = \frac{A}{Z_0} e^{-px} - \frac{A_2}{Z_0} \rho e^{p(x-2l)}$$

y la impedancia nos vendrá representada por  $\frac{E}{I}$  es decir,

$$Z_e = \frac{A_2 e^{-px} + A_2 \rho e^{p(x-2l)}}{\frac{A_0}{Z_0} e^{-px} - \frac{A_0}{Z_0} \rho e^{p(x-2l)}}$$

Si dividimos por  $A_2$  ésta desaparece por estar contenida en todos los términos del numerador y denominador, y si multiplicamos por  $Z_0$ , desaparece del denominador y pasa a multiplicar al numerador, pero lo dejamos como factor separado

$$Z_e = Z_0 \frac{e^{-px} + \rho e^{p(x-2l)}}{e^{-px} - \rho e^{p(x-2l)}}$$

Abramos el paréntesis de los exponentes:  $u(x-2l) = px - 2pl$ . Ahora multipliquemos todo el segundo miembro por  $e^{pl}$ ; equivale a sumarle a los exponentes que tenían,  $pl$ . El primero resulta:  $-px + pl = p(l-x)$  y el segundo  $px - pl - pl + pl = px - pl = p(x-l)$ .

La longitud de la antena es  $l$ , que llegó aquí con el coeficiente de reflexión. Como lo que queremos saber es la impedancia en el origen, que  $x = 0$ , si sustituimos esto en los exponentes  $p(l-0) = pl$ ;  $p(0-l) = -pl$ ; también sustituimos  $p(\rho)$  por su valor

$$Z_e = Z_0 \frac{e^{pl} + \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-pl}}{e^{pl} - \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-pl}}$$

Si ahora multiplicamos por  $Z_l + Z_0$  y dividimos por dos

$$Z_e = Z_0 \frac{(Z_l + Z_0) \frac{e^{pl}}{2} + (Z_l - Z_0) \frac{e^{-pl}}{2}}{(Z_l + Z_0) \frac{e^{pl}}{2} - (Z_l - Z_0) \frac{e^{-pl}}{2}}$$

Abriendo los paréntesis (el último cambia de signo por llevar el menos delante)

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_l \frac{e^{pl}}{2} + Z_0 \frac{e^{pl}}{2} + Z_l \frac{e^{-pl}}{2} - Z_0 \frac{e^{-pl}}{2}}{Z_l \frac{e^{pl}}{2} + Z_0 \frac{e^{pl}}{2} + Z_0 \frac{e^{-pl}}{2} - Z_l \frac{e^{-pl}}{2}}$$

Sacando factores comunes  $Z_l$  y  $Z_0$

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_l \frac{e^{pl} + e^{-pl}}{2} + Z_0 \frac{e^{pl} - e^{-pl}}{2}}{Z_l \frac{e^{pl} - e^{-pl}}{2} + Z_0 \frac{e^{pl} + e^{-pl}}{2}}$$

y como sabemos que  $\cos hx = \frac{e^{hx} + e^{-hx}}{2}$

y  $\sen hx = \frac{e^{hx} - e^{-hx}}{2}$

sustituyendo

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_l \cos hpl + Z_0 \sen hpl}{Z_0 \cos hpl + Z_l \sen hpl} \dots [18]$$

Dividiendo por  $\cos hpl$ , esta ec. se transforma

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \frac{\sen hpl}{\cos hpl}}{Z_0 + Z_l \frac{\sen hpl}{\cos hpl}} = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \operatorname{tg} hpl}{Z_0 + Z_l \operatorname{tg} hpl}$$

que es otra forma muy usada.

En la ec. (18) vemos que cuando la impedancia terminal  $Z_l$  es cero (corto cir-

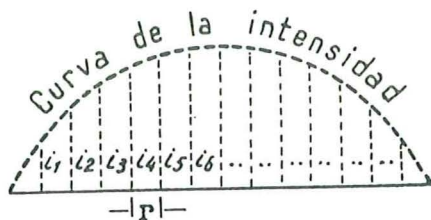


FIG. 8A

cuito) quedan anulados los términos en que entra  $Z_l$  como factor y resulta

$$Z_{e1} = Z_0 \frac{Z_0 \sen hpl}{Z_0 \cos hpl} = Z_0 \operatorname{tg} hpl \dots [19]$$

Cuando el extremo es abierto,  $Z_l = \infty$ ; ante este valor se desprecia  $Z_0$

$$Z_{e2} = Z_0 \frac{Z_l \cos hpl}{Z_l \sen hpl} = Z_0 \cot hpl \dots [20]$$

Si multiplicamos las ecuaciones (19) por (20) y recordando que  $\operatorname{th} x \times \cot x = 1$

$$Z_{e1} \times Z_{e2} = Z_0 \operatorname{tg} hpl \times Z_0 \cot hpl = Z_0^2$$

Lo que nos dice que la impedancia ca-

racterística es media proporcional entre las impedancias con extremo abierto y cerrado, es decir,

$$\frac{l_{e_1}}{l_0} = \frac{l_0}{l_{e_2}} \text{ o también } l_0 = \sqrt{l_{e_1} \times l_{e_2} \dots} [22]$$

Valiendo de la ec. (22) se puede medir la  $Z_0$  de una línea. El aficionado puede hacerlo «grosso modo» (7) de la siguiente manera: Queremos averiguar la impedancia característica de un ramal de líneas (8) para su posible empleo.

Con el extremo abierto, conectamos a la entrada medio secundario de alta de un transformador de alimentación para recepción, se intercala un miliamperímetro de alterna y supongamos que los 300 voltios, nos marcan dos miliamperios (fig. 9)

$$Z_u = \frac{300}{0,002} = 150.000 \Omega$$

Poniendo ahora el extremo en corto circuito conectamos a la entrada el secundario de calefacción del mismo transformador, por ejemplo, 6,3 voltios, e intercalando un amperímetro de alterna nos da

(7) Para hacerlo con mayor aproximación habría que hacer uso del puente de impedancias. Este es un puente Wheastone, alimentado con corriente alterna y que el brazo de comparación tiene una resistencia e inductancia ambas variables para su ajuste.

(8) Me refiero, y como ejemplo, a un posible trozo de línea relativamente corto. Si no fuese así, y la frecuencia que se emplea es alta (dentro de las bajas frecuencias), es necesario tener en cuenta que puede presentarse el efecto Ferranti. Consiste, dicho en pocas palabras, que la línea resuena como antena en cuarto de onda a la frecuencia de excitación, y al igual que en las antenas de estas condiciones, actúa como un transformador, apareciendo en la extremidad abierta tensiones muy superiores a la que tiene en la entrada.

Este fenómeno puede presentarse en las líneas de conducción de energía eléctrica al ser probadas en vacío. Hace algunos años se dió este caso—muchos lo recordarán—y la Prensa diaria nos daba la sospecha del corresponsal de que «iban a estudiarlo técnicos, ya que se suponía que la línea pasaba por las proximidades de algún yacimiento de minerales muy radioactivos».

2,6 amperios (fig. 10)

$$Z_c = \frac{6,3}{2,6} = 2,42 \Omega$$

La impedancia característica buscada será

$$= \sqrt{l_0 l_c} = \sqrt{150.000 \times 2,42} = 602,5 \Omega$$

Después de este ejemplo, continuemos

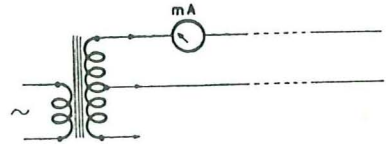


FIG. 9

para encontrar una expresión de la impedancia de entrada en una antena. Antes hemos de transformar la ecuación que nos da  $Z_0$ , que, prescindiendo de  $G$ , sabemos que es

$$Z_0 = \left[ \frac{R_1 + j\omega L_1}{j\omega C_1} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ y esta es igual a } = \left[ \frac{R_1}{j\omega C_1} + \frac{j\omega L_1}{j\omega C_1} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{R_1}{j\omega C_1} + \frac{L_1}{C_1} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Si en esta ecuación multiplicamos el primer término (numerador y denominador, para que no quede alterado) por  $L$

$$Z_0 = \left[ \frac{j\omega L_1}{R_1} \frac{L_1}{C_1} + \frac{L_1}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ sacando factor común } \frac{L_1}{C}$$

$$Z_0 = \left[ \sqrt{\frac{L_1}{C}} \left( 1 + \frac{R_1}{j\omega L_1} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \text{ si multiplicamos } \frac{R_1}{j\omega L_1} \text{ por } -j \text{ nos}$$

$$\text{nos da } 1 - j \frac{R_1}{\omega L_1}$$

y sustituyendo por su raíz cuadrada aproximada

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C}} \left[ 1 - j \frac{R_1}{\omega L_1} \right]^{\frac{1}{2}}$$

y multiplicando numerador y denominador por  $\sqrt{C}$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \frac{R_1 \sqrt{C}}{2\omega L \sqrt{C}} \right] =$$

$$= \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \frac{R_1 \sqrt{C}}{2\omega \sqrt{L} \sqrt{L} \sqrt{C}} \right]$$

o lo que es igual

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \frac{R}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{C}{L}} \right]$$

lo cual puede escribirse

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \times \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \right]$$

pero por (12) sabemos que el sustraendo de dentro del corchete es igual a

$$-j\beta \times \frac{1}{a} = -j \frac{\beta}{a}$$

y sustituyéndolo

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \frac{\beta}{a} \right]$$

si ahora tenemos en cuenta (9) que al despreciar la resistencia ohmica, nos queda para la impedancia un valor real,  $\sqrt{\frac{L}{C}}$

o resistencia característica,  $R_c$  y que puede definirse como la media de los valores de la impedancia variable que presentan cada uno de los puntos de la antena o también como parte real de la impedancia característica, lo que nos da finalmente

$$Z_0 = R_c \left[ 1 - j \frac{\beta}{a} \right]$$

Obtenida esta importante transformación apliquémosle el caso de una antena con extremo abierto, ecuación (20)

$$Z_{e_2} = R_c \left[ 1 - j \frac{\beta}{a} \right] \cot h(\beta + j\alpha) l$$

que se pone en la forma

$$Z_{e_2} = R_c \left[ 1 - j \frac{\beta}{a} \right] \frac{\cos h(\beta + j\alpha) l}{\operatorname{sen} h(\beta + j\alpha) l} \dots [25]$$

La constante de propagación o ángulo hiperbólico es, como vemos,  $\beta + j\alpha$ ; la

conjugada será  $\beta - j\alpha$  y multiplicando por ella numerador y denominador del (25)

$$\cot h \beta l = \frac{\cos h(\beta + j\alpha) l \times \operatorname{sen} h(\beta - j\alpha) l}{\operatorname{sen} h(\beta + j\alpha) l \times \cos h(\beta - j\alpha) l}$$

podemos transformar estos productos en suma, recordando que

$$\cos h A \times \operatorname{sen} h B = \frac{1}{2} \operatorname{sen} h(A+B) - \frac{1}{2} \operatorname{sen} h(A-B)$$

$$\operatorname{sen} h A \times \cos h B = \frac{1}{2} \cos h(A-B) - \frac{1}{2} \cos h(A+B)$$

y como

$$(\beta + j\alpha) + (\beta - j\alpha) = 2\beta \text{ y } (\beta + j\alpha) - (\beta - j\alpha) = 2\alpha$$

la transformamos en

$$Z_{e_2} = R_c \left[ 1 - j \frac{\beta}{a} \right] \left[ \frac{\operatorname{sen} h 2\beta l - j \operatorname{sen} h 2\alpha l}{\cos h 2\beta l - \cos h 2\alpha l} \right] \dots [26]$$

después de haber multiplicado por dos el contenido del último corchete. Como  $a$  es una imaginaria pura cuando entra como

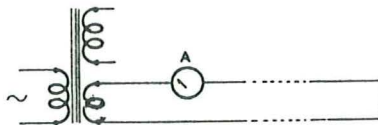


FIG. 10

ángulo en las funciones hiperbólicas, pueden substituirse éstas por las circulares.

Abriendo los paréntesis de la (26) y efectuando las multiplicaciones

$$Z_{e_2} = R_c \left[ \frac{\operatorname{sen} h 2\beta l - j \operatorname{sen} 2\alpha l - j \frac{\beta}{a} \operatorname{sen} h 2\beta l - \frac{\beta}{a} \operatorname{sen} 2\alpha l}{\cos h 2\beta l - \cos 2\alpha l} \right]$$

Separando la parte real de la imaginaria

$$Z_{e_2} = R_c \left[ \frac{\operatorname{sen} h 2\beta l - \frac{\beta}{a} \operatorname{sen} 2\alpha l}{\cos h 2\beta l - \cos 2\alpha l} - j \frac{\operatorname{sen} 2\alpha l + \frac{\beta}{a} \operatorname{sen} h 2\beta l}{\cos h 2\beta l - \cos 2\alpha l} \right] \dots [27]$$

(los términos del numerador de la parte imaginaria cambiaron de signo al llevar el menos delante).

Esta ecuación nos da la impedancia de

entrada en una antena con extremo abierto cuando el final es cortocircuitado. Haciendo la misma transformación con la ecuación (19) obtendremos:

$$Z_{e1} = R_0 \left[ \frac{\operatorname{sen} h 2 \beta l + \frac{\beta}{\alpha} \operatorname{sen} \alpha 2 l}{\cos h 2 \beta l + \cos 2 \alpha l} + j \frac{\operatorname{sen} 2 \alpha l - \frac{\beta}{\alpha} \operatorname{sen} 2 \beta l}{\cos h 2 \beta l + \cos 2 \alpha l} \right] \quad (28)$$

En (27) y (28) vemos que la impedancia es de la forma  $|Z| = R - jX$  o  $|Z_e| = R + jX$ ; y su módulo será

$$Z_0 = \sqrt{R^2 + X^2}$$

con lo que conocemos la impedancia de entrada.

Si el valor de esta impedancia en función de la longitud  $l$  lo llevamos sobre

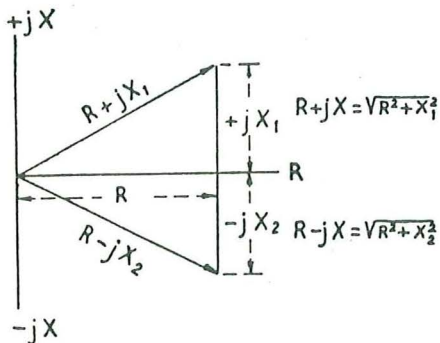


Fig. 11

un sistema de coordenadas rectangulares obtenemos la figura 12. En el eje de ordenadas los valores de la reactancia, en las abscisas la parte real, y resulta la espiral de la figura. Empieza con reactancia negativa si es con extremo abierto, de la cual es asntona el eje  $-j$ , hasta que la antena alcanza  $1/4$  de longitud de onda en que la  $Z_e$  es una resistencia pura. Si seguimos aumentando la longitud de la antena la reactancia se hace positiva (inductiva), cuyo valor absoluto aumenta, después disminuye y se anula cuando la antena alcanza media longitud de onda, en el punto  $b$ , en que vuelve a ser una resistencia pura, real, que por ser máxima se llama punto de antirresonancia.

La máxima  $R_0$  corresponde a un punto

que no es el eje de abscisas,  $b$ , y que viene dado por la tangente a la curva paralela al eje de ordenadas.

Vemos que a cada cuarto de onda que se añade al conductor la reactancia cambia de signo, lo que tiene mucha importancia.

Cuando el extremo está en cortocircuito, cambiarán todos los signos con respecto al caso anterior. Esto podemos resumirlo en el cuadro siguiente:

	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$	$360^\circ$
	$\alpha l < 90^\circ$	$\alpha l < 180^\circ$	$\alpha l < 270^\circ$	$\alpha l < 360^\circ$	
Extremo abierto, . . . . .	-	+	-	+	
Extremo cortocircuito, .	+	-	+	-	

Estos signos de la reactancia se repiten si se sigue aumentando la longitud del con-

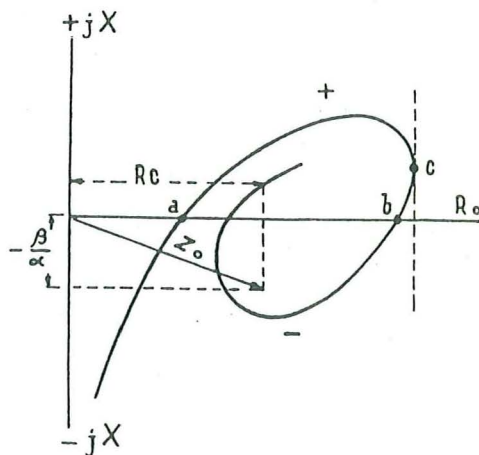


Fig. 12

ductor.

Pueden recordarse fácilmente porque en una antena menor que un cuarto de onda, presenta a la corriente continua un circuito equivalente—para los efectos de continuidad—a los de características concentradas, esto es, con reactancia de igual signo. Así supongamos una antena menor de un cuarto de onda, con extremo abierto; si en lu-

gar del generador conectamos un manantial de corriente continua, ésta no circulará, que es lo que ocurriría si intercalamos el + y el — un condensador así que la reactancia será capacitativa.

Si por el contrario, ponemos el extremo de la antena en cortocircuito, la corriente continua circulará lo mismo que si entre bornas conectamos una inductancia. Téngase bien presente que esto ocurre cuando se considera una línea *menor* que un cuar-

to de onda. Si la hacemos mayor de  $\frac{1}{4}$  y menor que media onda, los signos de la reactancia serán los contrarios de los de característica concentradas.

Con estos conocimientos estamos ya en condiciones de calcular la impedancia de entrada de una antena.

La forma de deducirlo depende ahora del punto de ataque de la antena y el tipo de línea de acoplamiento con el emisor, que si Dios quiere será el próximo tema.

# IMPEDANCIA CARACTERISTICA EN LAS ANTENAS PARA ARMONICAS

Por WILLIAM B. WRIGLEY (W 4 UCW). Traducido de Q. S. T. (Vol. 38. N.º 2)  
Por JORGE DELGADO SASAL (E A 3 H V)

El funcionamiento en armónicas de las antenas multibanda con alimentadores sintonizados se trata con la «Antena Book», con interés primordial. Esto parece ser el único medio práctico de alimentación cuando observamos que el efecto de puntas evita que las frecuencias armónicas de un conductor largo sean múltiplos exactos, y cuando también consideramos que la reactancia se modifica aproximadamente  $n$  veces más rápidamente con la variación de la frecuencia a la  $n$ -ésima armónica, que como ocurre por el mismo porcentaje de variación de frecuencia sobre la fundamental.

No obstante, estudios posteriores sobre la impedancia característica en antenas armónicas pueden revelarnos que bajo ciertas circunstancias, con líneas no resonantes, es posible su alimentación en más de una banda, aunque quizá ello no resulte muy práctico. No es idea nuestra recomendar tal forma de trabajo; nuestro único mérito es el de reunir y relacionar los datos que hemos hallado sobre este tema y, además, añadir las últimas referencias que no han sido descritas en artículos anteriores. El considerar el funcionamiento en armónicas con una alimentación no resonante nos servirá sólo como un medio para presentar nuestra información con cierto aspecto de continuidad.

Antes de proceder a un detallado estudio de la impedancia característica debemos establecer unas pocas definiciones de tal manera que no se presente ninguna confusión por nuestra terminología. Estas definiciones son, en general, las de «Antena Book»:

1.º La operación en armónicas implica que en secciones adyacentes, simétricas, de media onda de la antena, circulan corrientes en sentido contrario, como se ob-

serva en las figuras 1-A y 1-B. El doblete de toda onda, alimentado en el centro, figura 1-C, no trabaja, pues, en una armónica.

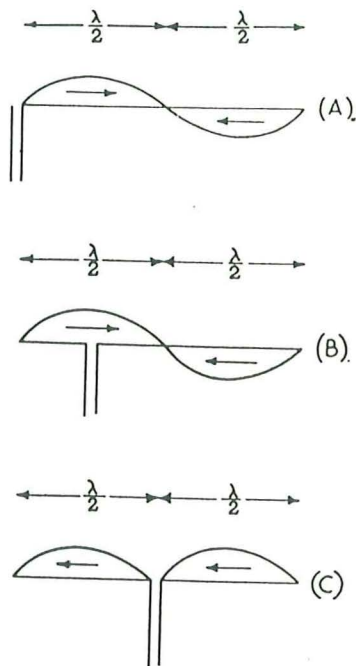


Figura 1. Vemos el funcionamiento en armónicas en A y B. La antena en C no trabaja en un armónico ya que la corriente de la sección adyacente de media onda no circula en sentido opuesto.

2.º La línea de alimentación se considerará no resonante («flat line») si la relación de ondas estacionarias es menor de 2:1.

3. La anchura de banda de una antena y alimentador puede definirse como el margen de frecuencias dentro del cual la relación de ondas estacionarias del alimentador no excede la relación de 2:1. Si el sistema está en resonancia significa que la antena debe desintonizarse a la frecuencia a la cual la reactancia vale 0,7 veces la resistencia. Para un sistema desajustado a resonancia, el margen de frecuencia será más restringido, pero puede determinarse rápidamente con una tabla de Smith.

### RESISTENCIA EN ESPACIO LIBRE

La resistencia de radiación de una antena armónica en el espacio libre, medida en un nodo de corriente (punto de máxima intensidad), aumenta con el orden de la armónica. Carter, con sus cálculos, obtiene una expresión que es válida para los múltiplos exactos de  $\lambda/2$ . Estos valores están marcados en la figura 2, que es semejante a la figura 2-23 del «Antena Book». Sin embargo, los datos de este libro fueron tomados directamente de los obtenidos por Carter, que, desgraciadamente, contenían errores de cálculo.

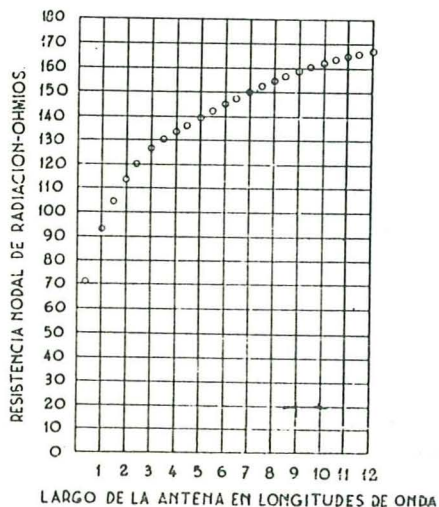


Figura 2. Resistencia nodal de radiación de antenas armónicas.

Si suponemos que una antena puede alimentarse adecuadamente (circunstancia que se tratará después) en un punto que no sea un máximo de corriente, podremos calcular la resistencia resonante para una

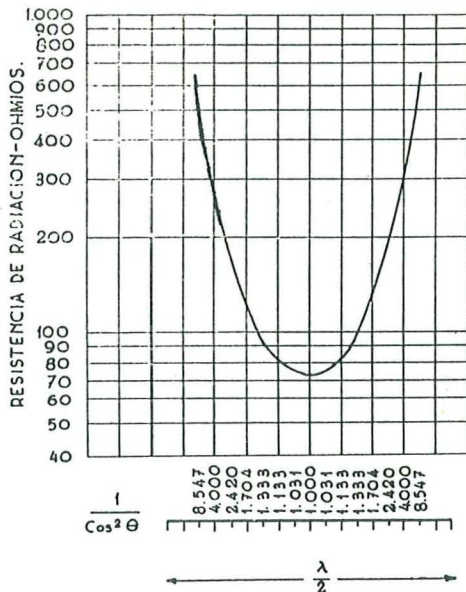


Figura 3. Resistencia de radiación de un dipolo de media onda a medida que el punto de alimentación se desplaza a los lados de un nodo de corriente.

determinada distribución de corriente. La aproximación sinusoidal es bastante exacta en la vecindad de un nodo de corriente, y a partir de aquí podremos calcular la variación de la resistencia de radiación, a potencia constante, en este punto, multiplicando la resistencia obtenida en el nodo por la inversa del coseno de la variación angular elevada al cuadrado.

$$\text{Potencia} = W = I^2 R.$$

$$\text{Para potencia constante, } R = 1/I^2$$

$$\text{Corriente en el nodo próximo } I = I_0 \cos^2$$

$$y R = R_0 \frac{1}{\cos^2}$$

La figura 3 nos muestra esta relación para un doblete de  $\lambda/2$ . Cerca de los extremos del doblete, o próximos a los nodos de corriente de las antenas armónicas, esta relación falla, puesto que la resistencia calculada tiende a infinito. Esto se debe a que la sinusoides aproximada cae cerca de estos puntos, ya que la corriente no se reduce realmente a cero en ningún lugar a lo largo del conductor. Además, a medida que el punto de alimentación se aproxima a cualquier nodo de corriente, excepto en los extremos, el funcionamiento de la antena pasa a una forma no armónica, tal como se observa en la figura 1-C.

## REACTANCIA EN ESPACIO LIBRE

La relación según la cual varía la reactancia de una antena a medida que se modifica su longitud hacia la resonancia, representa el factor principal que nos indica la selectividad de la antena o su anchura de banda. Esta relación depende de la longitud de onda y del diámetro del conductor. A mayor diámetro mayor anchura de banda.

La figura 4 nos muestra las curvas de la reactancia y longitud para dipolos de  $\lambda/2$  alimentados en el centro, dando diferentes valores a la relación longitud de onda y diámetro del conductor. Las curvas B, C, D y E fueron seleccionadas expresamente, pues representan, respectivamente, el uso del alambre del número 12 en los 10, 20, 40 y 80 metros. Mientras estas curvas sólo se usan precisamente para dipolos de  $\lambda/2$ , no introducimos un error apreciable (menos del 2 por 1.000 en toda su longitud, para resonancia a segunda armónica) si extendemos la escala horizontal para cubrir la operación en armónicas hasta la cuarta longitud de onda. Estas es-

calas que hemos extendido siguen la aproximación aceptada, previamente mencionada, de que la variación reactancia-frecuencia en antenas armónicas es directamente proporcional al orden de la armónica.

Datos importantes son, sin duda alguna, la inclinación de las curvas de la figura 4. Los valores para resonancia en frecuencia fundamental son como sigue:

10 metros (curva B), 27,9 ohmios por 1 por 100 de variación de frecuencia.

20 metros (curva C), 30,5 ohmios por 1 por 100 de variación de frecuencia.

40 metros (curva D), 33,3 ohmios por 1 por 100 de variación de frecuencia.

80 metros (curva E), 36,4 ohmios por 1 por 100 de variación de frecuencia.

y para la  $n$ ésima armónica serán  $n$  veces estos valores.

Para la alimentación en un punto que no sea máximo de corriente, pero próximo a él, la reactancia aumenta igual que en el caso de la resistencia de radiación, o sea, que es proporcional a la inversa del cuadrado del coseno. En otras palabras, la inclinación de las curvas de la

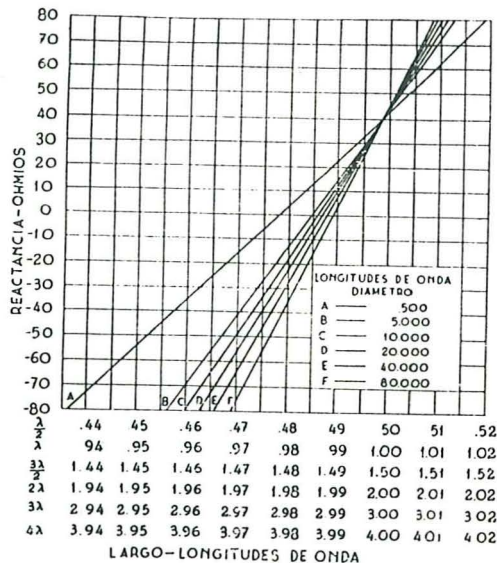


Figura 4. Reactancia nodal respecto longitud de antenas armónicas, sin tener en cuenta el efecto terminal del aislador.

figura 4 se hallan aumentadas por este factor.

### LONGITUD RESONANTE

Además de que la longitud resonante de una antena se ve afectada por la relación longitud de onda a diámetro del conductor, como vemos en la figura 4, los aisladores actúan como una carga terminal adicional, con valor suficiente para producir un acortamiento del 5 por 100 de  $\lambda/2$ .

Como nos indica el «Antena Book», la siguiente fórmula ha demostrado ser completamente satisfactoria en la práctica:

$$\text{longitud (metros)} = \frac{150 \left[ n \left( \frac{\lambda}{2} \right) - 0,50 \right]}{f \text{ (Mcs)}}$$

en donde  $n \frac{\lambda}{2}$  es orden de la armónica o el número de medias longitudes de onda de la antena.

Pueden observarse en la figura 5 las frecuencias armónicas resonantes y las longitudes en pies para conductores cortados a las frecuencias fundamentales de 80, 40 y 20 metros. Como se ve en la figura 5,

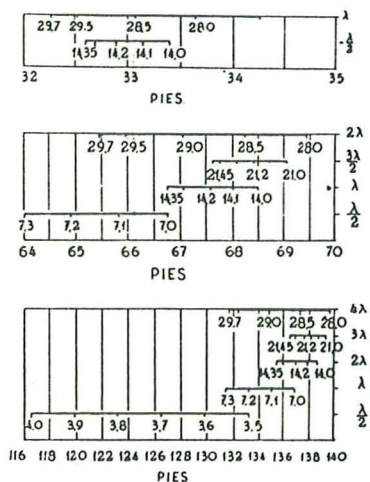


Figura 5. Frecuencia de resonancias de antenas armónicas en función de la longitud del conductor en pies.

las anchuras de banda no son suficientemente amplias, lo que nos demuestra que la operación en armónicas, con una línea no resonante, no resulta muy práctica.

