



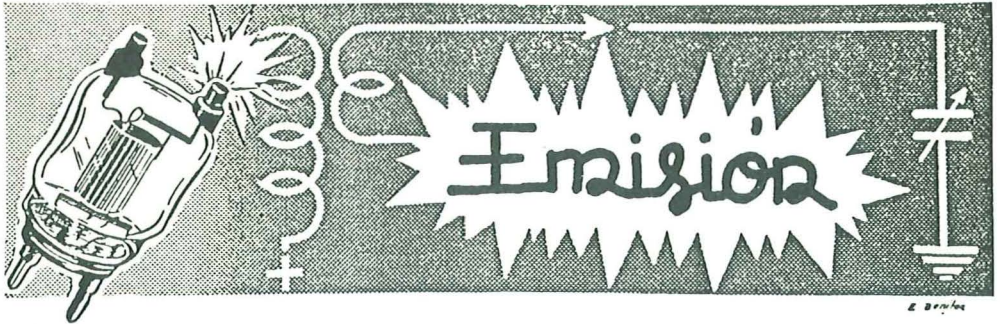
SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

2ª PARTE

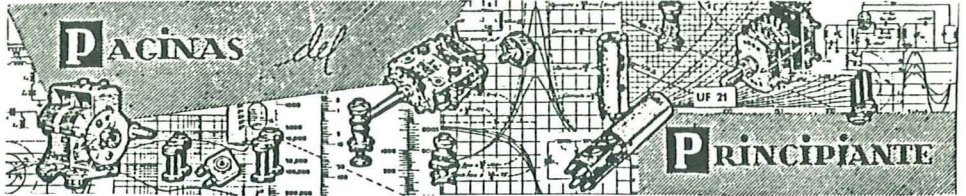
**LINEAS
DE
TRANSMISION ,
R.O.E.
Y
MEDIDORES**

10

Madrid, 1984



E. Benítez



ANTENAS

10





UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º
Madrid - 9

Depósito Legal: M-7347-1984 Impreso en Novaprint S.A.

Prohibida la reproducción total o parcial
en cualquier forma que sea, sin autoriza-
ción expresa por escrito de la Unión de -
Radioaficionados Españoles.

INDICE GENERAL

Pag.	3	INDICE.
	7	ESTUDIO ELEMENTAL DE LAS ONDAS ESTACIONARIAS.
	7	- Vibración armónica de un punto material.
	9	- Propagación de las vibraciones.
	10	- Ecuación del rayo.
	12	- Ondas estacionarias.
	13	- Ondas esféricas.
	13	- Propagación de la energía irradiante electromagnética.
	17	LA ROE Y SUS ORIGENES.

- Pag. 21 LAS ONDAS REFLEJADAS. ¿BUENAS O MALAS?.
- 22 - La antena como carga.
- 24 - De la línea a la antena.
- 27 - Coeficiente de reflexión y ROE.
- 28 - ROE y pérdidas en la línea coaxial.
- 29 - La ROE y el significado práctico.
- 30 - Corrientes de antena.
- 32 - Del emisor a la línea.
- 35 ALGO SOBRE LA ROE.
- 36 - Posibles errores en la lectura de ROE.
- 38 ROE Y POTENCIA REFLEJADA.
- 40 MEDIDORES DE LA R.O.E.
- 40 - Ondas estacionarias y relación de ondas estacionarias.
- 43 - Medidor de la R.O.E. tipo "MICROMATCH".
- 45 - Medidor de la R.O.E. tipo "MONIMATCH".
- 48 - Medición de la R.O.E. con líneas de transmisión bifilares balanceadas.
- 50 EL MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONARIAS Y SUS DIVERSAS APLICACIONES.
- 50 - Funcionamiento del ME-1.
- 53 - Utilización práctica del ME-1.
- 55 - El ME-1 como indicador de la sintonía real del emisor.
- 55 - El ME-1 como medidor de potencia.
- 56 - El ME-1 con acoplador de impedancias incluido.
- 57 - El ME-1 como monitor de modulación.
- 58 - El ME-1 como monitor de CW.
- 59 - Aprovechamiento del instrumento del ME-1 para otros usos.
- 59 - Colaboración del ME-1 en la construcción de una antena artificial.
- 60 - Conclusión.
- 61 MEDIDOR DE POTENCIA Y DE RELACION DE ONDAS ESTACIONARIAS.

Pag.	63	MEDICION DE POTENCIA DE R.F. EN LINEA.
	63	- Principios del diseño.
	65	- Algunas ideas del diseño.
	67	- Construcción.
	67	- Comprobación y sintonización.
	69	- Otros circuitos.
	71	ALGUNOS VATIMETROS DIRECCIONALES Y UN MEDIDOR DE SWR PARA NOVELES.
	71	- Un vatimetro direccional independiente de la frecuencia.
	72	- El vatimetro logaritmico.
	73	- Un medidor de SWR de lectura directa.
	75	- Construcción del instrumento.
	76	- Ecuaciones útiles.
	77	- Calibración.
	77	- Conclusiones.
	78	MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONARIAS.
	82	UN MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONARIAS A CIRCUITO ABIERTO.
	85	TECNICAS DEL AFICIONADO A LA RADIOCOMUNICACION.
	86	- La prueba del medidor de estacionarias.
	87	- La preparación de la prueba.
	87	- Realización de las pruebas.
	88	- Resultados de las pruebas.
	88	- La interpretación de los resultados.
	89	- El medidor de SWR.

Estudio elemental de las Ondas Estacionarias

Por FELIX ARA OLARTE (EA 2 BT)

En diversas ocasiones, por emisión, carta o dialogando, se me han hecho consultas, no justificadas por mi competencia en los temas, sobre antenas y líneas de transmisión, las cuales me han puesto de manifiesto que, en general, los que me las hacían desconocían el origen de las ondas estacionarias.

Hice entonces propósito de divulgar entre los aficionados lo que tantas veces había explicado a mis alumnos, con más extensión y cálculo en la óptica matemática, y, cristalizando la idea, he hecho un resumen elemental de la teoría de dichas ondas, que os lo dedico, queridos colegas, con el mejor deseo. En especial, me dirijo a los principiantes, pues no puedo olvidar que en mis cuarenta y cuatro años de cátedra siempre estuve en contacto con la prometedora juventud.

Como, por experiencia, sé que el ejemplo numérico aclara mucho el concepto expuesto, hago verdadera profusión de los mismos, insistiendo a veces machaconamente, advirtiendo de antemano que las operaciones aritméticas están hechas con regla de cálculo; por tanto, con cierta aproximación al resultado exacto, y que los valores de las líneas trigonométricas que empleo han sido tomados de un formulario corriente.

Vibración armónica de un punto material.—Vamos a estudiar la vibración armónica de un punto material, en el cual suponemos concentrada toda la masa operante. Si admitimos que un punto P (fig. 1) recorre una circunferencia con movimiento uniforme, y en cada una de sus múltiples posiciones lo proyectamos sobre un diámetro definido,

tal como MN , en tanto que el citado punto P haya efectuado una revolución completa, su proyección habrá recorrido dos veces el diámetro, una en un sentido y otra en el contrario.

Así como el punto P posee una velocidad uniforme sobre la circunferencia, su proyección no, ya que a medida que de O camina hacia N , su movimiento se va retardando, disminuyendo su velocidad, hasta anularse en N ; retrocede a continuación con un movimiento acelerado, hasta llegar a O , y, a partir de este punto, hasta M , otra vez el movimiento es retardado, repitiéndose el proceso señalado para el semidiámetro ON .

Al tiempo que la proyección p invierte en ir de M a N y volver de N a M , se le llama *periodo*, y se le representa por T ; su inversa, $1/T = \nu$, es la *frecuencia*; ON representa la *amplitud*, que llamaremos a , del movimiento vibratorio.

Vamos a ver cómo podemos definir la posición del punto p en su recorrido MN , e inverso; consideremos el punto O como el origen del movimiento vibratorio que realiza el punto p ; asignaremos como positivo el camino que el punto p recorre al ir de O a N , y negativo, el de O a M ; admitamos que el punto material P recorre la circunferencia en el sentido de la flecha y pasa a la posición P , describiendo el ángulo α , al cual le llamaremos *fase* del movimiento; la proyección p habrá pasado de p a p_1 , recorriendo Op_1 sobre el diámetro MN , y llamándole Y , tendremos:

(1) $Y = OP_1 \cdot \cos P_1ON = a \cdot \text{sen } \alpha$ "
 $OP_1 = a$ y $\cos P_1ON = \text{sen } \alpha$, puesto que P_1ON y α son ángulos complementarios, $P_1ON + \alpha = 90^\circ$.

Si representamos por t al tiempo que ha empleado el radio OP , para pasar a

la posición OP , describiendo el ángulo α , podremos establecer la siguiente proporción:

$$\frac{2\pi}{T} = \frac{\alpha}{t}, \text{ o sea, } \alpha = \frac{2\pi t}{T}$$

y por sustitución en (1), se tiene

$$Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T} = a \cdot \text{sen} 2\pi t \nu,$$

$$\text{puesto que } \nu = \frac{1}{T}$$

Vemos, por lo tanto, que el movimiento vibratorio que realiza la proyección p en

con respecto a t , obtendremos la velocidad v :

$$v = \frac{dY}{dt} = \frac{2\pi}{T} \cdot a \cdot \cos \frac{2\pi t}{T}$$

y derivando a su vez la velocidad con respecto al tiempo t , deducimos la aceleración G :

$$G = \frac{dv}{dt} = -\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 \cdot a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T} = -\frac{4\pi^2}{T^2} \cdot a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T} = -4 \frac{\pi^2}{T^2} \cdot a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T}$$

$$\text{Y porque } Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T}$$

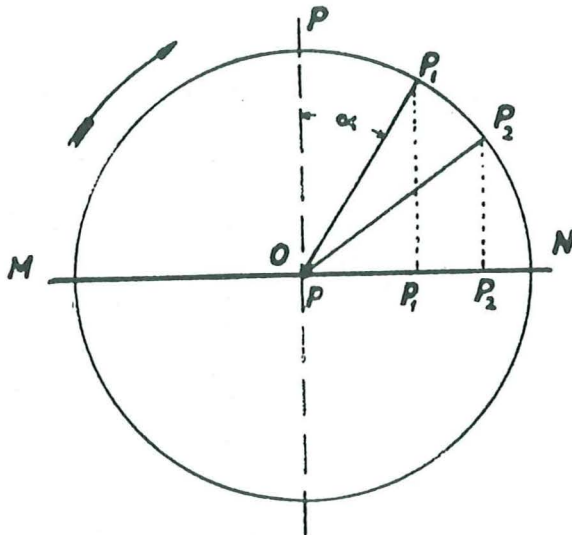


Fig 1

su doble recorrido MN está representado por una función senoidal o sinusoidal, de amplitud o elongación máxima a ,

$$\text{fase } \frac{2\pi t}{T} \text{ y frecuencia } \nu = \frac{1}{T}. \text{ Si so-$$

mos «curiosos» y deseamos saber la velocidad y aceleración del punto p , al cabo de un tiempo t cualquiera, con sólo derivar la expresión

$$Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T}$$

y si todavía extremamos nuestra «curiosidad» y tenemos en cuenta que la función

$$\text{senoidal } Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T} \text{ repre-$$

senta un vector OP girando con una velocidad angular constante, formando en cada instante un ángulo determinado, con la recta origen de ángulos, lo podremos representar por una función compleja de la forma $[Y] = a_1 + b_1 j$, que, traducida gráficamente, estaría representada por la figura 2.

Como se ve, el vector a vale:

$$a = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

que es lo que constituye el módulo de la expresión compleja, y $\text{tg. } \alpha = \frac{b_1}{a_1}$, que define el ángulo del vector.

Esta «curiosidad» última justifica su concepto, ya que no tiene aplicación en el estudio de movimientos vibratorios,

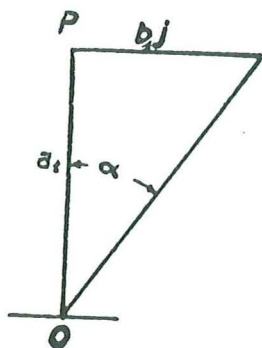


Fig 2

siendo, en cambio, de gran uso en el estudio de las corrientes alternas cuando circulan por circuitos en los que exista inducción o capacidad, o ambas cosas a la vez.

Si la expresión $Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T}$ la representamos gráficamente tomando los tiempos t o la fase $\frac{2\pi t}{T}$ como abscisas, y los recorridos Y como ordenadas, o

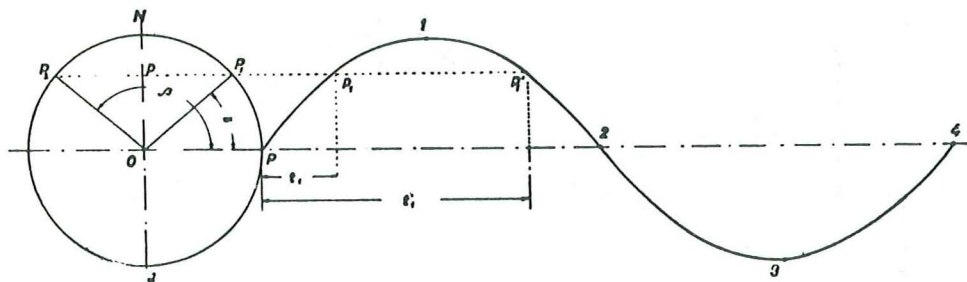


Fig. 3

sea, la proyección de puntos tales como el P, sobre el diámetro MN , obtendremos la sinusoide $P.1.2.3.4.$ (fig. 3), para lo cual bastará trazar paralelas por los puntos tales que P_1 ó P_2 , y en su encuentro con las verticales de los tiempos t_1 y t_2 , determinaremos puntos de la sinusoide tal que p_1, p_2 .

Propagación de las vibraciones.—Cuan- to hemos establecido para el movimiento vibratorio armónico de un punto material, puede extenderse a toda clase de partículas, y muy especialmente a aquellas en las que radica la propagación de la energía irradiante.

Consideremos una serie de partículas: 1, 2, 3, 4, ... (fig. 4) alineadas según una dirección, con una separación que imaginativamente la supondremos *muy pequeña*.

Admitamos que por una excitación determinada la partícula 1 comienza a vibrar en sentido normal a la alineación de las mismas con una amplitud $\pm a$; la partícula 2, que por su proximidad a la 1 está en íntimo contacto con ella, recibe los impulsos de ésta y, a su vez, comienza a vibrar con amplitud $\pm a$, pero esta vibración está un poco retardada con relación a la de la partícula 1.

De la misma manera comienzan a vibrar las partículas 3, 4, 5, ..., pero con retraso creciente respecto a la vibración de la partícula 1, y, al cabo de un segundo de tiempo, el movimiento vibratorio se habrá extendido, en la alineación que consideramos, en una longitud igual a la velocidad de la energía irradiante, que es de 300.000 kms.

Si pudiéramos tomar una fotografía instantánea de las partículas que están vibrando en un instante t cualquiera, tendríamos fijada la posición de las partículas en aquel instante t que «dibujarían» una sinusoide como la que repre-

senta la figura 5, y, por lo tanto, de la forma ya estudiada.

$Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi t}{T}$, cuyas abscisas se pueden medir de varias maneras: en

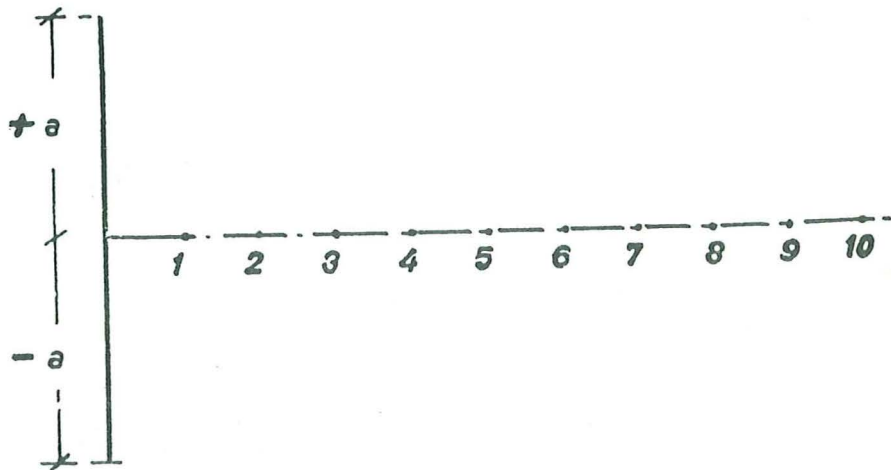


Fig. 4

tiempo t , en fase $\frac{2\pi t}{T}$ y en longitud de onda λ , porque $\lambda = VT$, siendo V la velocidad de la energía irradiante y T el período. Como, por otra parte, $v = \frac{1}{T}$ (frecuencia igual a la inversa del período), $v\lambda = V = \frac{1}{T}$.

Ecuación del rayo.—Pudiera convenirnos saber cuál es la amplitud en un punto M cualquiera (fig. 6) estando el ori-

gen de vibraciones en O . Llamemos t al tiempo que invierte la vibración en recorrer los caminos: $OM + MM_1$, y τ el invertido en la longitud OM ; el tiempo que tardará el movimiento en el recorrido MM_1 , será, por lo tanto, $t - \tau$, y

la amplitud que está representada por MM_1 , será:

$$Y = a \cdot \text{sen} \frac{2\pi(t - \tau)}{T} = a \cdot \text{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} \right)$$

y como entre los tiempos y los espacios recorridos en los mismos son proporcionales, podemos establecer la siguiente relación:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{OM}{\lambda} = \frac{X}{\lambda}$$

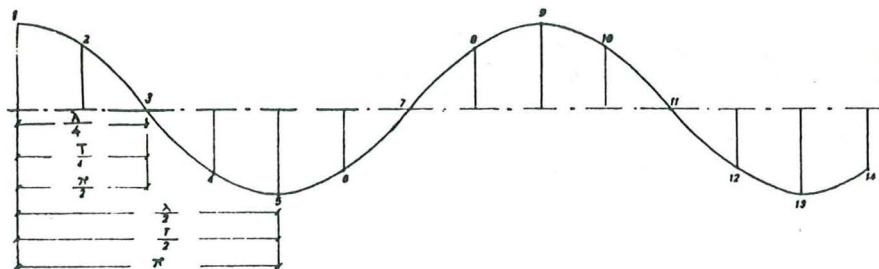


Fig. 5

y la ecuación anterior toma la forma

$$Y = a \cdot \text{sen } 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{X}{\lambda} \right)$$

que es la llamada *ecuación del rayo*.

Ondas estacionarias. — Cuando en un mismo itinerario existe una propagación que se dirige en un sentido, y otra que

siempre en la partícula *A* tendremos anulación de impulsiones, pues las propagaciones *P* y *Q* proporcionan amplitudes mayores o menores, pero siempre iguales o de sentido contrario, por lo que la resultante es nula, y, en cambio, en *B* sucede todo lo contrario, y si llamamos *a* la amplitud máxima de las dos propagaciones *P* y *Q*, en el punto *B* tendremos un instante en que las impulsiones serán $a + a = 2a$.

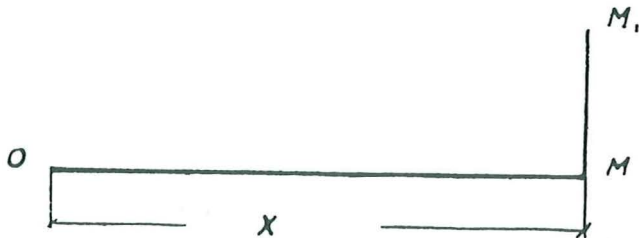


Fig. 6

camina en sentido contrario, ambas propagaciones se interfieren, y si son de la *misma amplitud* y del *mismo periodo*, originan las *ondas estacionarias*. En la figura 7 tenemos representada una propagación, *P*, caminando hacia la derecha, y otra, *Q*, que se dirige hacia la izquierda, de la misma amplitud y periodo. Si consideramos la partícula *A* en el

De esto se deduce que de la interferencia de las dos propagaciones *P* y *Q* resulta un nuevo estado de vibración en el que existen partículas, como la *A*, que permanecerán constantemente quietas, y otras, como la *B*, que se mueven con una máxima amplitud $\pm 2a$, y otros, como el *C*, que vibran con amplitud comprendida entre *O* y $\pm 2a$.