### EFFECTOS DE LA SUPERFICIE TERRESTRE

Para calcular el efecto de impedancia que ejerce una tierra perfectamente conductora, situada bajo una antena horizontal, se sustituye la tierra por una imagen de la antena situada a una profundidad igual a la altura de ésta y con una distribución de corriente idéntica, pero de sentido opuesto.

Carter ha desarrollado las fórmulas de resistencia mutua y la reactancia paralela en antenas armónicas. Restando estos valores de la resistencia propia (fig. 2) y de la reactancia (en resonancia = 0) obtendremos los valores de la impedancia, sobre una tierra perfecta, como una función de la altura.

En la figura 6 vemos la relación entre la resistencia de radiación y la altura sobre la superficie terrestre para diferentes armónicas. Obsérvese que hay una escala horizontal diferente para cada armónica de tal modo dispuestas que la resistencia de cualquier antena dada en sus diferentes armónicas, se hallan todos sus valores a lo largo de la misma línea vertical para una altura física determinada.

Ahora bien, como todos sabemos, la tierra no es conductor perfecto como suponíamos en los cálculos. Sin embargo, realizadas las medidas en un margen desde menos de 10 metros hasta 20, sobre una buena tierra, han dado unos resultados extremadamente semejantes a los teóricos para una altura mayor de  $0,2\lambda$ . A menos de  $0,2\lambda$  la resistencia aumenta rápidamente sobre la teórica debido a las pérdidas de la conductividad terrestre o a la absorción del campo magnético. Los pequeños círculos de la figura 6 son puntos que nos muestran algunas de las medidas para un dipolo de media onda. Cuando la longitud de onda aumenta por encima de los 20 metros, como se indica en el «Antena Book», la tierra trabaja más, de acuerdo con un buen conductor. Esto se evidencia por los ensayos recientemente realizados por Wityi en 75 metros, indicados por unas aspas en la figura 6. El estudio de las medidas dadas nos indica que la curva de trazos por debajo de  $0,2$  es, sin duda, mejor que la curva teórica de la misma zona.

A pesar de que este aumento de la resistencia de radiación sobre el valor teórico puede parecer indicado para el uso práctica de acoplamiento, en realidad sólo re-

presenta una pérdida de energía radiada. Tal como mencionábamos antes, se trata de la absorción del campo inducido, lo que significa una disipación de potencia en la tierra. Debemos subrayar aquí que la superficie efectiva terrestre corrientemente no coincide con la superficie física del suelo, sino que se halla a varios pies de profundidad, dependiendo de la longitud de onda y pudiendo determinarse experimentalmente.

En la figura 6 observamos unos detalles muy interesantes. Por ejemplo, un dipolo de 40 metros, a una altura de  $0,3$  a  $0,4\lambda$ , podría acoplarse muy bien con una resistencia de  $100$  ohmios, tanto a  $40$  como a  $15$  metros  $\left(\frac{3}{2}\lambda\right)$

El efecto reactivo de la superficie terrestre en las antenas para armónicas se ve en la figura 7, que puede interpretarse viendo la relación de reactancia y altura sobre

vas por debajo de  $0,2\lambda$ , ya que la reactancia teórica decrece en conductores muy cerca de la tierra de una manera muy parecida como lo hace la resistencia teórica.

### EJEMPLO DE CALCULOS

Ya conocemos las fórmulas fundamentales y vamos a entresacar de éstas las necesarias para unos ejemplos de antenas específicas.

La altura es el factor más importante; vamos, pues, a darle en este primer ejemplo un valor de  $25$  pies, que es frecuente en la práctica. Como esta altura es, aproximadamente  $0,1\lambda$  en  $80$  metros,  $0,2\lambda$  en  $40$  metros, etc., determinaremos, a partir del gráfico 6, las resistencias de resonancia en el nodo, que serán:

$44$  ohmios a  $\lambda/2$ ,  $71$  ohmios a  $\lambda$ ,  $136$  ohmios a  $2\lambda$ ,  $134$  ohmios a  $3\lambda$  y  $151$  ohmios a  $4\lambda$ , que es la octava armónica, o sea,  $10$  metros.

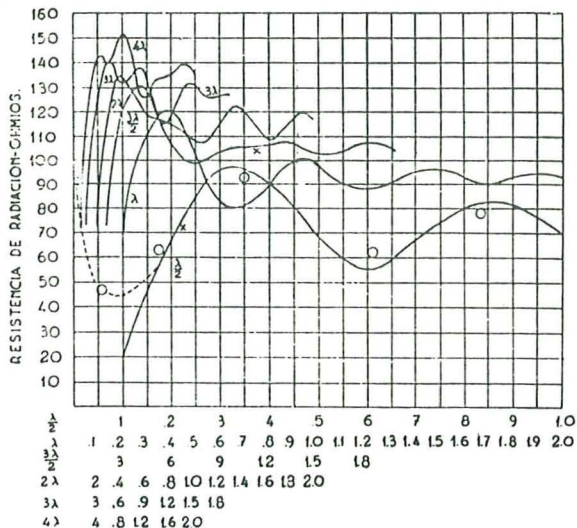


Figura 6. Resistencia de radiación de antenas armónicas respecto a la altura sobre una superficie terrestre perfecta. La curva en rayas se aproxima al efecto producido por una tierra imperfecta, basada en los puntos de medida indicados.

el suelo de antenas armónicas de longitud, tal como indica la fórmula antes citada.

Aproximadamente por encima de  $0,6\lambda$ , el efecto reactivo que aparece es tan pequeño que puede despreciarse en relación con la correspondiente resistencia de radiación.

No se han podido lograr referencias que indiquen que una tierra defectuosa pueda modificar las curvas antes citadas. Por lo tanto, y sin temor, podemos usar las cur-

Construiremos después la figura 8, que consta de muchas curvas semejantes a la figura 3, pero dispuestas horizontalmente, de acuerdo a la distribución de corriente de las armónicas, y verticalmente a las resistencias nodales anteriores. En la figura 8 se usa una escala vertical logarítmica (y también en la fig. 3) por dos razones:

1.º De esta manera la forma de la curva no varía para cualquier armónica, ya sea



Para los 40 metros tendremos:

50

$$\frac{50}{2 \times 33,3} \times 0,717 = 0,54 \text{ Mc/s.}$$

dando una anchura de  $7,17 + 0,054 = 7,224$  y  $7,17 - 0,054 = 7,116$ .

Al llegar a este punto podríamos fácilmente escoger una longitud del conductor más apropiada para 80 metros, tal como 132 pies, y repetir todos los cálculos, pero antes veamos lo que ocurre en el resto de las bandas.

Como ninguna de las otras curvas de armónicas de la figura 8 están comprendidas en la relación de ondas estacionarias de 2:1 para los 72 ohmios, punto de alimentación considerado, podemos, en consecuencia, buscar una posición mejor a lo largo del conductor. Vemos que a los 59 grados de la fundamental, desde el centro, podemos hacer un buen acoplamiento a 150 ohmios en 80 metros ( $\lambda/2,7$ ), 7,40 metros ( $\lambda$ ), 20 metros ( $2\lambda$ ) y 10 metros ( $4\lambda$ ).

La curva  $3\lambda/2$  está bastante cerca, pero se ha incluido en la figura 8 para el trabajo en tercera armónica de una fundamental de 40 metros, lo que no es nuestro caso presente.

para las cuatro bandas, pero con un examen previo podemos convencernos de que la banda de 80 metros quedaría completamente fuera de uso. Sin embargo, esta longitud nos servirá para tener una idea de las anchuras de banda que podemos esperar en las armónicas superiores. En este caso el cálculo de la anchura de banda es más complicado, pues debemos tener en cuenta no sólo el desajuste de la resistencia, sino también el de la reactancia. No daremos, pues, los cálculos detallados, pero pueden fácilmente hacerse con la ayuda de un gráfico de Smith, en el cual se halla dibujado el círculo referente a la relación de ondas estacionarias de 2:1.

Los resultados son los siguientes:

Una anchura de 51 Kc/s. centrados a 3,42 Mc/s.

Una anchura de 88 Kc/s. centrados a 7,01 Mc/s.

Una anchura de 194 Kc/s. centrados a 14,27 Mc/s.

Una anchura de 214 Kc/s. centrados a 28,75 Mc/s.

Como vemos, la banda de 80 metros no

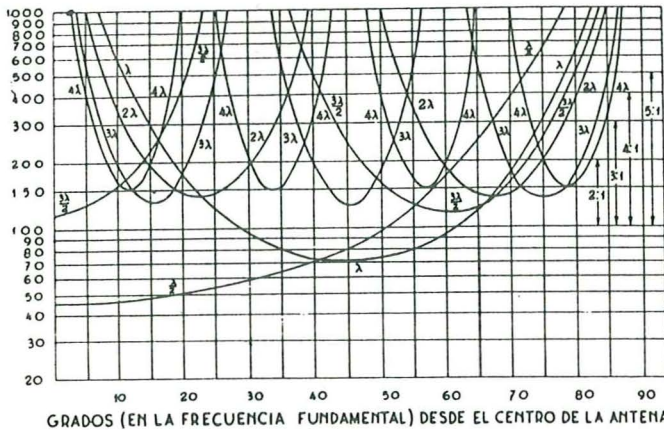


Figura 8. Resistencia resonante de radiación respecto a puntos de alimentación en antenas armónicas de una altura de  $0,1\lambda$  encima de la superficie terrestre y a la frecuencia fundamental. La altura es de  $0,2\lambda$  en la 2.ª armónica ( $\frac{\lambda}{2}$ )  $0,3\lambda$  en la 3.ª armónica ( $\frac{3\lambda}{2}$ ) etc.

La curva de 15 metros en este caso 3, se halla completamente fuera de uso en este punto de alimentación.

Vista la figura 5 parece que una longitud de 136 pies sería la mejor solución

queda cubierta por un ensanche adecuado. En los 20 metros, la anchura resultante es la primera que encontramos razonable, ya que cubre, al menos, la zona de fonía. En los 10 metros es quizá tolerable, a pesar

de que sólo cubre una pequeña parte de la zona activa en fonía.

Estos cálculos no resultan muy alentadores, pero antes de abandonar el proyecto estudiaremos las posibilidades de una antena con una altura próxima de 65 pies. Esto es,  $1/4 \lambda$  en 80 metros,  $1/2 \lambda$  en 40, etcétera, y veremos, construyendo una gráfica semejante a la de la fig. 8, que el mejor resultado para tal altura se halla en 150 ohmios, de los 30 a 31 grados de la fundamental desde el centro, aunque la sexta armónica ( $3\lambda$ ) ó 15 metros queda fuera del margen.

Hechos los cálculos, obtenemos los siguientes resultados:

Una anchura de 118 Kc/s. centrados a 3,41 Mc/s.

Una anchura de 148 Kc/s. centrados a 7,08 Mc/s.

Una anchura de 165 Kc/s. centrados a 14,29 Mc/s.

Una anchura de 239 Kc/s. centrados a 28,75 Mc/s.

Excepto la consecución de ligeras mejoras en las dos bandas bajas, estas anchuras no son muy distintas a las calculadas para un conductor con altura de 25 pies.

### ALIMENTADORES

Es necesario un breve estudio sobre éstos, porque nos introducen una nueva dificultad en este tipo de antena. En un dipolo alimentado en el centro, el sistema alimentador se halla relativamente libre de corrientes inducidas por la antena, sobre todo si es perpendicular a esta última una cierta longitud. Sin embargo, en un sistema de alimentación descentrado no ocurre

así. Aunque podamos balancear para una armónica determinada las corrientes de antena, mediante cierto ángulo de orientación de los alimentadores, esta condición no se mantiene en los restantes armónicos, ya que los diagramas de radiación y de campo de inducción son diferentes. Una pareja de amperímetros de radiofrecuencia colocados en serie con la línea nos demostrarían esto último.

Puede parecernos una solución usar, por ejemplo, un par de coaxiales: dos líneas de 75 ohmios, lado a lado, a fin de obtener 150 ohmios, pero en este caso los efectos de acoplo, debido a las corrientes inducidas en la superficie externa del blindaje coaxial, nos producirán distorsiones imprevisibles en la impedancia característica y en el gráfico de propagación, además de que éstas variarán en las distintas armónicas.

### CONCLUSION

Podemos investigar el número infinito de combinaciones de altura de antena y longitud posibles, pero por los casos considerados llegamos ciertamente a la conclusión, como decíamos al principio del artículo, que la operación con línea no resonante («Flat line») era posible, pero no resulta práctica. Sin duda muchos aficionados han probado antenas multibandas con alimentación descentrada y han visto «que pitan». Pero el criterio cierto sería conocer, sin duda, la eficiencia de la radiación y su diagrama. Actualmente, cualquier pedazo de alambre conectado a la salida de un transmisor radia cierta emergencia, y el popular acoplamiento de salida en «pi» es capaz de compensar importantes valores de reactancia. También hacía esta tarea el antiguo sistema de alimentación unifilar «Windom».

# Impedancia de antena obtenida mediante medición directa de R.O.E.

Por MICHEL J. TOIA

Traducido de «QST» por EA 4 ND

A lo largo de muchos años de experimentación con antenas he deseado tener una «caja negra» que indicara directamente la resistencia y reactancia de la antena en el punto de alimentación. Desde luego, este tipo de instrumento fue inventado hace mucho tiempo, pero su precio siempre ha estado por encima de las posibilidades del aficionado medio.

Después de muchos ensayos más o menos afortunados, la idea llegó por sí sola. A continuación se expone el desarrollo de un modo operativo que permite la medida de la impedancia total que presenta cualquier antena.

## SOLUCION PROPUESTA

Imagínese una línea de transmisión que termina en una carga no adaptada, tal como se muestra en la figura 1. Debido a esta falta de adaptación, aparecerán en la línea una serie de máximos y mínimos de voltaje que se repetirán cada media longitud de onda, tal como se muestra en la figura 1 b. Si fuese posible medir los voltajes en la línea y representarlos tal como aparecen en la figura 1 b, se podría dividir el máximo por el mínimo para obtener la relación de ondas estacionarias (R.O.E.). Esta relación siempre será igual o mayor que la unidad.

La cuestión se plantea del modo siguiente: ¿cómo medir a lo largo de la línea coaxial? Se podría intentar realizar un pequeño orificio e insertar en él la punta de prueba del voltímetro, tal como se representa en la figura 1 c.

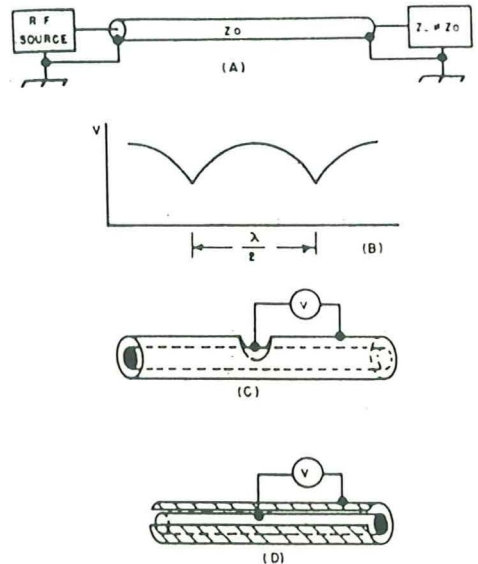


FIG. 1.—El principio de la medición de R.O.E. en una línea de transmisión coaxial.

Con suficientes orificios situados a distancias de una pulgada (2,54 cm) aproximadamente, se podría intentar la medición.

Esta técnica se emplea frecuentemente en microondas, pero la serie de orificios se sustituye por una ranura longitudinal empleando línea coaxial rígida (o guía de ondas) de una longitud de onda.

El trabajar, para el caso de HF, con líneas coaxiales rígidas de 80 ó 40 m presentaría grandes dificultades. La realización de una ranura en esta longitud de coaxial flexible, tal como el RG-8/U, no es practicable y es difícil mantener la malla en su sitio. Por estas razones hay que buscar otro sistema para insertar el voltímetro en la línea.

#### REALIZACION PRACTICA

Como aproximación a la técnica de la línea ranurada se presentan varias secciones de coaxial, cuyas relaciones de longitud están en la proporción 2:1.

Colocando estas secciones en distintas ordenaciones se puede colocar un voltímetro en la línea a una distancia múltiplo de la más pequeña, tal como se mostrará a continuación.

Unos ensayos iniciales indicaron que era necesario realizar lecturas cada

0,025 longitudes de onda. La longitud de onda más corta de interés para el autor fue de 10 m (banda de 28 MHz). Por lo tanto, el trozo más pequeño de línea correspondió a 17,8 cm, incluyendo conectores. Esta longitud se obtiene empleando las siguientes fórmulas:

$$\text{Longitud (metros)} = \frac{303,14}{\text{Frec. (MHz)}} \times$$

$\times$  longitudes de onda  $\times$  factor de velocidad.

La sección más corta sería, según esto:

$$\begin{aligned} \text{Longitud} &= \frac{303,14}{28} \times 0,025 \times 0,66 = \\ &= 0,178 \text{ m} = 17,8 \text{ cm.} \end{aligned}$$

Los cables fueron preparados con RG-58C/U, cuyo factor de velocidad es de 0,66. Cada sección fue equipada con un conector macho BNC en cada uno de sus extremos y un adaptador UG-914/U, incluidos en la longitud total de cada sección. Los adaptadores se emplean para unir las secciones unas a otras.

La tabla I indica las secciones requeridas indicando longitud física y eléctrica para las bandas de HF empleadas por los radioaficionados. Con nueve secciones se pueden medir todas las bandas de 3,5 a 29,7 MHz.

TABLA I

Número sección	Longitud (cm)	Longitudes de ondas eléctricas				
		28 MHz	21 MHz	14 MHz	7 MHz	3,5 MHz
1	17,8	0,25	0,019	0,012	0,006	
2	35,7	0,050	0,038	0,025	0,012	0,006
3	71,4	0,100	0,075	0,050	0,025	0,012
4	142,8	0,200	0,150	0,100	0,050	0,025
5	285,7	0,400	0,300	0,200	0,100	0,050
6	571,4	0,800	0,600	0,400	0,200	0,100
7	1.142,8			0,800	0,400	0,200
8	2.285,6				0,800	0,400
9	4.571,1					0,800

OPERACION

El empleo de las secciones de línea para medir la impedancia de antena no presenta grandes dificultades. Para ello se realiza una tabla tal como la tabla II. Seguidamente se conectan las líneas tal como muestra la figura 2 a, utilizando secciones de 0,025, 0,05, 0,1, 0,2 y 0,4  $\lambda$ . Conectar las secciones a una distancia no mayor de 0,025  $\lambda$  de la fuente (transmisor). Aplicar una señal de baja potencia (de 5 a 50 W). Quitar el adaptador UG-914/U del lado más cercano a la antena e insertar un voltímetro de RF utilizando el adaptador en T, UG-274/U (más tarde se

indicará un voltímetro adecuado). Leer el valor del voltaje medido y apúntese en la tabla II en el lugar correspondiente a 0. No es preciso obtener lecturas absolutas, toda vez que la técnica emplea valores relativos. Se puede ajustar la sensibilidad del voltímetro para valores de media escala.

Cambiar el voltímetro de lugar (con su T correspondiente) a cada punto

TABLA II

Distancia de antena a voltímetro	Voltaje		
	Carga A	Carga B	Carga C
0,000	53	50	40
0,025	53	48	41
0,050	53	50	43
0,075	53	54	41
0,100	54	50	45
0,125	55	52	43
0,150	54	51	45
0,175	52	50	39
0,200	54	48	39
0,225	54	43	37
0,250	54	38	41
0,275	54	33	38
0,300	54	32	36
0,325	54	29	31
0,350	53	32	36
0,375	53	32	36
0,400	53	37	38
0,425	54	41	40
0,450	53	47	41
0,475	53	50	41
Máx.	55	54	55
Mín.	52	29	31
R.O.E.	1,06	1,86	1,45
Pos.	0,175	0,325	0,325
L. Al.	0,000	0,000	0,000
Total	0,175	0,325	0,325
R/Z <sub>o</sub>	1,03	1,23	1,18
X/Z <sub>o</sub>	0,05	0,65	0,38
Tipo	Cap.	Ind.	Ind.

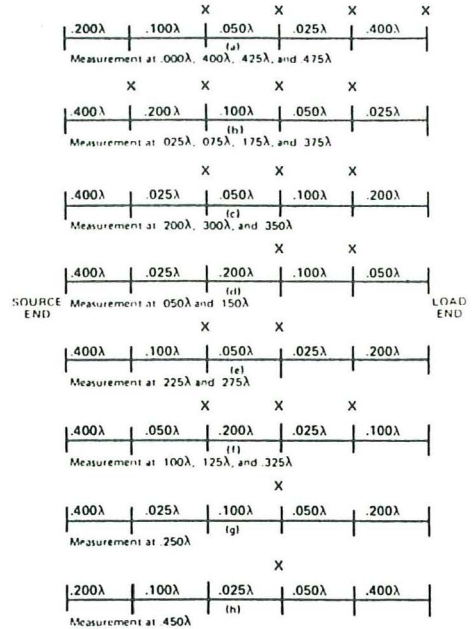


FIG. 2.—Longitudes de las secciones, prueba y disposiciones para medición de voltaje en la línea.

Leyenda: *Source end*: extremo del transmisor. *Load end*: extremo de la carga. *Measurement at*: medida a.

marcado con una X en la figura 2 a; leer los voltajes relativos e inscribirlos en la tabla II. Esto completará los valores de las medidas realizadas en los puntos de coordenadas eléctricas 0, 0,4, 0,425 y 0,475  $\lambda$  (estos valores se refieren a longitudes de línea anotadas a partir de la sección de prueba más cercana a la antena).

Reordenar la línea tal como mues-

tra la figura 2 b y tomar las medidas de voltaje en 0,025, 0,075, 0,175 y 0,375  $\lambda$ , inscribiendo los resultados en la tabla II. Continuar con las configuraciones de la figura 2 hasta llenar totalmente la columna. No es necesaria la realización de ninguna medición adicional, ya que la distribución de ondas estacionarias se repite cada media longitud de onda.

Si las lecturas de voltaje son idénticas, ¡felicidades!; no es necesario seguir, la carga está totalmente adaptada, es resistiva y su impedancia es igual a la de la línea, su R.O.E. igual a 1. Si no es usted tan afortunado, busque en la columna el valor de voltaje mínimo y su posición y apunte sus valores respectivos en los apartados Mín. y Pos. Apunte así mismo el valor máximo medido en Máx. Es de notar que la longitud de línea entre fuente y antena es, durante todas las mediciones, constante. Las secciones han sido únicamente intercambiadas. De esta forma se mantiene la carga del transmisor constante. La longitud de línea de alimentación existente entre la antena y la sección de prueba más próxima a la misma debe ser apuntada en el apartado L. Al. (lógicamente expresadas en longitudes de onda). Si las impedancias de la línea de alimentación y de la línea de medida son distintas, no hay que tener en cuenta esta instrucción y se inscribe simplemente un 0 en L. Al.

#### METODO DE CALCULO SIMPLIFICADO

De la tabla II se obtiene el valor de R.O.E. dividiendo el valor de la fila Máx. por el Mín. El resto de los cálculos se realiza de forma gráfica en un ábaco diseñado especialmente para estas aplicaciones. A este efecto se emplea el ábaco de Smith y se muestra en la figura 3. Una descripción del ábaco de Smith y sus aplicaciones para mediciones en antenas de radioaficionados

apareció en QST de enero y febrero de 1966. Descripciones completas sobre el ábaco de Smith aparecen en la literatura relacionada con mediciones en líneas de transmisión. A continuación se incluye una breve descripción del ábaco para permitir al lector seguir el modo operativo a modo de «recetario», sin profundizar en la teoría del ábaco ni en las fórmulas empleadas en análisis de líneas de transmisión.

Examinando la figura 3, el círculo exterior del ábaco es el círculo de las longitudes de onda dividido en incrementos de longitud de onda. En el lado izquierdo del eje horizontal hay un cero y una flecha indicando en sentido de las agujas del reloj: «Hacia el generador» (*Wavelengths towards generator*) y en sentido contrario: «Hacia la carga» (*Wavelengths towards load*). El moverse a lo largo de este círculo equivale a caminar a lo largo de la línea de alimentación. La antena es la carga y el transmisor es el generador. Los círculos de resistencia normalizada están indicados a lo largo del eje horizontal, comenzando con 0 en la izquierda, 1 en el centro y valores muy grandes (infinito en el límite) en la parte derecha. Los valores en el eje del ábaco desde el centro a la derecha representan valores normalizados de la reactancia y valores de R.O.E., como se verá a continuación.

Las líneas que parten de la derecha y divergen del eje horizontal representan valores normalizados de la reactancia. El valor de resistencia y reactancia real se obtienen multiplicando los valores normalizados por el valor de la impedancia característica de la línea. Las reactancias de las curvas situadas por encima del eje horizontal son inductivas; las situadas por debajo, capacitivas.

Si se dibujan círculos con centro en el centro del ábaco se obtienen curvas de R.O.E. constante. A medida que el

radio es menor, menor es el valor de R.O.E. En el límite R.O.E. = 1 el círculo se convierte en centro del ábaco. El valor de R.O.E. correspondiente a un círculo puede leerse en el punto de corte del círculo con el eje horizontal, en el corte situado a la derecha.

En la figura 3 el punto X representa una impedancia de valor 2-1 en valores normalizados. Si la impedancia de la línea es de 50 Ω, el punto X represen-

ta una resistencia de  $2 \times 50 = 100 \Omega$  y una reactancia de  $1 \times 50 = 50 \Omega$ , capacitiva. La anotación  $-j$  significa que la reactancia es capacitiva y  $+j$  inductiva. Así, el punto Y representa una impedancia normalizada de  $0,5 + 1,2 j$ , lo que significa que la impedancia tiene una componente resistiva de  $25 \Omega$  e inductiva de  $600 \Omega$ . El círculo A representa una línea de transmisión que

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

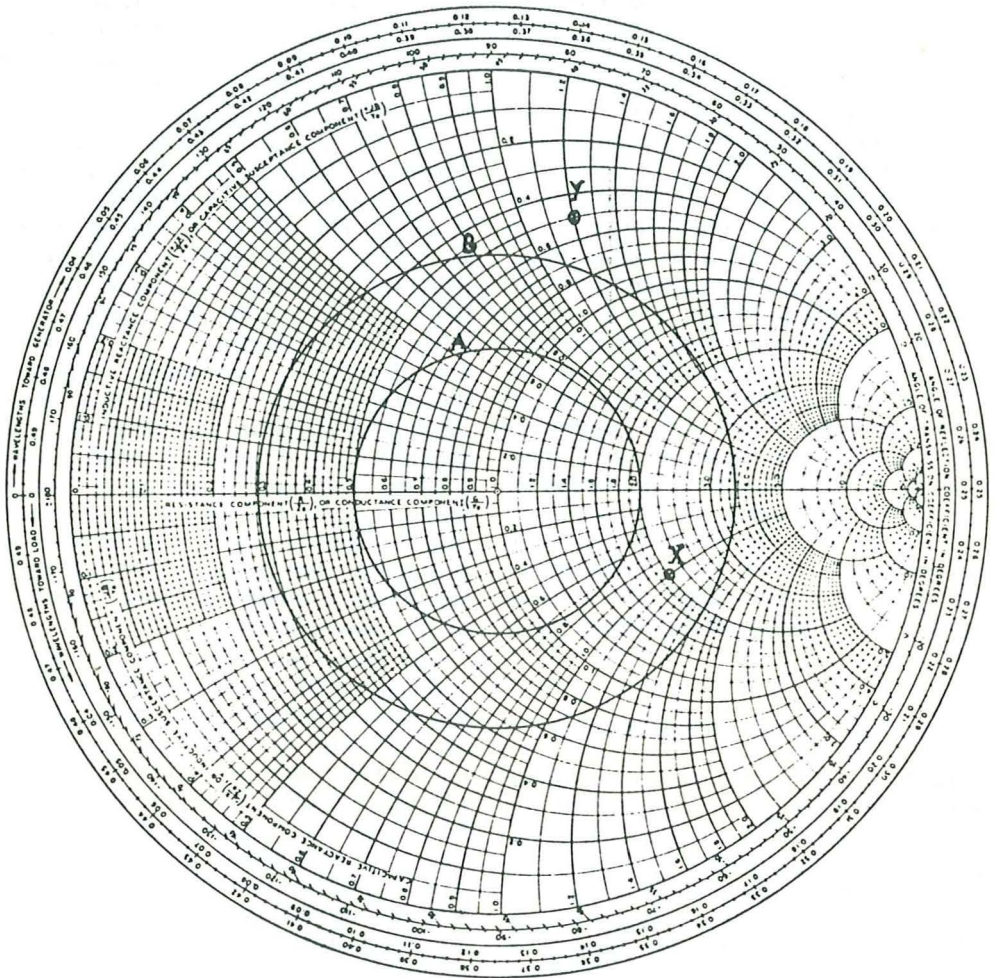


FIG. 3.—Abaco de Smith. Véase el texto.

opera con R.O.E. = 2 y el  $B$  otra en la que R.O.E. = 3,5.

*Ejemplo.*—Para desarrollar el procedimiento en su forma final y de la manera más clara posible se medirá la impedancia de una antena *ground plane* de 16 pies, 6 pulgadas de longitud. Siguiendo el método establecido anteriormente se realizó la columna  $B$  de la tabla. El voltaje máximo apareció en  $0,075 \lambda$  y su valor fue de 54; este valor se inscribió en el Máx. de la tabla. El mínimo apareció a  $0,325 \lambda$  del origen y su valor fue de 29. En este ejemplo se acoplaron directamente las secciones de prueba a la antena, por lo que la L. Al. o longitud de alimentación adicional es igual a 0.

El apartado Total es, por lo tanto, 0,325. La R.O.E. se obtiene dividiendo el valor máximo por el valor mínimo. El valor obtenido fue:

$$\text{R.O.E.} = \frac{54}{29} = 1,86.$$

El resto de la discusión se realiza sobre la figura 4. A continuación se esquematiza un procedimiento en cinco pasos para con la tabla II y el ábaco de Smith obtener la impedancia de antena:

A) Marcar en el eje horizontal el valor de R.O.E. (en este caso, 1,86).

B) Dibujar un círculo con centro en el centro del ábaco y correspondiente a R.O.E. 1,86.

C) Comenzando por el cero del círculo de longitudes de onda girar en sentido hacia la carga (en sentido opuesto a las agujas del reloj hasta llegar al valor Total de la tabla II. En caso de que Total exceda el valor de  $0,5 \lambda$ , restar incrementos de  $0,5 \lambda$  del valor total hasta que el valor quede entre 0 y  $0,5 \lambda$ . El valor del caso que nos ocupa era de  $0,325 \lambda$ .

D) Dibujar una recta desde este punto al centro del ábaco.

En la intersección de esta recta con el círculo de R.O.E. leer la impedancia

normalizada. En este ejemplo los valores de la impedancia normalizada son:  $1,23 + 0,65 j$ . Escribir estos valores en las filas  $R/Z_0$  y  $X/Z_0$ . Indicar el tipo de reactancia.

Ya hemos terminado con el ábaco de Smith. Se obtiene la impedancia compleja de la antena multiplicando los valores normalizados por el valor de la impedancia característica de la línea de transmisión  $Z_0$ .

En este caso particular

$$Z_0 = 50 \Omega.$$

$$R = 1,23 \times 50 = 61,5 \Omega.$$

$$X = 0,65 \times 50 = 32,5 \Omega.$$

#### EL PROCEDIMIENTO GENERALIZADO

Con esta información disponible la antena puede ser realizada de una forma más inteligente. Después de cada modificación en la misma se puede repetir el procedimiento y obtener nuevos valores de R.O.E. y nuevos valores de impedancia. Es de notar que no es imprescindible realizar las mediciones en los terminales de la antena. Cualquier longitud de línea que tenga una impedancia igual a las secciones de medida puede ser empleada. Únicamente es necesario conocer su longitud eléctrica para inscribir su valor en la fila L. Al. de la tabla II.

Ahora supongamos que se trata de medir la impedancia de una antena direccional colocada sobre una torre de 25 m de altura. Supongamos que la alimentación de esta antena es de coaxial de  $73 \Omega$  y que las secciones de medición fueron realizadas con línea de  $50 \Omega$ . La medición de impedancia de antena puede ser realizada considerando «la antena y su alimentación como una carga única». Se determina la impedancia como antes, pero se inscribe el valor 0 en la fila Alimentación de la tabla II.

A continuación se vuelven a normalizar los valores de la impedancia  $R$

y X de la tabla II dividiendo sus valores por  $73 \Omega$ , impedancia del coaxial de alimentación de la antena. Dibújese este nuevo valor en un nuevo ábaco de Smith. Dibújese un círculo de R.O.E. que pase por el punto obtenido y el radio correspondiente del círculo exterior de longitudes de onda. Girando en sentido contrario a las agujas del reloj en el círculo de longitudes de onda desde la intersección del radio dibujo-

do hasta tener la longitud total de la línea de alimentación. Desde este punto del círculo exterior trazar un nuevo radio y hállese la intersección con el círculo de R.O.E. antes dibujado, leer la impedancia normalizada y multiplicar sus componentes por  $73 \Omega$  para obtener el valor de la impedancia de antena. Obtener R.O.E. del valor del radio del círculo dibujado.

Aunque las secciones de línea aquí

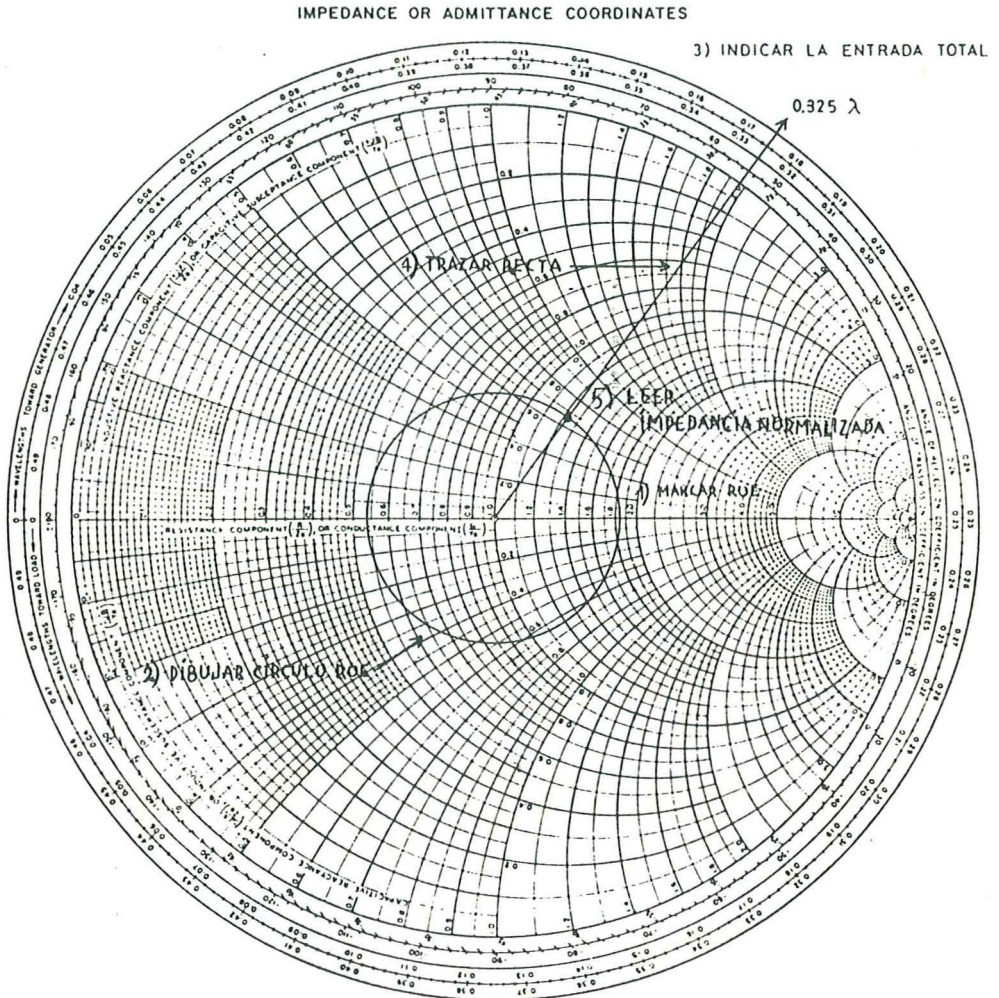


Fig. 4.—Los cinco pasos que permiten calcular la impedancia de antena a partir de las medidas de voltaje.

descritas fueron diseñadas para una frecuencia (o para una serie de frecuencias armónicas), pueden ser empleadas para cualquier frecuencia. Por ejemplo, cuando se emplean líneas de 3,5 MHz, las secciones numeradas 4, 5, 6, 7 y 8 pueden ser usadas con longitudes respectivas de 0,025, 0,05, 0,1, 0,2 y 0,4  $\lambda$ . Cuando se emplean estas

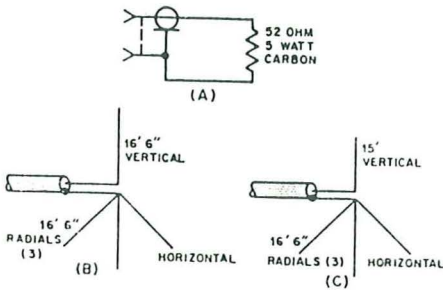


FIG. 5.—Diferentes cargas en las que el autor midió la impedancia. Los resultados de las medidas se tabulan en la tabla II.

secciones a 3,9 MHz, las longitudes eléctricas están dadas por

$$\text{Longitud (a 3,9 MHz)} = \text{longitud (a 3,5)} \times \frac{3,9}{3,5}$$

Así, las nuevas longitudes eléctricas resultan ser 0,0286, 0,057, 0,114  $\lambda$ , etcétera. En general, la nueva longitud está dada por

$$\text{Longitud nueva} = \text{longitud de diseño} \times \frac{\text{nueva frecuencia}}{\text{frecuencia de diseño}}$$

Colocar, pues, estas nuevas coordenadas en la tabla II y proceder como antes.

#### VOLTIMETRO DE RF

El voltímetro usado por el autor es el que se muestra en la figura 6; fue construido en una pequeña caja Minivox con conector BNC de chasis unido a la T de la serie BNC mencionada al

principio. Se pueden emplear, por supuesto, otros diseños.

#### NOTAS FINALES

La figura 5 muestra una serie de cargas ensayadas con este procedimiento y la tabla II muestra los resultados. Puede comprobarse que la resistencia de 52  $\Omega$  mostró una R.O.E. casi unitaria (1,042). La antenna *ground plane* de 20 m mostró una mejor adaptación a

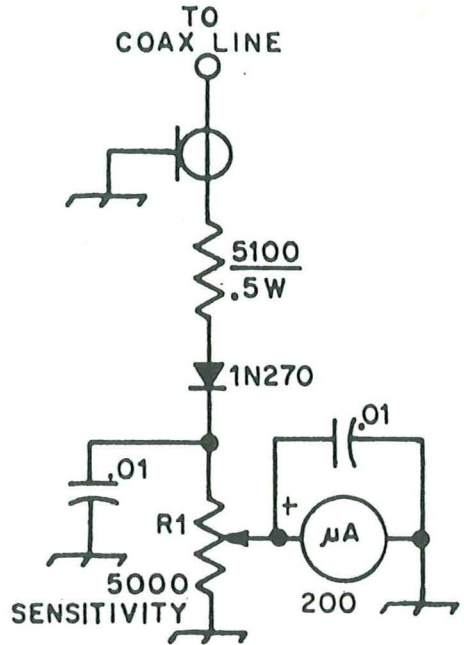


FIG. 6.—Un voltímetro de RF apropiado.

la línea de 50  $\Omega$  cuando el elemento inicial fue ajustado a 15 pies de longitud. La longitud inicial de 16 pies y 6 pulgadas mostraba una reactancia inductiva.

La serie de secciones de líneas aquí descritas constituyen un equipo de medida y como tal debe ser tratado. A menudo puede surgir la tentación de emplear una o más secciones para usos más mundanos. Por esta razón una ca-

ja especial con relleno protector ha sido empleado para guardar las nueve secciones de prueba, los conectores BNC, el voltímetro, las copias de la tabla I, tabla II, figura 3 y ábaco de Smith. Las líneas han sido numeradas según la tabla I para más fácil identificación.

Un cierto cuidado en el uso de las líneas debe ser observado. Los conectores BNC se ensucian con facilidad y se deben limpiar antes de emplearlos. Un pequeño cepillo puede ser empleado al efecto. Así mismo los conectores BNC pueden ser doblados o aplastados si son pisados y el RG-58C/U fácilmente removido de los conectores si se tropieza con la línea. Operar con tranquilidad y sin prisas.

Las secciones de medidas y la técnica descrita han mostrado ser muy valiosas en mi *shack*. Ahora queda el camino libre para que sea aprovechado por los entusiastas de la experimentación.

Quiero expresar mi agradecimiento a R. Nether, W3KFB, cuya constante ayuda y comentarios influyeron decisivamente en la realización de este trabajo.

#### NOTA DEL TRADUCTOR

Durante la lectura del artículo el lector interesado en estos temas puede llegar a la conclusión de que el procedimiento expuesto pudiera ser simplificado realizando un número discreto de medidas inferior al propuesto por

el autor y que definiesen de forma unívoca las condiciones de funcionamiento de la línea. Como es bien sabido, la «forma» de las ondas de voltaje es única para una relación de ondas estacionarias determinada. Fácilmente se llega a la conclusión de que con sólo *tres* mediciones en puntos de la línea que no disten entre sí múltiplos de la semilongitud de onda, y empleando el método constructivo del autor para las secciones de medición y el voltímetro, se puede llegar a unos resultados similares.

A esta conclusión llegué yo en el transcurso de la traducción de este artículo, e iba a emprender el descubrimiento de un nuevo Mediterráneo «inventando» un método de realizar el método descrito de forma gráfica con el ábaco de Smith y con una medición en sólo *tres* puntos y... el Mediterráneo estaba descubierto. El procedimiento aparece descrito en el capítulo 11 del libro *Electronic Applications of the Smith Chart*, Mac-Graw Hill, Nueva York, 1969, del inventor del ábaco, Mr. Phillip H. Smith, libro que por cierto «agota» las posibilidades, que son muchas, del citado ábaco. Con este método, si bien algo menos exacto que el descrito por el autor y requiriendo un mejor conocimiento de las propiedades del famoso ábaco, se ahorra una gran cantidad de conectores BNC y de secciones de medida. Para no incurrir en las iras de los amables lectores, no se describe aquí el método operativo, si bien quedo QRV para cualquier «forofo» que quiera intentar esta técnica.

# SINTONIZANDO UNA ANTENA CON UN PUENTE DE RUIDO

World Radio. Mayo 1978

Por Jack ALTHOUSE, K6NY

## EL PUENTE DE RUIDO

Es un instrumento de medición utilizado para encontrar la frecuencia de resonancia de una antena; dicho instrumento nos dice si una antena es larga o corta para dicha frecuencia de resonancia; también nos mide la resistencia de la antena. A su vez, nos comunicará la resistencia y reactancia de una antena desintonizada y, además, se podrá utilizar en otras aplicaciones dentro del taller del aficionado.

Cuando no se utiliza un acoplador de antena capaz de sintonizarla, se utiliza el puente de ruido para realizar las mediciones de resistencia y reactancia de la antena.

## COMO TRABAJA EL PUENTE DE RUIDO

El puente de ruido R-X contiene un generador de ruido de banda amplia y un puente de impedancia en RF. La «rama» conocida del puente tiene una resistencia

calibrada variable y un condensador calibrado variable y accionados mediante unos mandos del panel frontal del aparato.

La «rama» desconocida del puente se conecta a la antena a ser medida. Un receptor sintonizado a la frecuencia que se utilice se emplea como detector.

Cuando se sintoniza por primera vez un puente de ruido, se escuchará en el altavoz del receptor un ruido intenso procedente del generador de ruido.

Los mandos R y C que controlan la resistencia variable y la capacidad del condensador se ajustan entonces hasta anular el ruido. El mando R indica en ese momento la resistencia de la antena.

El mando C, si durante la lectura anterior indica cero «0», indica que la antena es resonante a la frecuencia leída en el receptor. Si el mando da una lectura hacia el lado marcado con X<sub>L</sub> DISTINTA DEL CERO es indicio de que la antena es inductiva, es decir, demasiado larga para resonar en la frecuencia sintonizada para la medición. Si la lectura es hacia el lado X<sub>C</sub>, la antena es capacitativa, o sea, demasiado corta para resonar en la frecuencia de medición.

## SINTONIZANDO UN DIPOLO

Veamos cómo utilizar un puente de ruido R-X para sintonizar un dipolo, o V invertida, en resonancia.

Primero se conecta la «rama» desconocida del puente de ruido al centro del dipolo; más tarde, en este escrito veremos cómo, se hace la medición en el extremo de la línea de transmisión del coaxial, pero por ahora sigamos con la conexión del puente en la parte central de la antena.

El paso siguiente es el de conectar el receptor al terminal «receiver» del puente a través de un cable coaxial de longitud conveniente.

Se sintoniza el receptor a la frecuencia en la que debe resonar la antena. Se desconecta el control automático, basta pasarlo a «OFF» el AGC y se escucha por el altavoz en forma que se pueda oír desde el punto de ajuste, el ruido, o *ver el medidor «S»* (NT no es posible porque al estar el AGC en «OFF» no hay indicación de «S»), pero si puede utilizarse un voltímetro de escala conveniente para medir la tensión en los terminales del altavoz o auriculares). Se enciende el puente de ruido y se actúa sobre los mandos hasta que se anula la audición de ruido. Ambos controles R y C se interfieren, por lo que será necesario ajustarlos alternativamente hasta conseguir una anulación completa del ruido, escuchada o leída en el voltímetro.

Si la lectura de C se encuentra en lado XL, la antena es demasiado larga; si por el contrario la anulación fuera en el lado Xc, indicaría que la antena es demasiado corta.

Ahora se reduce o alarga la longitud del dipolo y se repiten las mediciones. Si la lectura de C no es cero, se vuelve a cortar o alargar hasta que sea exactamente «0» la posición del mando C. La antena entonces es resonante a dicha frecuencia elegida en el receptor. El mando R indica la resistencia del punto de alimentación de la antena.

## DIPOLOS CON TRAMPAS

El puente de ruido deberá indicar en cada banda la resonancia de la trampa del dipolo. Se conecta el puente al centro del dipolo con trampas, a la base de la antena vertical con trampa.

Se comienza con las frecuencias más altas, midiéndose la resistencia y reactancia por el procedimiento descrito anteriormente. Se ajusta la sección central o sección más baja si fuese necesario para resonar. Entonces se repite el procedimiento sobre la banda más baja y próxima de frecuencias, hasta que se haya ajustado la sección con más baja frecuencia.

## ELEMENTOS

Se conecta el puente de ruido al elemento excitador. Se sintoniza el receptor a la frecuencia de funcionamiento y se leen la resistencia y reactancia. Se ajusta el elemento que lo necesite.

## CUANDO NO SE LLEGA A LA ANTENA

A veces no es posible aplicar el puente directamente a la antena. En esos casos, el puente de ruido se puede acoplar al extremo inferior de la línea de alimentación. ¡Pero cuidado! Las lecturas que se obtienen en dicho extremo de la línea pueden ser completamente diferentes a las obtenidas desde la antena.

¿Por qué? Porque la resistencia y reactancia en el extremo de la línea cambia con la longitud de la misma. El puente de ruido mide por donde pasa su señal. Pero existe una línea con una longitud mágica, la de media longitud de onda.

Si la línea de alimentación de la antena tiene una media onda eléctrica o un múltiplo de media longitud de onda eléctrica, las lecturas tomadas en su extremo son exactamente las mismas que las tomadas directamente desde la antena. Como es lógico, sólo hay una frecuencia en donde la línea es media onda y todas las mediciones deben ser tomadas sobre dicha frecuencia. Para cortar la línea en un múltiplo de media onda se usa la fórmula dada en el Handbook, entonces se comprueba con el puente de ruido utilizando el procedimiento descrito aquí.

Probablemente la distancia entre antena y transmisor no es una media onda ni próxima a ella, entonces, ¿qué hacer?

Si se conoce la distancia eléctrica de su línea se pueden convertir las lecturas tomadas en el extremo de línea a las que tendría la lectura en antena. Esto se hace con la carta de Smith. Esto no es un asunto que se domine en una tarde, pero tampoco es extremadamente difícil. El procedimiento se describe en el Handbook de la ARRL y el Antenna Book.

## LINEAS DE TRANSMISION

La longitud de una línea de media onda es:

$$L \text{ (en metros)} = \frac{150}{F.V}$$

en donde

F=frecuencia en MHz.

V=factor de velocidad de la línea.

Corrientemente V=0,66 para los cables coaxiales normales; 0,8 para los coaxiales

con aislamiento de foam y de 0,82 para los cables de dos conductores planos.

Se puede cortar la línea a la longitud correcta utilizando la fórmula, pero debido a la diferencia de fabricación entre marcas diferentes y sus tolerancias, la línea puede que no cuente con un factor de velocidad exactamente igual al dado en la lista anterior y la fórmula dará una longitud equivocada, pero ello se puede comprobar mediante el puente de ruido.

La propiedad mágica de una línea de media onda es que se conecta a un extremo y se lee al otro extremo de la línea la misma lectura que en el punto de conexión. Si se hace un cortocircuito en un extremo, entonces se lee un cortocircuito en el otro extremo, es decir, que  $R=0$  y  $X=0$ .

Antes de realizar las mediciones se debería ajustar el puente de ruido cortocircuitando los terminales de la rama desconocida y ajustando los mandos para anular el ruido. Dicha anulación deberá cumplirse con los mandos  $R=0$  y  $X=0$ , pero utilizando dicho procedimiento se consigue una más precisa posición de los mandos que la indicada por los ceros de las escalas.

Ahora se conecta nuestra línea de media onda a los terminales desconocidos del puente, se cortocircuita el otro extremo, pero no se tocan los mandos del puente. Se encuentra mediante la sintonía del receptor la media longitud de onda, cuando dicha sintonización anula el ruido. Se corta algo la línea y se repite la sintonización hasta que se alcanza una nueva anulación de ruido, se repite tantas veces como sea preciso hasta encontrar la longitud media correspondiente con la de la frecuencia de trabajo.

Consejo útil: como es más fácil cortar que añadir, se corta inicialmente el cable con algo más de longitud que la indicada por la fórmula.

## AHORRO DE PASO FINAL CON MENOS INTERFERENCIAS

Si se dispone de un sintonizador de antena se puede utilizar el puente de ruido para ajustar sus controles sin usar el amplificador lineal. Justamente se conecta el puente de ruido a la salida «Transmisor» del sintonizador.

Se coloca el mando X en 0 y el mando R en 50 ohmios. Se ajusta el sintonizador para anulación del ruido en el receptor. Ahora la entrada será ajustada para una carga resistiva de 50 ohmios, justamente lo que desea ver su transmisor.

Precaución: desconecte el puente de ruido de los citados terminales de salida antes de transmitir.

Si se dispone de una carga artificial se puede sintonizar el transmisor en dicha carga; entonces se conecta el transmisor al sintonizador de antena y se puede empezar la transmisión sin haber salido al aire previamente.

Qué bueno sería que todo el mundo lo hiciera así. Nos ahorraríamos esas molestas portadoras, los tubos durarían mucho más, ya que se agotan más éstos durante unas sesiones de carga que durante horas de trabajo.

## COMPROBANDO UN BALUN

*¿Cómo sabemos que está bien un balun?*  
No con un polímetro, ya que la mayor parte de los balunes tienen conectados juntos la entrada y salida para la corriente continua. Se lee un corto directo, tanto el balun esté bueno o malo.

En vez del polímetro se conecta el puente de ruido al conector del cable coaxial del balun. Entonces, si el balun es de relación 1:1 se conecta una resistencia de 50 ohmios a los terminales de salida del balun. Si el balun fuese de relación 1:4, la resistencia sería de 200 ohmios, dichas resistencias pueden ser de 1/4 de vatio.

Ahora se vuelve al puente y se ajustan los mandos hasta que se anule el ruido. La posición de los mandos deberá indicar  $X=0$  y  $R=50$ .

## CIRCUITOS SINTONIZADOS

Una antena dipolo se asemeja a un circuito resonante en serie y el puente de ruido está destinado a encontrar la frecuencia de resonancia. Es fácil ver que podríamos conectar cualquier otro circuito resonante en serie al puente de ruido y encontrar su frecuencia de resonancia.

Pero existe una diferencia: la antena tiene una resistencia de radiación de 50 ohmios, o así; los circuitos sintonizados utilizados en los transmisores y receptores tienen muy poca resistencia. Por ello, para comprobar un circuito sintonizado en serie se colocan los mandos R y X en «0». Se sintoniza el receptor a la frecuencia que se desee y se ajusta el circuito sintonizado para una anulación del ruido.

Se pueden comprobar circuitos sintonizados en paralelo en la misma forma, pero ellos han de ser conectados al puente de ruido mediante el acople de una o dos vueltas de cablecillo a la bobina del circuito sintonizado.

El puente de ruido trabaja mejor que un medidor de profundidad para esta finalidad,

debido a que la frecuencia de la medición está determinada por el receptor, que está muchísimo mejor calibrado que un medidor de caída de lectura, además de ser también más estable.

### **PUENTE DE RUIDO VERSUS MEDIDOR DE ESTACIONARIAS**

Si ha estado utilizando su medidor de estacionarias para ajustar antenas, se ha estado trabajando con una mano en la espalda. El puente R-X de ruido es muchísimo más útil, porque le dice qué camino tomar; lo que no hace el medidor de estacionarias; el traductor cree que es demasiado rotunda dicha afirmación.

Por ejemplo, supongamos que se tiene una antena de 25 ohmios y un coaxial de 50 ohmios. Las estacionarias = a 2. Supongamos que también se tiene otra antena de 100 ohmios. Las estacionarias serían tam-

bién de 2. En definitiva, que el medidor de estacionarias no puede decir la diferencia entre una antena de 25 y otra de 100 ohmios, pero el puente de ruido sí que puede. Si la antena es de 25 ohmios el puente indicará 25 ohmios y si la antena es de 100 ohmios el puente dirá 100 ohmios en el mando R.

Tampoco el medidor de estacionarias puede decir si está por encima o por debajo de resonancia. El puente le indicará  $X_L$  CUANDO SE ESTA POR ENCIMA y  $X_C$  cuando nos encontramos por debajo.

Para el funcionamiento diario el medidor de estacionarias es muy necesario, y cada aficionado debería poseerlo. Cuando se construye o modifica una antena, además de para otras muchas cosas necesarias en una estación, no tiene igual un puente de ruido. Ensáyelo y quedará gratamente sorprendido.

# UN PUENTE DE RUIDO, PARA ONDAS DE 160 A 10 METROS

Traducción libre de EA4BW  
Publicado en «Radio Amateur Handbook», 1981

El puente de ruido es a veces conocido como puente de ruido (R-X) para antenas, es decir, como un instrumento que permitirá al usuario medir la impedancia de su antena o de otros circuitos eléctricos.

La unidad descrita aquí está diseñada para su utilización entre los márgenes de 10 a 160 metros y proporciona la suficiente exactitud para la mayor parte de las mediciones. Su funcionamiento con baterías y sus pequeñas dimensiones físicas hacen de esta unidad un complemento ideal para su uso frecuente. Se aplica la modulación de tono al generador de ruido de banda ancha, como una ayuda para obtener una anulación de indicación. Se necesita, además, un detector, siendo el más indicado el mismo receptor de la estación, para el funcionamiento de la unidad.

## EL CIRCUITO

El puente de ruido consta de dos partes: el generador de ruido y los circuitos de puente. Véase la figura 67.

Un diodo zener de 6,8 voltios sirve como fuente de ruido U1 (NE 555P) genera aproximadamente el 50 por 100 del ciclo de trabajo, una señal de onda cuadrada de 1.000 Hz. que se aplica al cátodo del diodo zener. La modulación de 1.000 Hz. aparece sobre la señal de ruido y proporciona un efecto resaltador utilísimo para la anulación de la detección. La señal de ruido de banda ancha es amplificada por Q1 y Q2 y sus

componentes asociados hasta un nivel que produzca una indicación en el instrumento «S» del receptor de S9. Algo más de ruido queda disponible en el margen inferior de frecuencias, ya que no existe compensación de frecuencia aplicada al amplificador. Aproximadamente el consumo es de unos 20 mA sobre la batería de 9 voltios, lo que proporciona una larga vida a dicha batería, siempre que quede desconectada cuando no se utilice el puente de ruido.

La parte del circuito destinada a puente consiste de T1 C1, C2 y R1. T1 es un transformador con tres bobinados iguales e independientes. Uno de ellos se utiliza para acoplar la energía de ruido al circuito puente. Los dos restantes bobinados están dispuestos para que cada uno sea una rama del puente, C1 y R1 completan una de las ramas y el circuito Unknown=Desconocido a través de C2 completa la otra rama del puente. Los terminales marcados con RCVR=receptor, están destinados a su conexión con el receptor de su estación.

## CONSTRUCCION

Todo el puente de ruido está contenido en una caja de unos 127×60×95 mm. Muchos de los componentes del circuito están montados en un panel de circuito impreso que está sujeto al panel posterior de la caja. La disposición de dicho panel de circuitos es tal que la longitud de los conductores de y desde el panel al puente y los



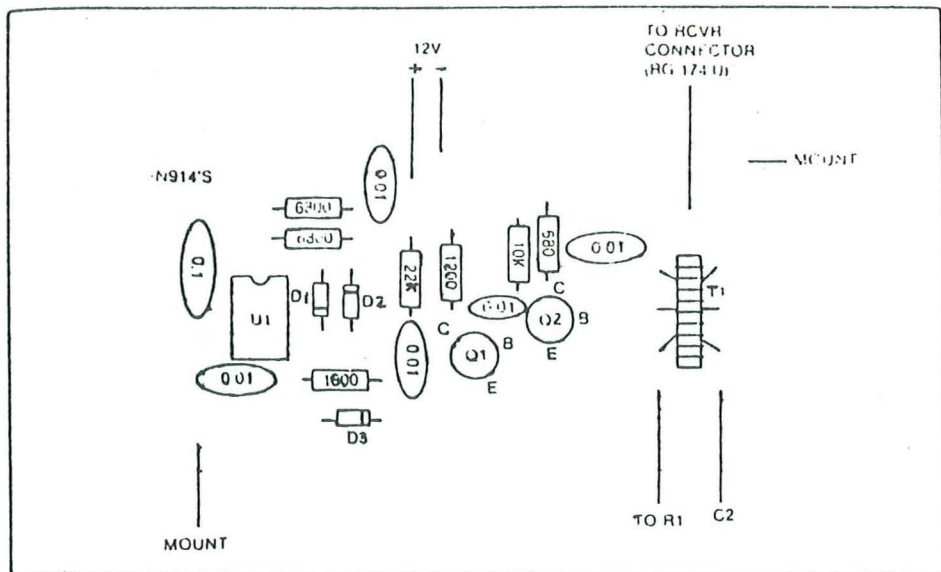


Fig. 69.—Guía para la colocación de las piezas, visto desde arriba.

biese de cortarse para utilizarlo, se deberá estudiar en qué forma se puede hacer sin que quede afectada su utilización posterior.