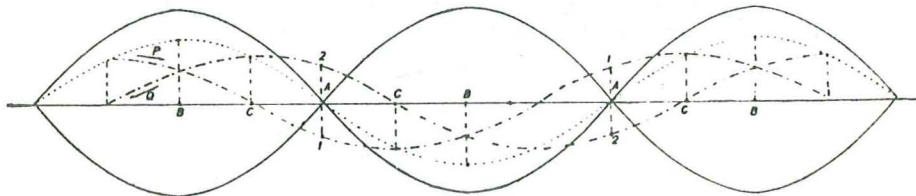


Fig. 7

instante que representa la figura, vemos que por la propagación *P* está impulsada y debiera estar situada en *I*; pero como, al mismo tiempo, recibe la impulsión de la propagación *Q*, y, según ella, debiera estar situada en *2*, la partícula *A*, sometida a las dos impulsiones iguales y de sentido contrario, permanecerá sin moverse ($A1 = -A2$).

Los mismos razonamientos, repetidos para la partícula *B* en el instante que representa la figura 7, nos ponen de manifiesto que, en este caso, las impulsiones recibidas de las propagaciones *P* y *Q* se suman; en otros instantes cualesquiera,

La particularidad que presenta el nuevo movimiento vibratorio es que en cada punto *A B C ...* la fase es distinta, pero permanece *invariable*, lo contrario que ocurre en las propagaciones *P* y *Q* consideradas aisladamente. Por la razón expuesta, al movimiento resultante se le llama *onda estacionaria*; a los puntos tales como el que corresponde a la partícula *A* se llaman *nodos*, y los tales como *B*, *vientres*, de la onda estacionaria.

Si se suman algebraicamente las fórmulas representativas de las propagaciones P y Q (véase figura 7 del número anterior), se obtiene una expresión de la forma:

$$(3) \quad Y = 2. a. \operatorname{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda} \operatorname{sen} 2\pi \frac{t}{T}$$

Esta expresión está formada por dos factores: el $2. a. \operatorname{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda}$, que es constante para cada valor de x elegido voluntariamente, y que nos mide la am-

plitud máxima para dicho valor x , y el otro, $\operatorname{sen} 2\pi \frac{t}{T}$.

Si en el factor constante $2. a. \operatorname{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda}$

damos a x el valor $x = \frac{\lambda}{4}$, lo que supone

situarnos en punto A (fig. 8), la expresión del factor constante se transforma en:

$$2. a. \operatorname{sen} 2 \frac{\pi\lambda}{4\lambda} = 2. a. \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} = 2. a.$$

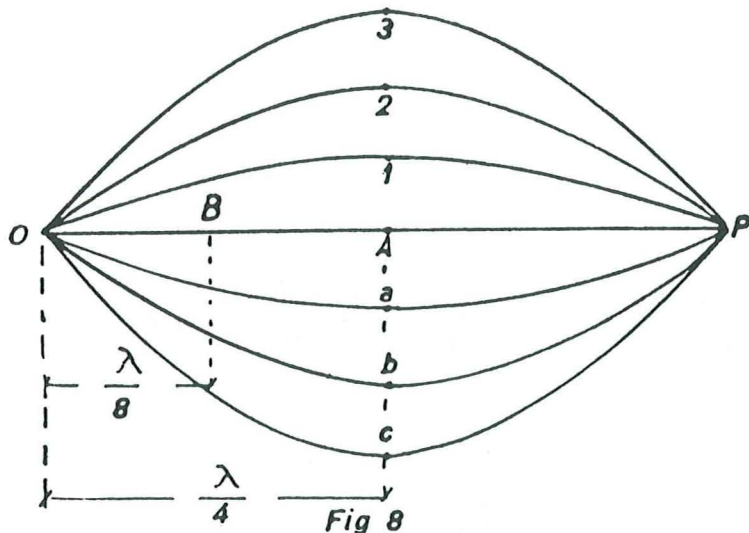


Fig 8

puesto que el $\text{sen } \frac{\pi}{2} = 1$, es decir, la amplitud máxima en el punto A, situado a una distancia $x = \frac{\lambda}{4}$ del origen O, es 2a el doble de las correspondientes a las propagaciones P y Q que originaron la onda estacionaria.

Si hubiéramos dado a x el valor $\frac{\lambda}{8}$, lo que hubiera supuesto colocarnos en el punto B, el factor constante tomaría el valor:

$$2 \cdot a \cdot \text{sen } 2\pi \frac{\lambda}{8\lambda} = 2 \cdot a \cdot \text{sen } \frac{\pi}{4} = 0,707 \cdot 2 \cdot a = 1,44 a,$$

ya que $\text{sen } \frac{\pi}{4} = 0,707$.

Si, a su vez, para el valor $x = \frac{\lambda}{4}$, hacemos variar al tiempo t del factor variable $\text{sen } 2\pi \frac{t}{T}$, desde O a $\frac{T}{2}$, la amplitud tomaría los siguientes valores:

A.) para $t = 0$; $\text{sen } 2\pi \frac{t}{T} = \text{sen } 0 = 0$,

y, por tanto,

$$Y = 2a \cdot \text{sen } 2\pi \frac{\lambda}{\lambda 4} \text{sen } 2\pi \frac{t}{T} = 0$$

1.) para $t = \frac{T}{8}$; $\text{sen } 2\pi \frac{t}{T} = \text{sen } \frac{\pi}{4} = 0,707$,

y, por tanto,

$$Y = 2a \cdot \text{sen } \frac{\pi}{2} \cdot 0,707 = 1,44a$$

2.) para $t = \frac{T}{6}$; $\text{sen } 2\pi \frac{t}{T} = \text{sen } \frac{\pi}{3} = 0,866$,

y, por tanto,

$$Y = 2a \cdot \text{sen } \frac{\pi}{2} \cdot 0,866 = 1,73a$$

3.) para $t = \frac{T}{4}$; $\text{sen } 2\pi \frac{t}{T} = \text{sen } \frac{\pi}{2} = 1$

y, por tanto,

$$Y = 2a \cdot \text{sen } \frac{\pi}{2} \cdot 1 = 2a$$

Es decir, que en el punto A hemos obtenido las amplitudes 1, 2 y 3 (ver figura 8), para $t = \frac{T}{8}$, $\frac{T}{6}$ y $\frac{T}{4}$, y si conti-

nuásemos dando valores entre $\frac{T}{4}$ y $\frac{T}{2}$, volveríamos a encontrar los valores 2.1.A en sentido inverso.

Al propio tiempo que ocurría lo anotado en la parte superior del bucle de la onda estacionaria, sucedía algo análogo en la parte inferior del mismo, originado por la propagación de polaridad contraria, dando origen a los puntos A.a.b.c y sus inversos b.a.A.

Como lo expuesto ocurre para cada valor de x, desde $x = 0$ a $x = \frac{\lambda}{2}$, los

lugares geométricos resultantes al variar x entre estos valores citados y el

tiempo t desde $t = 0$ a $t = \frac{T}{2}$, estarían

representados por las ondas 0.1.P, 0.2.P, 0.3.P, 0.a.P, etc., que pasan por los puntos 1.2.3.a.b.c ya calculados.

En el otro semiperiodo $\frac{T}{2}$ siguiente

al considerado, ocurrirían propagaciones idénticas a las anotadas, con la sola diferencia que las ondas definidas por los puntos 1.2.y 3 se desarrollarían en la parte inferior de la onda estacionaria, y la a.b. y c en la parte superior de la misma, como se indica en la figura 9.

Ondas esféricas.—Nosotros hemos realizado el estudio de la propagación de la energía irradiante, en un sentido longitudinal; pero se comprende que si existe un centro de vibración, y el espacio en el cual se opera es isótropo, es decir, de idénticas características físicas en todos sentidos, todo cuanto hemos visto ocurre en la propagación longitudinal, se hace extensible a cualquier dirección que se considere, a partir del centro de vibración, y, por tanto, la propagación se realizará por medio de ondas esféricas, pudiendo asegurar que todas las esferas que se consideren representarán lugares geométricos de partículas que estarán vibrando con la misma fase.

Propagación de la energía irradiante electromagnética.— Todo cuanto hemos expuesto relativo a la propagación de la energía irradiante es aplicable a las energías irradiantes calorífica, luminosa, eléctrica y magnética, pues su naturaleza

es la misma, no diferenciándose entre sí nada más que por la longitud de su onda. Claro está que siendo físicamente tan parecidas las irradiaciones citadas, hasta el punto de que las leyes físicas que las regulan son las mismas, para manejarlas, observarlas, utilizarlas y experimentarlas, se tiene que recurrir a métodos y aparatos distintos, por lo cual el indocito cree que se trata de «cosas» diferentes; así, las irradiaciones caloríficas se ponen de manifiesto al tacto, termomé-

ción, a través de prismas de parafina difracción y polarización, que en múltiples ocasiones reprodujo ante sus alumnos. A los colegas «curiosos» les diré que el equipo que yo empleé lo fabricaba la Casa Max-kohl, de Chemnitz, y en el catálogo núm. 100, tomo tercero, páginas 1029 a 1035, se describen, a la vista de sus grabados, todos los accesorios que se emplean en las experiencias; un equipo completo lo posee el Laboratorio de Física de la Escuela de Ingenieros In-

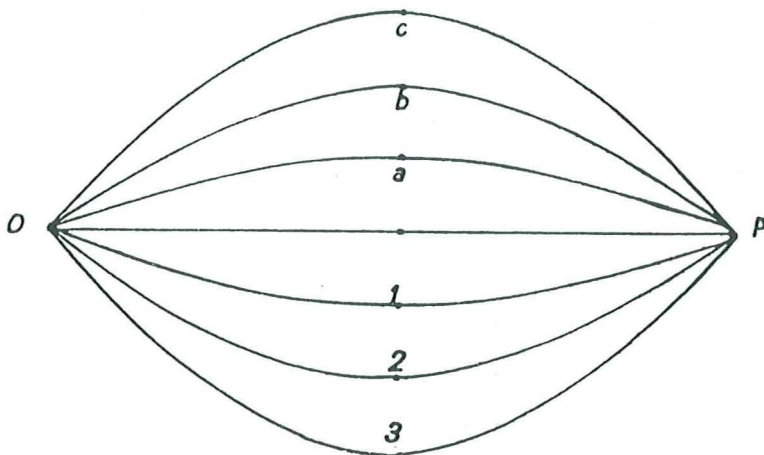


Fig. 9

tro, pila y pinzas termoelectricas, etc.; las luminosas, por nuestro órgano de la visión, efectos químicos, fotoeléctricos, etcétera, y las electromagnéticas que permanecieron ignoradas más tiempo, fueron descubiertas o puestas de manifiesto por un «ojo» artificial, el resonador de Hertz, detectadas por el cohesor Branly y aplicadas por Marconi.

La identidad que existe entre las diversas irradiaciones hizo presumir que todos los fenómenos muy conocidos y experimentados de la irradiación luminosa, como son la reflexión, refracción, difracción, interferencias y polarización, debieran de verificarse en la irradiación electromagnética.

Quien estas líneas escribe, pudo experimentar hace unos treinta y cinco años, en un laboratorio de Física afecta a esta disciplina, perteneciente a un centro de enseñanza superior, manejando irradiaciones de 4 cm. de longitud de onda y de infima potencia, como para operar dentro de un gabinete, y pudo reproducir todos los fenómenos de reflexión, refrac-

industriales, de Bilbao, y es precisamente el que yo manejé con mucha ilusión.

Algo estamos obligados a mencionar que en la historia de las comunicaciones por radio tiene muchísima importancia, y que afecta en forma encomiástica a los aficionados a radioemisión.

La difracción de la luz, ya sabéis que origina un fenómeno, en virtud del cual cuando un rayo de luz pasa rasante a la fina arista de una pantalla, cambia de dirección, como se indica en la figura 10.

Experimentalmente, y por medio del cálculo, demostraron los físicos que el ángulo de difracción α era proporcional a la longitud de onda de la irradiación empleada; así, la irradiación roja, que tiene longitud de onda mayor que la violeta, experimentaba mayor difracción.

Basándose en la identidad que existe entre las radiaciones luminosas y las electromagnéticas, los técnicos de radio estimaron que cuanto mayor fuera la longitud de onda de la emisión, la onda electromagnética por difracción se rebatiría más sobre la superficie de la tierra.

y, contorneándola, el alcance de la propagación sería mucho mayor.

Este modo de pensar, nacido sobre la base establecida por Maxwell en su «Teoría electromagnética de la luz», comprobada experimentalmente por Hertz, fué mantenido por los profesores M. Abraham, M. Brillouin y M. H. Poincaré; pero cayó en crisis cuando, en 1902, Marconi hizo público haber recibido en América señales emitidas en Europa. ¿Cómo explicar que, por difracción, se podía sal-

A. Sommerfeld, desarrollando las ideas de Zenneck en un importante trabajo, demostró que, además de la onda electromagnética de Hertz, en toda emisión radioeléctrica se originaba otra onda de carácter electrodinámico; que en la primera, la energía de propagación decrece como el cuadrado de la distancia al punto de emisión, en tanto que en la segunda esta energía decrecía solamente proporcional a la distancia al punto de emisión, y, por tanto, el alcance era mucho

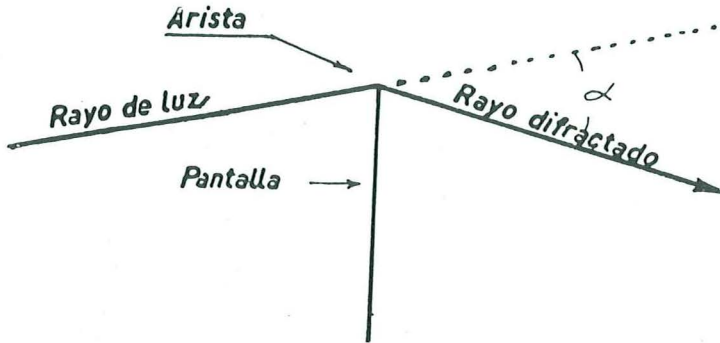


Fig 10

var el obstáculo gigantesco que suponía el casquete terrestre comprendido entre los dos continentes?

H. M. Macdonall, en 1903, emitió una nueva teoría en virtud de la cual explicaba lo ocurrido, simplemente por la difracción; J. W. Nicholson y el propio Poincaré pusieron a la misma tales reparos que se llegó firmemente a la conclusión de que la teoría de la difracción no podía explicar las comunicaciones a tan gran distancia; además, no podía justificar las perturbaciones que se producían en las comunicaciones al elevarse el sol y su ocaso; la diferencia para salvar obstáculos del día a la noche; la diferencia de alcance del día a la noche; perturbaciones que afectaban menos a las ondas largas. J. Zenneck, en 1907, atribuía a la superficie de la tierra un papel importantísimo, considerándola conductriz y contribuyendo a la propagación de las ondas, y llegó a estas dos conclusiones: primera, el alcance de una, emisión es mucho mayor sobre el mar que sobre un suelo mal conductor; segunda, las grandes longitudes de onda son mucho más favorables que las cortas para la transmisión de aquella en la superficie de la tierra.

mayor; que la onda electromagnética se propagaba en la atmósfera, en tanto que la electrodinámica lo hacía en la superficie de separación de los dos medios: tierra y aire. Según dicho físico, en las ondas cortas prevalecía la onda electromagnética, y en las largas la electrodinámica, y ello explicaba que con esta última clase de ondas los alcances fuesen mayores.

Ante estas conclusiones, aceptadas por la mayoría de los científicos, se estableció un verdadero pugilato en el establecimiento de antenas gigantes que proporcionarían grandes longitudes de onda, poniendo en juego, a su vez, mayores potencias, y, que nosotros sepamos, la delantera en esta carrera se la llevó la extrapotente (1) emisora francoamericana «La Croix d'Hins», situada entre Burdeos y Arcachon, que llegó a transmitir, en telegrafía, en onda de ¡24 kilómetros! (23.450 metros); quien vaya por la carretera de Burdeos a Arcachon, a mitad de camino, y a la izquierda, verá unas torretas gigantes (2) que sirven de

(1) 500 Kw.; Sainte-Assise, cerca de Melun, trabaja con 1.000 Kw.

(2) 8 de 250 m. de altura.

base a la antena. El 16 de agosto de 1920 dicha estación pasó un mensaje al Secretario de la Marina americana de Washington, que se propagó *alrededor de la Tierra*; veintidós años antes, en 1899, Marconi había enviado el primer mensaje radiotelegráfico que cruzó el Canal de la Mancha, entre Wimereux y Douvres; se lo dedicó al profesor Branly.

Entretanto, unos «juguetones aficionados», operando con 15, 10 o menos vatios, estaban haciendo comunicaciones asombrosas, especialmente en morse, utilizando unos «rinconcitos» de ondas cortas que les atribuyeron como quien ofrece un «sobrante».

Inteligencias despiertas consideraron que la contradicción existente entre las teorías aceptadas y el resultado conseguido por los aficionados y los demás experimentadores de ondas cortas tenía que tener su justificación. Heaviside, que desde 1900 sentía inquietudes por el problema de la propagación, y Kenelly, casi al mismo tiempo, explicaron el caso, admitiendo que en la propagación de la energía radioeléctrica intervienen dos ondas: la terrestre y la espacial, y subdividiéndose, a su vez, la espacial, en la que camina próxima a tierra, y por interferencia con la terrestre proporciona una resultante, y la espacial, que camina hacia la ionósfera o zona ionizada.

La onda terrestre, cuando la separación de las estaciones emisora y receptora es afectada por la curvatura de la tierra, llega a su destino por refracción en la atmósfera y por difracción. Cuando las antenas transmisora y receptora se encuentran sobre la superficie de la tierra, la onda espacial (terrestre) se desprecia, porque las ondas directas (espacial terrestre) y la reflejada en la tierra interfieren y se anulan, quedando sólo la terrestre. Cuando aumenta la altura de una o de las dos antenas, la onda

espacial (terrestre) se hace cada vez más activa, y para alturas moderadas, su magnitud es igual a la de la onda terrestre; entonces, el campo es la suma vectorial de ambas. Para grandes alturas de antena, la onda terrestre puede considerarse nula, quedando sólo la onda espacial (terrestre).

Pero, realmente, en los grandes *DX* es la onda espacial que camina por la ionósfera la interesante. La ionización se produce por la acción de los rayos ultravioletas que emite el sol, y se mantiene por proceso desconocido. Desde luego, la presión en la ionósfera es muy pequeña, y debido a este grado de vacío (es algo menor que el de una lámpara), las colisiones entre los electrones e iones es muy poco frecuente, y, por tanto, la desionización es lenta. Esta ionización está estratificada; las capas semipermanentes son las llamadas *E* y *F*; durante el día, existe la capa *F*₁, intermedia entre la *E* más baja y la *F* más alta; se admite también la existencia de la capa *D* a mayor altura.

Una onda de radio que se dirija desde la superficie de la tierra a la ionósfera, en virtud de los diferentes índices de refracción de las zonas ionizadas, tiene la tendencia a curvarse, y esta curvatura llega a ser suficiente para provocar el retorno de la onda hacia la superficie de la tierra, en la cual sufre una *reflexión*, y vuelve a repetirse el proceso de propagación análogo a cuando salió de la antena, originando de este modo el contorno de la superficie terrestre por la onda.

Realmente, los aficionados a este «patsatiempo» nos debemos de sentir muy satisfechos del rumbo que tomaron los acontecimientos en el problema de las comunicaciones por radio, merced a la cooperación de compañeros de «Hermandad».

LA ROE Y SUS ORIGENES

LUIS, EA3OG

La ROE era un fenómeno eléctrico desconocido en los primeros tiempos de la electricidad. Las ondas estacionarias no se descubrieron hasta que las frecuencias de los fenómenos eléctricos aumentaron hasta el punto de que la longitud de los cables llegó a ser muy superior a la longitud de onda.

Por ejemplo, la longitud de onda de la corriente eléctrica alterna que hasta entonces se manejaba no superaba un centenar de ciclos, que corresponden a una longitud de onda de 3.000 kilómetros.

Pero este fenómeno ya se había descubierto mucho antes de la era de la radio. Fue precisamente en 1850, con el tendido de las primeras líneas telegráficas transatlánticas cuando apareció el primer problema.

Cuando se tendieron las primeras líneas muy largas ya se comprobó que el telégrafo no respondía con la rapidez y precisión con que se había ensayado en los laboratorios a corta distancia.

Pero el problema explotó en toda su magnitud cuando en 1858 se consiguió terminar el tendido del primer cable a través del océano. Aunque el cable duró pocas semanas antes de romperse, las comunicaciones conseguidas fueron mucho peores de las esperadas.