Las dos bases de los conectores coaxiales, del tipo SO 239, o similar, según se prefiera por el usuario.

Dichas bases de los conectores coaxiales se montan sobre el panel posterior para poderlos conectar al receptor de la estación y al circuito a medir o valor desconocido. No hay impedimento en utilizar otros tipos de conectores, pero se debería evitar la utilización de conectores de baquelita usados en fonía, por no estar destinados al aislamiento en altas frecuencias. Como se aprecia en las figuras, se usa cable coaxial RG 174/U entre el conector RCVR y el terminal apropiado del circuito impreso. También C2 tiene un conductor unido directamente al conector desconocido y el otro, al correspondiente terminal del circuito impreso.

### CALIBRACION Y UTILIZACION

La calibración del puente es directa y no requiere instrumentos especiales. Un receptor sintonizado en cualquier parte de la banda de trabajo, por ejemplo, en la de 15 metros se conecta su cable de antena a los terminales RCVR del puente. Se conecta la batería mediante S1, e inmediatamente se escuchará en el receptor una banda ancha de ruido con una nota de 1.000 Hz.

Se realiza, primero, la calibración del dial de la resistencia, lo que se consigue inter-

calando pequeñas resistencias de valores apropiados y conocidos y montadas en conectores machos o clavijas apropiadas para las bases de conector utilizadas. Se introduce la clavija en la base desconocida del puente. Las resistencias deberán tener su conductores lo más cortos posibles, dichos conductores deberán estar soldados a la clavija. La clavija deberá tener una etiqueta con el valor de la resistencia incorporada. Son más que suficientes cinco valores y, aunque suele bastar con tres valores, es mejor los cinco conectores con sus cinco valores. Se puede comenzar por la resistencia de 25 ohmios, se ajustan los mandos de capacidad y resistencia hasta que no se escuche ruido, no hay señal audible en el receptor, se hace una marca sobre la escala o dial en el sitio que corresponda con 25 ohmios.

Se desmonta la clavija y se introduce la correspondiente a la resistencia de 50 ohmios y se procede como antes, marcando el lugar del dial o del panel al que corresponde la marca de 50 ohmios. Después se determina mediante la clavija con la resistencia de 100 ohmios la marca en el dial o en la escala y así sucesivamente hasta completar el margen de 250 ohmios, o sea, a todo el potenciómetro o del valor real de dicho potenciómetro, que será el de la resistencia esperada en nuestros análisis.

El dial de la capacidad se calibra en forma similar. Inicialmente, este dial se ajusta en

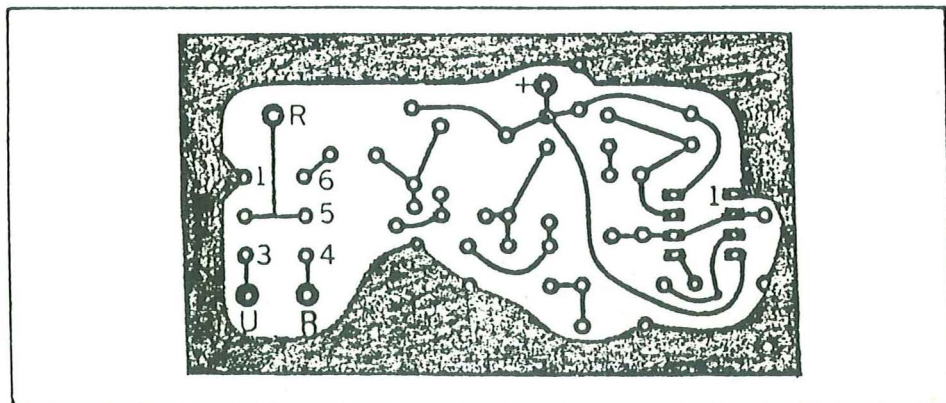


Fig. 70.—Tallado del panel del circuito impreso. Esta es la imagen del reverso. La cara superior está completamente despejada de cobre alrededor del conexionado conservado en los orificios de los componentes. La sujeción se realiza en los orificios que hay en dos esquinas.

forma que las placas del condensador C1 estén exactamente en su punto medio de desplazamiento circular, para el condensador variable de placas semicirculares. Se conecta una resistencia de 50 ohmios en el terminal de carga «desconocida» y se ajusta el control de resistencia para atenuación del ruido. A continuación el dial de capacidad «C» se ajusta para anulación y se marca ligeramente la posición de anulación. Si dicha posición de «C» no se corresponde significativamente con la posición mediada de las placas variables será necesario el modificar el valor de C2. En caso que el cambio por otro condensador similar no se corresponda con la posición mediada deseada, se colocará en serie o en paralelo otro pequeño condensador que nos lleve a conseguir el valor exacto para que la anulación de ruido coincida con la posición media de las placas y con el cero de la escala que está también en posición centrada. Se admite una ligera tolerancia alrededor del cero.

Una vez determinado el valor definitivo de C2 y fijados los componentes necesarios de forma perenne en el circuito, el puente debería ser ajustado para anulación de ruido, marcando el índice del cero en el panel de la caja o en el dial, según corresponda.

El paso siguiente es el de intercalar en serie con la resistencia de 50 ohmios, un condensador de 20 pF de valor conocido o comprobado, de buena calidad, a ser posible de plata-mica y se monta la combinación con el mínimo de longitud de cables posible. Se debe conseguir la anulación de ruido ahora en una posición del dial en +C,

que se marca ligeramente. Se desmonta de la combinación resistencia-condensador éste y se sustituye por uno de los mismos condicionantes, pero de 40 pF y se intercala en «desconocida» como anteriormente. De nuevo se consigue la anulación de ruido con una nueva posición del dial que se marca con el valor real de capacidad conocida del condensador y se sigue así hasta cubrir el valor de 125 pF de la mitad positiva de la escala.

Para calibrar la otra mitad, la -C, se utilizan los mismos condensadores. Estos pueden ser conectados temporalmente uno a uno en paralelo con el condensador básico C2, recordando que C2 puede ser ya una combinación de condensadores serie-paralelo que consideramos como sólo uno. Se empieza por el valor de 20 pF que se monta en paralelo con el C; la resistencia de 50 ohmios queda montada durante toda la calibración en la carga desconocida, también el dial de resistencia estará sobre el valor de anulación de 50. Se consigue la anulación de ruido y se marca en la escala la posición correspondiente al -C de 20. Se desmonta dicho condensador que se sustituye por el de 40 pF, repitiéndose el procedimiento hasta completar la mitad (-) de C de la escala.

Se debería destacar aquí, que la resistencia exacta y los valores precisos de capacidad utilizados por el constructor para la calibración pueden ser determinados. Si los valores de resistencia de 20, 40, 60, 80 y 100 ohmios, o más, se encuentran en línea, más o menos, con las necesidades del usuario, la escala del dial en resistencia se puede calibrar con dichos valores. Lo mismo es

válido para la escala de capacidad +C o -C. La exactitud del puente de ruido se determina por la calidad y precisión de los componentes utilizados y el cuidado ejercido en la calibración, durante todo el proceso realizado.

## FUNCIONAMIENTO

El dial de resistencia se calibra directamente en ohmios, pero el dial de capacidad se calibra en términos de pF de capacidad. La mitad +C del dial indica que la carga desconocida es capacitiva y la otra semimitad la -C indica una carga inductiva. Para encontrar la reactancia de la carga desconocida al ajuste dado en el dial se debe aplicar la fórmula normalizada de reactancia capacitativa:

$$X = \frac{1}{2\pi \times f \times C}$$

El resultado será una reactancia capacitativa para lecturas en la zona +C del dial y de reactancia inductiva para la parte -C.

Cuando se utilice el puente se debe recordar que el instrumento mide la impedancia de las cargas conectadas al conector desconocida. Esto quiere decir que la carga real de la medición debe estar conectada lo más directamente posible al conector, en vez de ser conectada mediante un cable coaxial de cualquier longitud, que aun en cortas longitudes dicho coaxial transforma la impedancia de carga en algún otro valor que el real. A menos que la longitud de la línea sea conocida y tenida en cuenta, es necesario colocar el puente directamente sobre la carga. Una excepción de lo anterior sería si una antena debiera ser emparejada a la impedancia característica del cable. Es este caso, los controles del puente deberían estar preajustador para los 50 ohmios de resistencia y los 0 pF de capacidad. Con el puente colocado a lo largo de la línea coaxial, la carga, es decir, la antena puede ser ajustada hasta que se obtenga una atenuación del ruido en el receptor. Si la longitud de la línea es conocida por ser un múltiplo par de una mitad de longitud de onda correspondiente a la frecuencia de trabajo, las lecturas obtenidas en el puente serán precisas. Para una información más completa se debe consultar el capítulo de «Líneas de transmisión» del A.R.R.L. Handbook.

## INTERPRETACION DE LAS LECTURAS

Pueden ser aconsejables un par de palabras sobre cómo interpretar las mediciones efectuadas con el puente. Por ejemplo: supongamos que la impedancia de una antena en V invertida en 40 metros alimentada con un cable de media longitud de onda era medida, estando la antena cortada, aproximadamente al centro de la banda, o sea a 7,150 MHz., y el puente está ajustado para anulación de ruido con la ayuda del receptor sintonizado para esa frecuencia. Los resultados podrían ser de 45 ohmios resistivos y +70 pF. La resistencia de 45 ohmios es una lectura muy próxima a la de 50 ohmios, como puede esperarse de este tipo de antena. La reactancia capacitativa calculada por la fórmula dada anteriormente sería:

$$X = \frac{1}{2\pi (7,15 \times 10^6) (70 \times 10^{-12})} = 318 \text{ Ohm}$$

$$6,28 (f) (C)$$

Cuando la antena esté ajustada a resonancia la reactancia capacitativa y la reactancia inductiva serán cero, pero la antena en consideración está muy lejos de ese valor ideal con sus 318 ohmios.

Dado que la antena aparenta tener una reactancia capacitativa, es que es demasiado corta para dicha frecuencia de trabajo y deberá alargarse cada rama de la antena.

Una aproximación de cuánto debe alargarse se puede conseguir buscando con el receptor la sintonía con la que se anula el ruido del puente, pero con los diales del puente en cero el de capacidad y el de resistencia en los 45 ohmios encontrados anteriormente. El tanto por ciento de diferencia entre esta nueva frecuencia y la deseada indica muy aproximadamente el tanto por ciento que debe alegarse la antena.

El mismo procedimiento se utiliza cuando la antena ha sido cortada demasiado larga. En este caso la capacidad para anulación de ruido estaría en la zona -C, lo que indicaría una reactancia inductiva. Dicho sistema trabaja bien en cualquier sistema de antena.

# Medidor de impedancia de antena transitorizado

Por ON 4 FP

Traducido por LEOPOLDO CASTELLUI  
(EA-4-725 U)

Extraído de una información  
proporcionada por 4FP

El principio de funcionamiento de este aparato es el del clásico puente de *Wheatstone*, adaptado a la medida de tensiones de radiofrecuencia.

Si nos fijamos en la figura 1.ª, nos será fácil deducir que como  $R_1$  y  $R_2$  son iguales, no pasará entre los puntos A y B corriente de radiofrecuencia alguna, si

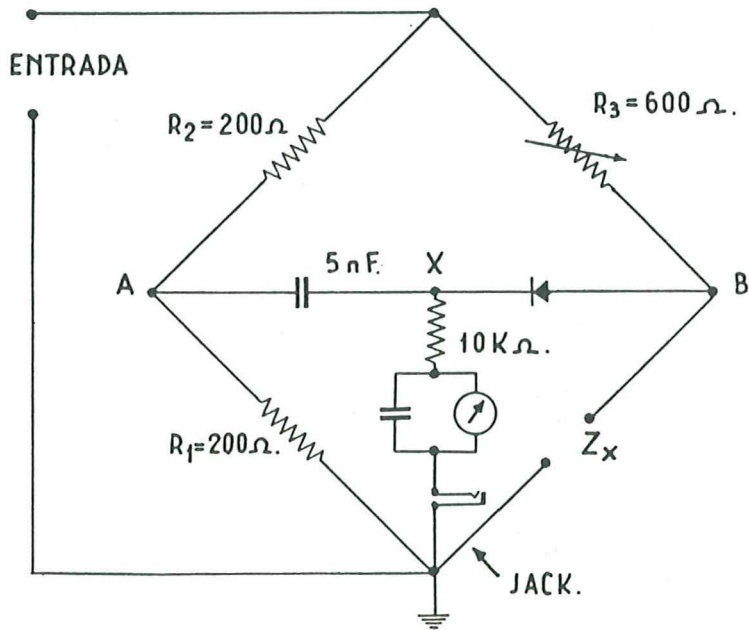


Fig. 1

también lo fueran las resistencias de las ramas  $R_3$  y  $Z_x$ . Cuando el circuito no está equilibrado, circulará entre A y B una corriente de radiofrecuencia que será rectificada por el diodo de germanio y desarrollará un potencial en el punto X. Esta corriente pasará a través del aparato de medida e indicará el gra-

do de desequilibrio. Con el fin de obtener un mejor funcionamiento, se ha colocado una resistencia de  $10.000 \Omega$  entre el detector y el aparato de medida.

El miliamperímetro debe ser del tipo de  $100 \mu A$  en el máximo de su escala.

Si se pone un auricular en serie con el aparato de medida, puede utilizarse el

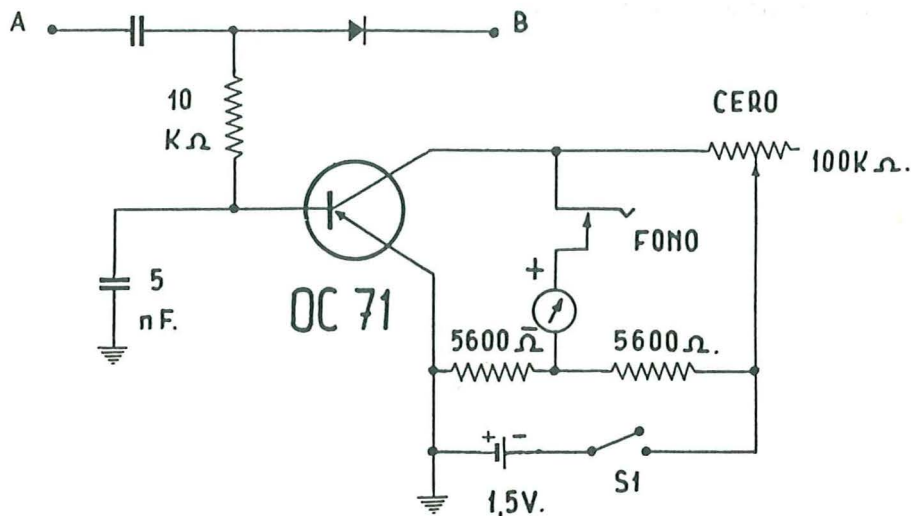


Fig. 2

instrumento como monitor fonía, insertando un trozo de cable a la *conexión viva de las bornas de entrada*. Colocando un circuito unido a los bornes de salida y un pequeño trozo de antena, el aparato puede utilizarse como medidor de campo.

Para aumentar la sensibilidad de este aparato se le puede añadir un amplificador con transistor.

Obsérvese el esquema modificado en la figura 2.<sup>a</sup>, teniendo en cuenta que es im-

prescindible invertir la conexión del diodo con relación al primer montaje, a fin de obtener un funcionamiento correcto del transistor.

El aparato de medida entre emisor y colector está montado en un puente, con objeto de poder compensar la corriente residual del transistor. Este elemento sirve de amplificador en C. C. y C. A. de acoplamiento directo. Con este montaje se aumenta la sensibilidad del medidor en aproximadamente unas veinte veces.

# Amperímetro de antena

Por CN 8 CM

Traducido de Q. S. P.

Por JESUS SOBRADO VILLASECA (EA-7-695-U)

Los aparatos de tipo térmico suelen presentar una cierta fragilidad, igual que los de tipo termocupla. Hemos tenido ocasión de ver, en el momento de examinar el material procedente del Ejército Alemán, de qué manera estas dificultades habían sido soslayadas con el empleo de dispositivos adecuados.

En consecuencia, inspirándonos en sus principios, nos ha parecido ventajoso adoptar ciertas modificaciones prácticas a fin de mejor satisfacer los deseos de los aficionados. Se advertirá que la realización que vamos a describir se parece mucho al método de medida de fuertes intensidades de corriente alterna, por medio de pinzas evitando tocar los conductores. La figura 1 muestra el esquema de conjunto del amperímetro.

Sólo la parte comprendiendo la bobina toroidal L1 y L2, el detector D, la resis-

tencia R y el condensador C; necesitarán un montaje con las conexiones muy cortas; la unión al miliamperímetro M se hace con la ayuda de un cable trenzado, de longitud indiferente, lo que deja libertad para la disposición práctica del instrumento.

La ejecución de la bobina toroidal está indicada por el dibujo de la figura 1. En un trozo de ebonita de cinco milímetros de grueso se torneará y recortará una rodaja de 20 mm. de diámetro, como la representada en la figura 2. En su centro se taladra un agujero de 8 mm. y con dos cortes de sierra se le hace una muesca por donde se introducirá después la bobina toroidal, devanada sobre el anillo en oposición a esta hendidura. En la parte superior de la rodaja de ebonita se perfora un orificio de aproximadamente un milímetro de diámetro, desti-

nado a mantener las dos partes del principio del arrollamiento.

Con la misma broca se efectuará—en el espesor de la arandela de ebonita—el taladro a-b, y luego, en la cara contraria a este orificio, se taladra otro c-b, que

conductor por donde pasa la corriente de alta frecuencia.

Esta misma pieza, dejada un poco larga, facilitará la sujeción con cola celulósica de la ebonita, sobre una placa de baquelita hendida como la misma bobina

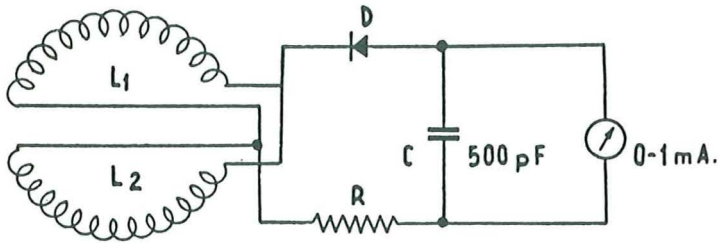


Fig. 1

se debe unir al anterior ofreciendo el conjunto una perfecta continuidad. De igual forma se opera para hacer los taladros d-e y e-f. Estos dos conductos que atraviesan la ebonita, según la figura 2, nos proporcionan el medio de enlazar cómodamente las dos salidas de la bobina en c y f (fig. 3).

na y soportando el detector, la resistencia y el condensador.

Los detectores a cristal de germanio soportan al máximo una corriente media de 25 mA bajo una tensión de 1,5 V. Por

La bobina será realizada con hilo de 0,3 mm., esmaltado. Las dos entradas serán introducidas juntas en g, y los dos hilos llevados sucesivamente sobre cada mitad del anillo y en el sentido señalado por la figura 3. Las espiras deben estar juntas en el interior del devanado y se cuidará de que en los planos de la arandela de ebonita sigan el radio correspondiente. Las salidas se enlazarán en c y en f. Procediendo de esta forma, podrán alojarse de 25 a 28 espiras en cada rama del soporte.

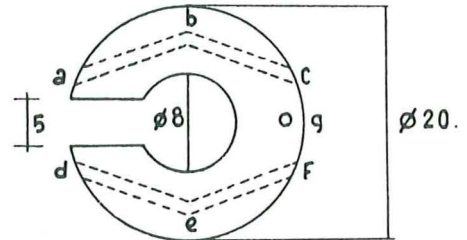


Fig. 2

Por último, se introducirá entre el arrollamiento una pieza aislante de baquelita, de la forma representada a la derecha de la figura 3, de forma que proteja el arrollamiento y permita un duradero centraje del dispositivo sobre el

lo tanto, nos será preciso limitar la tensión aplicada al detector y la intensidad que lo atraviese. El esquema de la figura 1 es el que nos ha parecido más interesante, puesto que a la seguridad del detector añade la forma más ventajosa de la curva de rendimiento.

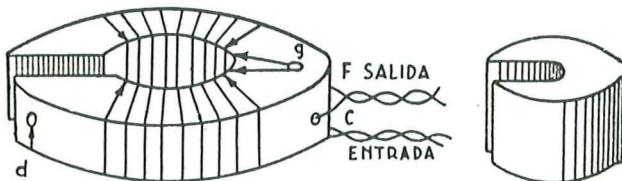


Fig. 3

# Ondámetro sencillo

LUIS, EA2KU.

Me asomo a nuestra revista con este cacharrito que, dada su sencillez, está al alcance del menos iniciado.

Comparando su poco coste y la facilidad de construcción con el servicio que presta, no es para dudar el acometer su confección el que no lo posea.

El circuito en sí es una bobina intercambiable y un condensador variable, formando un circuito sintonizable.

Para la utilización del ondámetro lo situaremos en la proximidad de un campo de RF, haciendo entrar en resonancia moviendo el condensador o cambiando de bobina o ambas cosas hasta que el miliamperímetro dé máxima desviación.

El esquema corresponde a la figura 1.

El aspecto exterior puede ser según el dibujo, aunque cada uno puede hacerlo según su gusto personal.

Para la construcción de las bobinas tomaremos una lámpara con base octal; una vez que retiremos el cristal procederemos a retirar todos los electrodos; cortaremos cinco patillas, dejando las otras tres equidistantes; preparado así el zócalo pegaremos el tubo según el dibujo; ya seco, devanaremos las espiras y las pegaremos. Poner atención a la fijación de las espiras, pues de ello depende, una vez ajustado el aparato, la exactitud de las mediciones.

El condensador variable puede ser uno cualquiera que presente buen aislamiento; se colocará invertido inmediatamente debajo del

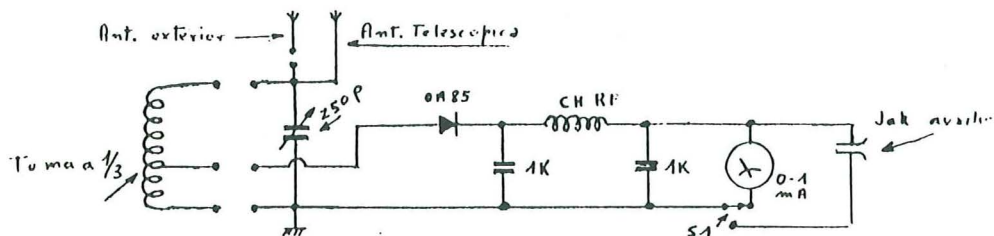
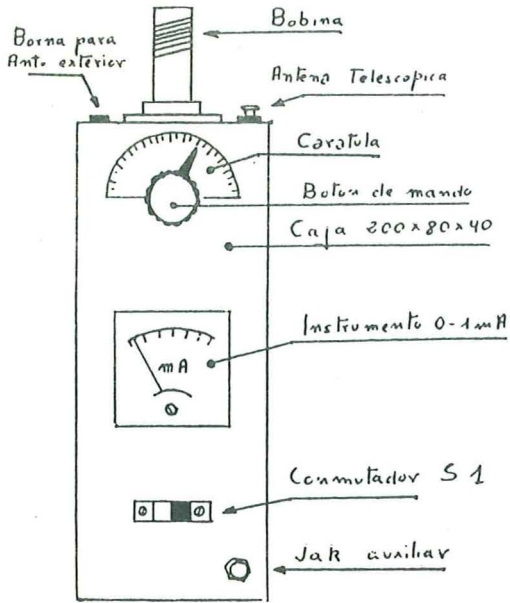


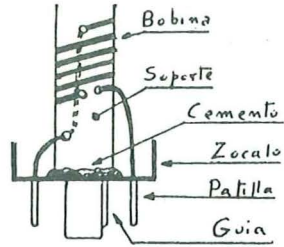
FIG. 1.

Las bobinas se construirán de acuerdo al cuadro siguiente:

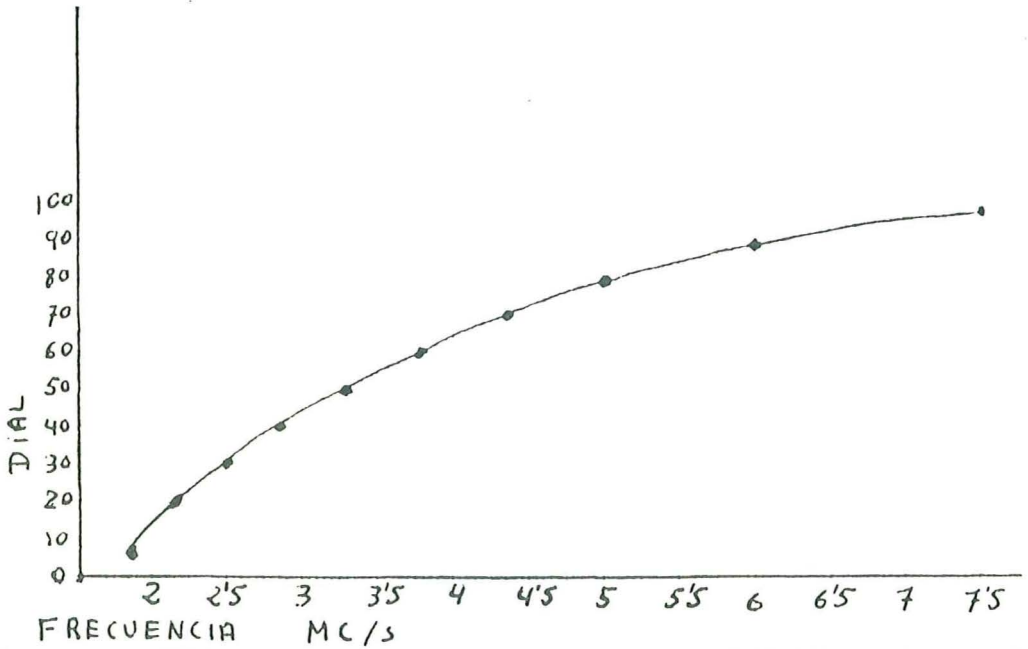
Bobina	Espiras	Ø soporte	Separación	Ø hilo, mm	Margen, MHz
A	65	20 mm	Juntas	0,50	2-7,5
B	20	12 mm	1 espira	0,50	6-26
C	3	12 mm	1 espira	1,00	25-88
D	1 1/2	Aire 15 mm	2 espiras	1,50	80-170



Aspecto del aparato Terminado



Formas de construir las bobinas



zocalo de las bobinas para reducir al máximo la longitud de las conexiones de RF.

El conmutador  $S_1$  y el *jack* auxiliar permiten la conexión de un auricular para escuchar la señal detectada o disponer otro medidor a distancia del aparato.

*Ajuste del aparato.*—Esta es la parte más delicada; dispondremos una hoja de papel milimetrado para cada bobina; trazaremos las coordenadas; en uno de los ejes apuntaremos la frecuencia y en el otro las marcas de la carátula del ondámetro; dispuesto esto, con un *grip-dip* o con un generador de RF aplicaremos RF al ondámetro, que tendrá colocada la primera bobina; iremos apuntando la frecuencia del generador y la marcación de la carátula; cuando obtengamos la resonancia con estas anotaciones haremos un punto en la hoja de papel; pasaremos a otra frecuencia y repetiremos lo anterior y así de extremo a extremo de nuestro dial; efectuado esto, trazaremos una curva uniendo todos los puntos y veremos la cobertura de esta bobina. Este proceso será idéntico en las cuatro bobinas.

Una vez calibrado el aparato procuraremos no abrir su caja, puesto que existe el peligro de alterar la capacidad del circuito y echar a perder todo el ajuste.

No queda más que probar su funcionamiento; pondremos el receptor en 3,5 MHz, por ejemplo, colocando la bobina correspondiente en el ondámetro, lo acercaremos al oscilador local del receptor y veremos cómo se desplaza la aguja de MA. Es interesante que el acoplamiento sea flojo para que la sintonía sea más crítica y a su vez más exacta al trasladar la marcación del dial a la hoja de papel.

Tengo que aclarar que, como todos los medidores «caseros», este aparato no tiene la precisión de uno fabricado por la Sommerkamp, pero algún día puede sacarnos de un apuro (lo digo por experiencia); con tal de hacerlo con un poco de gusto, podéis tener la seguridad de que pitará a la primera y será una herramienta extraordinaria.

Y nada más por el momento; supongo que todo está claro y, si no, QRV para lo que queráis.