En la inauguración oficial estaba prevista la transmisión de un corto mensaje de la Reina Victoria al presidente de los Estados Unidos James Buchanan, pero su transmisión completa duró más de una hora, puesto que tan pronto como se intentaba transmitir a una velocidad mayor de varias palabras por minuto, el receptor se convertía en una mezcla de puntos y rayas indecifrables.

La señal era suficientemente fuerte, puesto que hacía poco William Thomson había inventado el galvanómetro de espejo y era posible detectar corrientes increíblemente pequeñas.

Debía de haber otro problema inesperado en el cable que produjera una deformación tan extraña de los puntos y las rayas de forma que hacía imposible el decodificado tan pronto como el operador intentaba una velocidad normal de transmisión.

El problema que se presentaba era catastrófico, puesto que, a la velocidad lenta a la que obligaba este extraño fenómeno, la explotación del cable podía llegar a ser ruinosa.

Hilium Thomson, que pasó a la celebridad con el nombre de lord Kelvin, puede considerarse como el descubridor de las ondas estacionarias en los cables eléctricos, puesto que consiguió explicar cual era la causa que impedía el aprovechamiento de los cables telegráficos a una velocidad semejante a la del telégrafo a corta distancia.

Nosotros podríamos haber imaginado con todas estas pistas cuál era la razón de este fenómeno.

Cuando el telegrafista emisor accionaba el manipulador, enviaba un impulso de tensión que se propagaba hasta el final de la línea, donde era capaz de accionar un electroimán o un galvanómetro a su llegada.

Pero cuando este impulso llegaba al receptor telegráfico, podía ser devuelto hacia atrás reflejado por lo que nosotros llamamos desadaptación de impedancias en las antenas de radioaficionado.

Al llegar el impulso reflejado nuevamente hacia el transmisor podía encontrarse con dos posibilidades, ambas desfavorables: que el operador tuviera levantado el manipulador (circuito abierto o impedancia infinita) o que lo tuviera cerrado (cortocircuito o impedancia nula).

Ambas situaciones sabemos nosotros que son igualmente desfavorables y que producen una nueva reflexión del impulso hacia el receptor.

Al receptor telegráfico le llegaba, pues, reflejado nuevamente un *impulso* retrasado *fantasma*, como la imagen fantasma que vemos en nuestros televisores, que confundía al operador del receptor, al mezclarse con el impulso original, pero ligeramente retrasado.

Lo que lord Kelvin descubrió fue que se podía ELIMINAR LA REFLEXION en el receptor, si éste último tenía una resistencia exactamente de un valor determinado igual a lo que luego llamó IMPEDANCIA CARACTERISTICA del cable empleado en la transmisión.

Esta impedancia característica dependía de los valores de inductancia por metro y capacidad por metro de los hilos que formaban el cable.

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

Además de no reflejar ningún impulso hacia atrás, si el cable terminaba en una resistencia igual a su impedancia caracterís-

tica, se cumplía que la relación entre la tensión y la intensidad a lo largo del cable, en cualquiera de sus puntos, era igual a esta impedancia característica Z_0 .

Esto supone que si el cable se corta por cualquier punto y se coloca allí una resistencia terminal Z_0 , el transmisor no notará ninguna variación y podrá seguir transmitiendo seguro de que no habrán reflexiones y que toda la energía eléctrica enviada llegará a la resistencia de carga colocada al final, INDEPENDIENTEMENTE DE LA LONGITUD DE LA LINEA.

Esta introducción nos ha servido para llegar a varias conclusiones relativas a las líneas de transmisión no resonantes o aperiódicas, que son las que utilizamos principalmente nosotros los radioaficionados.

Si la línea de transmisión termina en una antena y esta antena presenta al cable o, podríamos decir también, se comporta como una resistencia IGUAL a la impedancia característica del cable, cualquiera que sea la longitud del cable, se comportará en todos sus puntos, y especialmente en su conexión al transmisor, como una resistencia de valor Z_0 igual a esa impedancia característica. El cable podrá tener CUALQUIER LONGITUD y el resultado seguirá siendo el mismo y no habrán reflexiones.

CONCLUSION: La longitud de bajada deberá ser lo suficientemente larga para que llegue al transmisor y receptor, y no debe ser demasiado larga para que aumenten excesivamente las pérdidas sin ningún beneficio adicional. Si la línea está convenientemente adaptada a la antena no hace falta cortarla a ninguna medida especial, ni mucho menos a esas medidas de propiedades mágicas que nos recomiendan los

Hay una salvedad a este último párrafo que comenté en su capítulo dedicado al BALUN, que aunque se publicó sin ninguna de las figuras aclaratorias, tengo la esperanza de que alguno lo llegará a entender. Cuando no se utiliza ningún elemento simetrizador entre una línea coaxial y una antena, hay que huir de ciertas medidas peligrosas que son los múltiplos impares de $L/4$ físicas del coaxial. Estas medidas pueden hacer que la malla exterior del cable coaxial se comporte como parte del sistema radiante.

Pero basta utilizar un arrollamiento del cable coaxial cerca de la antena para las bandas superiores como 10/15/20 metros, o un balun para las inferiores como 40/80 metros para poder utilizar tranquilamente cualquier longitud de cable.

Las longitudes múltiplos pares de $L/2$ sólo tienen utilidad para aquellos que quieran tomar medidas de impedancias desde la estación, cosa muy poco probable en el 99 por 100 de los radioaficionados, pues las impedancias a lo largo del cable mal adaptado se repiten cada $L/2$.

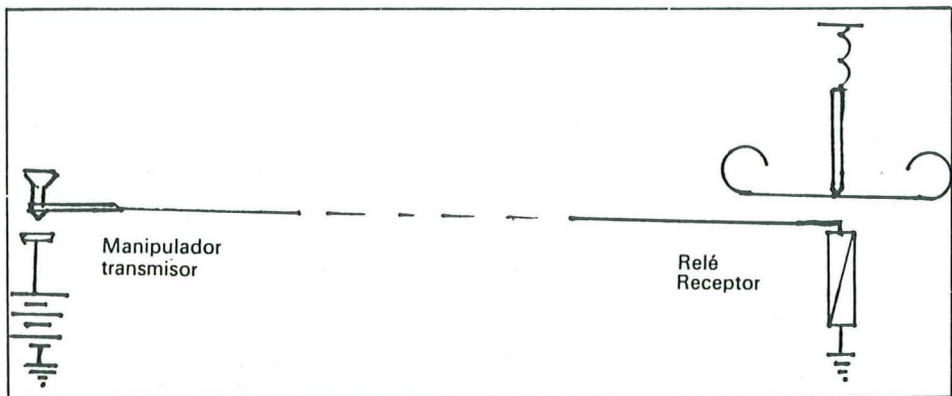
Todo esto se verifica estupendamente cuando NO hay ROE, pero ¿qué pasa cuando SÍ hay ROE y ésta es mayor de 2 o de 3?

En primer lugar debemos sospechar que la antena no está resonando.

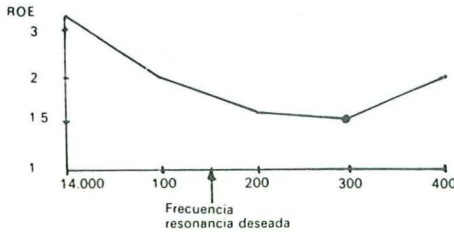
En RESONANCIA la ROE es mínima.

Para comprobarlo, debemos crear un gráfico de frecuencias y ROE, o sea medir la ROE a diferentes frecuencias y encontrar la frecuencia a la que se produce el MINIMO de ROE.

Debemos disponer de un medidor de ROE medianamente bueno y, si es posible, de un verdadero vatímetro direccional. El vatímetro direccional se conoce porque da

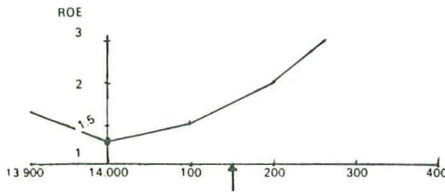


lecturas exactas de potencia independientemente de la FRECUENCIA, mientras que el medidor de ROE vulgar varía su lectura según la banda.



Supongamos que el gráfico nos muestra que el mínimo de ROE está a frecuencias más altas que la deseada. Esto significa que la antena trabaja mejor a frecuencias más altas y, por consiguiente, que es corta. Debemos alargarla.

Si en cambio el gráfico es como el de la figura:



Vemos que en esta figura el mínimo de ROE está a una frecuencia más baja de la que deseamos. La antena es más larga de lo necesario.

Quiero repetir que lo importante es la RESONANCIA y no la ROE. ¡No importa que haya ROE si la antena resuena en el centro de la banda!

El que encontremos una buena resonancia indica que la longitud de la antena es la correcta y que se comporta como una RESISTENCIA PURA. La persistencia de una ROE todavía, pero moderadamente baja o

inferior a 3, solamente indica que la resistencia que representa la antena no es exactamente igual a la de la línea y que hay una desadaptación. Pero hemos visto en otro artículo anterior que esa desadaptación NO SIGNIFICA peor radiación de la antena, que sigue siendo óptima cuando está en resonancia. Sólo significa que habrá parte de energía reflejada hacia el transmisor.

Si este transmisor es de válvulas, el circuito PI se encargará de devolverla nuevamente a la antena para que sea radiada tarde o temprano.

Si el transmisor es transistorizado soportará generalmente una ROE hasta de valor 2 sin reducir su potencia. Si la reduce mucho, nos veremos obligados a utilizar un acoplador de impedancias o transmatch, mal llamado acoplador de antenas, puesto que este nombre ha producido la confusión de hacer creer a algunos de que puede arreglar la resonancia de la antena.

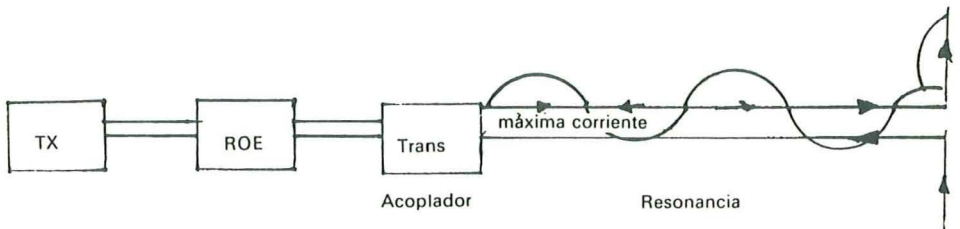
¡La antena no se puede arreglar jamás desde abajo en el transmisor si no está resonando!

Cuando la ROE se debe a que la antena NO RESUENA, entonces el acoplador lo que hace es convertir en resonante todo el sistema antena-línea-transmatch. Con el grave inconveniente de que la máxima corriente de resonancia se produce en el cable de bajada y no arriba en la antena.

del cable coaxial, y entonces se produce esa MARAVILLA DE LA TECNICA de que la ROE VARIA cuando se mueve de sitio el medidor o se alarga y acorta el cable de bajada, cuando eso sabemos que NO ES CIERTO. ¡Es un espejismo del medidor de ROE! La ROE sólo varía por desacoplo entre la línea y la antena!

Haced como yo que, cuando monto una antena nueva, sólo compruebo la ROE el primer día, buscando que el mínimo quede centrado en la banda que acostumbro a

Precisamente la línea de transmisión está diseñada para que su radiación sea mínima. Es decir, tenemos la máxima posibilidad de radiación o sea la máxima corriente en el lugar menos indicado y donde no será radiada.



Un aviso final:

Todo lo afirmado hasta ahora se basa en asegurar que estamos midiendo la ROE decentemente.

Si hay una corriente en la parte exterior de la malla del coaxial por falta de balun u otro sistema como el arrollamiento que las impida, algunos medidores de ROE marcarán diferente según la posición a lo largo trabajar y luego lo quito y no lo miro nunca más, tenga el valor que tenga residual, después de haberme asegurado de la resonancia en la frecuencia central por el mínimo de ROE.

Pensad que la impedancia de una antena, incluso a resonancia, queda afectada por la altura, por los objetos próximos y por muchas cosas más, y que no sirve de nada dejar una antena 1 sobre 1 de ROE, no vale la pena jugarse la vida subiendo una y otra vez a la torreta, con tal de que se compruebe bien que el mínimo de ROE coincide con la frecuencia deseada de resonancia.

Las ondas reflejadas. ¿Buenas o malas?

Por GUSTAVO DOCAMPO, EA 1 IV
COMPOSTELA

El «coco» del radioaficionado sigue siendo la relación de ondas estacionarias. La mitología desarrollada en su entorno ha llegado a tales extremos que la inmensa mayoría de los colegas creen que una antena es maravillosa sólo por el hecho de que con ella se alcanza el 1 : 1 y es terriblemente mala porque no hay forma de que baje de 3 : 1. Un repaso a los mecanismos de reflexión puede contribuir a poner las cosas en su punto.

Un día, después de operar durante años con mi entrañable «batiscafo» de AM, al fin conseguí un flamante electrodoméstico de BLU. Justo en ese día comenzaron mis angustias y mis tribulaciones. La causa no podía ser otra que las dichosas estacionarias, ese extraño y misterioso plasma, mal conocido por aquellas fechas que, agazapado y amenazador me seguía a todas partes, haciéndome contener la respiración cada vez que encendía el equipo. Alguno se preguntará el por qué de tanto sinsabor. En el fondo creo que por mi innato respeto a todo lo misterioso; como gallego creo en las «meigas», en los trasnos y en la santa compañía, y eso de las ondas estacionarias, para mí y por aquel entonces, eran cosa de auténtica brujería.

Naturalmente, no podía resignarme y me dediqué seriamente a leer cuanto caía en mis manos sobre antenas, líneas de transmisión, impedancias, potencias reflejadas, acopladores, etc. Sería muy curioso hacer un resumen bibliográfico de todos los errores, mitos y falsas interpretaciones que he tenido que tragarme al revisar estos temas. Seleccionar lo auténticamente serio y saltarme a la torera las afirmaciones gratuitas y falseadas no fue una labor fácil. Pero al fin, mi Hertz-Windon pudo ser cargada correctamente en todas las bandas con un equipo que en su folleto de manejo advertía: CUIDADO, NO OPERAR CON ROE SUPERIOR a 2 : 1. Por razones que no son del caso explicar con detalle, pero que guardan estrecha relación con la incompresión

de los vecinos para con mi antena, ésta apareció en el suelo un buen día, viéndome en la necesidad de permanecer en QRT durante cinco largos años. A lo largo de este dilatado período de tiempo he permanecido en contacto con la radioafición a través de diversas revistas, y si bien ello me ha permitido seguir la evolución de la técnica ¡y de los precios!, no cabe la menor duda de que me ha privado de ese gran placer del entrañable contacto directo con todos vosotros y de saber qué se cocinaba en las bandas.

Resuelto mi problema, al tomar nuevamente contacto con la radio viva, me encuentro con la sorpresa de que ahora en 40 m no se habla de radio y lo poco que se habla es para continuar con las idas y venidas de las ondas estacionarias. Pero en este sentido el cuadro no ha variado, algunos colegas siguen insistiendo en los mismos errores que hace cinco años. La mitología sobre tales ondas campa por sus respetos. La realidad es que la mayoría de los comentaristas que sobre el tema se escuchan tienen su base en no pocos artículos en los que se exponen puntos de vista totalmente gratuitos, sin fundamento científico algunos, que luego se difunden vía radio y a base de repetirlos hasta la saciedad, llegan a tomar carta de naturaleza y a transformarse en auténticos dogmas.

Una mañana dominguera del mes de julio. Banda de 40 m. Cambio. Mi correspondiente preocupadísimo porque su antena está funcionando con una ROE de 2 : 1. Cam-

bio. En un intento de tranquilizarle comienzo a exponerle mi punto de vista. Break, break (maldita palabreja). Se hace presente otro colega más informado que yo, dice que es radiotécnico. El nuevo correspondiente diagnóstico, pronostica e indica la terapéutica más adecuada para el grave caso. Su docta exposición puede resumirse en los siguientes puntos: a) una relación de 2:1 quiere decir, en primer lugar, que la antena está mal cortada para los 40 m; b) que se está perdiendo el 11 por 100 de la potencia suministrada; c) la consecuencia es terrible porque la potencia devuelta se disipa en el paso final y el pobre se achicharra, se hace polvo, y d) la potencia devuelta, en su viaje de regreso, es radiada por el coaxial y produce ITV a manta. Terapéutica: a) ir cortando o alargando la antena hasta que el reflectómetro indique 1:1; b) colocar un balun de relación 1:1, o bien, c) cortar el cable coaxial a una longitud exacta de un múltiplo impar de un cuarto de onda, para esto no hace falta medirlo, se va haciendo picadillo hasta conseguir el ansiado 1:1. Bien, a todo esto no es necesario que os cuente que el QSO se transformó en un mano a mano entre los dos colegas, ambos resonaban a la misma frecuencia, y yo me quedé abandonado y olvidado a la sombra de esa vieja palmera tan conocida de todos nosotros cuando nos topamos con colegas un poco «especiales».

Esto me amargó bastante, pero me hizo reflexionar. Aun cuando yo vea la mar de color azul, si todos insisten en que es colorada, llega un momento en que uno empieza a dudar y se pregunta si no será daltónico. Así que, después de aquel apocalíptico QSO, traté de poner al día mis conocimientos al respecto aprovechando las vacaciones. Para ello pasé revista a las colecciones de U.R.E., QST, CQ, 73 Magazine y, como no podía ser menos, al antiguo y nuevo testamento de los OM's Te Radio Amateur's Handbook y The ARRL Antena Book. Después de esta revisión llegué a una conclusión importante: mis antenas están perfectamente bien, aun cuando en la de maracas, tengo en los extremos de la banda de 80 m una ROE de 3:1. Sin embargo, esto no quiere decir que esté perdiendo el 25 por 100 de mi potencia en salvas ni que esté asando las lámparas del paso final y, por supuesto, mi XYL puede continuar disfrutando de su programa preferido de RTVE o de RTP mientras yo transmito.

Al final de la citada revisión, me he encontrado con una serie de notas muy útiles para mi gobierno, y pensando que tal vez podrían ser de utilidad para algunos colegas, se me ha ocurrido ordenarlas y enviarlas a la Revista. Evidentemente para muchos EA's esto será como el abc, pero mi inten-

ción no es descubrir nada nuevo, solamente pretendo ayudar en lo posible a los colegas menos experimentados y evitarles, si es posible, sinsabores y viajes inútiles al tejado en busca del ansiado 1:1, como me ocurrió a mí en otros tiempos.

De cualquier forma antes de entrar en el tema deseo precisar que los conceptos aquí vertidos están entresacados o resumidos de artículos firmados por radioaficionados especializados en el tema como L. McCoy, WIICP, ingeniero de la Bell Telephone y M. Walter Maxwell, W2DU/W8KHK, ingeniero de la RCA.

LA ANTENA COMO CARGA

Con el fin de ir haciendo boca, permítanos suponer que hemos cortado un dipolo exactamente para el centro de una banda. El dipolo así construido será resonante exclusivamente para la frecuencia que nosotros hayamos previsto y exactamente en esa frecuencia ofrecerá una impedancia resistiva de 73 ohmios. La impedancia y el voltaje de la onda que alcance la antena estarán en fase y la totalidad de la potencia suministrada se transformará en potencia radiada. Pero si ahora le suministramos una radiofrecuencia, desviada unos kilociclos de la primera, el comportamiento de la antena se modifica variando el valor de su impedancia, impedancia que ya no será resistiva pura, la intensidad y el voltaje de la onda incidente sufrirán un desfaseamiento, parte de la potencia será radiada y otra parte será devuelta en forma de potencia reflejada.

Para comprender la razón de estas diferencias es preciso pasar revista a ciertos conceptos fundamentales. Cuando una corriente alterna, radiofrecuencia, atraviesa un circuito, antena, los componentes de este circuito presentan una cierta oposición al paso de la corriente que los recorre. Esta propiedad, que en realidad representa un impedimento, se le conoce con el nombre de IMPEDANCIA. Ahora bien, la impedancia es cualitativamente distinta dependiendo del o de los elementos que compongan un circuito. Si el circuito está constituido solamente por una resistencia óhmica se le llamará impedancia RESISTIVA, si está constituido solamente por un circuito bobinado se le llamará impedancia INDUCTIVA, y si es una capacidad el único componente se le denominará impedancia CAPACITIVA. Habitualmente cuando se hace referencia a la impedancia capacitiva e inductiva conjuntamente, se las denomina impedancias reactivas o REACTANCIAS.