73's.

# Instrumental del radioaficionado

Por J. BLANCH CABAUX (EA 3 LI)

## EL ANTENASCOPIO

Vamos a tratar en este artículo del antenascope. Se trata básicamente de un puente de resistencias del tipo para medida de la R. O. E. (relación de ondas estacionarias), con una de sus ramas variable, lo que aumenta considerablemente el número de sus aplicaciones. Con esta ingeniosa modificación se pueden medir, entre otras cosas, la resistencia de radiación y la frecuencia de resonancia de una antena, la impedancia de una línea de transmisión, etc., etc. En la figura número 1 se observa el esquema completo de un antenascope.

Explicaremos seguidamente el procedimiento que se sigue para ajustar un dipolo plegado, previamente calculado y cortado según fórmulas. Es un ejemplo y se puede aplicar a cualquier antena.

Primeramente se conecta a las bornas A y B (fig. 1) de entrada del puente, un pequeño generador de radiofrecuencia con salida en la fundamental y enlace a baja impedancia. Para estos trabajos no hay nada como disponer de un "Grid-dip", pero como sabemos que no todos poseen este aparato, no hay por qué preocuparse y hacemos la indicación de que puede usarse cualquier generador cuya potencia de salida no exceda de medio vatio. Si se usa un generador de mayor

potencia se tiene que disminuir el acoplamiento para no sobrecargar el puente.

En las bornas C y D de salida se conecta la antena directamente en el centro. El cuadrante del aparato se ajustará a 300 ohmios, por ser la impedancia que

ESQUEMA DEL ANTENASCOPE MI-1

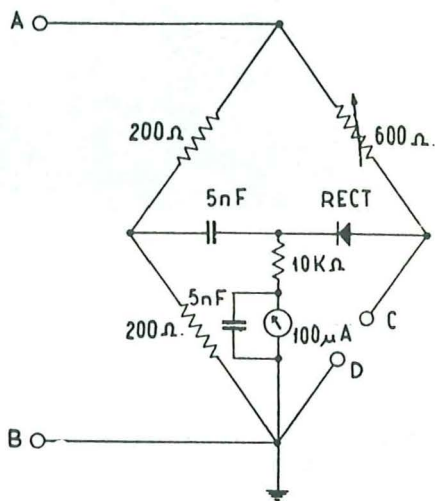


Fig. 1

tiene este tipo de antena en el centro. Se ajustará la salida del generador para que la salida del antenascope, leída en el instrumento, marque en el centro de la escala o más y sin tocar nada, se corre la frecuencia del oscilador. En el

punto en que la aguja del instrumento desciende bruscamente, se leerá la frecuencia que señale el generador, y será ésta a la que la antena resuena.

Si no cae dentro de su banda, se acorta o se alarga, según la resonancia haya resultado por debajo o por encima de la frecuencia deseada. Una vez se tiene la antena a la frecuencia deseada, se conecta la línea de alimentación y se vuelve a hacer la misma operación, pero conectando las bornas de salida en el extremo de la línea.

Las antenas con alimentación en delta 600 ohmios.

El procedimiento que hemos explicado para un dipolo plegado puede aplicarse a cualquier antena que tenga una impedancia de 0 a 600 ohmios y para una frecuencia de 0 a 150 Mc/s., que son los límites del Antenascopio a que nos estamos refiriendo.

Véase ahora la forma para encontrar la impedancia característica de cualquier clase de línea. Se conectará en las bornas de salida un trozo de línea abierta en

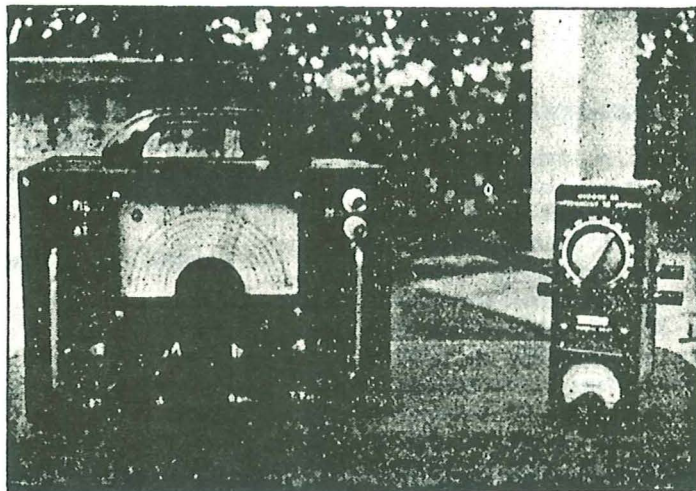


Fig. 2

Si todo está bien, el mínimo o "dip" tiene que estar y ser exacto al que se había encontrado antes. Si es algo superior, indicará pequeña relación de ondas estacionarias y demostrará que la línea en cuestión no tiene la misma impedancia que la antena.

No estará mal recordar las impedancias de las antenas más usuales. El dipolo plegado en el centro tiene 300 ohmios. El dipolo abierto, 75. La Hertz unifilar, con alimentación también unifilar a un tercio, forma con tierra una impedancia de 600 ohmios. La Hertz partida tiene 300 ohmios. La "Ground plane", 52.

el extremo y se buscará con el generador de radiofrecuencia, la frecuencia para la cual la longitud de la línea es un cuarto de onda. A continuación, sin tocar para nada el generador, se dispondrá una resistencia no inductiva (de carbón), en el extremo más alejado de la línea y se buscará con el mando el nuevo cero. La impedancia característica de la línea se calcula por la fórmula:

$$Z_0 = \sqrt{Z_s \cdot Z_r}$$

$Z_0$  = Impedancia característica.  
 $Z_r$  = Impedancia de carga.  
 $Z_s$  = Impedancia leída.

Si el valor de la resistencia de prueba está muy lejos del de la impedancia característica de la línea, la impedancia inversa puede caer fuera de los límites del instrumento. En este caso es necesario emplear resistencias de otros valores.

Aconsejamos:

- 30 ó 100 ohmios para líneas de 50 a 70 ohmios.
- 50 ó 200 ohmios para líneas de 100 ohmios.
- 200 ó 600 ohmios para líneas de 300 ohmios.

De momento, si sabemos la impedancia de las líneas de alimentación y de las antenas, no hay problema para salir al éter sin armónicos y sin interferencias.

Para medir la frecuencia deseada de trabajo de las antenas formadas por cualquier múltiplo del largo de media onda, se conectará en antenascopio directamente a distancia en cualquiera de los puntos de máxima corriente. En la figura número 3 indicamos correctamente los puntos referidos, cuando se trata de una antena de tres longitudes de media onda. Las lecturas de resistencia serán válidas únicamente para el punto de medida en particular.

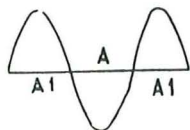


Fig. 3

Las lecturas hechas en el punto A serán las de la fundamental o cualquier armónico impar, y la resonancia de esta antena, medida en A1, será la del tercer armónico. Naturalmente, también pueden hacerse lecturas de otros armónicos en puntos determinados por la situación teórica de los vientres de corriente.

A continuación vamos a referirnos a las antenas verticales de  $1/4$  de onda y de tierra plana. Para esto se conecta el antenascopio de media onda al punto nor-

mal de alimentación entre la base de la antena y tierra (o radiales). En la figura número 4 se puede ver.

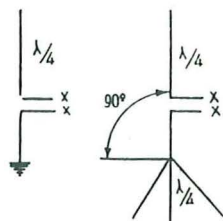


Fig. 4

La lectura de resistencia en el punto de alimentación de la tierra plana puede aumentarse doblando los radiales a más de  $90^\circ$  respecto del elemento vertical. Como se puede ver, de esta manera se puede terminar de adaptar la línea de alimentación a cualquier tipo de antenas verticales. Para esto, el antenascopio viene a las mil maravillas, pues se puede determinar el ángulo correcto de los radiales para obtener la resistencia deseada.

En la figura 4 (derecha) se observa la antena "Ground-plane". El límite es de 70 ohmios aproximadamente cuando los radiales están totalmente doblados hacia abajo y, naturalmente, se convierte en una antena coaxial.

Un caso particular de las antenas verticales es el de las antenas móviles.

Aunque en este momento no esté permitido en nuestro país el uso de transmisores móviles, es muy posible que dentro de muy poco tiempo podamos disfrutar de esta variante, que es la transmisión y recepción desde un vehículo móvil. Tiene que ser maravilloso el irse un día al campo con un Cadillac o un Biscuter (en este último caso hay que llevar baterías de recambio), instalarse en un montículo bien despejado y lanzar a los cuatro puntos cardinales un magnífico CQ (decimos cuatro puntos cardinales porque las antenas verticales son omnidireccionales). Al pasar a la recepción, encontrarse con más de una

contestación, sin interferencias de ninguna clase y sin QRM industrial. Igualmente, al salir de vacaciones o en viaje de negocios, poder comunicar con los amigos desde cualquier punto. Tiene que ser una cosa formidable, y esperamos que no puede tardar que se nos permita esta clase de transmisión.

Después de este pequeño prólogo propagandístico (no tiene que ver nada con

ra las antenas verticales. En la figura 5 se puede ver. Casi todas las antenas de este tipo tienen en el punto de alimentación una resistencia de unos 45 ohmios y se puede alimentar perfectamente con una línea de 50 ohmios. Se comprueban de igual forma las antenas alimentadas por el centro como por la base.

Se encontrarán lecturas de resistencia

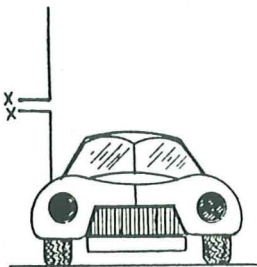


Fig. 5

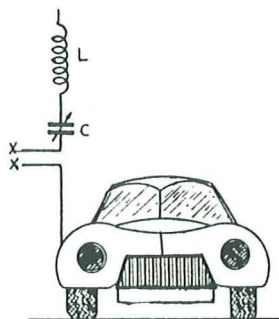


Fig. 6

propagación), vamos a explicar el uso del antenascopio en el ajuste de las

#### ANTENAS MOVILES.

La resonancia y resistencia de las antenas móviles de 1/4 de onda puede medirse siguiendo el método empleado pa-

del orden de 20 a 35 ohmios. En la figura 6 se muestra cómo con la relación L y C se puede proporcionar la longitud correcta a la antena y se puede ajustar el sistema de manera que el punto de alimentación tenga una resistencia tal que se pueda acoplar con líneas de 50 a 70 ohmios.

# Construcción y uso del «Antennascope»

Traducido del «C. Q.»

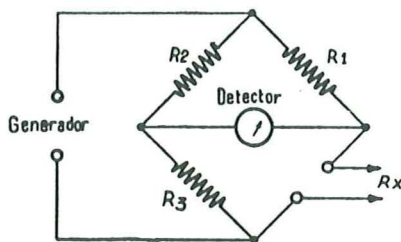
Por LUIS ANDRES GONZALEZ  
(EA-4-CM)

En un artículo anterior (Scherer «Balanced Feed systems with Coax», CQ, julio 1949), el autor describe un exacto y rápido método de sintonizar una antena a resonancia y ajustar la línea de transmisión con el empleo de un medidor de ondas estacionarias en conjunción con un «grid-dipper» o cualquier otra fuente de energía de radiofrecuencia de baja potencia (frecuencímetro u oscilador de frecuencia variable).

El medidor de relación de ondas estacionarias utilizado entonces era un simple puente de resistencias. Con el instrumento conectado entre una fuente de radiofrecuencia y una línea de transmisión que tiene una impedancia final igual a la del brazo del puente  $R_1$ , el instrumento indica cero cuando la de la línea es propiamente ajustada en su extremo receptor y la relación de ondas estacionarias es entonces la unidad. No obstante, si se efectúa varias veces esta medida no es plenamente realizada debido al hecho que  $R_1$  tiene un valor fijo y debe ser cambiada cuando se vaya a usar con líneas de diferentes impedancias. Construyendo el brazo continuamente variable puede ser usado sobre un ancho rango de impedancias, sin el inconveniente de tener que sustituir diferentes resistencias en  $R_1$ .

Esta modificación no solamente permite el uso normal del instrumento para obtener el mínimo de ondas estacionarias en líneas de varias impedancias, sino que es posible construirlo para que mida la impedancia resistiva de una antena, realizar esto en otros circuitos. Puesto que la operación del Antennascope, nosotros le llamaremos ahora así, depende de la relación de las resistencias componentes  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$ ;

las impedancias medidas dependen de los valores de las resistencias. A causa de que la impedancia de la antena es resistiva en resonancia, el instrumento debe indicar cero en la frecuencia en que la antena resuena, entonces  $R_1$  es igual a la impedancia o resistencia de la antena bajo esta condición, por lo que se tiene un simple



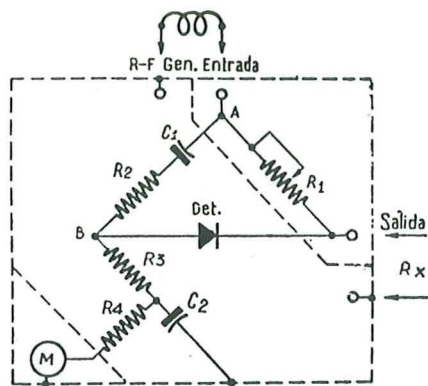
El circuito puente fundamental.

método, tanto para ajustar una antena a resonancia, así como para medir su impedancia o resistencia de radiación, cuando este importante factor sea necesario para ajustar una línea de transmisión.

Un mínimo de s. w. r. es un requisito fundamental para realizar el máximo de transferencia de potencia de la antena, pero un punto que frecuentemente hay que vigilar es que la antena debe estar en resonancia antes de que el mínimo de s. w. r. sea medido. Conocida la correcta resistencia de radiación se puede conocer la impedancia de la línea a utilizar para ponerla, bien directamente, o bien conocer qué método de macheo o ajuste puede ser empleado en este caso particular. Esto es especialmente útil cuando se trata de antenas con multi-elementos en que la resistencia depende altamente del espaciado entre ele-

mentos de su diámetro y longitud. La resistencia de una antena ordinaria y de una folded-dipole cuando se toma en sus centros es, respectivamente, de 72 y 288 ohmios. En un sistema de ajuste, como ocurre en el T macht, es deseable el conocimiento de la exacta resistencia de radiación no es necesaria, porque el transformador de ajuste puede ser ajustado hasta que un correcto ajuste sea obtenido, pero cuando el ajuste se efectúa por intermedio de un transformador de un cuarto de onda u otro similar, la resistencia de radiación debe ser conocida. Algunas antenas deben ser ajustadas para ofrecer en su punto de alimentación una determinada resistencia, este determinado punto puede ser localizado si se desea.

El rango de impedancias del Antennascope aquí descrito es de 10 a 500 ohmios. Puede ser extendido hasta 1.000 ohmios. El rango de frecuencia se eleva hasta los 200 Mc/s. Un ajuste exacto es obtenido en este rango.



Circuito del «Antennascope».

#### VALOR DE LOS COMPONENTES

- C1.—500 a 1.000 uuF. (mica).
- C2.—500 a 1.000 uuF. (mica).
- R1.—Poten. 500 ohm.
- R2.—200 ohm. 1/2 w. carbón.
- R3.—200 ohm 1/2 w. carbón (ver texto).
- R4.—1.000 ohm. 1/2 w.
- M.—Instrumento de 0-200 uA. o menos (ver texto).
- Det. Diodo de cristal 1N23A.

El instrumento está diseñado para ser usado con un «grid-dipper» como generador de radiofrecuencia, sin embargo, puede ser usado con los equipos de gran número de aficionados. Un oscilador de frecuencia variable usado como control del transmisor puede ser utilizado para esto, pero una ventaja del «grid-dipper» es que permite utilizarlo en rango más ancho que utilizando los componentes del transmisor. Una fuente de radiofrecuencia portable es conveniente puesto que las medidas pueden ser efectuadas en o cerca de la antena.

*Construcción.*—Antes de explicar los procedimientos de empleo del aparato es necesario indicar cómo ha sido construida la unidad, así, con ésto, puede recordarse sus principios.

Existe duda si es posible la construcción de R1 variable, puesto que debe ser idealmente una resistencia no reactiva con el fin de obtener una función correcta de la unidad en un puente de resistencias, especialmente en las altas frecuencias. Varios potenciómetros de carbón y de composición pueden ser utilizados para llenar aproximadamente este requisito. El potenciómetro utilizado por el autor de este artículo ha sido uno de 500 ohmios marca Centralab, tipo M miniatura y las pruebas del circuito puente ha indicado que es bueno para esta aplicación, pues se han obtenido resultados aproximados a los obtenidos con una resistencia fija no reactiva.

El circuito final para el Antennascope es el que se ve en la figura 2, R2 y R3 son resistencias de carbón, cada una de 200 ohmios, pero cualquier valor entre los 50 y los 200 ohmios pueden ser utilizados si el valor de una es exactamente el valor de la otra. Se obtiene alta sensibilidad utilizando el valor más alto, por otra parte, la exactitud del puente se mejora más que utilizando los valores bajos. Los condensadores de bloqueo de corriente continua C1 y C2 son de mica, con el fin de mantener una baja inductancia en los brazos

del puente, con el fin de prevenir una auto-resonancia del circuito en las altas frecuencias. El conexionado es también corto para evitar pérdidas por acoplamientos y la longitud total de cada brazo debe ser igual para que así sean iguales las reactancias inductivas, un pequeño aumento de la reactancia puede ser tolerada si la longitud es idéntica en cada uno de los brazos.

Puesto que el Antennascope es para ser usado con muy pequeñas potencias en la fuente de energía de radiofrecuencia, un detector de alta sensibilidad debe ser utilizado con el fin de obtener una buena exactitud. El instrumento debe tener una sensibilidad máxima a plena escala de 200 microamperios y una resistencia interior de por lo menos 1.000 ohmios. El autor de la unidad ha empleado un instrumento de 150 microamperios. El detector a cristal empleado es un 1N34A que es el de más alta sensibilidad, para esta aplicación, más que el usualmente utilizado 1N34.

Los detalles mecánicos se ven en la figura 4. Para frecuencias por debajo de los 30 Mc/s. no es necesario ningún blindaje, pero es importante cuando el instrumento es utilizado en las más altas frecuencias. El conductor es pasado a través del blindaje por un agujero. No se ha empleado «feed-thru bushing» a causa de que su capacidad al blindaje perjudica su exactitud. El potenciómetro y su eje deben estar aislados de la caja.

Un conector tipo coaxial fué originalmente instalado, pero no es satisfactorio en las impedancias más altas que los 100 ohmios. El conector usado es un zócalo de cristal tipo Millen núm. 33.102. Su capacidad a tierra es aproximadamente de 4 microfaradios igual a la que existe a través del terminal R1 y así se obtiene el equilibrio. Un receptáculo tipo coaxial se adapta al zócalo del cristal para cuando se trata de emplearlo en líneas coaxiales.

Un lado del puente es unido a masa a través de la caja construyendo así un conjunto sin balancear. Originalmente fué

construido aislado de la caja con el fin de obtener un equilibrio y entonces el ajuste resultó muy crítico. En el presente caso, muy pocas dificultades se presentaron al tener que ajustar el circuito siempre que se tenga presente las indicaciones que se indicaron referentes a la longitud de los brazos.

*Calibración y modo de empleo.*—La calibración del Antennascope es un proceso muy simple. Primero, desconectar uno de los conductores del potenciómetro R1 y conectar a él un óhmetro. Marcar en la escala de impedancias los puntos deseados de acuerdo con la resistencia que se obtiene en el óhmetro. En la unidad que se describe la calibración se efectúa en intervalos de 10 ohmios entre los 10 y 100 ohmios y en intervalos de 50, entre los 100 y los 500 ohmios. Si se quiere efectuar medidas hasta de 1.000 ohmios debe ser intercalada una resistencia de 500 ohmios, 1/2 vatio en un extremo del brazo variable. Entonces las lecturas que se leen en la escala deben ser sumadas a los 500 ohmios. Puede ser utilizado un potenciómetro de 1.000 ohmios en esta combinación, sacrificando así las lecturas inferiores a los 100 ohmios debido al estrechamiento de la escala. Debe calibrarse la resistencia variable que se emplee.

El funcionamiento de la unidad debe ser ahora comprobada. En el terminal de entrada colocar un pequeño trozo de conductor retorcido con una vuelta en lazo de acoplamiento al final. El diámetro de la espira o lazo debe ser ajustado según la forma de las bobinas del «grid-dipper». Colocar el «grid-dipper» en un punto del rango de media frecuencia (15 a 30 Mc/s). Correr el lazo o espira de acoplamiento sobre la bobina hasta obtener aproximadamente una lectura a plena escala en el Antennascope. Colocar este último en los 50 ohmios. Insertar una resistencia de carbón de 50 ohmios 1/2 vatio en el terminal de salida. La lectura del instrumento debe volver a caer a cero. El punto en que esto se verifique debe ser de 50 ohmios.

La misma prueba debe ser hecha con resistencias de otros valores y confrontar estos valores con los de las resistencias. Repetir la prueba con diferentes frecuencias hasta llegar al límite de frecuencia indicado.

Si solamente se obtienen resultados parciales sin ser exactamente cero la lectura del microamperímetro, es debido a que el instrumento no funciona correctamente o bien que la resistencia que se prueba es reactiva. Hay que tener en cuenta que no solamente la resistencia que se prueba no debe ser reactiva, sino, que los extremos de ella sean lo más corto posible con el fin de que presenten la más mínima inductancia. Por esta razón es necesario que los extremos de la resistencia de prueba deban ser lo más corto posible e insertarla directamente al zócalo o por intermedio de un plug externo. Un buen resultado se puede obtener cuando los terminales de la resistencia es de una pulgada de longitud y no cuando sean más largos. Una pequeña resistencia de carbón o de composición es buena para la prueba. Conectar en serie resistencias o en paralelo no son satisfactorias. Si usted dispone de una antena parásita construída con varias resistencias. Si un resultado incompleto, un nulo incompleto es obtenido, pero la calibración es exacta con el valor de la resistencia que se prueba es causa de que no existe equilibrio interior con los brazos del puente. Comprobar el circuito de R2 y R3. También comprobar el ajuste de C1 y C2 mediante un puente de capacidades, o por el método del «grid-dipper» (ver Scherer, CQ, enero de 1949). Cuando en altas frecuencias ocurre ésto, es debido a que el conexionado del puente no está equilibrado. Esto puede ser corregido moviendo la conexión de la entrada del generador en A hacia C1 o hacia R1, como se determina para el ensayo. Asimismo, el conexionado del detector en B en las conexiones de R2 ó R3.

*Aplicaciones.*—En las frecuencias inferiores a los 15 Mc/s. una vuelta de aco-

plo, es, usualmente, suficiente para obtener necesaria salida del «grid-dipper». Para bajas frecuencias unas dos o tres espiras pueden ser necesarias. La posición de la espira tiene que estar en un punto que produce la lectura a plena escala del instrumento del Antennascope estando aproximadamente la escala del dial cerca de la impedancia y estando el terminal de salida abierto. A causa de que el potenciómetro es lineal, se anula hacia la alta impedancia. En este caso puede ser necesario aumentar el acoplamiento del «grid-dipper». Para una buena exactitud de la frecuencia a medir es aconsejable que el «grid-dipper» esté cerca de la frecuencia deseada. Aunque el Antennascope ha sido designado para ser empleado con el «grid-dipper» como generador de radiofrecuencia, otra fuente puede ser empleada si su salida es, como máximo, de 1/2 vatio. En la siguiente discusión, la fuente de radiofrecuencia puede ser referida al generador. Excepto el cero, del instrumento se obtiene solamente cuando la impedancia a medir es resistiva en el caso de antenas u otros circuitos la inductancia y la capacidad deben estar en resonancia a la frecuencia conveniente. El resultado incompleto indica que la impedancia es reactiva.

Antes de discutir la medida de antenas, los datos de lecturas en las líneas de transmisión son primeramente dados a causa de que la clara indicación especial de estas líneas y a causa de que existe cierta definida longitud de las líneas a causa de ser algunos procedimientos de medida.

*Líneas de cuarto de onda.*—Para determinar la longitud eléctrica de una línea de un cuarto de onda, conectar la línea al terminal de salida del Antennascope. Cuando se utilizan dos conductores no se debe obtener una falsa lectura por la tierra, suelo u objetos metálicos, para lo cual pueden ser colgados en un clavo. La caja del instrumento debe estar sin tierra.

Colocar la escala del dial de impedancias en cero y dejar el final de la línea abierto. Variar el generador de señales

de frecuencia, hallar la frecuencia más baja en que el ruido del instrumento tiene lugar. Esto puede inicialmente determinarse aproximadamente por la fórmula standard  $fmc. = 246 \times V.P. : L \text{ ft.}$  La frecuencia indicada por el generador es entonces la que es un cuarto de onda de la longitud de la línea, puesto que un cuarto de onda de línea abierta aparece como un cortocircuito en el terminal de entrada. Cambiar la frecuencia del generador en un número impar de veces la frecuencia fijada y el nulo ocurre otra vez a causa de que se obtiene el cuarto de onda impar de longitud de onda.

Ahora es de general interés dejar el generador en la frecuencia original, conectar una resistencia no reactiva igual a dos veces la impedancia de la línea en el final del cuarto de onda, girar el dial del Antennascope hasta que obtenga un nuevo nulo. El generador de frecuencia variable puede estar depreciado «retrimmed» durante esta operación. La resistencia leída debe la mitad de la impedancia de la línea, puesto que  $Z_s = Z_o^2 : Z_r$ , donde  $Z_s$  es la impedancia de la entrada,  $Z_o$  es la impedancia de la línea y  $Z_r$  es la impedancia de carga.

*Líneas de media onda.*—Conectar la línea al instrumento como se dijo anteriormente; pero en este caso, poner en corto el final de la línea. Con el dial del Antennascope puesto a cero, hallar la frecuencia más baja en ocurre el nulo. Esta es la frecuencia de la línea de media onda, siendo una línea de media onda repetir cuando es en final lejano, que en este caso está en cortocircuito. Una longitud múltiplo de una media onda produce el mismo resultado.

Conectar ahora una resistencia no reactiva de un valor comprendido en el rango del Antennascope en el final de la línea. Rotar el dial para un nuevo nulo, despreciando el ajuste del generador de señales si es requerido. El valor indicado en la escala de impedancias de la resistencia de prueba, a causa de que, como es sabido, en

el extremo de una línea de media onda se repite la carga.

*Líneas de transmisión «surge» impedancia.*—Conectar una sección de la línea que esté abierta en su extremo al Antennascope y hallar la frecuencia, en la cual es un cuarto de onda, como se describe anteriormente. Con el generador de frecuencia colocado en el lado izquierdo, conectar una resistencia no reactiva en el final alejado de la línea, y hallar el nuevo nulo girando el dial de impedancias. Usando esta lectura, la impedancia de la línea puede ser calculada por la fórmula siguiente:

$$Z_o = \sqrt{Z_s \times Z_r}$$

La impedancia «invertida» puede caer al otro lado del rango del instrumento si la resistencia de prueba está demasiado lejos de la impedancia de la línea. Puede ser empleada entonces otra resistencia de prueba de diferente valor. Se sugieren los siguientes valores para la resistencia de prueba, a usar cuando se conoce aproximadamente la impedancia de la línea: de 30 a 100 ohmios, para líneas de un valor de 50 a 70 ohmios; de 50 a 200 ohmios cuando se trata de líneas cercanas a los 100 ohmios, y de 200 a 600 ohmios, cuando son de 300 ohmios.

*Resonancia y resistencias de antenas.*—Puede parecer extraño el querer hallar la resonancia de una antena con otro método que no sea con el «grid-dipper»; sin embargo, una lectura utilizando el «grid-dipper» es difícil de obtener, especialmente cuando la antena es de bajo Q o cuando el diámetro del elemento es largo. Otras veces es prácticamente imposible alcanzar el punto necesario de la antena con el fin de asegurar una medida exacta. Por otra parte, es también frecuentemente imposible obtener suficiente acoplamiento en una antena de alambre largo de baja frecuencia, aun contando que es accesible para efectuar la medida.

El Antennascope puede ser empleado directamente en la antena o en un punto ale-

jado convenientemente de ella. La resistencia y la resonancia pueden ser averiguadas en una sola operación a causa de que la antena es resistiva en resonancia. Ocasionalmente, referencias de las fórmulas standard de antenas ayudan materialmente en la correspondiente lectura.

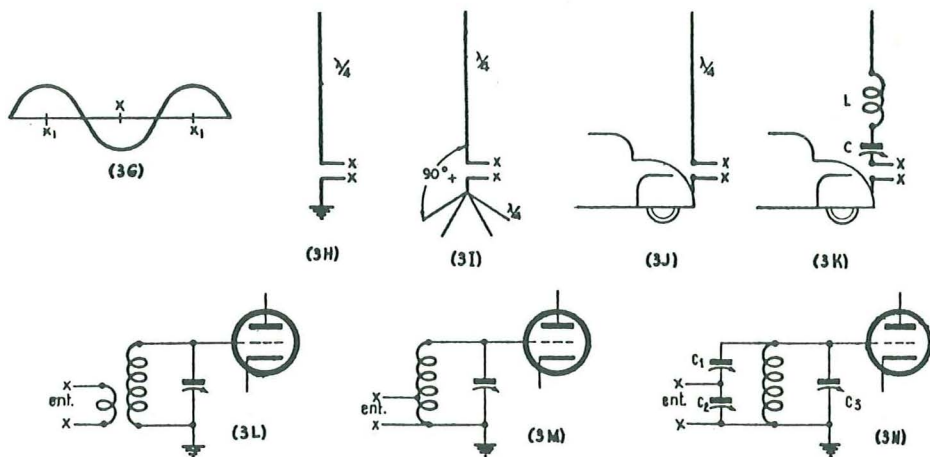
En los siguientes casos el Antennascope puede ser usado de diferentes formas, separadamente o en combinación, con el fin de obtener el resultado final de sintonía de antena y ajuste de la línea para obtener resultados óptimos. La forma de proceder de-

mento sosteniéndolo con la mano, porque esto puede producir un serio desequilibrio.

El rango de frecuencias a emplear en el generador puede ser averiguado con una primera aproximación del acuerdo de la frecuencia de la antena por la fórmula standard:

$$F_{mc} = \frac{492 \times .95}{\text{tamaño en pies}}$$

Colocar el dial del Antennascope cerca de los 50 ohmios y variar el generador de frecuencia hasta que se obtenga un nulo.



pende del caso particular de que se trate, y en lo que sigue se indica la forma de efectuarlos para cada caso particular.

**Dipolos de media onda.**—Si el centro de la antena es fácilmente alcanzable, cuando se encuentra colocada en su posición normal puede ser directamente conectado, como se indica en la figura 3A. El centro abierto de la antena es conectado en el instrumento. Los terminales de este punto deben ser lo absolutamente cortos como para poder efectuar la conexión del instrumentos. Usar un plug de dos terminales (tipo Millen 37412). El plug debe estar lo bastante enlace; pero si existen dificultades a este respecto, la unidad puede ser ayudada por un nudo de un cordel. En algunos casos no se debe soportar el instru-

Girar el dial de impedancias hasta que el nulo completo se obtenga. El generador de frecuencia puede ser retocado hasta que el nulo completo se ha obtenido.

La resistencia de la antena es indicada en el dial del Antennascope, y la antena está resonando en la frecuencia en que está puesto el generador de señales.

La lectura de resistencia puede variar entre los 10 y los 100 ohmios, dependiendo, ampliamente, de la altura sobre el suelo y de la proximidad de objetos en otros elementos. Pruebas usando el Antennascope, efectuadas en antenas de media onda, con varias antenas sobre el suelo, han indicado cerrada adherencia con las curvas standard de resistencia (puede ser visto esto en algunos libros), siendo la última cuan-

do se efectúa esto en las mismas condiciones.

En las frecuencias arriba de los 50 Mc/s., la lectura puede ser afectada por la presencia del instrumento en el centro de la antena o por la presencia de la persona que realiza la medida. Las lecturas deben ser efectuadas desde un punto aproximadamente inmediato a la antena. Esto también es necesario cuando la antena es inaccesible para lecturas directas.

Es demostrable que en una línea de media onda se repite su carga en el extremo de emisión. Entonces, una línea de media onda o un múltiplo de ella puede ser conectada al centro de la antena, y las medidas pueden ser efectuadas en el final de la línea. Véase la figura 3-B. Esta lectura es un duplicado del obtenido directamente en la línea, descuidando la impedancia de la línea, siendo la longitud de la línea una exacta media longitud de onda de la frecuencia de la antena.

Ahora tenemos la cuestión de cómo podemos determinar la exacta longitud de media onda de la línea, teniendo en cuenta que la frecuencia exacta de la antena nos es desconocida durante la medida. Por otra parte, la medida de la antena existente es deseable para que el sistema de antena sea ajustado a una frecuencia determinada, en la cual deseamos obtener el mayor rendimiento. Este es, generalmente, el eventual paso de cualquier forma y la simple lectura remota, a causa de que la línea media onda puede ser, primeramente, puesta a la frecuencia especificada, usando el Antennascope con el método anteriormente descrito, siguiendo con la antena puede ser ajustada a la frecuencia correcta, de acuerdo con la lectura obtenida con el instrumento en el más bajo final de la línea.

El mejor resultado para una antena existente es calcular la frecuencia de la antena aproximadamente por medio de la fórmula standard, y entonces acertar la frecuencia de la línea de media onda. Un método alternativo es usar una línea de

impedancia próxima al valor de la resistencia de la antena. El ajuste no puede ser grande, y el error puede ser visto. Si la antena se puede alcanzar por medio del grid. dip., la frecuencia puede ser acordada. Si es obvio, cuando la resistencia solamente en el extremo o cuando la frecuencia ha sido confirmada.

Varias precauciones pueden ser tenidas para leer una remota lectura de medida. La línea de media onda debe estar en línea recta con la antena hasta una longitud de  $1/4$  de onda, como mínimo, desde el acoplamiento con la antena. Si abierto alambre o los dos conductores son utilizados, trenzar la línea una vuelta cada dos pies. Esto tiende a cancelar fuera líneas sin equilibrar a tierra para que se pueda efectuar la lectura, particularmente cuando el Antennascope en servicios desequilibrados. En el caso de que el instrumento deba siempre estar aislado de tierra, y debe ser puesto de forma que exista la mínima capacidad entre la caja y los objetos próximos a tierra. Líneas desequilibradas pueden ser comprobadas invirtiendo las conexiones en los terminales de salida. Pequeños cambios, si existen, deben ser notados en la lectura.

En antenas de altas frecuencias es usualmente bueno el empleo de una línea de varias medias longitudes de onda para reducir el efecto del cuerpo.

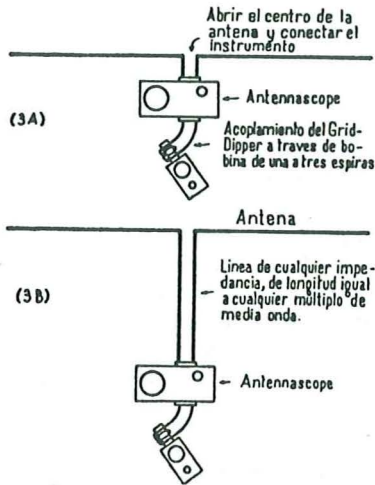
Si el instrumento del Antennascope indica una lectura de cero cuando la antena o la línea es conectada y no ha sido conectado el generador de señales, es que existe aplicada algo de radiofrecuencia, que proviene de estaciones de broadcasting cercanas o de otras fuentes de alta potencia. Esto ha sido comprobado en varios casos con antenas de 3,5 Mc/s. Frecuentemente, invirtiendo la línea es suficiente para dejar la lectura del instrumento debajo de cero. Si esto no rectifica la situación, el único medio que queda es esperar que la interferencia cese. Un par de auriculares conectados en serie con el extremo de tierra y el microamperímetro

puede servir para identificar al culpable.

**Folded dipoles.**—La medida puede ser efectuada de la misma forma que en el caso de un dipolo normal. Vea 3C.

El Antennascope o la sección de línea de media onda debe ser conectada a la sección abierta del centro. Si una frecuencia de prueba del grid-dipper, el centro abierto puede ser cortado. La lectura de resistencia de los folded-dipoles oscila entre los 150 y los 350 ohmios.

En algunos casos es posible obtener un segundo nulo en la región de los 500 oh-

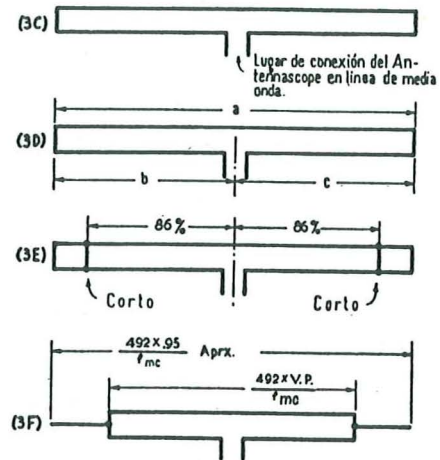


mios en una frecuencia diferente más alta. Esto es debido a la siguiente. Refiriéndonos a 3D, toda la longitud a determinar el período natural de la antena; por otra parte, cada media sección de la antena, secciones *b* y *c*, son líneas de 1/4 de longitud de onda en una frecuencia más alta que la sobre toda la frecuencia (y anterior), dependiendo de la altura sobre tierra o de la presencia de otros elementos. Con alambre o tubo abierto es, generalmente, menos pronunciado y de pequeñas consecuencias; pero con una folded dipole construida de dos conductores, este efecto puede producirse en una ancha frecuencia, diferente de la debida debido al factor de velocidad de propagación del doble

conductor la frecuencia de la sección de cuarto de onda, siendo cerca del 86 por 100 más baja que el período natural. La red resultante de esta situación estrecha de frecuencia V. S. respuesta de impedancia y del doble conductor folded dipoles es no grande cuerpos y la ancha característica como en el caso del alambre abierto.

La correcta lectura del Antennascope debe ser una situada en la alta frecuencia.

El usual método para alterar esta situación es insertar un condensador fijo en



cada extremo. La capacidad depende de la frecuencia, siendo aproximadamente de 7 uuF. por metro. Otro método que es más práctico es conectar un cortocircuito a través de cada sección a una distancia aproximada del centro del 86 por 100 de la distancia del centro (Roberts, «Imput Impedance of a folded dipole», R. C. A. Review, june 1947), como se ve en la figura 3E. La sección de cuarto de onda debe estar cada una cerca de sintonía del período natural de la antena y la impedancia característica de estar ensanchada.

Un ajuste correcto de una folded dipole es fácil mediante el empleo del Antennascope. Primero, cortar una longitud de dos conductores de una media onda eléc-

trica en la frecuencia deseada, usando el instrumento como se describió anteriormente. Poner en corto permanente, a través de cada final de la línea, y en el centro exacto abrir uno de los lados de la línea, que es el punto de alimentación. Ahora tenemos igual longitud en cada final de la antena; es la longitud total de la antena que la longitud calculada por la fórmula. Vea 3F. Conectar el Antennoscope directamente o remotamente en el centro, ajustar los alambres del extremo del final por igual hasta obtener la resonancia en la frecuencia deseada. Si la medida se efectúa remotamente, es necesario construir una línea de media longitud de onda; usando el mismo tipo de hilo de dos conductores, su longitud es, naturalmente, la misma que la de la sección instalada en la antena. Las propiedades de esta antena son las mismas que las de una ordinaria folded-dipole.

*Antenas armónicas.*—Antenas construídas con un múltiplo de longitudes de media onda pueden ser medidas a la frecuencia de operación conectando el Antennoscope, sea directamente o remotamente, en un punto de alta corriente. Así, un ejemplo (fig. 3G) indica el punto correcto cuando se usa una antena de tres medias longitudes de onda. La lectura de resistencia es para este particular punto de medida. La resonancia para esta antena cuando se mide en  $X_1$  es del tercer armónico, y cuando se efectúa en el punto X, entonces es para la fundamental o para un armónico impar. Las lecturas de otros armónicos pueden ser efectuadas determinando los puntos por medio de la teórica localización de los lazos de corriente.

*Antenas verticales de cuarto de onda y de tierra plana (ground plane).*—Conectar el Antennoscope o línea de media onda en el normal punto de alimentación entre la base de la antena y tierra, o «radial» situación puede ser requerida. Vea la figura 3H. La resistencia leída es aproximadamente de 35 ohmios.

Siendo la resistencia de punto de ali-

mentación de una antena de tierra plana, puede ser levantada dejando la forma radial de una tung. que sea 90 grados con el elemento vertical, el Antennoscope es una mano para determinar el ángulo correcto para la deseada resistencia en cada caso específico. Vea fig. 3I. El límite obtenido es cerca de 70 ohmios, con el punto radial en red alrededor de la vertical, y el sistema se resuelve dentro de una forma de antena coaxial. La resonancia de la antena vertical puede ser ajustada variando la longitud de la porción vertical y de los radiales envolventes.

*Antenas móviles.*—Las antenas móviles de un cuarto de onda pueden ser medidas para resonancia y resistencia de la misma manera que las antenas verticales. Vea la figura 3J. El promedio de estas antenas tienen una resistencia de cerca de 45 ohmios, teniéndose un suficiente ajuste con el empleo de una línea de 50 ohmios.

La base o el centro de carga pueden ser, asimismo, ajustadas. La lectura de resistencia se encuentra en la región de 20 a 35 ohmios. Refiriéndonos a la figura 3K, la correcta proporción entre la longitud de la antena y la relación de L y C, el sistema puede ser ajustado en el punto de alimentación, teniendo un valor de resistencia para ajuste con línea de un valor de 50 a 70 ohmios. El ajuste correcto puede ser determinado por medio del Antennoscope.

*Radiantes parásitos.*—Conectar el Antennoscope a la línea de media onda o al centro del «driven» elemento, como si fuera una antena de media onda. La resistencia de radiación se encuentra usualmente entre los 10 y 100 ohmios, dependiendo del espaciado de los otros elementos y de la sintonía de los mismos. La resonancia también depende, en alguna extensión, de estos factores, con lo cual existe cierta dificultad para calcular exactamente la longitud de la media onda para efectuar medidas remotas. Para esta situación el sistema de antena puede ser sintonizado para una determinada frecuencia,

con la línea acortada a una previa sugere-  
 rencia; por otra parte, en algunos casos,  
 el centro del elemento radiador puede ser  
 accesible directamente, por lo que el ins-  
 trumento puede ser usado directamente.

Ocasionalmente, una o dos diferentes  
 frecuencias pueden ser indicadas por el  
 Antennascope. Esto es debido a la refle-  
 xión desde otros elementos, y deben ser  
 analizados en cada caso particular. Con el  
 radiador completamente bien ajustado, so-  
 lamente una sola frecuencia debe ser in-  
 dicada por un completo nulo en la fre-  
 cuencia de resonancia. Todavía en esta  
 condición, parciales nulos indican impe-  
 dancia reactiva, debido a que se ha to-  
 mado un punto incorrecto.

El autor ha obtenido un buen resultado  
 en la práctica de resonancia de elemento  
 radiador cuando el reflector tenía una lon-  
 gitud cerca de un 5 por 100 mayor que  
 este elemento y el director es cerca de un  
 5 por 100 más corto. El ajuste del radiador  
 puede estar izquierdo juego, puesto que  
 solamente pequeña variación puede ser  
 obtenida en la ganancia por este argumen-  
 to por resintonía de los elementos parási-  
 tos aunque el acostumbrado proceso de  
 prueba por medio de una lectura de inten-  
 sidad de campo, pero si el final ajuste de  
 los otros elementos es deseado, es suges-  
 tivo el empleo del Antennascope, por lo  
 menos, para indicar la sintonía del ele-  
 mento radiador. Los elementos parásitos  
 pueden ser sintonizados de la manera  
 usual para comprobar la resonancia de la  
 antena. Este último período puede ser he-  
 cho con el Antennascope usado como me-  
 didor de relación de ondas estacionarias,  
 como más adelante se explica.

*Ajuste del «Q Bars».*—El «Q Bars» es  
 un transformador de cuarto de onda utili-  
 zado como transformador entre la antena  
 y la línea de transmisión; puede ser  
 ajustado conectando el Antennascope al  
 final de la línea del «Bars» con el otro ex-  
 tremo conectado a la antena. El espacio  
 entre el «Bars» debe ser ajustado para  
 obtener la impedancia necesaria. Esto debe

hacerse cortando la correcta longitud, y la  
 antena debe estar en resonancia con la  
 frecuencia a utilizar.

*Relación de ondas estacionarias.*—Si el  
 instrumento indica un completo nulo cuan-  
 do el Antennascope es insertado a la línea  
 de transmisión, la indicación de s. w. r.  
 es la unidad, o 1 : 1.

Relaciones más altas que 1 : 1 pueden  
 ser determinadas si la línea es un múlti-  
 plo de media longitud de onda en la fre-  
 cuencia deseada, si la antena es resonante.  
 Rotar justamente el dial del Antennascope,  
 siendo despreciable el ajuste del genera-  
 dor de frecuencia si se requiere hasta que  
 un nulo es indicado, se indica la resisten-  
 cia de la terminación. La s. w. r. por

$$s. w. r. = \frac{Z \text{ de carga}}{Z \text{ de línea}}$$

El instrumento puede ser asimismo ca-  
 librado para variaciones de relación, pero  
 la lectura puede no ser exacta sin las con-  
 diciones anteriores. Líneas de otra longi-  
 tud reflejan una impedancia diferente de  
 la que ha sido determinada, y esta impe-  
 dancia puede ser reactiva, particular-  
 mente si la antena no es resonante. Esta  
 misma dificultad se obtiene en la exacta  
 lectura de las s. w. r., siendo esta 1 : 1  
 puede ser debido a muchos tipos de s. w. r.  
 medidas.

Como con las otras medidas, el proce-  
 dimiento ideal es sintonizar la antena a  
 la frecuencia deseada antes de ajustar la  
 línea. Esto puede ser hecho por medio del  
 Antennascope conectado al final de la lí-  
 nea. Al objeto de evitar nulos dudosos de-  
 bidos a la resonancia de la línea, se sugie-  
 re que la longitud de la línea debe ser  
 corta a una longitud de una onda. Colo-  
 car el dial del instrumento en el valor de  
 la impedancia de la línea y variar el gene-  
 rador de frecuencia de señales cerca de  
 la calculada para la antena, hasta que se  
 observe un nulo. Si esto ocurre en un pun-  
 to otro de la deseada frecuencia, ajustar  
 la antena hasta que la resonancia es ob-  
 tenida en la frecuencia correcta, lo que

es indicado por un nulo en el Antennascope.

Si este nulo es incompleto, y si un matching variable es utilizado, debe ser ajustado hasta que un nulo completo sea obtenido en la frecuencia de resonancia.

Cuando el sistema de ajuste sea el de T match, la antena frecuentemente tiene que ser resonante con cada ajuste en ajuste del T, siendo la resonancia de la antena afectada por esos cambios.

Si no se emplea un variable match, y si por otra parte la línea ha sido correctamente determinada con la antena en resonancia, y el instrumento ha indicado un completo nulo y la s. w. r. es la unidad. Aunque la relación de unidad no puede ser obtenida, la impedancia surge de la línea, pero también entonces la impedancia de la línea debe ser resistiva; con la vuelta no es posible sin que la antena sea resonante a la frecuencia deseada.

Cuando el completo nulo es realizado, indicando una relación de 1 : 1, la longitud de la línea de transmisión debe ser alterada a  $1/8$  ó  $1/4$  de onda y verificar la lectura. Si la s. w. r. ha sido perfectamente ajustada a la unidad, no debe ser notada ninguna variación en el nulo del instrumento.

*Impedancia de entrada del receptor.*— Conectando el Antennascope al terminal de entrada del receptor y sintonizar el receptor a la frecuencia en que se quiere determinar su impedancia. Colocar el generador en la misma frecuencia y girar el dial de impedancias hasta que se obtiene un completo nulo. Retocar el generador de señales si es preciso. Como con las antenas, el circuito de entrada debe ser resonante a la frecuencia empleada, con el fin de obtener la lectura de los componentes sensitivos. Si el circuito de entrada es acoplado fuertemente (esto ocurre en muchos equipos), dos lecturas de impedancias en algo diferentes frecuencias pueden ser notadas. Una lectura es baja entre 10 y 20 ohmios, y la otra es, por otra parte, de 50 a 500 ohmios. La razón de esto es que la

reactancia de la espira de acoplo entre el generador y el lado de salida del Antennascope refleja por otra parte el circuito sintonizado de entrada del receptor la muy baja impedancia leída se encuentra evidentemente en ese punto. Por otra parte, la reactancia del lazo debe ser sintonizada fuera; una moderada exactitud puede ser tenida por fiarse de la alta lectura.

El Antennascope puede ser usado para obtener una gran mejora ajustando el sistema de acoplamiento de entrada y la línea a una cierta impedancia. El tipo más común de circuito de entrada se ve en la figura 3L. Este consiste en un link de acoplamiento de una o más espiras puestas en el extremo frío del circuito sintonizado de entrada. La impedancia puede ser ajustada variando el número de vueltas del link o variando el grado de acoplamiento moviendo la posición del link. Demasiado acoplamiento es indicado por doble lectura, como se indicó anteriormente; un grado de acoplamiento pobre es indicado por un incompleto nulo a causa de que entonces la impedancia es reactiva en lugar de ser resistiva.

Otro método de acoplamiento se ve en la figura 3M; aquí es variado el acoplamiento de entrada por el inductor de entrada. Este método proporciona un alto acoplamiento, y la doble lectura existe.

En la figura 3N se ve el condensador dividido o R9'r, sistema de ajuste de entrada.  $C_1$  (5-10 uuF.) controla el grado de acoplamiento, el cual disminuye cuando la capacidad disminuye. La relación de impedancias entre  $C_1$  y  $C_2$  (50-200 uuF.) determina la impedancia a través del terminal de entrada X. La mayor capacidad de  $C_2$  comparada con la de  $C_1$  proporciona la menor impedancia de entrada. Para cada ajuste, la variación de  $C_3$  cambia para reponer la resonancia. El grado de acoplamiento produce el mismo efecto que se indica anteriormente.

Los circuitos que se ven en las figuras 3L y 3M son algo dificultosos para bajas impedancias y altas frecuencias,

mientras que el de la figura 3N puede ser fácilmente sintonizado para bajas impedancias.

Cuando el circuito de entrada ha sido ajustado en una cierta impedancia, es bueno el empleo de una cierta longitud de línea entre el Antennascope y el receptor cuando el ajuste ha sido obtenido. Siguiendo este ajuste, la longitud de la línea debe ser alterada en los casos la lectura de impedancia debe permanecer la misma en el circuito de entrada hasta correctamente puesto.

*Miscelánea.*—La medida de acoplamiento no ha sido limitada en la entrada del receptor. Similar procedimiento puede ser utilizado para ajustar acoplamientos de antenas u otros servicios similares. Otras medidas, como impedancias reflejadas en filtros de para bajos, etc., pueden ser efectuadas.

Tipos de antenas diferentes a las anteriormente indicadas y otros muchos circuitos que se utilizan por el aficionado pueden ser comprobados siguiendo los principios descritos. Muchos problemas han sido resueltos en los pocos meses con la misma rutina que diariamente se utiliza el óhmetro en pruebas diariamente.

# ANTENNASCOPE-54

WILLIAM M. SCHERER \*

Traducido de "C. Q."

El *Antennascope* y el *Antennascope-54* son muy sencillos puentes de radiofrecuencia previstos para la medición de la frecuencia de resonancia de las antenas y de su impedancia de resonancia. Se los puede emplear, sin embargo, para una gran variedad de otras mediciones, y la segunda parte de este artículo se ocupará de esta cuestión.

Como es usual en los circuitos puentes, el elemento variable ( $R_1$ ) se ajusta buscando el cero del dispositivo indicador (*detector*). El valor del elemento desconocido está dado por la calibración de  $R_1$ . Dado que los brazos de relación  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  son resistencias puros, el elemento desconocido debe ser también resistente para que el equilibrio sea posible. La configuración básica de este simple puente es la que se da en la fig. 1. En la fig. 2, en cambio, dase el diagrama esquemático completo del *Antennascope-54*.

La impedancia que la antena presenta sólo es resistente pura a resonancia. El puente que constituye la parte esencial del *Antennascope* no podrá ser llevado a equilibrio hasta tanto la frecuencia del generador de *r.f.* que lo alimenta no coincida con la frecuencia de resonancia de la antena en cuestión. De este modo, el *Antennascope* provee un medio excepcionalmente seguro de verificar el punto de resonancia de una antena con precisión y rapidez. Es en la solución de estos dos problemas: medición de la resistencia de radiación y de la frecuencia de resonancia de una antena, donde el constructor encontrará más útil el instrumento que nos ocupa.

El rango útil de resistencia del *Antennascope* extiéndese entre 10 y 500 ohms. En la unidad original este rango se cubría con una sola escala, y el resultado era un amontonamiento de las lecturas inferiores a 100. En la nueva versión, provéense dos escalas: una escala *alta*, que da lecturas claras entre 50 y 500 ohms, y una escala *baja*, que proporciona buenas lecturas entre 10 y 100 ohms. Pueden medirse valores comprendidos entre 0 y 10 ohms, o entre 500 y 1.000 ohms ayudándose con resistencias externas.

El instrumento está previsto para utilizar con un ondámetro dinámico ("grid-dipper") como fuente de *r.f.*

## CONSTRUCCION

En el diagrama del circuito del *Antennascope-54* (fig. 2) los únicos componentes críticos son las resistencias variables  $R_1$  y  $R_{1a}$ . La sensibilidad del cristal tiene también su importancia, y de ella se hablará más adelante.

Desde el punto de vista de lo ideal,  $R_1$  y  $R_{1a}$  debieran ser resistencias perfectamente no reactivas, de modo que se tendrá presente que *no cualquier potenciómetro* del valor especificado va a andar bien. Todos los potenciómetros que hemos usado y medido exhiben alguna proporción de capacitancia e inductancia internas. Cuando éstas son excesivas, el potenciómetro no es adecuado para la función a la que se lo destina, especialmente para las frecuencias más altas.

En el modelo original del instrumento empleábase un potenciómetro Centralab



rámica del tipo de botón (Centralab ZA-751) son ideales en virtud de su baja inductancia. Si el instrumento no ha de emplearse arriba de los 30 Mc/s, pueden emplearse condensadores de mica o los cerámicos tubulares o de disco.

En el *Antennascope* original se recomendó el uso del diodo de cristal 1N23. Desde entonces, ese diodo ha sido superado en estabilidad y sensibilidad por el tipo 1N23B, a la vez que se encuentran en el mercado una gran variedad de diodos adecuados para el empleo en FUE. Algunos de éstos son bastante más baratos que la serie de los 1N23, y ofrecen a menudo la ventaja adicional de un estilo de montaje más sencillo.

Las sensibilidades comparadas que hemos tenido oportunidad de medir durante el desarrollo del instrumento que describimos son las siguientes:

1N23B	100 % (Sylvania).
1N23A	95 % (Sylvania).
G7A	93 % (Gral. Electric).
1N58	65 % (Sylvania).
1N34	65 % (Sylvania) *.
CK710	60 % (Raytheon).

\* Muy sensible a la frecuencia y pobre para las frecuencias muy altas.

Puesto que el *Antennascope* será, en general, empleado con una fuente de r.f. de muy baja potencia, la sensibilidad total dependerá también del movimiento del indicador que se emplee. Recomendase un movimiento de 200 microamperes a plena es-

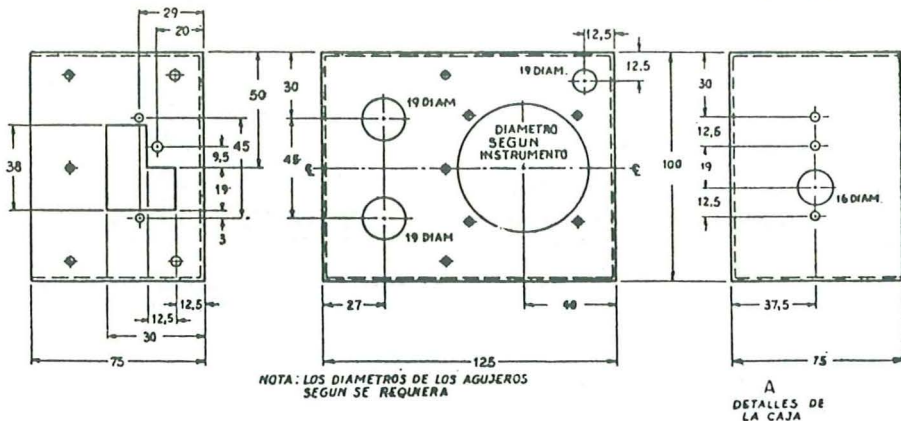
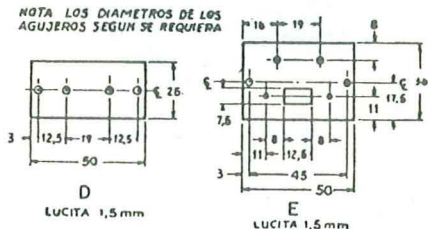
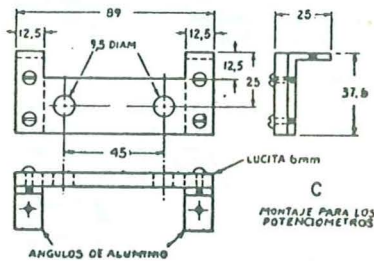
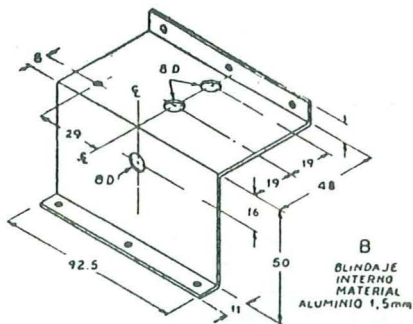
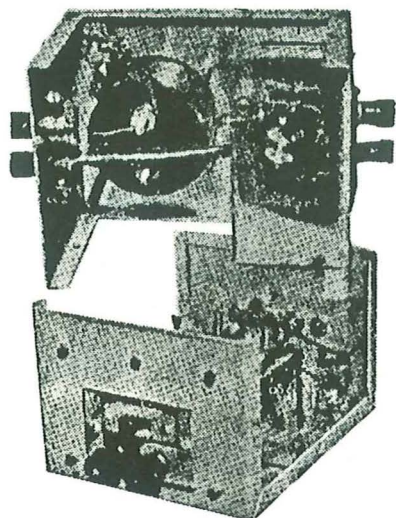


Fig. 4. — Detalles de las partes mecánicas

cala, con una resistencia interna de 1.000 ohms. En la segunda parte de este artículo se describirá el *Antennascope Junior*, que no lleva instrumento indicador incorporado, y reduce así el costo aprovechando el microamperímetro de cualquier "tester" como indicador de cero.