En un circuito que solamente presente impedancia resistiva la tensión y la corriente circulan en fase y la totalidad de la potencia

suministrada será consumida por la resistencia, expresándose el valor de tal consumo en vatios. Por el contrario, las reactancias presentan la propiedad de desfasar la corriente y el voltaje, retrasando en 90 grados la intensidad con respecto a la tensión, si la reactancia es inductiva, y adelantándola 90 grados si la reactancia presente en el circuito es capacitiva. Por lo tanto, si en un mismo circuito existe componente inductivo y capacitivo, sus efectos tienden a contrarrestarse por ser de signo opuesto, dominando el de mayor valor o anulándose si ambos son de la misma magnitud. Pero las reactancias poseen además otra característica en contraposición con las resistencias, y es que, mientras aquéllas consumen la potencia que se les aplica, las reactancias incluidas en un circuito «solicitan» potencia, pero no la consumen. Por ello, para distinguir esta potencia «solicitada» de la potencia consumida, a la primera se la denomina POTENCIA REACTIVA, POTENCIA DEWATADA o VOLTAMPERIO, pero no puede ser expresada en vatios.

Como hemos visto, el término impedancia puede ser aplicado a cualquier componente eléctrico aislado que se oponga al paso de una corriente alterna, pero también puede utilizarse para expresar el conjunto de resistencia y reactancias presentes en un circuito. Como quiera que en una antena pueden estar presentes los diversos tipos de impedancias, las fórmulas aplicables a los circuitos de corriente alterna son también aplicables a las antenas. Entonces, para la impedancia de antena tendremos:

$$Z = R + j(X_i), \text{ o bien } Z = R - j(X_c) \quad (1)$$

Donde Z es la impedancia de antena,

R es el componente resistivo en ohmios,

J es un factor que simplemente expresa X no puede ser sumado directamente a R,

X_i componente inductivo en ohmios, siempre positivo,

X_c componente capacitivo en ohmios, siempre negativo.

Sabido lo que antecede, veamos ahora con cierto detalle el comportamiento de la antena ante una radiofrecuencia resonante con ella y otra no resonante. En el primer caso, los valores de X_i y de X_c son exactamente iguales, pero como uno es positivo y el otro negativo su suma es cero. En este caso, y de acuerdo con la fórmula (1)

$$Z = R + j(0), \text{ o sea } Z = R$$

la impedancia global de la antena queda reducida a solo su componente resistivo. Esto

quiere decir que al comportarse la antena como una resistencia pura la corriente y el voltaje circulan en fase y toda la potencia suministrada se transforma en radiación.

Si salimos de la frecuencia de resonancia desplazando nuestro punto de trabajo arriba o abajo, entonces aparecerá indefectiblemente el componente reactivo. Si la antena es resonante a frecuencia superior a la de trabajo tendrá mayor valor la impedancia inductiva, en caso contrario dominará la reactancia capacitiva. La impedancia terminal de la antena tendrá ahora otro valor, para la nueva frecuencia. Continúa existiendo el componente resistivo básico, sin cambios, pero se añade el nuevo componente reactivo con signo positivo o negativo, dependiendo de su cualidad. Esta reactancia, presente ahora en el circuito de antena, no consume potencia, pero la «solicita», de tal manera que la potencia que ahora suministra el emisor en parte se transforma en radiación sobre la resistencia de antena y en otra parte va a cubrir la «solicitud» de la reactancia. Pero como ya sabemos que la potencia devatada por una reactancia no se consume va a ser devuelta hacia el emisor en forma de potencia reflejada. Esta devolución de potencia se debe al desfaseamiento corriente-voltaje que las reactancias producen, desfaseamiento que condiciona una variación del campo eléctrico y magnético, los cuales a su vez crean en el hilo de la antena una corriente que se opone a la corriente que la causó (ley de Lenz).

En resumen, cuando la antena presenta componentes reactivos, y esto ocurre siempre que trabaje fuera de su punto de resonancia, las ondas incidentes darán lugar a una autogeneración de ondas en la antena que circularán en sentido opuesto a las primeras. A estas ondas de circulación retrógrada se las conoce con el nombre de ondas reflejadas.

Ya hemos encontrado al «coco». Ya sabemos que cuanto más nos alejemos de la frecuencia de resonancia tanto mayor será el porcentaje de ondas reflejadas. El problema parece serio, pero la solución es fácil. Dado que cuando la antena es resonante la ROE es siempre 1 : 1, si queremos mantener esa lectura a lo largo, por ejemplo, de toda la banda de 80 m, montamos un dipolo para cada kilociclo y con solo 450 dipolos resonantes tenemos el problema resuelto... No amigo lector, no estoy de broma, pero este despropósito sirve para resaltar dos hechos: primero, que, en buena ley, no se puede pretender tener una ROE de 1 : 1 mas que en un estrecho margen de frecuencia, y segundo, que esta ROE, variante a lo largo de toda la banda, NO SE PUEDE MODIFICAR EN ABSOLUTO desde el cuarto de radio,

sólo modificando la longitud eléctrica de la antena para cada frecuencia. En otras palabras, debemos estar muy satisfechos cuando en el punto de resonancia, para el que hemos cortado la antena, obtengamos una ROE próxima a 1:1, lo que suceda en otras frecuencias es connatural a la longitud, grosor del hilo, altura de la antena, proximidad de objetos, calidad de los aisladores, etc.

Tal vez deberíamos añadir algo sobre el Q de las antenas, pero me temo que esto se haría interminable. Baste señalar que a menor Q la banda de resonancia resulta más amplia, y que el Q de la antena disminuye a medida que se aumenta el diámetro del hilo y se eleva cuando se utilizan «trampas», «rabos» y otros adminículos por el estilo.

Pero dejemos las reactancias y el Q de la antena para insistir un poco más sobre la R de la fórmula (1), que es de una importancia primordial para comprender el rendimiento de cualquier antena. El factor R o resistencia óhmica de una antena es, como ya sabemos, su único componente de impedancia cuando la antena es resonante, pero, y esto es importante, la resistencia óhmica de una antena está constituida a su vez por dos componentes: primero, RESISTENCIA DE RADIACION, y segundo, RESISTENCIA DE PERDIDAS.

La energía que procedente del emisor alcanza la antena va a ser repartida entre estas dos resistencias, consumiéndose de forma proporcional a su valor óhmico en cada una de ellas. En la resistencia de radiación, una parte se transformará en potencia radiada, en la resistencia de pérdidas la potencia se disipará en forma de calor, perdiéndose inútilmente. De acuerdo con ello, dado que para cada tipo de antena la resistencia de radiación se puede considerar constante, interesa por todos los medios que la resistencia de pérdidas sea lo más baja posible. Debemos cuidar, por consiguiente, las conexiones, la toma de tierra, la calidad de los aisladores, etc.

La eficiencia de una antena viene dada por la fórmula

$$N = \frac{R_r}{R_p + R_r} \quad (2)$$

en donde, N es la eficiencia de la antena, R_r es la resistencia de radiación y R_p es la resistencia de pérdidas.

Esto resulta interesante de tener en cuenta, sobre todo en las antenas verticales, en las que, a menudo, se consigue la impedancia de entrada pretendida a base de incrementar la resistencia de pérdidas eliminando radiales, o se admite como buena una antena

móvil, cargada al centro, con una bobina de mala calidad por razón de que ofrece una resistencia terminal más próxima a la del cable coaxial, pero en realidad todo ello va en detrimento del sistema, con la pérdida de potencia consiguiente. Insistiremos sobre ello más adelante.

DE LA LINEA A LA ANTENA

Para hacer llegar la radiofrecuencia desde el emisor a la antena, habitualmente situada a cierta distancia del equipo, se necesita una línea de transmisión. Tales líneas pueden ser de diversos tipos, pero actualmente las más utilizadas son las líneas coaxiales sobradamente conocidas como para entrar en su descripción detallada.

El cable coaxial por sus características de construcción, grosor de los conductores, material y diámetro del dieléctrico, etc., ofrece una impedancia fija e inmutable para cada tipo, siendo los valores más comunes 52 y 73 ohmios. La impedancia del cable coaxial puede considerarse que es el resultado de la coexistencia de dos reactancias, una inductiva y otra capacitiva. Ambas reactancias, que se repiten a lo largo de toda la línea en cada unidad de longitud, figura 1, por ser

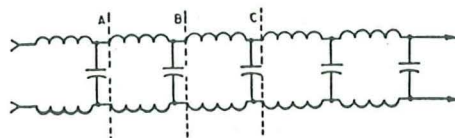


FIG. 1. Equivalente de una línea de transmisión.

de signo opuesto y, admitamos, que de la misma magnitud, se anulan comportándose el conjunto como una resistencia óhmica en la cual la intensidad y el voltaje circulan en fase. Sin embargo, si el cable coaxial fuese en realidad una resistencia óhmica, no cabe la menor duda de que en él se produciría una importante pérdida de potencia por disipación y sabemos que esto no ocurre más que de forma muy limitada. En realidad no se trata de una resistencia óhmica auténtica, si no de dos reactancias de signos opuestos que se cancelan entre sí y, como ya sabemos, se puede transferir potencia a una reactancia, potencia devatada (no vatios), pero la reactancia es incapaz de consumirla. De acuerdo con esta propiedad, el cable coaxial resulta ser un magnífico transportista para enviar la potencia desde el emisor a la antena, ya que se comporta como una resistencia en cuanto que produce cambios de fase y como una reactancia en cuanto que no consume potencia. Sin embargo, es muy preciso

tener siempre presente que tal condición se cumple exclusivamente en cuanto la antena ofrece una impedancia terminal del mismo valor que la característica del coaxial que se le conecta. En este caso se dice que la línea coaxial y la antena están acopladas. En tales condiciones la corriente y el voltaje circulan en fase a lo largo del coaxial y la antena, toda la potencia incidente se transforma en potencia radiada y no se producen fenómenos de reflexión. Esta es la solución ideal, fácil y económica para aquellas emisoras que trabajan a frecuencia fija, por ejemplo, las emisoras de radiodifusión, sin embargo, para nosotros la solución no es tan fácil; como quiera que con una sola antena tenemos que recorrer todo el ancho de una banda, cuando menos, el acoplo antena-coaxial solo será perfecto en la frecuencia de resonancia de la antena.

Pero volvamos a los mecanismos de reflexión, ahora a nivel de la conexión coaxial-antena. Tratemos de situarnos en dos posturas extremas para tratar de comprender mejor estos fenómenos:

Caso A, que el coaxial no esté conectado a la antena por su cabo distal.

Caso B, que el coaxial esté en cortocircuito por su extremo distal.

A) En el primer caso, cuando el coaxial está en circuito abierto, dicho circuito solo podrá cerrarse a través del aire y en este punto su impedancia será altísima, en la práctica se considera infinita.

Las ondas electromagnéticas procedentes del emisor «ven» de momento la impedancia característica del cable coaxial como una resistencia pura. La mitad de la energía, dependiente de la intensidad de la onda incidente, constituye el campo magnético y la otra mitad, dependiente del voltaje, constituye el campo eléctrico. Hasta este momento la intensidad y el voltaje circulan en fase a lo largo del coaxial. Cuando la onda incidente alcanza el circuito abierto se encuentra bruscamente con una impedancia elevadísima, el aire, de valor infinito, entonces la intensidad cae a cero y el campo magnético, dependiente de ella, se colapsa. Esta variación del campo magnético origina un campo eléctrico de la misma magnitud que el campo eléctrico original que se suma en fase con el campo eléctrico previo, resultando en el circuito abierto un voltaje de valor doble del de la onda incidente. Justo, en este instante, se produce una onda reflejada a causa de que ahora hay una corriente mínima y un voltaje máximo en los terminales del circuito abierto, desfaseamiento, cuando un instante antes de la corriente y el voltaje estaban en fase a lo largo de la

línea. La onda de voltaje reflejado, puesto en marcha por el citada incremento de voltaje, circula en sentido opuesto como si en realidad fuera enviada por un nuevo generador situado al final de la línea abierta. Como se ve, no se absorbe energía en la línea de circuito abierto, ya que la onda reflejada es de la misma magnitud que la onda enviada, figura 2.

Por su parte, el campo eléctrico condiciona un campo magnético en oposición de fase y, una vez más, la energía se divide por

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

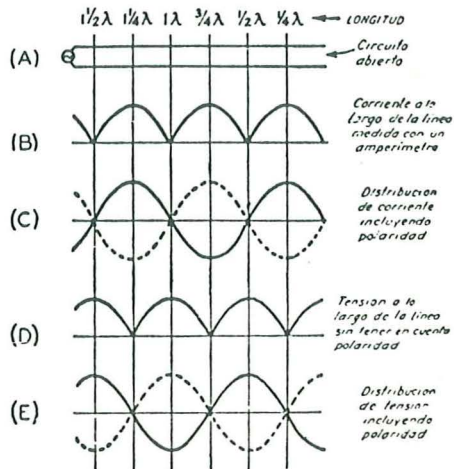


Fig. 2. Ondas estacionarias de corriente y tensión a lo largo de una línea con circuito abierto

igual entre los dos campos. El nuevo campo magnético será de la misma magnitud que antes, pero de polaridad opuesta, caminando a lo largo de la línea en sentido retrógrado, como una onda de corriente reflejada.

El voltaje o la intensidad en la carga, en cualquier instante, es la suma de los voltajes incidentes y reflejados. Como quiera que son del mismo valor, pero de signos opuestos, su suma es cero. En otras palabras, la energía que se suministra a una línea abierta al no ser consumida se refleja en su totalidad. Pero veamos cómo hace el viaje de vuelta. La corriente reflejada viaja a la misma velocidad que la corriente incidente, de forma que su valor instantáneo será diferente en cada uno de los puntos de la línea. En ciertos puntos, las fases de la corriente incidente y reflejada serán tales que se anularán entre sí, mientras que en otros se sumarán duplicándose su valor. En los pun-

tos intermedios, la magnitud de la corriente tomará valores comprendidos entre estos extremos.

Para una frecuencia dada, los puntos en que las corrientes están en fase o desfasadas, dependerán solamente del tiempo requerido para propagarse, por consiguiente dependen de su distancia al punto de reflexión, que es el final de la línea. En línea abierta el ángulo de desfase es de 180 grados para la corriente y de cero grados para el voltaje. A una distancia de media longitud de onda, desde el extremo abierto, los componentes de corriente incidente y reflejada volverán a

parar, ya que si la intensidad cae a cero en el circuito abierto, es el voltaje el que se hace cero ante un cortocircuito. El ángulo de fase es ahora de 180 grados para el voltaje y de cero grados para la corriente.

Comprendidos los mecanismos de reflexión en estos casos extremos, estamos en condiciones de entender lo que ocurre con la reflexión en nuestras antenas. En nuestro caso la reflexión nunca es total, por cuanto la mayor parte de la potencia se transforma en radiación sobre la resistencia de radiación de la antena y la pequeña parte de potencia reflejada que observamos es la dependiente del componente reactivo que se introduce cuando trabajamos fuera de la frecuencia de resonancia de nuestro sistema radiante. Si la impedancia global de la antena es menor que la característica del cable coaxial, una parte de la potencia será reflejada de forma similar a como se refleja en las líneas en cortocircuito, en cuyo caso la corriente será mayor en la antena. Por el contrario, si la impedancia que el coaxial «ve» en la antena es superior a la suya, una parte de la potencia se reflejará siguiendo las leyes de las líneas abiertas y, entonces, será la tensión la que tendrá mayor valor en la antena. Finalmente, cuando la impedancia de antena es igual a la impedancia de línea, toda la potencia será absorbida, no habrá reflexión. Se trata justamente del punto equidistante entre líneas abiertas y líneas en cortocircuito, la línea acoplada a su debida carga, la antena resonante.

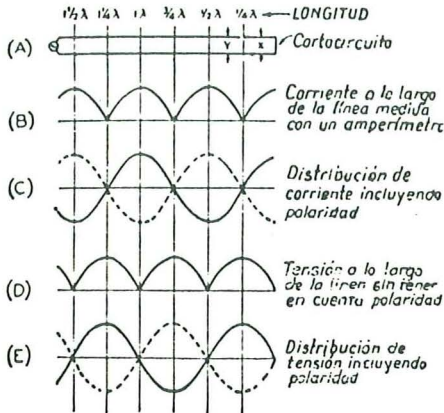


FIG. 3. Ondas estacionarias de tensión y de corriente a lo largo de una línea terminada en cortocircuito

estar desfasados y la corriente resultante volverá a ser cero. Esto se cumple exactamente en cada media longitud de onda a lo largo de toda la línea. Los voltajes incidente y reflejado, por su parte, estarán en oposición de fase en un punto situado a un cuarto de onda desde el extremo abierto. En este punto el voltaje será cero, y será cero también en todos los puntos que resulten múltiplos impares de un cuarto de onda. En los múltiplos pares no ocurre lo mismo por cuanto cada dos cuartos de onda constituyen una media onda, y en tales puntos, ya sabemos, se encuentran máximos de voltaje, figura 2.

B) Consideremos ahora, brevemente, la segunda posibilidad. Cuando el coaxial termina en un cortocircuito la impedancia será bajísima, prácticamente cero. En este caso el proceso de reflexión es similar al expuesto anteriormente, con la particularidad de que los campos y las polaridades de los mismos están invertidas, figura 3. Esto era de es-

Creemos que, entendido lo precedente, vale la pena analizar esa actitud poco consecuen- te de cortar el cable coaxial de una longitud equivalente a múltiplos impares de cuarto de onda. Posiblemente ello está en relación con el hecho de que en una línea en cortocircuito las corrientes incidentes y reflejadas se cancelan en puntos que están situados a esas distancias, y lo mismo ocurre con los voltajes en las líneas abiertas, pero es preciso recordar que una antena no representa ni una línea abierta ni una línea en cortocircuito y que, en ella, la mayor parte de la energía es radiada, reflejándose solamente una parte mínima. Por consiguiente, las componentes de tensión y corrientes reflejadas son, con mucho, de menor valor que las emitidas, por consiguiente NI LA CORRIENTE NI LA TENSION SE CANCELAN TOTALMENTE EN NINGUN PUNTO A LO LARGO DE LA LINEA. Si esto es así para una antena monobanda, imaginemos el lfo que se organizará cuando se trata de encontrar una longitud de coaxial donde se pretende que se cancelen las ondas reflejadas de una antena tribanda. Algún colega medirá que él lo tiene así y le va muy bien. No lo dudo, pero ese es un fenómeno en relación

con las llamadas «corrientes de antena», que nada tienen que ver con las ondas reflejadas, y tales corrientes pueden falsear seriamente las lecturas de los medidores de ROE, encontrándose puntos a lo largo de la línea coaxial en los cuales, aparentemente, las ondas reflejadas se cancelan cuando en realidad están allí vivitas y coleando, aunque nuestra técnica de medida nos impiden sospechar que existen. Más adelante volveremos sobre este punto.

COEFICIENTE DE REFLEXION Y ROE

Como ya sabemos, la importancia del fenómeno de reflexión guarda una estrecha relación con el grado de desacoplo entre las impedancias línea-antena, cuanto mejor sea el acoplo tanto menor será el índice o coeficiente de reflexión. Este coeficiente puede expresarse matemáticamente de la forma siguiente:

$$\rho = \frac{Z_a - Z_l}{Z_a + Z_l}$$

en donde ρ (rho) es el coeficiente de reflexión.

Z_a la impedancia de antena,

Z_l la impedancia de línea.

Así se cumple que para los sistemas radiantes perfectamente acoplados, rho es igual a cero, no hay potencia reflejada, mientras que para las líneas abiertas o en cortocircuito, rho es igual a uno, la energía se refleja en su totalidad.

Según esto, lo lógico sería operar con impedancias para cerciorarse del grado de acoplamiento de una antena a una línea, pero como en ocasiones la medida de la impedancia de antena presenta serias dificultades prácticas, en lugar de operar con ellas se hace con sus consecuencias, es decir, con la relación existente entre la potencia enviada y la potencia reflejada o bien con el voltaje o la intensidad enviadas y reflejadas.

La relación entre las impedancias y la ROE viene dada por la siguiente fórmula:

$$\text{ROE} = \frac{Z_a}{Z_l} \quad \text{o bien} \quad \frac{Z_l}{Z_a}$$

lo que se cumple sólo en el caso de que la antena esté representada por una resistencia pura, sin componente reactivo. P. e., si tenemos un dipolo con una impedancia resistiva de 73 ohmios y lo alimentamos con una línea coaxial de 52, tendremos una ROE de 1,3:1.