La fig. 3 muestra claramente los detalles principales de la disposición mecánica del



Vistas del Antennascope

conjunto. La unidad está construída en una caja BUD Minibox CU-2105 (75 × 100 × 125 mm.), en la cual dispónese un blindaje interno doblado y perforado según las indicaciones de la fig. 4. La misma figura ilustra las perforaciones y cortes que deben practicarse en la caja. Obsérvese en particular el corte irregular que lleva uno de los frentes de la caja (vista A de la fig. 4), el cual deja espacio libre para los terminales de conexión y para la llave de alcance.

Los terminales  $R_x$  están montados sobre una pieza de lucita (ver vista E de la fig. 4), la que a su vez se fija sobre el corte en la parte de arriba de la caja. En la misma pieza móntase la llave de alcances, con el objeto de reducir la capacitancia entre las partes de la llave y la caja.

Los controles  $R_1$  y  $R_{1a}$  se montan a continuación, directamente debajo de los terminales para  $R_x$ , también sobre una tira de lucita de 6 mm. de espesor. Esta pieza aislante se corta y perfora como está indicado en la vista C de la fig. 4. Deberán practi-

carse dos perforaciones de 20 mm. de diámetro en el panel frontal de la caja con el objeto de dejar pasar los ejes de los potenciómetros *sin* que hagan contacto con la chapa.

Los terminales para el generador de r.f. se montan en el fondo de la caja. El terminal vivo se conecta a un pequeño trozo de cable coaxil RG-59/U, que pasa a través de un agujero que al efecto lleva el blindaje interno. El otro extremo del coaxil va directamente a  $R_1$  y  $R_{1a}$ .

Las conexiones entre las diferentes partes de los brazos del puente deben hacerse tan cortas como sea posible, con el objeto de reducir a un mínimo la inductancia y prevenir la posibilidad de que ocurran acoplamientos indeseables. La mínima longitud es particularmente importante para las conec-

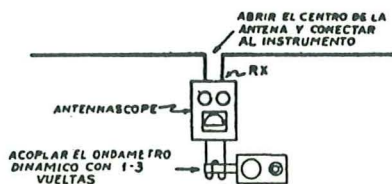
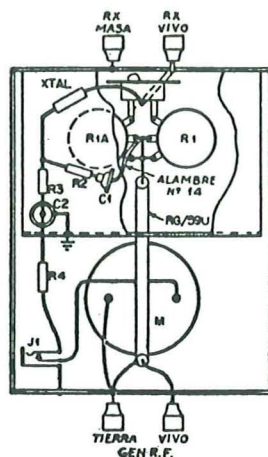


Fig. 5.—Arriba, detalles de las conexiones; y, abajo, vista de arriba del instrumento

xiones que van de los potenciómetros a la llave de alcances y del terminal vivo de  $R_x$  a la llave. Por esta razón,  $R_1$  y  $R_{1a}$  han sido montados y orientados de tal modo que sus terminales pueden ser soldados casi directamente a los de la llave. El terminal co-

respondiente al elemento corredizo de la llave va directamente a un terminal de soldar sujetado por el terminal vivo de Rx.

El diodo de cristal que se ve en las fotografías que ilustran la construcción de la unidad es el G7A, el cual está sostenido en su lugar por sus propios terminales.

El primer paso hacia la calibración del *Antennascope-54* consiste en conectar un ohmímetro de buena precisión entre el terminal vivo de Rx y el terminal vivo de entrada del generador de r.f. Llévase la llave de alcances hacia la izquierda con el objeto de poner en circuito R<sub>1</sub>, para el alcance de 10 a 100 ohms, y márquese la escala de resistencias de este potenciómetro a intervalos de 2 ó de 5 ohms.

Pásese ahora la llave a la posición contraria para poner en circuito R<sub>1a</sub>, y márquese igualmente la escala de resistencias de este potenciómetro a intervalos de 20 y 50 ohms. No se asombre al comprobar que la resistencia aumenta en un potenciómetro en sentido opuesto que en el otro, ya que ello es consecuencia de la forma de conexión adoptada para abreviar las conexiones.

Puede ahora verificarse la calibración por medio de una medición. Acóplese primero el *Antennascope* al ondámetro dinámico (ver figura 5) y conéctese como Rx una resistencia de composición de 50 ohms. Póngase el ondámetro dinámico en 20 Mc/s y pásese la llave de alcances a la escala *baja*, verificando si se obtiene el equilibrio en la posición que corresponde a los 50 ohms en la escala. Pásese al alcance *alto* y verifíquese asimismo el punto de equilibrio. Acciónese cada control varias veces para comprobar si hay o no juego en el movimiento.

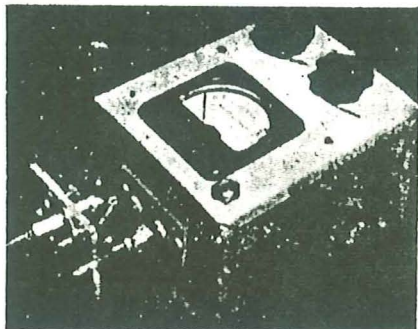
Los mínimos deben aparecer muy pronunciados en el indicador. Si sólo se observa una disminución de la lectura en lugar de un cero casi absoluto, el *Antennascope* no está trabajando correctamente. Pruébese primero con otras resistencias, ya que la primera podría ser muy reactiva a esa frecuencia. Es muy importante que las conexiones entre el instrumento y la resistencia que se mide sean muy cortas, y que la resistencia misma no sea reactiva. Aunque parezca extraño, muchas resistencias son notablemente reactivas.

Una vez que se ha obtenido un cero en el instrumento, es fácil verificar que la longitud de las conexiones a la resistencia que se mide afecta notablemente el equilibrio. No

se usen resistencias conectadas en paralelo en este ensayo. Prefiéranse resistencias individuales, no reactivas, de medio watt.

Los ceros mal definidos se deben, en general (si el elemento que se mide no es reactivo), a acoplamientos parásitos en el *Antennascope-54*, pero si se respeta la disposición de partes y conexiones ilustradas por las figuras, no debería tropezarse con un inconveniente semejante.

El *Antennascope Jr.* cumple esencialmente los mismos propósitos que el *Antennascope-54*. Sin embargo, tiene una sola escala



de impedancias y está proyectado para ser usado en combinación con un instrumento de medición externo.

Con referencia a la fig. 1, en la que R<sub>1</sub> tiene una resistencia máxima de 500 ohms., el rango de impedancias del *Antennascope Junior* es de 10 a 500 ohms., pero la escala resulta muy amontonada en el extremo inferior. Cuando el instrumento ha de usarse corrientemente para impedir impedancias bajas, puede usarse 100 ohms. en la posición R<sub>1</sub>. Cuanto más sensible es el instrumento indicador externo, tanto mejor. Un multímetro de 20.000 ohms. por volt. trabaja muy bien cuando se lo emplea con el selector de alcances en el rango de c. c. más bajo.

#### Detalles de construcción.

La fig. 2 es lo suficientemente clara como para que no sean necesarias instrucciones de armado muy detalladas. Siguiendo estrictamente la construcción ilustrada no han de experimentarse dificultades de ninguna clase. Observéense y respétese el montaje de R<sub>1</sub>.

Está montada esta resistencia sobre un bloque de poliestireno (parte B), el que a su vez está mantenido a unos 6 mm. de la tapa de la caja metálica por medio de dos tornillos 6-32 que, pasando por agujeros practicados en la cara anterior de la caja, se roscan en el bloque de poliestireno. No es

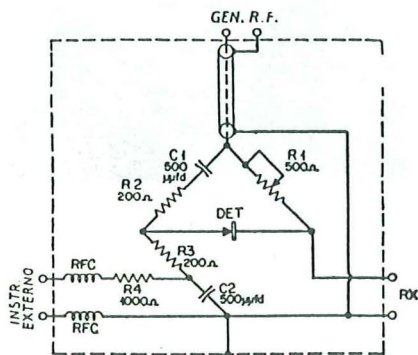


Fig. 1.—Diagrama esquemático de conexiones y lista de partes del Antennascope Jr. Esta unidad ha sido diseñada para utilizar con instrumento indicador externo.

$C_1, C_2$  — 500 a 1000  $\mu\mu\text{F}$ , tipo botón. La capacitancia exacta no tiene importancia, pero los dos deben ser iguales. (Centralab Za-751).

$R_1$  — Potenciómetro de 100 ó de 500 ohms. (Allen Bradley J u Ohmite AB)

$R_2, R_3$  — 200 ohms,  $\frac{1}{2}$  watt, no inductivos. El valor exacto no es crítico, pero los dos resistores deben tener el mismo.

$R_4$  — 1000 ohms.  $\frac{1}{2}$  watt.

RFC<sub>1</sub>, RFC<sub>2</sub> — Chokes de RF de 2,5 mH, 50 mA.

Det — Diodo de cristal G.E. G7A o Sylvania IN23B.

Instrumento externo - Alcance de 50 a 200  $\mu\text{A}$ . (Ver texto).

Construido en una caja Minibox de 60×60×100 mm.. aprox.

necesario insistir sobre la importancia de hacer cortas las conexiones.

Una vez terminada la construcción, la prueba y la calibración se hacen del mismo modo que en el caso del *Antennascope-5j*.

### Uso del Antennascope.

Cualquiera de los dos modelos de *Antennascope* descritos pueden usarse para cualquier fin donde resulte satisfactorio el empleo de un puente de RF de resistencia, de relación fija. Se los puede emplear para determinar la frecuencia de resonancia de antenas y líneas de alimentación, la resistencia de radiación de una antena, el factor de velocidad de propagación de una línea de alimentación, las relaciones de onda estacionaria en las líneas y la impedancia de entra-

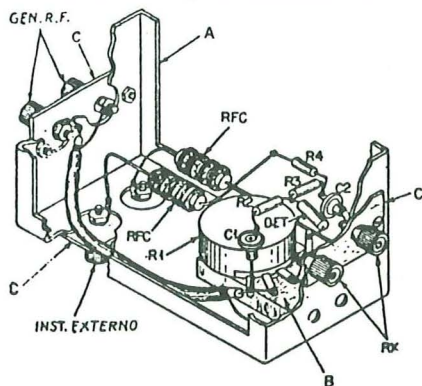


Fig. 2.—Vista interior de las conexiones del Antennascope Jr. descrito en el texto.

da de los receptores, para citar sólo algunos ejemplos de aplicación.

El *Antennascope* se complementa perfectamente con el ondámetro dinámico (grid-dip meter) dados el gran rango de frecuencias y la portabilidad de éste, pero se lo puede emplear con cualquier otro generador de RF que cubra las frecuencias de medición requeridas con un nivel de potencia no mayor de 1 watt.

El *Antennascope* debe ser acoplado inductivamente al generador. El acoplamiento debe ser el suficiente para tener plena deflexión del instrumento con los terminales  $R_x$  abiertos y  $R_1$  en la posición correspondiente aproximadamente al valor de impedancia que espera medirse. En el caso de emplearse un ondámetro dinámico como generador, bastará por lo común con una espira de alambre arrollado alrededor de la bobina del ondámetro cuando la frecuencia es mayor que 15 Mc/s y con dos o tres vueltas en las frecuencias más bajas.

A veces, al variar el acoplamiento entre el puente y el generador, ocurre una variación aparente del valor medido. Este fenómeno es indicación de que hay excesivo acoplamiento capacitivo entre los dos aparatos. Un remedio eficaz consiste en utilizar un acoplamiento blindado electrostáticamente. Otro, se basa en el empleo de un transformador de acoplamiento provisto de blindaje electrostático entre los arrollamientos. Véanse las figs. 5 y 6.

El acoplamiento por transformador es especialmente indicado cuando se trabaja sobre

instrumento del ondámetro porque el excesivo acoplamiento puede llevar a cero la corriente de reja. Si tal es el caso, disminuirase el acoplamiento.

#### Determinación de las características de las líneas de alimentación.

*Líneas de un cuarto de onda.* Póngase  $R_1$  en "cero" y, con los terminales  $R_x$  abier-

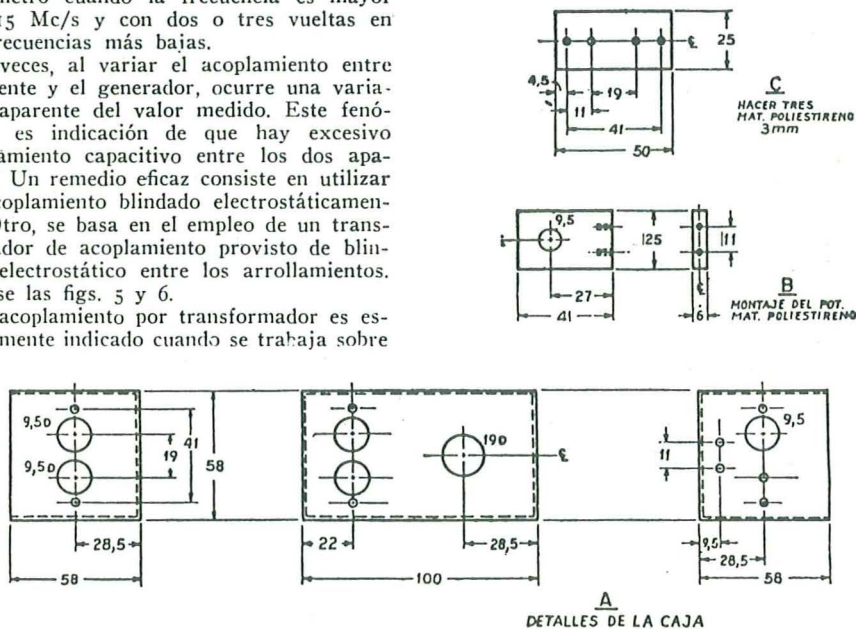


Fig. 3.--Detalles de la caja del *Antennascope Jr.* y soportes aislantes.

líneas balanceadas. Además, el *Antennascope* y la línea deben estar aislados con respecto a la tierra y cualquier masa metálica importante con el objeto de reducir el desbalance capacitivo. Tratándose de una línea coaxial el conductor externo debe unirse siempre al terminal  $R_x$  puesto a masa.

Para lograr la máxima precisión, verifíquese siempre la frecuencia suministrada por el ondámetro dinámico por medio de un receptor calibrado u otro frecuencímetro de bastante precisión. Asimismo, al ajustar el puente en busca del equilibrio, puede resultar necesario retocar ligeramente el ajuste del ondámetro para compensar el ligero corrimiento de frecuencia causado por la variación de la carga. Diremos de paso que las variaciones indicadas por el instrumento del ondámetro carecen de significación en esta aplicación. Sin embargo, al obtenerse el cero en el puente, conviene echar una ojeada al

ajústese el acoplamiento con el generador para tener plena deflexión en el instrumento del puente. Conéctese la línea a los terminales  $R_x$ . Déjese el otro extremo de la línea abierto. Sintónícese el generador a la frecuencia *más baja* que produce una condición de equilibrio en el puente.

Para esta frecuencia la longitud eléctrica de la línea es de un cuarto de largo de onda. Su largo físico satisfará la fórmula:

$$FMc = \frac{75}{L_m} \cdot VP \quad (1)$$

donde  $FMc$  es la frecuencia en megaciclos,  $L_m$  la longitud en metros y  $VP$  el factor de velocidad de propagación de la línea.

Cuando se trata de llevar una línea a resonancia con un propósito determinado, debe quedar en su lugar durante la medición cualquier accesorio que se use normalmente

con ella, puesto que todo cambio de posición de los mismos puede afectar la condición de resonancia.

También se encontrarán "ceros" en el puente para todas las armónicas impares de la frecuencia antes determinada, ya que toda la línea resonante "se repite" cada medio largo de onda. El mismo efecto ocurre cuando se mantiene constante la frecuencia y se aumenta la longitud.

*Transformación de impedancias con líneas de un cuarto de onda.* Déjese el generador ajustado a la frecuencia antes determinada y conéctese un resistor no inductivo en el extremo remoto de la línea. Reajústese  $R_1$

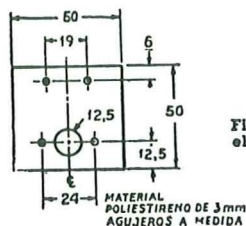


Fig. 4. — Montaje para el acoplador electrostático

buscando la nueva condición de equilibrio, retocando también, ligeramente y si es efectivamente necesario, la frecuencia del generador.

La resistencia ahora indicada por  $R_1$  debe estar relacionada a la resistencia conectada en el extremo remoto de la línea de la siguiente manera:

$$Z_e = (Z_0)^2 / Z_r \quad (2)$$

donde  $Z_e$  es la resistencia medida en el puente,  $Z_0$  la impedancia característica de la línea y  $Z_r$  la resistencia con que se carga la línea. Esta propiedad transformadora de la línea es la que se aprovecha en la construcción de los adaptadores de un cuarto de onda.

La Ec. 2 puede escribirse del siguiente modo, con el fin de poder calcular la impedancia característica:

$$Z_0 = \sqrt{Z_r Z_e} \quad (3)$$

donde los símbolos tienen el mismo significado que más arriba.

Cuando resulta imposible obtener el nuevo "cero" variando la posición de  $R_1$ , es posible que el valor de la impedancia invertida quede fuera del alcance del puente. Pruébese entonces con un valor diferente de la resistencia de prueba. Valores convenientes, cuando se conoce aproximadamente la im-

pedancia característica de la línea, son la mitad y el doble, aproximadamente, de la impedancia característica.

*Líneas de media onda:* Se emplea la misma instalación en que en el caso de la línea de cuarto de onda, con la diferencia de que ahora el extremo remoto de la línea se pone en cortocircuito. La más baja frecuencia a la cual se obtiene un "cero" es la frecuencia para la cual la línea representa eléctricamente un medio largo de onda. "Ceros" similares han de encontrarse en cualquier frecuencia que sea un múltiplo entero de la anterior.

Las fórmulas correspondientes a las líneas de media onda son las siguientes:

$$L_m = \frac{150}{F_{Mc}} \cdot VP; \text{ y } F_{Mc} = \frac{150}{L_m} \cdot VP \quad (4)$$

Colocando una resistencia no inductiva en lugar del puente de cortocircuito en el extremo remoto, volverá a obtenerse "cero" cuando  $R_1$  esté ajustado precisamente al valor de la resistencia de carga. Esto prueba que la carga conectada a través de los terminales de salida de una línea se va repitiendo cada medio largo de onda a lo largo de la misma.

*Velocidad de propagación:* El factor de velocidad de propagación, que es una constante para cada tipo de línea, se puede calcular despejando el valor VP en las Ecs. 1 y 4, según el caso, y sustituyendo en ellas los valores de la longitud medida y de la frecuencia determinada. Se tienen así las siguientes ecuaciones:

$$VP = \frac{F_{Mc} \cdot L_m}{75}; \text{ y } VP = \frac{F_{Mc} \cdot L_m}{150} \quad (5)$$

VP varía entre 0,95 para las líneas abiertas a alrededor de 0,68 para las líneas coaxiales con aislación de polietileno.

#### Mediciones en las antenas.

Aunque el ondámetro dinámico es por sí solo suficiente para determinar la frecuencia de resonancia de una antena, su empleo en combinación con el *Antennascope* permite obtener al mismo tiempo el valor de la resistencia de radiación.

*Dipolos de media onda.* Cuando el centro es accesible, los dipolos de media onda pueden verificarse del modo ilustrado en la figura 5 del artículo anterior. Abrase el dipolo por el centro y conéctese el puente con alambres muy cortos. Sopórtese el instrumento por las conexiones mismas o por

medio de una atadura. No se lo sostenga con la mano, puesto que con ello puede producirse un desequilibrio importante.

Llévese  $R_1$  a la posición correspondiente a aproximadamente 50 ohms, y varíese la frecuencia del generador hasta conseguir el mejor "cero". Reajústese  $R_1$  y repítase el proceso hasta conseguir un "cero" completo. La frecuencia de resonancia de la antena es la frecuencia a que queda sintonizado el generador y la resistencia de radiación la indicada por  $R_1$ .

La resistencia de radiación de una antena de media onda varía entre 10 y 100 ohms., dependiendo el valor exacto de la altura sobre la tierra y de la proximidad de otros objetos. Los mismos factores afectan también a la frecuencia de resonancia. Para una buena aproximación, la longitud física puede calcularse con la fórmula

$$L_m = \frac{150 \times 0,95}{FMc} \quad (6)$$

Cuando el centro de la antena no es accesible, debe emplearse el esquema ilustrado en la fig. 6A. Se lo recomienda también cuando se trata de frecuencias superiores a 75 Mc/s., para las cuales la presencia del instrumento en el campo de la antena degrada la precisión de la medición. Utilícese el *Antennascope* para cortar una línea a medio largo de onda (o un múltiplo entero de medios largos de onda). Conéctese la línea así cortada entre la antena y el *Antennascope* y procédase como en el caso anterior.

Si la antena es demasiado larga, se obtendrá el "cero" para una frecuencia menor que la correcta. Al revés, si la antena es demasiado corta, se obtendrá el equilibrio para una frecuencia más alta que la deseada. Háganse los ajustes necesarios en la antena para llevar la frecuencia de resonancia al valor deseado, pero no se modifique el largo de la línea auxiliar.

Para este ensayo puede emplearse una línea de cualquier impedancia, en tanto que ella sea de medio largo de onda para la frecuencia de trabajo. Puede emplearse la línea de alimentación prevista para la antena de que se trata siempre que se la corte a la longitud necesaria. Después que se ha hecho resonar la antena, puede restablecerse la longitud de la línea en la medida conveniente para llegar al transmisor.

Llévese la línea en ángulo recto con la antena por lo menos por el espacio equivalente a un cuarto de onda antes de doblarla. Con ello se impedirá que el campo de la antena desbalancee la línea e introduzca un error en la medición. El desbalanceo de la

línea puede comprobarse invirtiendo las conexiones en los terminales  $R_x$ . Cuando la línea está bien balanceada poca o ninguna diferencia debe resultar en la medición a consecuencia del cambio.

*Dipolos plegados*: Los dipolos plegados se ajustan del mismo modo que los otros dipolos. Los valores de impedancia que pueden esperarse estarán entre 100 y 400 ohms. También puede encontrarse un segundo "cero" para una impedancia del orden de los 500 ohms. y una frecuencia algo diferente. Con referencia a la fig. 6-B, la longitud  $A$  determina la frecuencia natural de la antena, pero eléctricamente las secciones  $B$  y  $C$  re-

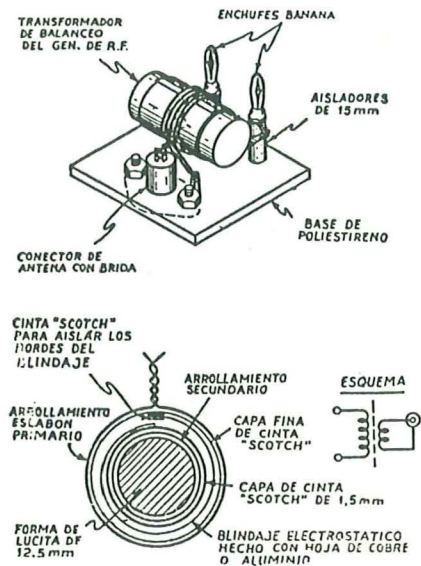


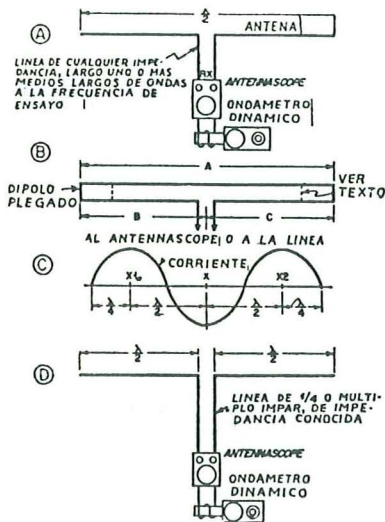
Fig. 5.—Detalle del acoplador electrostático. Utiliza 3 ó 4 vueltas en el primario y 25 en el secundario, según la frecuencia.

suenan a una frecuencia menor, determinada principalmente por el material aislante de la antena. Este efecto carece de importancia en las antenas abiertas, pero en las antenas hechas con línea de 300 ohms. con aislamiento sólido la diferencia entre las dos frecuencias de equilibrio puede ser muy notable. El resultado es que se pierden parcialmente las características de banda ancha de la antena.

Un remedio consiste en poner el "cero" de más alta frecuencia en el valor de frecuencia deseado y tender puentes a través de los alambres de la antena equidistantes de los extremos y en la posición conveniente para llevar a coincidencia las dos frecuencias de equilibrio. En las antenas hechas con

cable de 300 ohms. los puentes deben colocarse a una distancia de los extremos equivalente a un 7 % de largo de la antena.

**Antenas armónicas:** Las distribuciones de corriente y de impedancia de las antenas que trabajan en frecuencias armónicas de la fundamental varían de armónica en armónica. La fig. 6 muestra la distribución de corriente que se da en la antena de tercera armónica, también llamada de tres medias ondas. Obsérvese que la antena contiene tantos puntos de alta corriente como medias ondas hay en ella. Para analizar la antena, el *Antennascope* puede conectarse a cualquiera de los puntos de alta corriente. También puede obtenerse el equilibrio interponiendo una línea



de baja impedancia entre el instrumento y cualquiera de los puntos de alta corriente, aunque se obtiene el mejor equilibrio cuando la alineación se hace tan próxima al centro como sea posible. En general, el primer punto de alta corriente ocurre en la antena a  $1/4$  de onda del extremo y se va repitiendo cada media onda.

Cuando el instrumento indicador del *Antennascope* indica la presencia de una corriente aun antes de acoplar el generador de RF, ocurre sin duda que la antena está captando energía de RF posiblemente de alguna poderosa estación de radiodifusión próxima. Enchufando un par de teléfonos en  $J_1$  del *Antennascope-54* o conectándolos en serie con el instrumento externo en el *Antennascope Jr.* será posible identificar la estación que interfiere.

A menudo, invirtiendo las conexiones en los terminales  $R_x$ , reduce a "cero" la señal molesta. O, si ella es muy fuerte, puede modularse el generador con un tono para llevarse a equilibrio el *Antennascope* ayudando con el teléfono (buscando el mínimo del tono de modulación). De lo contrario, habrá que esperar a que la estación interferente apague.

### Mediciones de impedancias altas.

En ocasiones resulta necesario medir impedancias altas, como por ejemplo, la impedancia de alimentación de formaciones colineales como las de la fig. 6D. En tales casos puede emplearse una línea de  $1/4$  de onda con el objeto de llevar la impedancia a medir a un valor comprendido en el alcance del *Antennascope*. Conociendo la impedancia característica de la línea y el valor de  $R_1$  ( $Z_s$ ) necesario para producir un "cero", la impedancia desconocida se calcula fácilmente con la fórmula (2) o la (3):

$$Z_r = (Z_0)^2 / Z_s$$

Con una línea de  $1/4$  de onda, de 300 ohms., una impedancia de 1.000 se transforma en una de 90; una de 2.000 en 45, etc.

Para tener resultados exactos, la línea auxiliar debe tener un cuarto de onda a la frecuencia de trabajo y las dos mitades de la antena deben resonar a exactamente la misma frecuencia.

### Medición de impedancias muy bajas.

El punto de alimentación de las antenas direccionales con elementos parásitos y las antenas móviles para frecuencias bajas pueden tener impedancias de menos de 10 ohms. Aun cuando estas impedancias pueden ser invertidas usando una línea de  $1/4$  de onda, existe un método más sencillo para medirlas.

Conéctese simplemente un resistor no inductivo entre el terminal  $R_x$  vivo y la impedancia a medir. La impedancia medida será igual a la impedancia desconocida más la resistencia agregada. Por ejemplo, si se usa un resistor de 50 ohms., y el *Antennascope* indica 54 ohms., la resistencia desconocida es evidentemente de 4 ohms. \*

### Antenas verticales.

Para determinar las características de una antena de un cuarto de onda, conéctese

\* Conviene medir la resistencia auxiliar con el mismo *Antennascope*, a la frecuencia de trabajo. (N. del T.).

el *Antennascope* entre la antena y la tierra o entre la antena y el plano artificial de tierra. La resistencia de radiación estará comprendida entre 30 y 35 ohms.

La impedancia en el punto de alimentación se aumentará inclinando hacia abajo los radiales. El *Antennascope* indicará cuánto se ha alcanzado el valor de 50 necesario para adaptar correctamente un cable de la misma impedancia. Las antenas móviles, cargadas de cualquier manera, pueden ser analizadas del mismo modo que las antenas verticales comunes. Su impedancia en el punto de alimentación puede ser de 5 ohms. o menos. Por lo tanto, se necesita agregar una resistencia en serie para poder hacer la medición.