La ROE de un conjunto radiante, línea de alimentación y antena, es absolutamente inalterable a menos que modifiquemos las características físicas del conjunto, pero, como ocurría en la antena, tampoco puede ser modificada dicha relación desde el cuarto de radio. Algunos colegas creen que si la antena presenta una alta ROE en los extremos de la banda, se puede solucionar mediante el empleo de un balun de relación 1:1. Es un grave error. La realidad es que la expresión «uno a uno», en este caso, especifica solamente la relación de transformación del balun que, por otra parte, es inmutable y no quiere decir que las distintas impedancias complejas ofrecidas por la antena a frecuencias distintas de la de resonancia, vayan a presentarse en el bobinado correspondiente al coaxial convertidas en los 52 ó 73 ohmios característicos de la línea. Por el contrario, el coaxial verá los 25 o los 100 ohmios que, a través del balun, la antena le ofrezca. Así que la introducción de un balun de relación 1:1 no significa, ni mucho menos, que la ROE vaya a ceñirse al ideal 1:1.

La palabra BALUN es una contracción de BALANCED Y UNBALANCED, que viene a ser balanceado y desbalanceado, o mejor, simétrico y asimétrico, y precisamente estos chismes fueron desarrollados para resolver los problemas inherentes a la conexión de una línea asimétrica, coaxial, a una antena simétrica, dipolo. La relación de transformación puede ser todo lo variada que se quiera y, aunque los más corrientes son de 1:1 y de 4:1, se pueden fabricar a gusto del consumidor. Pero téngase bien presente que no se trata en modo alguno de acopladores automáticos que convierten cualquier impedancia de antena en la impedancia característica de la línea. A pesar de ello, algunos colegas estarán convencidos de que funcionan como auténticos adaptadores de impedancia variable, ya que la ROE cae espectacularmente cuando se inserta uno de estos artilugios en la línea, sobre todo si es de mala calidad. Volveremos sobre ello más adelante.

Quando en el epígrafe anterior decíamos que el cable coaxial se comporta como un magnífico elemento para transferir la radiofrecuencia porque no absorbe potencia, no estábamos diciendo exactamente la verdad. Todos los radioaficionados saben muy bien que en los coaxiales se producen unas ciertas pérdidas de potencia, por una parte a consecuencia de la resistencia de sus conductores, que es proporcional a la longitud del cable, y por otra, a consecuencia del dieléctrico, pérdidas estas últimas que aumentan proporcionalmente a la raíz cuadrada de la frecuencia. Al conjunto de tales pérdidas se denomina atenuación y son distintas para cada tipo de cable, expresándose su valor en decibeles precedidos del signo negativo.

Sobre el gráfico de la figura 4 se puede averiguar la atenuación de cada tipo de los más populares a lo largo de 100 pies, aproximadamente 30 m, para las distintas frecuencias de trabajo. Así, por ejemplo, para el RG-8U, de 52 ohmios, a frecuencia de 3,5 MHz la atenuación a lo largo de 30 m sería de $-0,3$ dB. A 30 MHz sería de -1 dB, y en 144 MHz alcanzaría la cifra de $-2,5$ dB.

Estas pérdidas, es preciso recalcar, se producen inevitablemente con ROE de 1:1, es decir, estando la línea y la antena perfectamente acopladas. Si existe una ROE superior a 1:1, las pérdidas se incrementan. Esta, posiblemente, ha sido una de las principales razones para que el radioaficionado se haya obsesionado en ese ideal 1:1, en un intento de llevar su equipo al máximo rendimiento, aunque el significativo incremento de tales pérdidas no lo justifique.

Y aquí queremos centrar la parte más importante de este epígrafe. ¿Es realmente tan importante alcanzar la ROE de 1:1 en base a las pérdidas de línea? ¿Vale la pena competir con los equilibristas del alambre y jugarse el tipo en el tejado para llegar a ese

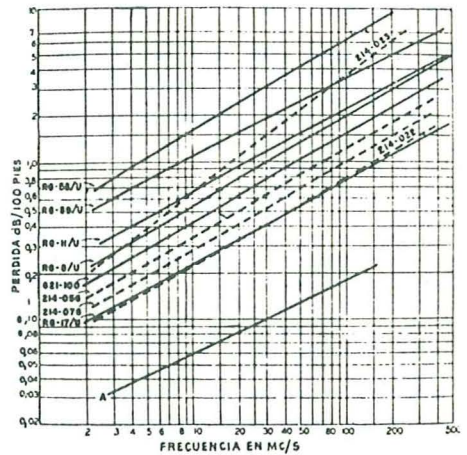


FIG. 4. Datos de atenuación correspondientes a los tipos más comunes de líneas de transmisión. La curva A es la atenuación nominal de línea abierta de 600 ohmios

punto? Creo que, en este aspecto, la mitología de la potencia reflejada se ha disparado difundiendo el grave error de que la potencia reflejada es potencia perdida. Esto es totalmente inexacto. Con una ROE de 1:1 es verdad que no existen fenómenos de refle-

xión, como ya sabemos, con 1,5 : 1 se refleja el 3 por 100 de la potencia; con 2 : 1, el 11 por 100; con 3 : 1, el 25 por 100, etc., pero ¡avizados estaríamos si ese 5 ó ese 25 por 100 de potencia reflejada se lo llevara el viento!

Releamos con calma *The Radio Amateur's Handbook*, ese maravilloso libro al que nunca prestamos la atención que se merece. En el capítulo de líneas de transmisión aparece un gráfico que aquí reproducimos, figura 5, con el cual se puede averiguar cuánta pérdida adicional se produce en una línea para cada lectura de ROE superior a 1 : 1. Para utilizarlo, primero se averigua mediante el gráfico de la figura 4 la atenuación que en nuestro particular tipo de coaxial se produce, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo y la longitud del cable y, dando, por supuesto, que la línea y la antena estuvieran perfectamente acopladas. Conocido ese valor se busca en la línea horizontal, abscisas, de la figura 5. Una vez localizado, se asciende por la línea vertical correspondiente hasta cruzarnos con la curva correspondiente a nuestra ROE, ahora, siguiendo desde ese punto en sentido horizontal hacia la izquierda encontraremos el eje de ordenadas, donde podemos leer el valor de pérdida adicional de la ROE que nos ocupa, o que nos preocupa... Veamos un ejemplo: si trabajamos con una potencia de 100 vatios y con cable coaxial RG-8U en 3.650 kHz y el cable tiene una longitud de 30 m, teniendo el sistema radiante perfectamente acoplado, nuestro ROE será

de 1 : 1 y la atenuación de la línea de $-0,3$ dB. Ahora supongamos que al operar en 3.800 kHz nos encontramos con una ROE de 3 : 1. Según los agoreros solo estaríamos saliendo con 75 vatios, ya que el 25 por 100 de la potencia sería devuelta y perdida. Pero busquemos en la línea horizontal, abscisas, de la figura 5, la cifra 0,3 dB, ascendamos por la línea correspondiente hasta encontrarnos con la línea de ROE que representa 3 : 1, vayamos al eje de ordenadas y observaremos ¡oh sorpresa! que la pérdida adicional imputable a esa ROE es de solamente $-0,2$ dB. Si tenemos en cuenta que cada división de S-meter equivale a 6 dB, aproximadamente, ¿qué corresponsal será capaz de acusar la diferencia entre una línea que en la misma frecuencia ofrece una ROE de 1 : 1 y otra que ofrece una ROE de 3 : 1 trabajando con la misma potencia? Para llegar a perder 1 dB con la misma línea, es decir un sexto de división de S-meter, y con la misma ROE tendríamos que transmitir en 30 MHz. Parece, pues, que la postura intransigente de los puristas, adoradores del 1 : 1 no es muy realista a la hora de «llegar», que en definitiva es lo que interesa al radioaficionado.

Por si a alguien le quedan dudas en este sentido vale la pena transcribir, resumida, una información de nuestro colega M. Walter Maxwell, ingeniero de la RCA Space Center, quien ha diseñado las antenas de treinta satélites artificiales, incluido el "ECHO I". En el Tiros-ESSA-ITOS-APT, la impedancia terminal de un dipolo para 108 MHz era de 150-1100 ohmios, lo que daba una ROE de 4,4 : 1, o sea, 40 por 100 de potencia reflejada. El emisor trabajaba con 30 milivatios, así que no era cosa de derrochar potencia. Siguiendo la mítica creencia de que toda la potencia reflejada es potencia perdida, solamente llegarían a la antena 18,1 de los 30 milivatios disponibles. Pero la realidad es que en antena se median 27,1 milivatios. Es decir, la pérdida real era solamente de 2,9 milivatios, de los cuales 1,6 eran imputables a la ROE de 4,4 : 1 y el resto a la atenuación propia de la línea. Es decir, el rendimiento, teniendo en cuenta todas las pérdidas, era del 90,40 por 100, mientras que si nos atenemos al erróneo principio ya mencionado el rendimiento debería ser solamente del 60 por 100, ya que el 40 por 100 se perdería por razón de la ROE. En fin, tal vez estas consideraciones sirvan de ayuda a cualquier colega angustiado por la potencia reflejada.

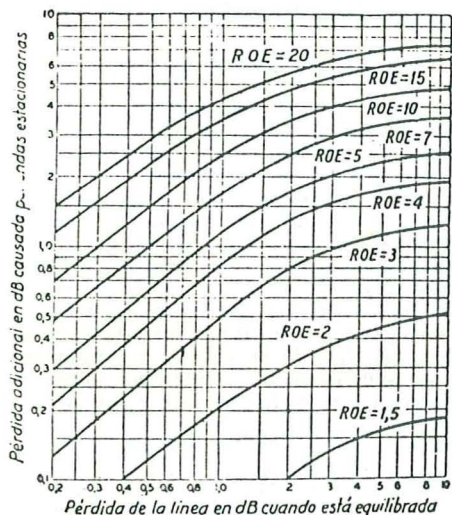


FIG. 5. Efecto de la ROE sobre las pérdidas de línea. La ordenada de la pérdida adicional en dB, para la pérdida total de la línea, bajo condiciones de equilibrio perfecto, según la escala horizontal

LA ROE Y EL SIGNIFICADO PRACTICO

Ya sabemos que una ROE será tanto más baja cuanto mejor sea el acoplamiento de la antena al cable coaxial, y tanto más alta cuanto más dispares sean las impedancias

de uno y otro elemento. Sin embargo, una ROE de 1 : 1, conseguida de Dios sabe cuántas subidas al tejado, solamente quiere decir que la impedancia que «ve» la antena está en perfecta concordancia con la impedancia propia de la línea de transmisión. Pero nada dice con respecto a la eficiencia de radiación que, a pesar de ofrecer una baja ROE, puede haber empeorado sensiblemente con respecto al momento en que teníamos una lectura más elevada.

Veamos dos ejemplos: Una antena vertical de un cuarto de onda con unos 100 radiales tiene una impedancia terminal próxima a los 36,5 ohmios. Gracias al elevado número de radiales su resistencia de pérdidas a tierra será mínima, como recordaremos por la fórmula (2). Si ahora alimentamos esta antena con un cable coaxial de 52 ohmios de impedancia característica, la ROE en el punto de resonancia será de 1,6 : 1, aproximadamente, algo inadmisiblemente para los adoradores del 1 : 1, sobre todo si tenemos en cuenta que fuera de resonancia la lectura se elevará irremisiblemente. Si con el ánimo de reducir esta ROE vamos eliminando radiales, la resistencia de pérdidas se irá elevando, lo que sumado al valor de la resistencia de radiación incrementará progresivamente el valor de la resistencia terminal de la antena. Cuando se hayan eliminado suficientes radiales, la resistencia a tierra alcanzará un valor de 15,5 ohmios, que sumados a los 36,5 considerados previamente, darán una suma total de 52, lográndose así un perfecto acoplamiento con la línea de alimentación prevista. Con ello habremos conseguido, primeramente alcanzar nuestro anhelado 1 : 1 y en segundo lugar despilfarrar potencia inútilmente. Al principio toda la potencia suministrada tenía que ser absorbida necesariamente sobre los 36,5 ohmios de la resistencia de radiación, pero ahora ha de repartirse entre éstos y los 15,5 ohmios de la resistencia de pérdidas. Es decir, que al principio con una ROE de 1,6 : 1 las pérdidas eran mínimas, véanse los gráficos de la figura 5, y ahora con 1 : 1 vamos a perder casi un 30 por 100 de potencia calentando la tierra.

Vayamos al segundo ejemplo. Como dijimos antes, el empleo de un balun para acoplar un dipolo a una línea coaxial hace que, sobre todo si es malo, la ROE baje sensiblemente. Esta observación es bastante común. La explicación es la siguiente: las corrientes reactivas producidas en la antena fuera de su punto de resonancia han de ser necesariamente transferidas a través de la ferrita que constituye el núcleo del balun hacia el bobinado correspondiente al coaxial. Por consiguiente, el núcleo de ferrita deberá tener la permeabilidad suficiente para que, a su través, puedan pasar simultáneamente la po-

tencia incidente en su viaje hacia la antena y la potencia reflejada que camina en sentido opuesto. Muchos núcleos debido a su mala calidad, como el que yo usaba, son incapaces de manejar simultáneamente la potencia incidente y la reactiva, cuya suma sobrepasa su límite de saturación y en consecuencia la potencia reflejada se perderá en forma de calor en el balun y será imposible que alcance el reflectómetro indicando su existencia. El colega inadvertido estará muy satisfecho viendo que su ROE ha bajado sensiblemente, pero no sabrá que allá arriba se está perdiendo una potencia preciosa calentando el aire.

Sin embargo, el balun es un elemento muy importante y no debería prescindirse de él, sobre todo en antenas direccionales, ya que sin este elemento el lóbulo de radiación puede alterarse sensiblemente por la aparición de las llamadas «corrientes de antena». De cualquier forma los balunes a emplear deberán ser de toda garantía, prefiriendo los contruidos sobre anillos toroidales. Los realizados con ferritas fabricadas para receptores de onda media pueden ser de utilidad si se emplean en bandas bajas y con potencias reducidas.

Como colofón, podemos resumir que una ROE de 1 : 1, por sí misma, no demuestra que toda la potencia suministrada sea radiada, como una ROE elevada tampoco significa que parte de nuestra potencia se esté derrochando inútilmente. Es necesario, pues, considerar la lectura del reflectómetro dentro del contexto de las demás implicaciones inherentes al sistema radiante en uso.

«CORRIENTES DE ANTENA»

La radiofrecuencia que alcanza la antena se transforma en radiación en su mayor parte, pero una porción de esta radiación puede ser absorbida por los elementos próximos a ella, árboles, edificios, cables y naturalmente por la propia línea de transmisión. Cuando esto ocurre, la «corriente de antena» fluye en sentido retrógrado a lo largo de la línea. Tal fenómeno no es muy importante en las líneas de transmisión simétricas, ya que ambos conductores reciben aproximadamente la misma cantidad de energía, y precisamente por ser simétricos, al circular por ellos las corrientes en oposición de fase resultan canceladas. Sin embargo, en el cable coaxial la mayor parte de esta «corriente» es absorbida y transportada por la malla del coaxial y precisamente por la construcción asimétrica de estas líneas no existe posibilidad de cancelación. Esta corriente parásita, en su viaje de vuelta, alcanza al medidor de ROE alterando su lectura en ocasiones de forma sustancial.

Las «corrientes de antena» se producen fundamentalmente cuando se acoplan antenas simétricas, dipolos, a líneas coaxiales asimétricas. Tal inconveniente se resuelve prácticamente siempre con el empleo de un balun adecuado, cuya función específica, como ya sabemos, es la de «simetrizador». Sin embargo, en ocasiones, a pesar del balun las «corrientes de antena» alcanzan al coaxial, entonces habrá que tener especial cuidado en que el ataque del coaxial a la antena se haga en ángulo recto, por lo menos en una longitud de un cuarto de onda, siendo también importante que la longitud de la línea no resulte resonante a ninguna de las frecuencias a utilizar.

Los métodos para medir las «corrientes de antena» son bastante complejos, pero se puede averiguar su presencia recurriendo a los trucos siguientes:

1. Tomando lectura de ROE en diversos puntos a lo largo de la línea. Las diferencias de lectura deberán ser muy discretas de un punto a otro, si son significativas, la lectura de ROE está siendo contaminada por corrientes de antena y su valor es falso.

2. Conmutando el medidor de ROE para lectura «directa» y llevando el instrumento a media escala, si al recorrer con la mano el cable coaxial observamos cambios en la lectura, es señal de que hay «corriente de antena» en la línea.

3. Finalmente, si se nota sensación de quemazón por la radiofrecuencia en el emisor, receptor micrófono, etc., es muy probable que sea en parte debido a las «corrientes de antena».

Primeras consecuencias prácticas

1. En una línea ideal, sin atenuación, por más alta que fuera la ROE no se producirían pérdidas de potencia. En las líneas con un bajo factor de atenuación, coaxiales de buena calidad, la potencia reflejada representa una pérdida adicional insignificante. En los coaxiales con alto factor de atenuación, una ROE elevada puede representar una pérdida de cierta importancia.

2. Cualquier esfuerzo para reducir una ROE de 2:1 en cualquier línea coaxial es totalmente inútil, ya que el incremento de potencia transferido a la antena resulta irrisorio.

3. Una baja ROE no garantiza por sí sola que el sistema radiante esté funcionando eficientemente. Por el contrario, una ROE más baja que lo normal sobre un amplio rango de frecuencias, tanto en un dipolo como en una antena vertical, hacen sospechar la presencia de pérdidas importantes por la existencia de una resistencia no deseable. Tal

resistencia puede ser la consecuencia de malas conexiones, mal sistema de tierra, cable de mala calidad o la suma de todas ellas.

4. Una alta relación de ondas estacionarias en la línea de transmisión no es nunca la causa de que la línea radie.

5. Una línea coaxial podrá radiar energía dependiente de las «corrientes de antena», aunque no de forma importante, cuando el coaxial ataca a la antena de forma asimétrica y sin balun. La energía radiada sería solo la inducida por la antena sobre la malla del cable coaxial, pero este fenómeno no guarda relación alguna con la presencia o la ausencia de ondas reflejadas en la línea.

6. Los indicadores de ROE no necesitan estar situados en la conjunción línea-antena para obtener una mayor exactitud en la medida. Dentro de sus propios límites de fiabilidad, el reflectómetro ofrece la lectura correspondiente al punto de la línea donde está insertado. La ROE en cualquier otro punto puede determinarse teniendo en cuenta: a) la lectura en un punto concreto; b) la atenuación de la línea por unidad de longitud, y c) la distancia entre el punto de medida y el punto deseado.

7. La ROE medida en una línea de alimentación, no puede ser ajustada ni variada de ninguna manera modificando su longitud. La pretendida cancelación de las ondas estacionarias en las longitudes de coaxial equivalentes a cuartos de onda impares, solo se producen en las líneas terminadas en circuito abierto para el voltaje y, para la intensidad, en las líneas terminadas en cortocircuito.

8. Si las lecturas de ROE experimentan cambios significativos desplazando el medidor a lo largo de la línea, ello indica con toda seguridad que fluye «corriente de antena» por la malla de coaxial, que el medidor de ROE no es fiable o bien ambas cosas.

9. Cualquier reactancia añadida a una antena resonante, resistiva, con la pretensión de reducir la reflexión sobre la línea, solo conseguirá aumentar o empeorar la reflexión. La razón ya es sabida: la más baja ROE en la línea de transmisión se obtendrá cuando una antena resonante se alimenta a través de una línea de su misma impedancia, independientemente de la longitud de dicha línea. Cualquier hallazgo que contradiga este aserto indica o bien que el equipo de medida no es fiable o que la técnica de medida es inadecuada.

10. Con antenas móviles cargadas en el centro, de iguales dimensiones físicas y sin sistemas especiales de acoplamiento en su entrada, presenta mayor índice de radiación aquella que ofrece una resistencia más baja

en su punto de alimentación, modelo por modelo. Las que ofrecen mayor resistencia presentan pérdidas importantes en la bobina de carga a causa de un bajo Q, una capacidad distribuida muy elevada o por ambas razones.

DEL EMISOR A LA LINEA

Ya hemos visto, y espero que haya quedado claro, que una alta relación de ondas estacionarias no condiciona grandes pérdidas de potencia ni radiaciones indeseadas ni problemas de ITV. Sin embargo, el toque de atención incluido en casi todos los manuales de los equipos comerciales: CUIDADO NO OPERAR CON ROE SUPERIOR A 2:1, representa una nueva fuente de preocupación para el colega que, lógicamente, teme por su equipo adquirido Dios sabe con cuantos sacrificios y a precio nada módico, por cierto. Por un lado la advertencia citada, y por otro, el mito archimanido de que las potencias reflejadas alcanza al emisor, disipándose en el paso final, donde produce un sobrecalentamiento que no deja títtere con cabeza, vienen a representar una barrera lo suficientemente alta para que el colega se abstenga de operar en las bandas o en las frecuencias donde la lectura indica el límite peligroso. Si el colega, además, ha leído todo lo que antecede y sabe que no hay posibilidad humana de modificar la ROE desde el extremo próximo del coaxial hasta la antena ni con balum ni con nada, se encontrará en un estado de ánimo poco propio para seguir leyendo. Pero ahora vienen las soluciones.

Aunque la mayoría de los equipos comerciales están dotados de una red en PI para acoplar a las líneas de transmisión de 50 a 75 ohmios, lo cierto es que su margen de acoplamiento es mayor en la mayoría de los emisores, y ello está en estrecha relación con los valores de la inductancia y las capacidades que constituyen el PI. En mi equipo, por ejemplo, se puede sintonizar perfectamente en cualquier banda con ROE de 3:1, sin embargo, mi amplificador lineal, un poco más rígido, protesta sistemáticamente en cuanto me salgo del 2:1. Los equipos presintonizados, como el Atlas son el colmo de la incompreensión en este sentido, pero es lógico, ya que fueron proyectados así.

Veamos ahora por qué ocurren estas cosas. Para conseguir la máxima transferencia de potencia de un generador de corriente alterna a su carga, ésta ha de ser una impedancia resistiva pura y de un valor similar a la resistencia interna del generador, en general. Trasladado esto a nuestro campo, podemos considerar al paso final como el generador y al sistema radiante como la carga. Sin embargo, existen diferencias nota-

bles: 1.º, el sistema radiante solo se comporta como una resistencia en su frecuencia de resonancia, y 2.º, el desacoplo de impedancias entre el paso final, generador, y la carga son enormes, ya que la resistencia interna del paso final suele ser del orden de los miles de ohmios, mientras que la carga, sistema radiante, tiene normalmente valores de 50 a 75 ohmios. Si dejáramos las cosas así, el rendimiento del sistema sería enormemente bajo. Para paliar este inconveniente se añade al paso final del emisor un acoplador de carga, una red de sintonía, ya sea un circuito oscilante en paralelo, un circuito en L, en PI o en T. Mediante este aditamento, se consigue que las válvulas del paso final «vean» en el sistema radiante una impedancia igual a su resistencia interna y, a su vez, que el sistema radiante «vea» en el paso final una impedancia igual a la suya. Pero además se logra que la impedancia del sistema radiante, aunque contenga componentes reactivos, tales componentes resulten cancelados por la red de sintonía. Pero ejemplo, si un sistema radiante en 3,8 MHz ofrece una impedancia de 75 ohmios y 60 ohmios de reactancia capacitiva, la red de sintonía, al final del proceso de ajuste, tendrá 75 ohmios y 60 ohmios de impedancia inductiva. Como ambas reactancias son del mismo valor y de signo opuesto su suma será cero, con lo cual solo quedan en juego los 75 ohmios de resistencia pura. Es decir, la red de sintonía de un emisor se comporta a la vez como un acoplador de impedancias y un cancelador de reactancias. Así, una vez sintonizado el equipo a su cargo, la transferencia de potencia será máxima, toda la potencia generada entra en la línea.

Pero si en tales circunstancias nosotros observamos nuestro medidor de ROE, observaremos que hay potencia reflejada y sabemos muy bien que esa potencia circula hacia el emisor. ¿A dónde va?, ¿qué pasa con ella?, ¿se disipa en el paso final realmente?

Veamos: al sintonizar el equipo, nosotros introducimos en el sistema una reactancia de la misma magnitud, pero de signo opuesto, a la que, en el sistema radiante, está condicionando la ROE que nosotros leemos. Este artificio, red de sintonía, no solo hace que ambas reactancias se anulen entre sí, como ya sabemos, si no que, además, produce una RE-REFLEXION DE LA ONDA REFLEJADA, QUE VUELVE A SER INSERTADA EN LA LINEA DE TRANSMISION EN FASE CON LA ONDA QUE VIAJA HACIA LA ANTENA. Es, por consiguiente, totalmente falso que por razón de la ROE se produzca en el paso final pérdida adicional de potencia o disipación sobreañadida estando el equipo BIEN SINTONIZADO. Ahora bien, si la sintonía se

hace mal, si no se consigue un auténtico dip en el miliamperímetro del paso final, éste puede resultar sobreacoplado, el consumo será más alto que el recomendado por el fabricante, el Q del circuito disminuye, se producirá una disipación excesiva y el consiguiente sobrecalentamiento. En consecuencia el rendimiento se empobrece y la calidad de la transmisión empeora ocupando un ancho de banda que molesta enormemente con sus salpicaduras, se presentan ITV's y en el peor de los casos, las averías son la tónica. Si por el contrario, con un mal ajuste, no se entrega al sistema radiante toda la potencia que se está generando, el paso final resultará subacoplado, el Q del circuito se elevará y entonces aparecerán las chispas y los arcos en los condensadores, con el consiguiente peligro para ellos.

Con el circuito en PI, el proceso de sintonía es fácil y además posee la excelente condición de comportarse como un filtro pasabajos, atenuando en gran medida la radiación de armónicos, que tantos problemas causan en la TV. Sin embargo, cuando el PI no está correctamente ajustado y la línea adecuadamente cargada, estas magníficas propiedades desaparecen, el equipo marcha mal, los armónicos campan por sus respetos y las ITV son nuestro martirio.

De cualquier forma, es preciso tener en cuenta que las posibilidades de acoplo de la red en PI no son infinitas. Conviene realizar las operaciones de sintonía con sumo cuidado, tratando de no sobrepasar los márgenes de consumo que para el paso final recomienda el fabricante, procurando sintonizar a través de un dip profundo y bien definido o bien ajustando a máxima potencia de salida. Cuando tal ajuste no es posible, indudablemente el componente reactivo que el paso final «ve» en el sistema radiante sobrepasa las posibilidades de cancelación de que dispone la red de sintonía. Si, a pesar de ello, queremos trabajar con tal sistema radiante tampoco hay problema utilizando un acoplador de impedancias de antena, llámase machtbody, zetamacht, transmacht o como se quiera. En definitiva, el acoplador de antena es simplemente una red de sintonía más versátil que la incorporada en el propio emisor, ya que posee una reserva de reactancia, lo suficientemente amplia, como para poder cancelar casi todas las que presente el sistema radiante con signo opuesto. Un acoplador de antena conseguirá transformar cualquier impedancia ofrecida por la antena en una impedancia resistiva de 50 a 75 ohmios, o sea, conseguirá que un sistema no resonante se transforme en un sistema resonante. Con uno de estos aparatos nuestro dipolo monobanda podrá ser trabajando como una auténtica antena multibanda có-

modamente y sin preocupaciones. Añadamos que gracias a estos aparatos se puede conseguir prácticamente siempre que la ROE, medida entre el acoplador y el emisor, alcancen el ideal 1:1, pero aun en el peor de los casos, una ROE de 2:1 permitiría trabajar tranquilamente cualquier emisor, ya que el margen de acoplamiento cae dentro de los límites que el PI pueda manejar.

Últimas consecuencias prácticas

1. Es falso que la potencia reflejada alcance el paso final, es falso que se disipe en él y el es falso que produzca averías. La potencia reflejada no es la responsable de los desgajados, si no una inadecuada sintonía. El sobrecalentamiento de las lámparas es causado por un sobreacoplamiento o por la presencia de una carga reactiva no cancelada en el proceso de sintonía. El sobrecalentamiento del circuito de sintonía y la aparición de arcos y chispas en los condensadores es la consecuencia de la elevación del Q debido a un bajo acoplamiento de la carga. Sintonizando adecuadamente el equipo no hay problemas de deterioro por alta que sea la ROE en el sistema radiante. Si la red de sintonía no alcanza a cancelar los componentes reactivos, se hace necesario el uso de un acoplador de antena.

2. La antena no necesita ser de una longitud resonante para obtener la máxima transferencia de energía. La longitud del alimentador tampoco necesita ser de una particular longitud. Un desacoplo sustancial entre la línea y la entrada no impide que ésta absorba toda la energía que se le suministra, para conseguirlo está la red de sintonía o el acoplador en los casos más difíciles.

3. Si una red de sintonía o un acoplador son capaces de cancelar la reactancia consecuenta a una inadecuada longitud de antena y a cualquier longitud de línea, el efecto del desacoplo desaparece y toda la potencia real es absorbida por la antena.

4. La ROE entre el acoplador y la línea viene dada por el grado de desacoplo entre la línea y la antena. El acoplador situado entre el emisor y la línea no modifica en absoluto las condiciones del acoplamiento línea-antena, ni, por consiguiente, la ROE. La baja ROE que se lee entre el equipo y el acoplador, al sintonizar éste, indica simplemente que se ha conseguido un buen acoplamiento entre el emisor y la línea.

5. El ajuste de la red de sintonía o del acoplador a máxima lectura de radiofrecuencia, sin sobrepasar el límite de consumo del paso final, condiciona una especie de espejo para las ondas reflejadas, que son reexpedidas en su totalidad desde la red de sintonía

hacia la antena. Este artificio suministra la reactancia adecuada para cancelar la reactancia adecuada para cancelar la reactancia de signo opuesto que origina un cambio de fase y amplitud en las ondas reflejadas, así se consigue que la onda reflejada, una vez corregida su fase, vuelva a estar en fase con la onda emitida y, en tales condiciones, ambas alcancen la antena.

6. La reflexión total de la potencia reflejada en el circuito de sintonía impide que éste alcance al paso final y se disipe en él.

Y... respondiendo a la pregunta del título, digamos que las ondas reflejadas no son ni buenas ni malas, son «retorcidas», pero con el PI se enderezan y en casos graves el acoplador es la mejor solución.

BIBLIOGRAFIA

1. BELCHER: «RF Matching Techniques, Desing and Example», *QST*, octubre 1971, página 33.
2. COSTA: «Líneas de transmisión», *URE*, enero 1970, página 5.
3. CHARLES: «Make Friends with a dB», *QST*, marzo 1976, página 22.
4. DOME: «Impedance in Short Vertical Antenas», *QST*, enero 1976, página 22.
5. DRUMELLER: «Logid and Reflector Power, 73 Magazine, junio 1973, página 65.
6. McCOY: «Is a Balun Required?, *QST*, diciembre 1968, página 66.
7. McCOY: «The Ultimate Transmatch», *QST*, julio 1970, página 24.
8. McCOY: «Some Pain Facts about Antennas, Feeders and Transmatches», *QST*, mayo 1971, página 33.
9. SCHULTZ: «Broad-Band Balun», *CQ*, agosto 1968, página 66.
10. SEVICK: «The W2 FMI Grund-Mounted Short Vertical», *QST*, marzo 1973, páginas 13.
11. SMITH: «The "Mega-Rule"», *QST*, marzo 1969, página 24.
12. WALTER: «Another Look at Reflections», *QST*, abril 1973, página 36; junio 1973, página 20; agosto 1973, página 36; octubre 1973, página 22.
13. WILLIAMSON: «Accuracy and Calibration of SWR Meters», *CQ*, julio 1975, página 36.
14. *The ARRL Ante Book*, XI edición.
15. *The Radio Amateur's Handbook*, XXII edición.

ALGO SOBRE LA ROE

Publicado por HAM RADIO
Traducido por J.M. FERNANDEZ. EA4BQN

La mayoría de los equipos con amplificador de potencia de estado sólido, incorporan un circuito de protección que limita gradualmente la salida, a medida que aumenta la ROE en el sistema de antena. Dado que las antenas se ajustan para una frecuencia determinada dentro de la banda, la mínima ROE se obtiene solamente para una frecuencia. Al utilizar la antena para otra frecuencia distinta, la ROE del sistema aumenta, aun cuando la antena pueda estar funcionando perfectamente en toda la banda.

Los amplificadores con salida a válvulas, con sus controles de placa y carga se pueden adaptar a una amplia variación de la ROE del sistema.

Por otra parte, los amplificadores de banda a transistores requieren protección contra una ROE excesiva, de ahí que al aumentar ésta, varíen sus polarizaciones. Por tanto, al utilizar estos equipos se debe prestar atención a la medida de ROE a lo ancho de la banda de operación, pues en caso contrario el equipo entregará su máxima potencia solamente en un segmento limitado de

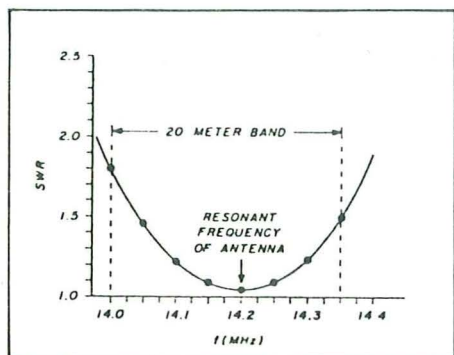
la banda. Este problema se verifica principalmente en las bandas de 160, 80 y 10 metros donde el ancho de banda es grande.

Para determinar lo que está sucediendo en el sistema de antena, se usa normalmente un medidor de ROE con el que se pueden obtener curvas, como por ejemplo la de la figura 1. ¿Pero podemos afirmar que la figura representa la realidad de lo que está sucediendo? Posiblemente, no. Es muy importante saber cómo trabaja un medidor de ROE.

La mayoría de los modernos medidores de ROE se componen de dos acopladores direccionales dentro de una caja, que lleva un instrumento calibrado directamente en términos de relación de ondas estacionarias y que se conmuta entre los dos acopladores. Uno de los acopladores detecta la potencia que fluye por la línea de transmisión en un sentido y es insensible a la que fluye en dirección opuesta.

Si la antena está adaptada exactamente a las características de impedancia de la línea de transmisión, así como al balanceado del sistema, absorberá toda la potencia trans-

mitida a través de la línea. Si existe desadaptación, una cierta cantidad de radiofrecuencia será reflejada, y por la línea de



transmisión será devuelta hacia el transmisor.

El circuito correspondiente del acoplador direccional del medidor de ROE, detecta el paso de energía por la línea mediante acoplamiento inductivo y capacitivo. La corriente inducida fluye según la dirección de la onda que la produce, por tanto, puede haber ondas directas y reflejadas pasando por el acoplador. El acoplo capacitivo, sin embargo, es independiente de la dirección en que circulen las ondas, por tanto, las corrientes inducidas en una dirección se suman en fase y las de dirección opuesta se restan en fase.

Para determinar la ROE es necesario leer las corrientes directas y reflejadas en la línea. Dos circuitos acoplados pueden realizar medidas precisas con tal de que ambos sean idénticos, y cada circuito debe ser insensible a la corriente que pasa en sentido opuesto.

La característica más importante de un circuito acoplado es la realización de medida entre directa y reflejada. Si el circuito es sensible a la lectura contraria, su precisión se ve seriamente afectada.

Un buen sistema acoplado de laboratorio debe presentar una directividad de más de 25 dB de discriminación entre flujos opuestos. Un medidor de ROE construido a partir de sistemas acoplados de estas características, puede presentar un ligero error de lectura, por ejemplo entre 1,23 - 1 y 1,8 - 1, para una medida correcta de 1,5 - 1, pero la mayoría de los medidores baratos no son tan precisos. Además, los aparatos baratos presentan otro error de lectura mo-

tivado por la falta de linealidad del diodo que proporciona la tensión al instrumento de medida. En los niveles más bajos de voltaje, cuando la lectura de ROE es de mayor importancia, la linealidad del diodo es más pobre.

Por último, todos los sistemas de acoplo direccional son sensibles al segundo armónico, que puede estar presente en el circuito de antena. Dado que la antena no está sintonizada para los armónicos, es muy posible que exista una alta ROE a una frecuencia armónica, y si el instrumento se halla colocado en un lugar de la línea coincidente con un pico de corriente del armónico, esta corriente afectará la lectura del aparato.

Se puede aducir que normalmente, el nivel del segundo armónico en un buen equipo está por debajo de 35 dB más o menos, pero conviene recordar que debido a la gran desintonía de la antena a los armónicos, el voltaje del armónico en la línea puede ser muy elevado, y hay que tener presente que un medidor de ROE cuando mide ondas reflejadas puede estar midiendo hasta 40 ó 50 dB por debajo del nivel de la fundamental, o sea que el voltaje del armónico puede muy bien ser del mismo orden que el de la onda reflejada.

Posibles errores en la lectura de ROE

Suponiendo que se tenga un buen medidor de ROE, es necesario usarlo correctamente para que indique la realidad de lo que se pretende, es decir, la auténtica ROE en la antena, y no una serie de lecturas resultantes de acoplamientos indeseados entre la antena y la línea de transmisión. En efecto, cualquier conductor situado en el campo de una antena, está acoplado a ella inductivamente. El grado de acoplamiento depende de la posición del conductor con respecto a la antena y de la distancia que separa a ambos. Un buen ejemplo de ello está en los elementos parásitos de una antena direccional, los cuales se hallan próximos a la antena y sintonizados a una frecuencia próxima.

Existen otros elementos que están acoplados a las antenas, como pueden ser las líneas de tendido eléctrico, líneas telefónicas y la propia línea de transmisión.

En efecto, la malla de la línea coaxial puede estar acoplada inductivamente a la antena si va paralela o casi paralela a la misma, y siempre que se encuentre separa-

da del suelo. La corriente de antena, inducida en la malla exterior de la línea de transmisión, afectará a la lectura de ROE en dicha línea, ya que la malla no está a potencial de tierra, aun cuando el medidor de ROE y el transmisor estén teóricamente a tierra. Por tanto, la malla pasa a formar parte del sistema de antena (debido a su acoplamiento con ella), y por supuesto carga el sistema junto con la propia antena, por consiguiente la medida de ROE en la línea está determinada por la carga de la antena y la malla de dicha línea. Este es uno de los motivos por los cuales al variar la longitud de la línea de transmisión, varía la lectura de ROE, ya que se está modificando la parte de carga que en el sistema representa la malla del coaxial.

Para lograr una medida de ROE precisa, es necesario desacoplar la línea de la antena. Existen ciertas longitudes de línea de transmisión que no son resonantes en las bandas de aficionados (ver tabla). Conviene, pues, cortar el cable a las medidas de dicha tabla, lo cual ayudará a solucionar el problema.

Es también importante que la línea de transmisión no vaya paralela a los elementos de la antena, y es conveniente que discurra en lo posible cerca del suelo. La mejor solución es llevar el cable de bajada por el suelo, desde la torre hasta la estación, o llevarlo bajo tierra por terreno húmedo. No es aconsejable llevar el cable de bajada durante un largo recorrido por el aire o sobre tejado desde la torre a la estación.

Pero en el caso de que no sea posible cortar el cable coaxial a una medida adecuada, y, además, haya que llevarlo sobre el tejado a corta distancia de la antena, es seguro que se van a inducir corrientes en la malla del coaxial, por lo que para obtener una lectura de ROE fiable será necesario desacoplar de algún modo la línea.

Spongamos que tenemos una direccional de 10, 15 y 20 metros sobre una torre de unos 13 metros y que la línea de bajada desciende hasta el tejado de la casa, sobre el que recorre una distancia de unos diez metros para entrar por una ventana hasta el transmisor. Se realizan las medidas de ROE y se obtienen unas curvas que pueden parecerse a cualquier curva típica. Para saber que dichas curvas son correctas, se empalma un trozo de línea de uno o dos metros de longitud, entre el medidor de ROE y la antena, y se procede a obtener nuevas curvas. Si dichas curvas varían sensiblemente, es señal evidente que el acoplamiento entre antena y línea no es correcto, contando siempre que la línea esté acoplada a la antena mediante balun u otro sistema y que estemos utilizando un medidor de ROE fiable.

Si se comprueba que existe alguna interacción entre la bajada y la antena, y no se puede variar la posición de ellas, podemos utilizar un sistema sencillo para desacoplarlas, que consiste en enrollar cuatro o cinco vueltas del mismo coaxial de bajada en un diámetro de unos 30 cm. al pie de la torre, a modo de choque de rf, sujetándolo mediante cinta aislante, lo cual contribuirá a «enfriar» la línea al pie de la torre. En el extremo de la bajada junto al transmisor se puede formar otro segundo choque similar, añadiendo un trozo adicional de cable que insertaremos mediante conectores coaxiales. Una vez efectuado esto, se procederá a obtener nuevas curvas, con y sin el trozo añadido. Si las curvas resultan similares, la línea se puede considerar desacoplada de la antena. Por supuesto que estas curvas no serán idénticas, ya que siempre suele haber un ligero acoplamiento, especialmente si el paso final del transmisor o excitador deja escapar al exterior parte de RF, como lamentablemente viene sucediendo en la mayoría de los equipos modernos. Lo más importante es mantener toda la RF en la línea hasta la antena, y no perder nada por la malla del coaxial. De este modo se conseguirá una medida de ROE precisa. Aunque todos los esfuerzos serían inútiles si se utilizase un medidor mediocre. Por tanto, es aconsejable proveerse de un buen medidor, pudiendo incluso ponerlo en serie con el que utilizamos habitualmente y de este modo poder comparar lecturas.