### Formaciones parásitas.

El elemento excitado de la formación se ajusta con el *Antennascope* del mismo modo que un dipolo simple. La impedancia estará casi siempre comprendida entre unos pocos y 100 ohms. No debe uno sorprenderse si dos formaciones aparentemente iguales muestran resultados muy diferentes en el *Antennascope*. Asimismo, tampoco es raro descubrir más de una frecuencia de equilibrio en una formación determinada de espaciado corto. En una formación de 3 elementos, por ejemplo, pueden darse "ceros" parciales a las frecuencias propias de resonancia del director y del reflector, así como a la frecuencia de resonancia del radiador. Prestando la debida atención a la fórmula de la longitud normal se evitarán confusiones al respecto.

Normalmente, el reflector es 5 por 100 más largo y el director 4 por 100 más corto que el radiador. Variando las longitudes, difícilmente se modifica la ganancia de la formación, pero sí la frecuencia de resonancia y la impedancia de alimentación. Los ajustes de longitud sólo pueden hacerse razonablemente con ayuda de un medidor de intensidad de campo.

### Medición de la relación de ondas estacionarias.

La relación de ondas estacionarias en una línea puede medirse de diferentes maneras

con ayuda del *Antennascope*. Cuando el *Antennascope* indica un "cero" completo, cuando  $R_1$  se ajusta al valor de la impedancia característica de la línea y la frecuencia del generador a la frecuencia de resonancia de la antena, la relación de ondas estacionarias es evidentemente de 1 : 1.

Cuando la línea no es plana, comparando la impedancia característica de la línea ( $Z_0$ ) con el valor indicado por  $R_1$  ( $Z_s$ ) correspondiente al equilibrio, indica la R.O.E. por medio de la fórmula:

$$ROE = Z_0/Z_s \text{ ó } ROE = Z_s/Z_0$$

El *Antennascope* puede ser calibrado directamente en valores de R.O.E. Colóquese  $R_1$  en el valor igual a la impedancia característica de la línea. Ajústese la salida del generador de RF de modo que el instrumento deflexione a plena escala con los terminales  $R_x$  abiertos. Sin alterar ninguno de estos ajustes, conéctense diferentes resistencias no inductivas a través de  $R_x$ , y obsérvense las deflexiones del instrumento del puente. Una resistencia igual a  $R_1$  producirá una deflexión nula. Resistencias más altas y más bajas producirán indicaciones correspondientes en el medidor. Puede prepararse una curva que represente valores de R.O.E. en función de la indicación del instrumento entre límites convenientes. Para el uso posterior,  $R_1$  debe llevarse al valor predeterminado, y se determinará la R.O.E. comparando la deflexión indicada con la curva de calibración.

Como otros puentes resistivos de RF, los dos últimos métodos para determinar la R.O.E. dan resultados enteramente exactos solamente cuando la antena es resonante y la línea es un múltiplo entero de  $1/4$  de onda en la frecuencia de prueba, dado que estos puentes no pueden evaluar la componente reactiva de impedancia, que de otro modo se hallará presente.

### Otros usos del *Antennascope*.

Muchos otros usos adicionales del *Antennascope* se sugerirán con la experiencia del lector.

# Antenas

Por WILLIAM I. ORR, W 6 SAI  
48 Campbell Lane, Menlo Park, CA 94425

Traducido de «CQ», abril de 1977

## Proyecto, construcción, realización y alguna ficción

Pendergast empujó la puerta y pasó al centro de la habitación. Se movió sacudiéndose como un perrillo y la lluvia que empañaba su ropa cayó en forma de cascada al suelo, formando un pequeño charco de agua a sus pies.

—Esta no es una noche apropiada para hombres ni para bestias —exclamó al mismo tiempo que se quitaba su chaquetón impermeable—. No hay antena que trabaje esta noche ni durante los próximos cuarenta días y noches, a juzgar por el aguacero.

—Te equivocas —le contesté—. Estoy haciendo mi trabajo en el Interior seguro y seco.

El viento silbaba a través de las grietas de la puerta y la habitación trepidaba ligeramente a consecuencia de las fuertes ráfagas. Pendergast permanecía callado cerca de mi mesa de trabajo dentro de sus humedecidos zapatos y miraba por encima de mis espaldas.

—¿Qué es este cacharro? —preguntó—. ¿Algo nuevo?

—Míralo —le contesté, orgullosamente—. Es realmente un *punte de antena*.

—Yo tengo uno —balbució mi amigo—. Muy compacto, con un generador de ruidos

—Eso no es lo mismo —le Interrumpí—. Este no es un dispositivo «Ratón Mickey». Es un *punte de RF real*. Puede que no sea tan sofisticado como un puente radio generador, o un medidor de RX-Hewlett-Packard, pero trabaja bien para mediciones de antena, y su precio es mucho más asequible.

Pendergast miró atentamente el puente y murmuró:

—¡Hola! ¡Es magnífico! Háblame de este aparato.

Yo me levanté para que él se sentara en la silla de trabajo.

—Esto es un puente de antena que puede medir directamente la componente resistiva y reactiva de una antena o de cualquier dispositivo conectado a los terminales del puente. Es decir, es el puente de antena Millen 90673, nueva marca en el mercado. El puente de antena tiene una historia bastante interesante. Yo creo que el primero que dio resultados prácticos fue desarrollado por Bill Scherer, W2AEF, y descrito en la edición de CQ correspondiente a septiembre de 1950. El describió un *Anténascopio* (Fig. 1), que era un simple puente de RF que tenía una resistencia ajustable en uno de sus brazos. Esta hacía posible medir realmente la impedancia resistiva de una antena en prueba, porque cero del puente depende de la relación entre las impedancias del mismo. Como una antena es una resistencia pura a la frecuencia de resonancia, el puente queda equilibrado cuando la resistencia del potenciómetro es igual a la resistencia de radiación de la antena. Esto, por supuesto, es un sistema muy simple de determinar la resistencia de RF sobre un pequeño margen de cualquier dispositivo que se conecte al puente.

—¿Qué sucede si la antena es reactiva fuera de resonancia? —preguntó mi amigo.

—Que el cero del puente es imperfecto —contesté—. Este es uno de los problemas de este puente simplificado: sólo puede dar buenos resultados con una carga no reactiva. Cuanto más reactiva sea la carga que se esté midiendo, más pobre es el cero. Y el usuario no tiene medios para determinar si la reactancia es positiva o negativa, ni la magnitud de la reactancia. Además, el calibrado del puente depende de la calidad del potenciómetro, el cual es sensible a la frecuencia hasta obtener el cali-

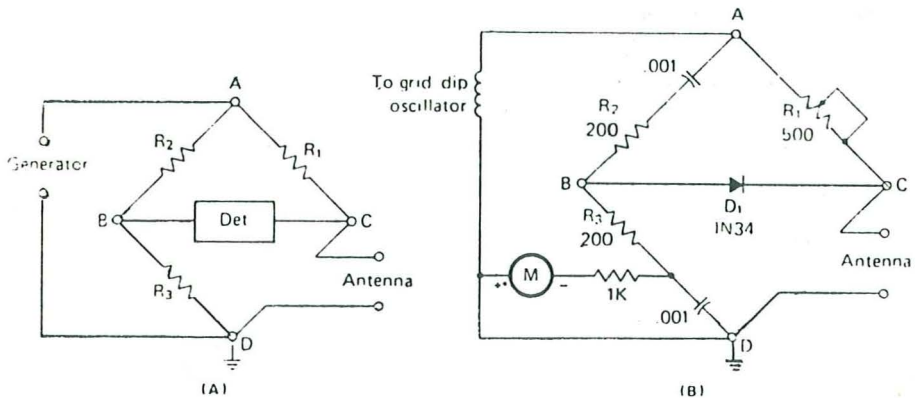


Fig. 1. (A) Unidad fundamental del puente. El detector indica cero cuando el puente está equilibrado (resistencia de antena igual a  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$ ). (B) Terminal de antena de W2AEF. Una rama del puente es una resistencia variable de carbón (potenciómetro de composición Centralab tipo M). El detector es un microamperímetro 0-200. Cuando el potenciómetro resulta igual a la resistencia de antena, el puente queda anulado.

Los condensadores se suman al puente para proporcionar el retorno de la cc para el circuito del medidor. Una anulación incompleta indica que la antena que estamos midiendo es reactiva (no resonante).

Leyenda de la figura:

una batería de 9 V.  
mínimo de rejá.

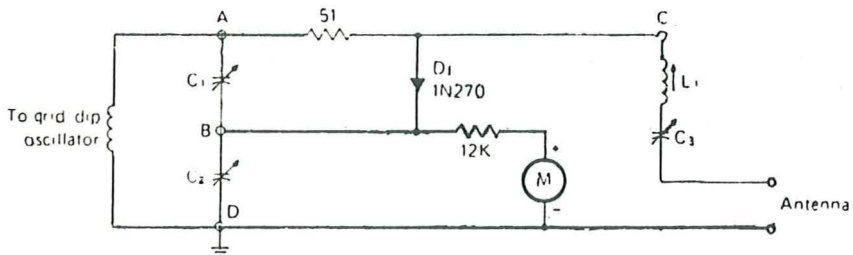


Fig. 2. Esquema simplificado de un puente de RF Macromatch. Los puntos A, B, C, D se corresponden con los mismos puntos de la figura 2. Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  forman una unidad; dos secciones idénticas montadas sobre el mismo eje y dispuestas de forma que cuando el eje es girado para aumentar la capacidad de una de las secciones la capacidad de la otra sección decrece. La inspección de la figura hace ver que este circuito es similar a los previamente discutidos, salvo que el condensador diferencia forma dos brazos del puente.

Una bobina y un condensador han sido agregados al brazo de «antena» del puente. Cuando  $L_1$  y  $C_3$  entran en resonancia serie a la frecuencia de la medida, el puente mide

la resistencia de la antena. La reactancia de la antena se compensa ajustando el condensador  $C_3$ , que está calibrado en ohmios. La bobina  $L_1$  permite hacer con el puente medidas positiva (inductiva) y negativa (reactancia capacitiva). Para alinear el puente, una resistencia conocida va colocada entre los terminales; el dial de resistencia ( $C_1$ ,  $C_2$ ) se ajusta para el mejor cero con el dial de reactancia ( $C_3$ ) puesto a cero. A continuación, la bobina equilibradora ( $L_1$ ) es ajustada hasta la lectura cero del puente.

Leyenda:

«To grid dip oscillator» = Al oscilador por mínimo de rejá.

brado. Como consecuencia, el puente de RF de resistencia simple es un instrumento de baja precisión. Una versión mejorada de puente de RF, llamado *Macromatch*, fue presentada en la edición del *QST* correspondiente a enero de 1972 (Fig. 2). Un condensador diferencial sustituye al potenciómetro en este proyecto, y el calibrado del dial del condensador está expresada en función de la carga resistiva. El condensador tiene dos secciones idénticas, montadas sobre el mismo eje, dispuestas de forma que cuando se hace girar al eje para aumentar la capacidad de una de las secciones la capacidad de la otra sección decrece.

—Ya comprendo —replicó Pendergast—. Eso resuelve el problema del potenciómetro, pero ¿qué pasa con la reactancia de la medida?

—El proyecto *Macromatch* lo resuelve —contesté—. Una inductancia  $L_1$  y un condensador  $C_3$  han sido agregados al brazo desconocido del puente. Estas unidades son variables y se ajustan a resonancia a la frecuencia de la medida. Cuando una carga, o antena, con resistencia y reactancia, es conectada al puente, el condensador diferencial se ajusta para equilibrar a cero la componente resistiva de la carga. Y luego se equilibra la componente reactiva variando el condensador  $C_3$ . Esto proporciona el cero total en el medidor. Si la carga exterior es inductiva, se necesita más reactancia capacitiva para establecer el equilibrio. Esto exige menos capacidad. Si la carga exterior es capacitiva, menos reactancia capacitiva es necesaria. Y esto exige más capacidad. Cuando ambas porciones, resistiva y reactiva, han sido equilibradas, el medidor *Macromatch* señala cero.

—Magnífico —dijo Pendergast, moviendo su cabeza en señal de admiración—. Y los dials ¿pueden ser calibrados en ohmios? No hay duda.

—El dial resistivo es calibrado directamente —repliqué—. La calibración del dial de reactancia es exacta solamente a una frecuencia. En este instrumento el dial está calibrado para la frecuencia de 1 MHz, y después se hacen las correcciones fácilmente dividiendo la lectura del día de reactancia por la frecuencia de la medida en MHz. Así, por ejemplo, para 14 MHz se divide la lectura del dial de reactancia por 14.

—Bien. ¿Qué hay sobre el nuevo puente de RF Millen? —preguntó Pendergast, mientras lo examinaba atentamente—. ¿Qué hay dentro de esta pequeña caja?

—Es una versión sofisticada del circuito del *Macromatch* —contesté—. El circuito Millen aparece rerepresentado en la figura 3. Un condensador diferencial es utilizado para la medida de la resistencia y una combinación bobina-condensador va colocada en

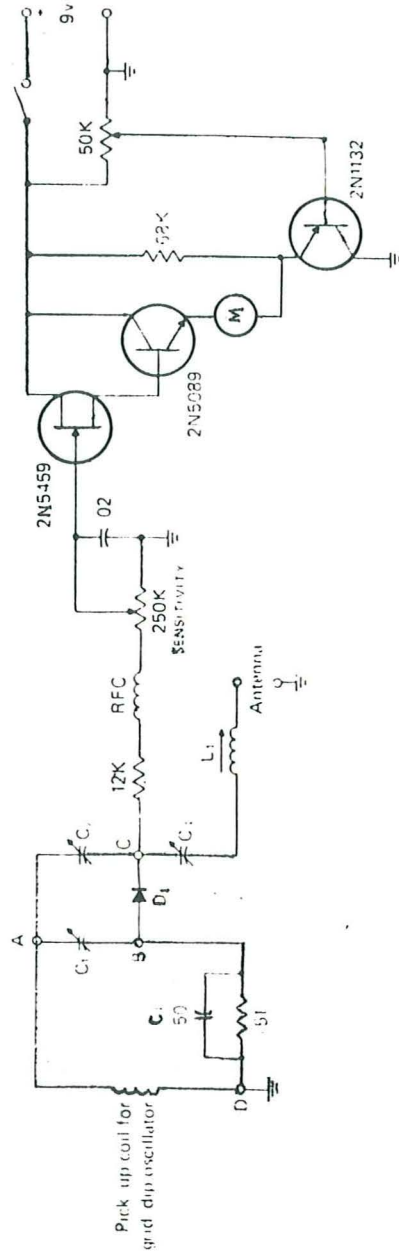


Fig. 3. Esquema simplificado del puente de RF Millen. El condensador diferencial  $C_1, C_2$ , es el dial de «resistencia» y el condensador  $C_3$  es el dial de «reactancia». El condensador  $C_3$  y la bobina  $L_1$  se ajustan hasta obtener el mejor cero a la frecuencia de trabajo del puente. Un detector de cero y un amplificador de cc proporcionan la lectura del medidor. El instrumento trabaja con «To grid dip oscillator» = Al oscilador por

serle con los terminales de carga. El condensador serle se utiliza como dispositivo para medir la reactancia. Con objeto de obtener una medida cero mejor, un circuito simple detector-amplificador ha sido agregado entre el medidor indicador y el puente.

—¿Qué utilizas para excitar el puente? —preguntó mi amigo.

—Bien; el puente necesita un nivel de señal comprendido entre 2 milivatios y 100 milivatios. Yo utilicé el oscilador por mínimo de rejilla Millen 90651. Esta es la función del tubo de vacío. La mayoría de los dispositivos por mínimo de rejilla de estado sólido no proporcionan suficiente salida para excitar el puente convenientemente. El puente trabaja sobre el margen de 170 kHz a 30 MHz, y puede ser utilizado con exactitud reducida hasta frecuencias tan altas como 60 MHz. El margen de resistencias del puente es de 10 a 150 ohmios y el dial de reactancias va calibrado desde 5 a 220 ohmios. Bobinas de reactancia enchufables son suministradas para cubrir las bandas de aficionado más altas.

—Bien, pero ¿has utilizado el puente? Y

¿cómo ha funcionado? —preguntó Pendergast mientras consultaba el manual de instrucciones.

—Sí lo he empleado —respondí—. Al mismo tiempo entregué a mi amigo una hoja de papel grafiado (Fig. 4). Aquí hay una gráfica de mi haz de 20 m, que representa la resistencia y la reactancia. También hice las mismas medidas con un puente de RF de la General Radio, y los resultados fueron casi idénticos. Además, el puente puede utilizarse para medir pequeños condensadores y bobinas en taller. He comprobado que me ha sido muy útil conocer las propiedades reactivas de mi antena. El medidor de ROE sólo nos dice algo de lo que nos interesa. El puente de RF nos dice el resto. Yo, ciertamente, no podría estar sin alguna forma de puente, y este nuevo Millen, en verdad, realiza su trabajo magníficamente. Es suficientemente ligero para ser transportado, y un oscilador por mínimo de rejilla llega justo hasta encima de la torre y realiza medidas exactas en la antena. Compruebe esto con un aparato comercial de cualquier tamaño. Yo suelo hacer todas

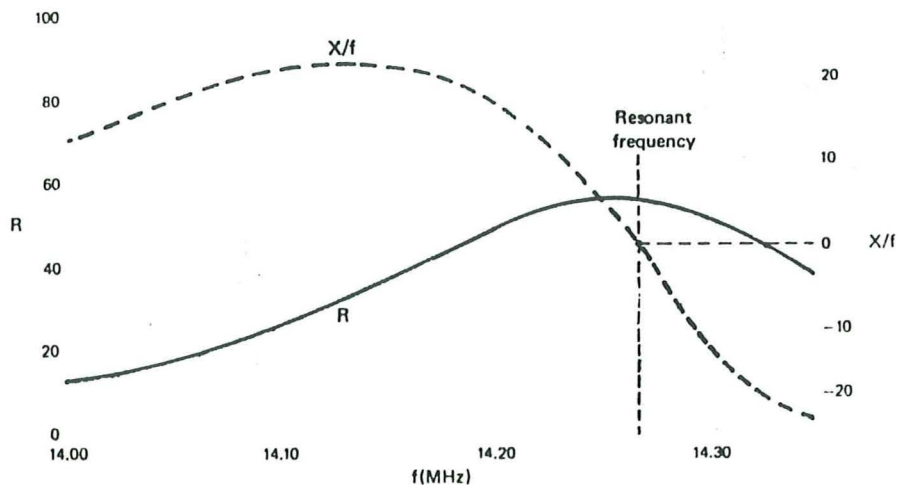


Fig. 4. Gráfica R-X de la antena de haz tri-banda confeccionada para 20 m. A la frecuencia de resonancia la resistencia de radiación de la antena es de unos 55 ohmios, pero varía dentro de un margen comprendido entre 12 y 56 ohmios a lo largo de toda la banda. La reactancia varía desde -25 ohmios en las proximidades de 14,15 MHz hasta -20 ohmios para los 14,35 MHz. Cuando se levanta la gráfica en

una Carta Smith, la ROE (relación de ondas estacionarias) en la línea de transmisión es 4,2 para los 14,0 MHz; de 2,4 para los 14,1 MHz; de 1,15 para los 14,26 MHz (frecuencia de resonancia), y de 1,7 para los 14,35 MHz.

Leyenda:

«Resonant Frequency» = Frecuencia de resonancia.

las medidas de mi antena en el extremo inferior de una línea de transmisión de mi onda de longitud eléctrica. Coloco todo encima de una mesa, situada en la base de la torre en vez de subir hasta la antena. Es fácil hacer desaparecer los efectos de la línea de transmisión, especialmente si se emplea una Carta Smith.

Pendergast reaccionó ligeramente ante la mención de la Carta Smith, y rápidamente cambió de conversación.

—¿Has recibido recientemente alguna correspondencia interesante? —preguntó.

—Sí —contesté—. He recibido una carta interesante de Mike, W5 OIB, quien recientemente ha realizado una serie de pruebas comparando un lazo cuádruple de 40 m y una plana terrestre de 40 m. El lazo cuádruple estaba instalado sobre el extremo de una torre de 70 pies (unos 21,3 m) y alimentado en dicho punto con una línea coaxial de 50 ohmios. La plana terrestre estaba instalada sobre el tejado de una casa de dos pisos (Fig. 5). Esto colocaba la base de la plana terrestre a unos 28 pies (unos 8,5 m) sobre tierra. La parte superior de la plana terrestre resultaba situada, en el

aire, a unos 61 pies (unos 18,5 m), con lo cual las condiciones físicas eran casi similares a las del lazo cuádruple.

—¿Qué resultados se obtuvieron de la comparación de las dos antenas? —preguntó Pendergast, impacientemente.

—Bueno; Mike utilizó ambas antenas durante pruebas en el aire con muchas estaciones DX. Por supuesto que resultó el lazo cuádruple direccional, en ángulo recto con el plano del lazo. Pero en la mejor dirección para el lazo llegó a la conclusión de que la plana terrestre le dio el mejor informe de señal. El terminó por abandonar el lazo y usar solamente la plana terrestre.

—Muy interesante —respondió mi amigo—. Yo hubiera apostado mi dinero por el lazo cuádruple.

—Eso es lo que hace a las antenas tan fascinantes —respondí—. No se puede saber por anticipado cómo va a trabajar una antena instalada en una situación determinada. Por lo menos, yo no puedo saberlo. Mike dice también que ha comprobado una antena formada por un simple hilo inclinado colgado de una torre de acero de 48 pies (unos 146 m) (Fig. 6). El hilo tenía una

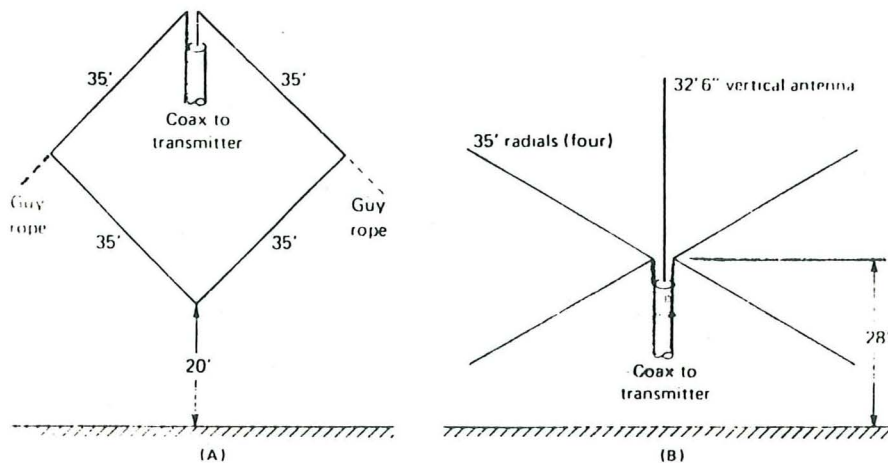


Fig. 5. Mike, W5OIB, comparó un lazo cuádruple de 40 metros (A), con una plana terrestre de 40 metros (B). Ambas antenas estaban, aproximadamente, a la misma altura sobre tierra. La directividad del lazo cuádruple viene dada perpendicularmente hacia adentro y hacia fuera del plano del dibujo. Durante un periodo de tiempo W5OIB comprobó que la plana terrestre fue ligeramente superior al lazo en el funcionamiento gene-

ral. En el aire las pruebas se realizaron con estaciones DX de todos los continentes.

Leyenda:

«Coax to transmitter» = Coaxial al transmisor.

«Guy rope» = Tirante de sujeción.

35' radials (four) = Radiales de 35 pies (cuatro).

32'6" vertical antenna = Antena vertical de 32 pies 6 pulgadas.

longitud eléctrica de un cuarto de onda, ajustado para la ROE (relación de onda estacionaria), más baja en 3,8 MHz. La protección de la línea coaxial fue puesta a tierra (masa) en la parte superior de la torre. Como puede verse en el gráfico, la anchura de banda entre los puntos de ROE 2 a 1 de la línea de transmisión es de unos 400 kHz. En realidad la antena cubrirá toda la banda de 80 m, desde 3,5 MHz a 4 MHz, si se permite una ROE en la línea de transmisión que alcance de 2,6 a 1 en los extremos de la banda. Esta no es mala para una antena tan simple. La mayoría de los excitadores y amplificadores de los aficionados trabajan hacia cargas que tiene una ROE algo mayor que 2 a 1. Sin embargo, cuando la ROE es alta, es posible que se llegue a una situación en la que el equipo no tenga la carga apropiada porque la línea de transmisión transforma la reactancia hasta un valor que queda fuera de los límites de carga del equipo. Literalmente, «se va uno fuera del dial» al tratar de conseguir la carga apropiada.

—¿Qué haces en un caso como éste?  
—inquirió Pendertats—. Supongamos que yo quiero trabajar con esta inclinación en 3,5 MHz y que no puedo conseguir que mi transmisor resulte cargado convenientemente. ¿Qué tendría que hacer yo?

—Pues bien; existen dispositivos, llamados *aplanadores de línea*, que pueden ser colocados entre la línea de transmisión y el transmisor. Estos aparatos pueden transformar la ROE de la línea hasta un valor

razonable que pueda ser aceptado por el transmisor. El aplanador más simple es una longitud extra de línea coaxial. Si la longitud de la línea es cambiada, la condición de carga del transmisor cambiará. Cuanto mayor es la ROE de la línea mayor es el efecto que se observará al cambiar la longitud de la línea. Si la ROE es baja, el cambio de la longitud de la línea producirá poco efecto, si produce alguno, en la carga del transmisor. Si la ROE de la línea es alta, ligeros cambios de la longitud de la línea pueden transformar una situación difícil de carga en una aceptable. También puede suceder lo contrario. Un cambio de la línea de transmisión puede realmente forzar la carga. Una previsión que no resulta cara consiste en fabricarse secciones de líneas de transmisión coaxiales de varias longitudes escogidas al azar. Yo tengo secciones de línea de 2, 4, 8 y 16 pies de longitud. Cada vez que estoy experimentando una antena y necesito una sección de línea extra para que el transmisor encuentre la carga apropiada, la empalmo en un momento y todo trabaja magníficamente. Pero recuerda: ¡Esta solución no cambia la ROE de la línea! Simplemente coloca al transmisor en un punto de la línea que cae dentro de los límites de su sintonía. No son muchos los aficionados que conocen esta solución, que resulta muy fácil de realizar. Algunos transmisores son muy susceptibles en cuanto a la carga de antena se refiere, y yo cuando tengo problemas de carga lo primero que hago es agregar sec-

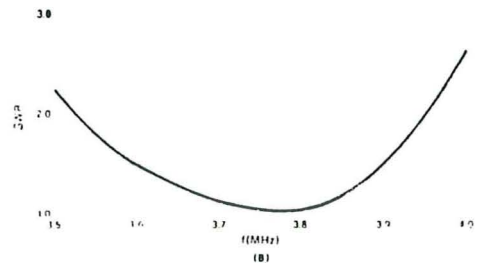
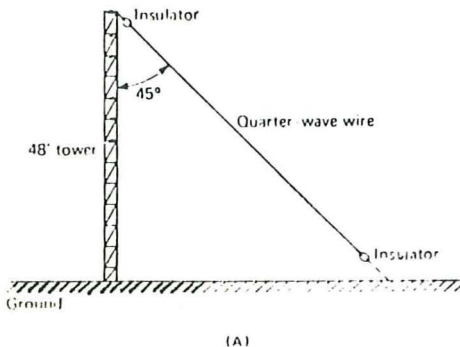


Fig. 6. Curva de la ROE de la antena inclinada de 80 metros de W501B. Un hilo de cuarto de onda de longitud es instalado llevándolo desde el vértice de una torre de 48 pies. El hilo está alimentado en el extremo superior con una línea coaxial. La protección de la

línea está puesta a masa para la torre en la parte superior. El ángulo comprendido entre la torre y el hilo es de unos 45 grados. La longitud del hilo y el ángulo se ajustan para obtener la resonancia en las proximidades de 3,8 MHz.

ciones de línea, una cada vez. Un aplanador de línea más sofisticado emplea una bobina giratoria, que es la que realiza la función. Para trabajos en VHF se emplean secciones de línea «trombón» (guía de onda en «U» ajustable). Pero la idea es siempre la misma: ajustar la longitud de la línea para adaptarla a las necesidades del transmisor.

Pendergast significó:

—Bueno: tan pronto como cese la tormenta, y si tú me prestas tu puente Millen, me voy a realizar una prueba con mi haz de 20 m.

—Esa es una buena idea —asentí—. Te sugiero que realices medidas de resistencia y de reactancia, levantes en tu cuaderno de trabajo las curvas con los resultados obtenidos y las archives para que te sirvan de referencia. En fecha posterior, si crees tener problemas de antena o no puedes despejar tu rumbo del amontonamiento DX, puedes volver a realizar las medidas y com-

probar si las curvas de antena se han desviado. El año pasado tenía problemas con mi tribanda. No sabía lo que ocurría en 20 metros. Entonces volví a realizar las medidas de antena, y observé que la curva de reactancia se había desviado considerablemente de las medidas que yo había realizado un año antes aproximadamente. Quedé suficientemente convencido, y cuando desmonté el haz observé que una de las trampas estaba averiada. Cambié la trampa, y las medidas de antena volvieron a ser las normales.

—Todo esto suena como una fantasía mental para mí —dijo mi amigo, sonriéndose, mientras se preparaba para marcharse.

—Si los DX's no vuelven, simplemente tienes que volver a realizar las medidas de antena. Después, cuando hagas la llamada otra vez, no puedes errar. Esta simpleza no nos hace pasar la vida demasiado mal —contesté.

UNION DE  
RADIOAFICIONADOS  
ESPAÑOLES