Y hasta la próxima, esperando que este modesto trabajo os haya resultado de algún interés.

TABLA 1

Longitudes de líneas de transmisión recomendadas como no resonantes en bandas de aficionados de HF. Las longitudes indicadas están medidas desde un extremo del elemento radiante hasta el punto de alimentación, más la longitud de la línea coaxial

Metros	Metros
7,00	26,23
9,15	27,45
10,67	28,36
13,42	29,58
14,03	32,33
14,33	34,16
15,86	43,00
19,21	44,83
21,65	48,19
24,70	50,02

ROE Y POTENCIA REFLEJADA

G. BERNACER, EA4XQ

Uno de los asuntos que más trabajo y cavilaciones suelen dar a los RA es el tratar de hacer lo menor posible la ROE del sistema irradiante, pues todos estamos conscientes que elevada ROE significa, cuando menos, pérdida de potencia útil y sobrecarga del paso final del transmisor.

Los fabricantes de accesorios e instrumentos vienen en socorro de la situación, suministrando todo tipo de acopladores y una variedad de artilugios más o menos conocidos que se venden profusamente, en virtud de la tranquilidad y a veces euforia que proporciona ver inmovilizarse la aguja del indicador correspondiente.

Así pues, un indicador de ROE es instrumento importante y rutinario en las estaciones. Inclusive, algunos equipos transmisores de manufactura reciente y muchos amplificadores lineales ya lo llevan incorporado de fábrica en forma integral.

Conocer el efecto de reflejo en términos de potencia es, muchas veces, un dato aún más interesante que la ROE, pues ello nos puede permitir determinar la potencia neta que a lo sumo es aprovechada, ya que la potencia (máxima) de salida del transmisor es una especificación bien conocida del equipo, o se puede determinar con buena aproximación a partir de las características de funcionamiento del paso final.

Obviamente, los vatímetros direccionales permiten la lectura directa de estos valores. Sin embargo, estos instrumentos son menos asequibles que los indicadores de ROE y de manejo más crítico, ya que sus medidas absolutas son poco confiables cuando no trabajan con la impedancia de carga precisa a la que han sido calibrados.

Pensamos que, en todo caso, puede ser útil usar la siguiente expresión que relaciona la ROE con P (potencia rf generada por el transmisor y aplicada a la línea) y R (potencia reflejada),

$$ROE = \frac{1 + \sqrt{R/P}}{1 - \sqrt{R/P}} \quad (1)$$

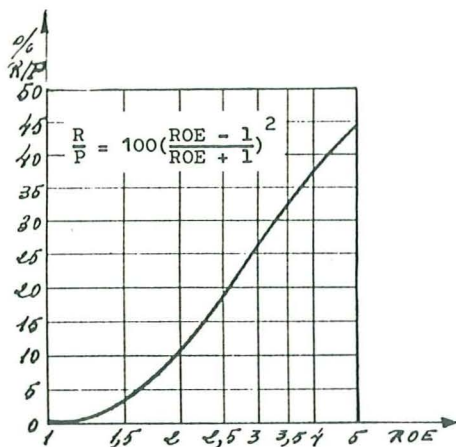
cuyo valor práctico nos parece que aumenta si expresamos ROE como variable independiente:

$$R/P = \left(\frac{ROE - 1}{ROE + 1} \right)^2 \quad (2)$$

Inmediatamente se observa que para el valor mínimo posible $ROE = 1$, $R/P = 0$, $R = 0$, caso bastante hipotético, que vulgarmente se conoce como «estar a 0 estacionarias». A partir de este valor, a medida que aumenta ROE, esta función se hace rápidamente más próxima a la unidad en detrimento de la potencia radiante del sistema. Por ejemplo, para $ROE = 1,2$ la fracción de potencia reflejada sería:

$$R/P = \left(\frac{1,2 - 1}{1,2 + 1} \right)^2 = 0,008$$

o sea el 0,8 por 100 aproximadamente; es decir, menos de un watio sería reflejado en el caso de una potencia de 100 watios disponibles a la entrada de la línea de transmisión. En cambio, para una $ROE = 2$, $R/P = 0,11$, lo que equivaldría a que un 11 por 100 de la potencia total disponible sería reflejada. Si la ROE fuese 8, más de la mitad de la energía sería reflejada; es decir, con una salida de 100 watios, 60 serían reflejados y transformados prácticamente en calor y solamente unos 40 watios serían aprovechados en transmisión. Esta variación puede observarse en el gráfico.



Variación de la potencia reflejada en porcentaje con relación a ROE.

Si aumentase la ROE indefinidamente, llegaríamos al caso límite de (2).

$$\lim_{ROE \rightarrow \infty} \frac{R}{P} \rightarrow 1$$

lo que equivaldría obviamente al caso no-antena (línea abierta, etcétera) y toda la energía sería reflejada.

La tabla que nos da la variación de R/P en porcentaje aproximado para algunos valores típicos de ROE, ilustra sobre lo anterior. El cálculo de cualquier otro valor de potencia reflejada con la fórmula (2) es muy breve, aún más si utilizamos una de las populares calculadoras de bolsillo.

Creemos que es interesante observar de lo anterior, cómo se relacionan los valores de ROE con la real «pérdida» de potencia

ROE	R/P (%)	ROE	R/P (%)
1	0	2.1	12.0
1.1	0.2	2.2	14.0
1.2	0.8	2.3	15.0
1.3	1.6	2.4	16.0
1.4	2.7	2.5	18.0
1.5	4.0	2.6	19.0
1.6	5.0	2.7	21.0
1.7	6.7	2.8	22.0
1.8	8.2	2.9	23.0
1.9	10.0	3.0	25.0
2.0	11.0		

ROE y % de potencia reflejada.

que implican y que algunas veces también suele exagerarse.

En cualquier caso, es igualmente factible calcular directamente la potencia neta o útil que resultaría irradiada (*) para cualquier valor conocido de ROE.

En efecto, si llamamos W a esta potencia, entonces $W = P - R$ y combinando esta ecuación con la (2) se obtiene, después de algunas transformaciones,

$$W = \frac{4ROE \cdot P}{(ROE + 1)^2} \quad (3)$$

Por ejemplo, aplicando esta fórmula al caso de un transmisor con 100 vatios disponibles trabajando con una relación de ondas estacionarias 1,8 tendríamos:

$$\frac{4 \cdot 100 \cdot 1,8}{(1,8 + 1)^2} = 91,8 \text{ vatios,}$$

valor que podemos obtener también por diferencia a partir de los valores de la tabla o gráfico anterior.

Por último, tal vez sea pertinente referirse al caso de aquellos transmisores cuya potencia de salida es limitada automáticamente en el caso de una ROE significativa, para evitar sobrecargas en el paso final. En dichos equipos—generalmente transceptores transistorizados que comienzan a ser ya corrientes en el mercado— el voltaje correspondiente a la energía reflejada es aplicado para controlar, por realimentación, la ganancia del paso final. El circuito correspondiente suele estar calibrado de manera que actúe cuando los valores de ROE sean superiores a 2,5 aproximadamente (es decir, un 18 por 100 de la potencia que quede disponible, en tal caso sería reflejada).

Y, para terminar, podemos convenir que, de manera general, una relación de ondas estacionarias no mayor que 1,4 será siempre muy aceptable en vista de que significaría (únicamente en términos de potencia, atención) la módica dosis de 2,7 vatios de pérdida en 100, como máximo...

Probablemente menos de los que, por efecto térmico, se quedarían en cualquier artilugio que intercalásemos entre transmisor y antena.

73 DX

(1) Una gráfica log/log de esta ecuación para cálculo de ROE a partir de valores de potencia entre 10 y 1.000 vatios se encuentra en el manual para el wátimetro direccional 312B, de Collins Radio Co. Un abaco que relaciona estas magnitudes puede encontrarse en R. L. Drake, wátimetro direccional C-4.

(*) Pasando por alto, por supuesto, las pérdidas inevitables debidas a características intrínsecas de líneas y demás conductores y aisladores que formen el sistema.

Medidores de la R. O. E.

Por L. M. MORENO QUINTANA (h)
(LU 8 BF - LU 8 HF)

El medidor de la R.O.E. (relación de ondas estacionarias) es un instrumento que no puede faltar en la estación del radioaficionado. Resulta indispensable para el ajuste de dispositivos de adaptación de impedancias entre la línea de transmisión aperiódica y el sistema aéreo.

ONDAS ESTACIONARIAS Y RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS.

A pesar de que en el artículo del autor «Líneas de transmisión, alimentadores o *feeders*» se ha tratado el tema extensivamente, a manera de introducción se insistirá brevemente sobre el mismo, ya que es necesario tener un concepto claro y exacto sobre las ondas estacionarias y la R.O.E. (*).

Ondas estacionarias y relación de ondas estacionarias (R.O.E.) generalmente dan qué pensar a la mayoría de los radioaficionados. Existirán ondas estacionarias cuando haya una dife-

rencia entre la impedancia que ofrece el sistema aéreo en su punto de alimentación y la impedancia característica de la línea de transmisión utilizada (por ejemplo, alimentar con un cable coaxil RG-8/U de 52 ohmios de impedancia característica un dipolo plegado de 300 ohmios de impedancia en su punto de alimentación). Esta desadaptación de impedancias obliga a que parte de la energía de radiofrecuencia haga un camino de retroceso, desde el sistema aéreo hacia el emisor, en la línea de transmisión. Esta energía reflejada se halla fuera de fase con la energía que viaja hacia adelante. Según la fase en cualquier punto de la línea de transmisión, la tensión de la energía reflejada se sumará o se

(*) MORENO QUINTANA (h), L. M.: «Líneas de transmisión, alimentadores o *feeders*»,

restará a la tensión de la energía transmitida. Cuanto más elevada sea la diferencia entre los valores de impedancia del sistema aéreo y de la línea de transmisión, mayor será la cantidad de ondas estacionarias presentes en la línea de transmisión.

La relación entre el máximo y mínimo valor de tensión (o de corriente)

por una relación numérica mayor que 1, según la siguiente fórmula:

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

de donde Z_o es el valor de la impedancia característica de la línea de transmisión y Z_a el valor óhmico de la carga de terminación (sistema aéreo)

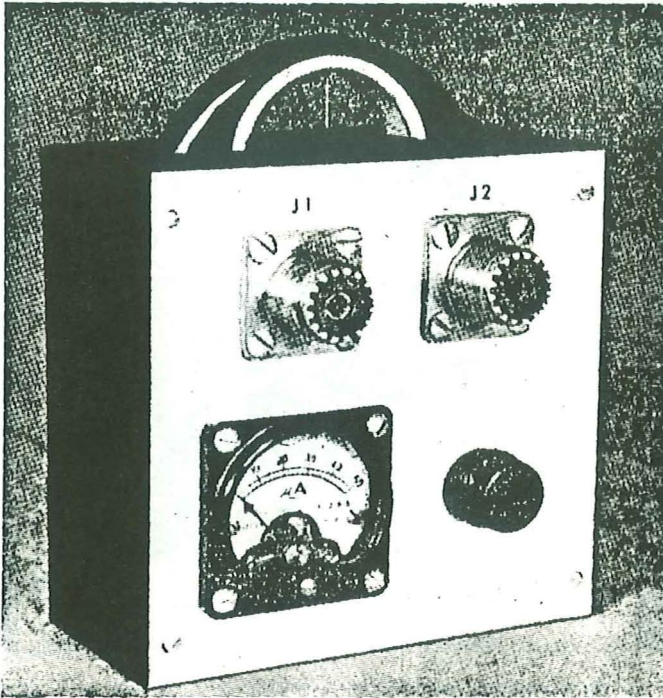


FIG. 1.—Medidor de la R.O.E. tipo Micromatch descrito en el texto. Resulta muy sencillo para armar, proporcionando resultados satisfactorios con reducidos niveles de potencia radiofrecuente.

a lo largo de una línea de transmisión se denomina *relación de ondas estacionarias (R.O.E.)*. Se puede decir que la R.O.E. es la medida de la *desadaptación de impedancias que existe en una línea de transmisión entre la carga de terminación (sistema aéreo) y la impedancia característica de la línea de transmisión*. La R.O.E. se expresa

de la línea. La elección en la fórmula depende de si el valor óhmico de la carga de terminación es numéricamente mayor o menor que el de la impedancia característica de la línea.

Las líneas de transmisión aperiódicas deben terminar en su impedancia característica. En otras palabras, el sistema aéreo debe presentar una car-

ga óhmica a la línea de transmisión que sea igual a la impedancia característica de ésta. Al terminar una línea en una impedancia de un valor igual a la del sistema aéreo, no se producirán reflexiones de energía y, por tanto, la R.O.E. será de mínimo valor. Toda la energía de radiofrecuencia inyectada a la línea será disipada por el sistema aéreo. Una línea de transmisión ter-

por el sistema aéreo darán por resultado una R.O.E. de mayor valor. Así, en el ejemplo supuesto anteriormente (una línea asimétrica coaxil de 52 ohmios alimentando un dipolo plegado de 300 ohmios) la R.O.E. tendrá un valor de $300/52 = 5,8/1$. En el caso presentado habrá una pérdida en la línea de transmisión de 3 dB y una disminución de potencia del 50 %, todo ello

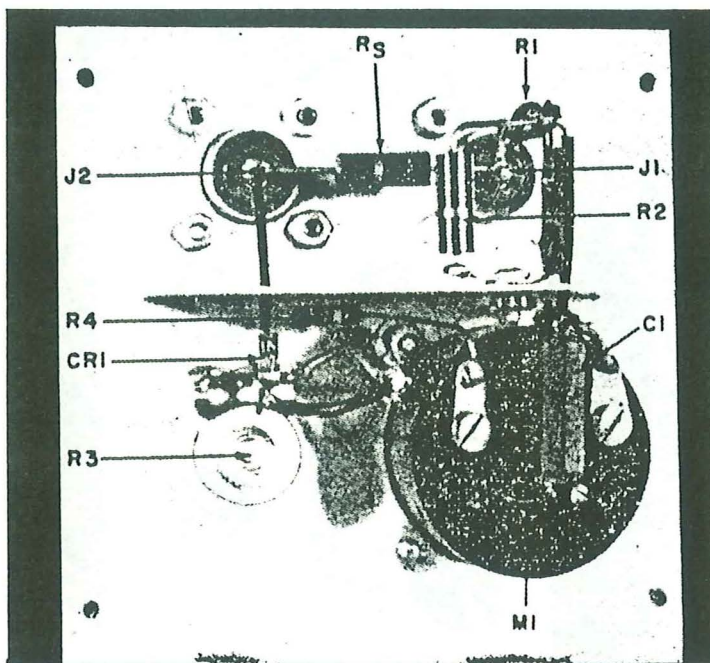


FIG. 2.—La fotografía muestra el medidor de la R.O.E. tipo Micro-mathc desprovisto de su caja metálica, mostrando la disposición de sus componentes y el conexionado interno. Obsérvese el blindaje de separación entre el instrumento MI y los conectores coaxiales hembra SO-239, J1 y J2.

minada de esta manera se dice que *se halla adaptada*.

Una línea de transmisión *propia-mente adaptada* por un sistema aéreo que tenga una impedancia en su punto de alimentación igual a la de la impedancia característica de la línea ofrecerá una R.O.E. igual a 1 : 1. Otros valores en la carga óhmica presentada

causado por el alto valor de la R.O.E. en la misma.

De lo expuesto se deduce que es imprescindible el ajuste correcto del dispositivo de adaptación de impedancias entre el sistema aéreo y la línea de transmisión aperiódica empleada, ya sea éste un adaptador *Delta*, *T Match*, *Gamma Match* u *Omega*

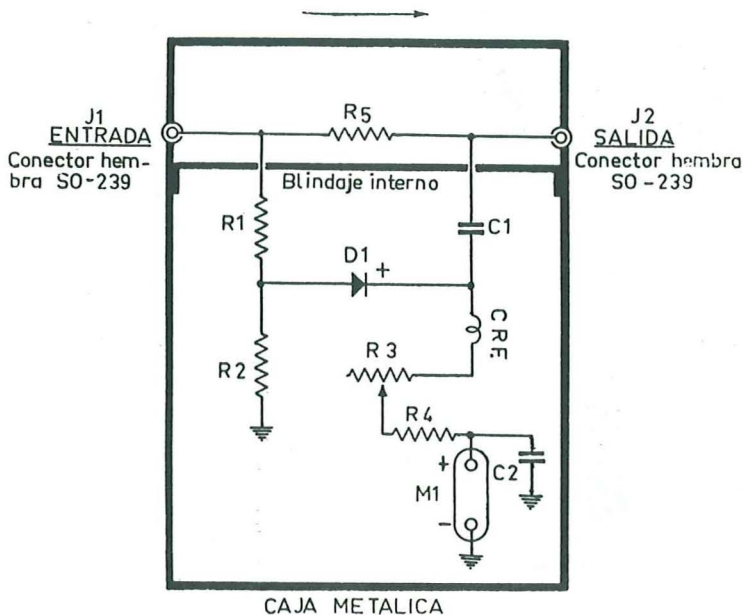
Match. ¡Y la única manera de hacerlo en forma correcta es contando con un medidor de la R.O.E. apropiado!

MEDIDOR DE LA R.O.E. TIPO «MICROMATCH».

El medidor que se describe a continuación es económico, ya que no re-

«Micromatch» (M. C. Jones Electronics Co. Bristol, Connecticut, EE. UU.) y la figura 3 muestra el circuito del mismo.

El medidor tipo «Micromatch» funciona estableciendo una comparación entre la impedancia de la línea de transmisión asimétrica coaxil y la re-



Valores

- C1, C2: 1nF mica o cerámicos.
- R1, R2: 22 ohmios, 2 vatios carbón.
- R5 : (Véase texto.)
- R3 : 50.000 ohmios, potenciómetro alambre, 3 vatios.
- R4 : 5.100 ohmios, 1 vatio carbón.
- CRF : 1 mH., 125 mA. choque de radiofrecuencia.
- M1 : 0-1 mA., c.c.
- D1 : 1N34-A o similar.

FIG. 3.—Circuito del medidor de la R.O.E. tipo Micromatch apto para utilizar en serie con líneas coaxiales. Se discute en el texto.

quiere componentes especiales para su construcción, resulta sencillo de construir y proporciona buenos resultados. Se le conoce con el nombre de

sistencia R5 conectada en serie con los conectores coaxiales hembra SO-239 (J1 y J2) de entrada y salida del medidor. Esta resistencia R5, por consi-

guiente, es el componente más crítico del medidor y debe tener un valor igual al de la impedancia característica de la línea asimétrica coaxil empleada. Debe ser de carbón y de 2 va-

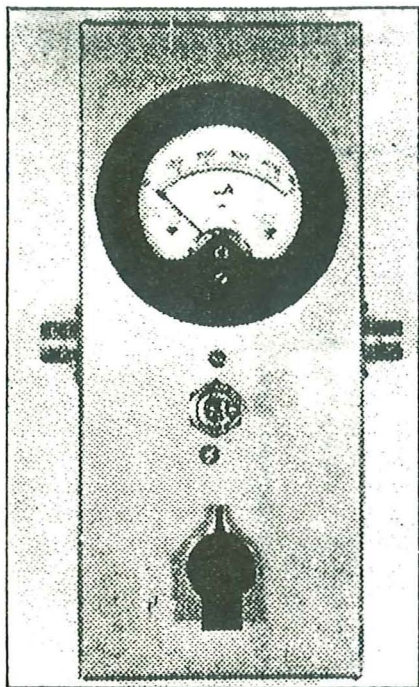


FIG. 4.—La fotografía muestra el medidor de la R.O.E. tipo Monimatch para línea asimétrica coaxil. Se aprecia la posición del instrumento M1, la llave LL1 y el control correspondiente al potenciómetro R2. En ambos costados aparecen los conectores coaxiles hembra SO-239, J1 y J2.

tios de disipación. Para líneas asimétricas coaxiles RG-5/U, RG-8/U, RG-8A/U, RG-58/U y RG-58A/U, el valor de R5 será de 51 ohmios, mientras que para líneas asimétricas coaxiles RG-11/U y RG-59/U el valor de R5 será de 70 ohmios. Como resultará difícil obtener una resistencia de este valor, se comprobarán los valores de varias resistencias de 68 ohmios de valor nominal y se elegirá la que ofrezca un va-

lor efectivo de 70 ohmios. Una vez terminada la construcción del medidor, se soldará a un conector coaxil macho PL-259 con los terminales lo más cortos posible una resistencia del mismo valor que el de la impedancia característica de la línea de transmisión utilizada y se la introducirá en el conector hembra J1 de entrada del medidor, aplicando al mismo tiempo una potencia de radiofrecuencia inferior a 4 vatios en el conector J2 de salida del medidor en una frecuencia de 3,5 megaciclos. En esta prueba, la energía de radiofrecuencia aplicada pasa en sentido contrario al normal (indicado por la flecha de la figura 3) por el medidor. Se ajustará a continuación el potenciómetro de alambre R3 hasta obtener la desviación máxima de la aguja de M1. A continuación se conectará el medidor de la manera normal, o sea invirtiendo las conexiones con la resistencia soldada en el conector macho coaxil PL-259 enchufado en la hembra J2 de salida del medidor y aplicando la potencia radiofrecuente (mantenida en el mismo nivel) en el conector hembra J1 de entrada. Si la resistencia de prueba soldada en el conector coaxil macho PL-259 está adaptada a R5 y si la construcción del medidor se ha hecho en forma cuidadosa con conexiones cortas y con el blindaje de separación propiamente colocado para mantener las capacidades parásitas en valores reducidos, la lectura proporcionada por el instrumento M1 será muy pequeña. Se extrae a continuación el conector coaxil macho PL-259 con la resistencia de prueba soldada y se conecta la línea de transmisión asimétrica coaxil. En este momento el instrumento M1 indicará el coeficiente de reflexión que existe en la línea de transmisión en el punto donde ha sido intercalado el medidor. Aplicando el gráfico de la figura 6 se puede determinar el valor de la R.O.E. de acuerdo a la lectura del

coeficiente de reflexión obtenida en el miliamperímetro M1 del medidor.

Como el medidor descrito solamente puede manejar una potencia máxima de 4 vatios (límite de la disipación de las resistencias R1 más R2), deberá retirarse el mismo de la línea de transmisión cuando se aplique una potencia mayor de ese nivel. Para un funcionamiento normal, las resistencias R1 y R2 deben ser *exactamente* del mismo valor, pero el valor real de resistencia de los mismos puede variar hasta un 10 % del valor especificado en la lista correspondiente.

MEDIDOR DE LA R.O.E. TIPO «MONIMATCH».

El bajo nivel de potencia en que debe trabajar un medidor del tipo «Micromatch» resulta una desventaja cuando se desea mantener el medidor permanentemente en la línea de transmisión operando con el emisor a plena potencia. Con el medidor tipo «Monimatch» que se representa en la figura 5 se pueden realizar mediciones de la R.O.E. en bajos y altos niveles de potencia, pudiéndose dejar el mismo instalado definitivamente en serie con la línea asimétrica coaxil cuando el valor de la R.O.E. no es elevado. Dicho medidor se basa en el efecto de acoplamiento inductivo y capacitativo entre el conductor interior de la línea asimétrica coaxil y un trozo de alambre paralelo al mismo. Un medidor de este tipo puede ser utilizado en frecuencias de hasta 50 Mc/s. y con niveles máximos de potencia comprendidos entre 430 a 1.000 vatios, de acuerdo al elemento coaxil del mismo, con líneas asimétricas coaxiales de 52 a 75 ohmios de impedancia característica. Al igual que en el caso anterior, se emplea como instrumento indicador en M1 un miliamperímetro de 0-1 mA.

El medidor se construye utilizando una caja metálica de 10 por 10 por 5

centímetros, provista de una tapa desmontable sujeta con tornillos tipo Parker. El potenciómetro R2, la llave LL1 y el instrumento M1 se sitúan sobre el frente de la caja metálica. Si ésta está pintada, al instalar los conectores coaxiales hembra SO-239 de entrada y salida (J1 y J2) en los costados de la caja metálica, se raspará la pintura con objeto de asegurar un buen contacto eléctrico. El potenciómetro R1 se monta sobre una pequeña pieza de aluminio en forma de L invertida, detrás de la llave LL1, después de haber extraído su blindaje metálico, para reducir al mínimo los posibles efectos capacitativos.

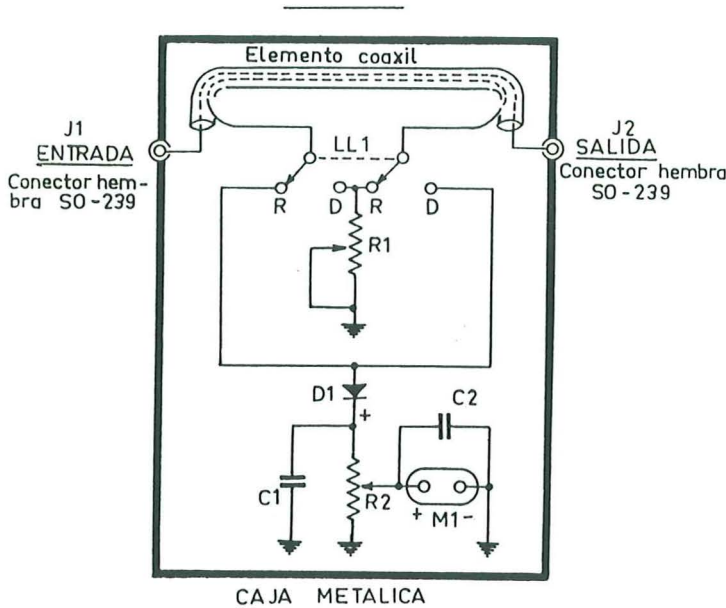
La parte más laboriosa de construir es el elemento coaxil del medidor. Dicho elemento se hace con un trozo de cable coaxil al que se le extrae la cubierta protectora de vinilita. Luego, entre la malla de blindaje (conductor exterior) y el aislamiento de polietileno que rodea al conductor interior se desliza un trozo de alambre esmaltado de 0,25 milímetros de diámetro (alambre núm. 30). Para introducir este alambre esmaltado debajo de la malla de blindaje se hace un agujero en dicha malla de blindaje en cada extremo del elemento coaxil, a una distancia de 3 centímetros de cada extremo. Posteriormente, se introduce el alambre esmaltado debajo de la malla de blindaje por un agujero y se le extrae por el otro. Esta operación puede hacerse fácilmente si se amontona la malla de blindaje desde cada extremo del cable coaxil hacia el centro; luego se pasa el alambre esmaltado y finalmente se vuelve a colocar la malla de blindaje en su lugar, cuidando de no dañar el aislamiento del alambre. Conviene probar con un óhmetro, una vez terminada la construcción del elemento coaxil, para ver si no hay continuidad entre la malla de blindaje y el alambre esmaltado.

Para construir un elemento coaxil

apto para utilizar con líneas asimétricas coaxiales de 52 ohmios de impedancia característica y con un nivel de potencia máximo de 430 vatios, en frecuencias de hasta 50 Mc/s., se empleará un trozo de 38 centímetros de longitud de cable coaxil RG-58/U o RG-58A/U. Para utilizar el medidor con líneas asimétricas coaxiales de 75 oh-

de impedancia característica, respectivamente.

Una vez finalizada la construcción del elemento coaxil, se dispondrá el mismo en forma de círculo de una vuelta y media, si se usa cable coaxil RG-58/U, RG-58A/U o RG-59/U, o de una sola vuelta, si se emplea cable coaxil RG-8/U o RG-11/U. Acto seguido, se



Valores

- C1, C2: 5nF mica o cerámicos.
- R1 : 250 ohmios potenciómetro.
- R2 : 25.000 ohmios potenciómetro.
- M1 : 0-1 mA., c.c.
- D1 : 1N34-A o similar.

FIG. 5.—Circuito del medidor de la R.O.E. tipo Monimatch apto para utilizar con altos niveles de potencia con líneas coaxiales.

mios de impedancia característica, se empleará cable coaxil RG-59/U, que admite hasta 680 vatios de potencia radiofrecuente. Con potencias de hasta 1.000 vatios, se utilizará un trozo de 26 centímetros de longitud de cable coaxil RG-8/U o RG-11/U para líneas asimétricas coaxiales de 52 ó 75 ohmios

conectarán los extremos del conductor interior a los conectores coaxiales hembra J1 y J2 de entrada y salida. La malla de blindaje (conductor exterior) del elemento coaxil debe derivarse a tierra por sus extremos con conexiones bien cortas. Igualmente se soldará a tierra la parte central del elemento

coaxil, para evitar que se mueva en el interior de la caja metálica. Estas conexiones a tierra se deben hacer rápidamente, para evitar que el aislamiento interior de polietileno se funda. A continuación se soldarán los extremos

en el centro de esa conexión se suelda otra que va a un terminal del potenciómetro R1. Posteriormente se deriva a tierra el terminal central de dicho potenciómetro. Los terminales restantes de la llave LL1 se unen entre sí y

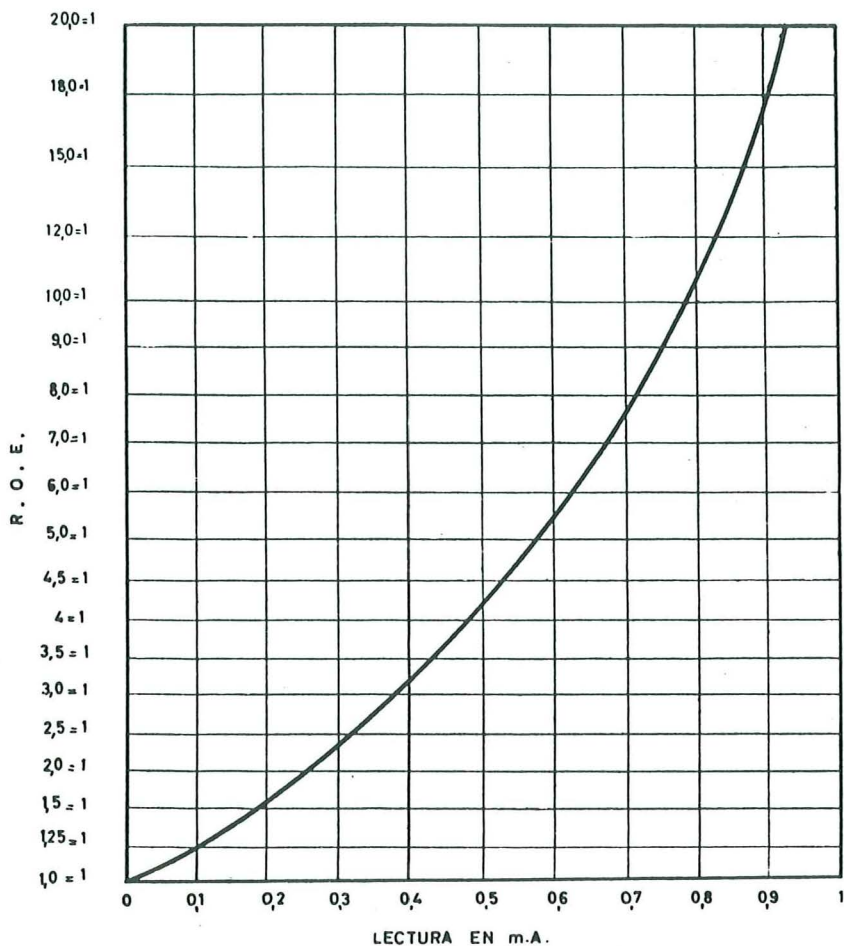


FIG. 6.—Gráfico para determinar el valor de la R.O.E. de acuerdo al coeficiente de reflexión proporcionado por el instrumento de 0 a 1 mA. de los medidores de la R.O.E. descritos en el texto.

del alambre esmaltado que corre por el interior del elemento coaxil a los terminales centrales de la llave LL1 con conexiones lo más cortas posible. Los dos terminales superiores de la llave mencionada se unen entre sí y

en el centro de esa conexión se suelda al diodo de cristal de germanio D1. El extremo positivo (+) de D1 debe ir conectado a un terminal del potenciómetro R2, mientras que el terminal central del citado potenciómetro se

une al borne positivo del instrumento M1.

Para calibrar el medidor habrá que hacer una carga artificial de prueba, utilizando dos resistencias de 100 ohmios de carbón de 2 vatios cada una, e paralelo. Las mismas se sueldan a un conector macho coaxil PL-259 con conexiones muy cortas y se le enchufa en el conector hembra de salida J2 del medidor. Con la llave LL1 en posición *directa* y con el potenciómetro R2 a mínimo valor de resistencia, se aplica en el conector hembra de entrada J1 una potencia de radiofrecuencia no mayor de 4 vatios para no dañar las resistencias de la carga artificial, en una frecuencia de 28 Mc/s. Inmediatamente, se ajusta el potenciómetro R2 hasta obtener la desviación máxima a plena escala de la aguja del instrumento M1. Con un trozo de 38 centímetros de longitud para el elemento coaxil, 4 vatios de potencia en 28 Mc/s. harán que la aguja de M1 llegue al tope de la escala cuando el potenciómetro R2 se halle ajustado al máximo. A continuación se llevará la llave LL1 a la posición *reflejada* y se ajustará el potenciómetro R1 hasta tener mínima lectura en el instrumento M1. Si el medidor ha sido construido en forma correcta, esta lectura mínima estará muy próxima a cero. Una vez que se ha obtenido el ajuste definitivo de R1, el mismo no deberá ser retocado.

El medidor se conecta en serie con la línea de transmisión asimétrica coaxil que alimenta el sistema aéreo y el emisor. Con el potenciómetro R2 colocado a mínimo valor de resistencia y con la llave LL1 en posición *directa*, se sintonizará el emisor de la manera acostumbrada. Seguidamente, se moverá el potenciómetro R2 hasta lograr que la aguja de M1 marque el máximo valor de la escala (*). Ahora se pa-

(*) La sensibilidad de este tipo de medidor es directamente proporcional a la fre-

sará la llave LL1 en posición *reflejada*, y si M1 indica cero, la línea de transmisión se halla correctamente adaptada. Aplicando el gráfico de la figura 6 se puede determinar el valor de la R.O.E. de acuerdo al coeficiente de reflexión indicado por M1.

Con la llave LL1 en posición *directa*, el medidor proporcionará una indicación relativa de la potencia de salida del emisor sumamente útil para los ajustes del mismo.

MEDICIÓN DE LA R.O.E. CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN BIFILARES BALANCEADAS.

Los medidores de la R.O.E. descritos anteriormente, diseñados para ser empleados con líneas de transmisión asimétricas coaxiales, pueden ser utilizados con líneas de transmisión bifilares balanceadas, ya sean de dieléctrico de polietileno o abiertas, mediante una disposición como la representada en la figura 7, con la ventaja de eliminar de esta manera los problemas creados por las corrientes de antena existentes en la mayoría de las líneas de transmisión balanceadas, por el acoplamiento creado entre los campos electromagnéticos de la línea de transmisión y del sistema aéreo o por un desbalance entre los conductores y tierra. Estas corrientes de antena falsean en la mayoría de los casos las mediciones de la R.O.E. hechas directamente sobre una línea de transmisión balanceada.

El circuito de la figura 7 es similar al de una unidad de sintonía de antena destinado a adaptar una línea de transmisión no balanceada a una carga balanceada. Los valores del mismo deben permitir que el circuito sintonizado L2/C2 resuene en la frecuen-

cia de operación, de manera que se requiere más potencia en frecuencias bajas que en frecuencias altas para obtener una determinada lectura en el instrumento M1 del medidor.

cia de funcionamiento y que la bobina L1 proporcione el acoplamiento necesario y que se halle acoplada en un punto de bajo potencial radiofrecuente de la bobina L2, para mantener en un reducido valor el acoplamiento capacitivo. En la mayoría de los casos, convendrá derivar a tierra el centro de la bobina L2 y del condensador variable a estator dividido C2.

Con el fin de ajustar el circuito mencionado, se conectará a la salida de los terminales de la línea una resistencia

y se ajustará la potencia de radiofrecuencia hasta que la aguja de M1 marque el máximo valor de la escala. A continuación se retira el cortocircuito y la resistencia de prueba y se conecta la línea de transmisión balanceada en los terminales de la línea. El instrumento M1 indicará entonces el coeficiente de reflexión que existe en la línea de transmisión. Mediante la aplicación del gráfico de la figura 6 se puede fácilmente determinar el valor de la R.O.E.

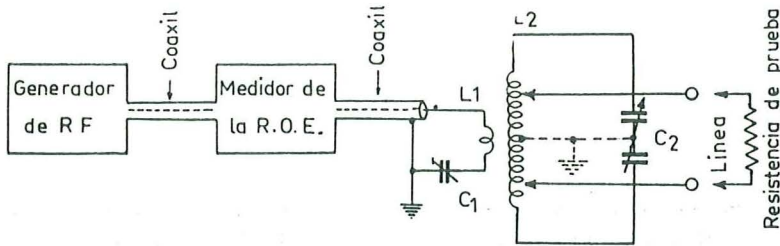


Fig. 7.—Circuito que permite emplear un medidor de la R.O.E. para línea bifilar balanceada. L2/C2 debe resonar a la frecuencia de operación. El procedimiento de ajuste se explica en el texto.

de carbón del mismo valor que el de la impedancia característica de la línea de transmisión balanceada y de 1 vatio de disipación. A continuación se aplicarán unos pocos vatios de potencia en el conector hembra de entrada J1 del medidor de la R.O.E. ajustando las derivaciones sobre la bobina L2, manteniendo las mismas siempre equidistantes sobre el centro de dicha bobina mientras se mueven los condensadores variables C1 y C2, hasta obtener una lectura de valor cero en el instrumento M1 del medidor. Una vez logrado este valor cero, no se tocará más ninguno de los controles del circuito. Posteriormente se cortocircuitarán los terminales de la línea

Resulta muy y aconsejable efectuar mediciones de la R.O.E. a intervalos de 100 ó 200 Kc/s. a lo largo de la banda de operación, reajustando los mandos del circuito, ya que la relación de adaptación de impedancias depende de la frecuencia de medición.

BIBLIOGRAFIA

- MORENO QUINTANA (h), L. M.: «Líneas de transmisión, alimentadores o *feeders*», U.R.E., octubre 1962.
- «Acoplando la línea de transmisión al emisor», U.R.E., marzo y abril 1962.
- «El Gamma Match en sistemas rotativos direccionales», U.R.E., noviembre y diciembre 1962.
- BRIER H.: «SWR Bridge», *Popular Electronics*, septiembre 1960.

El medidor de ondas estacionarias y sus diversas aplicaciones

Original de J. ALIAGA ARQUE (EA 3 PI)

Uno de los instrumentos de radiofrecuencia más útiles y versátiles que el radioaficionado español tiene a su alcance lo constituye el Medidor de Ondas Estacionarias RETEXKIT (figura 1) cuyas diversas aplicaciones pueden contribuir notablemente al mejor funcionamiento de cualquier emisora que alimente su antena con cable coaxial.

Sucede que el radioaficionado medio pone, por regla general, poca atención a lo que este dispositivo es capaz de hacer y controlar en una estación y en cuanto puede contribuir a la comodidad del operador. Por ello se tratará aquí de evidenciar de forma sencilla los múltiples usos del Medidor, desde una somera exposición de su funcionamiento básico.

FUNCIONAMIENTO DEL ME-1

Debida a la contribución del colega CH. GUILBERT/F3LG en Radio Ref, la revista de la Asociación francesa, disponemos de una clara y sencilla explicación del funcionamiento del medidor de ondas estacionarias tipo ME-1.

En un tramo de línea de alimentación blindada, tal como muestra la figura 2, se ha dispuesto un conductor *a-b* paralelo a la línea axial. El extremo *b* del conductor se ha conectado a masa a través de la resistencia *R* y en un

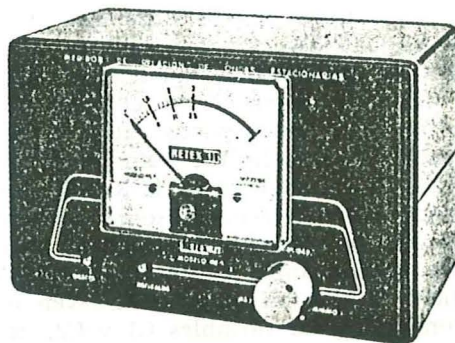


FIG. 1.—Medidor de ondas estacionarias Retexkit ME-1.

punto *p* del otro extremo se ha conectado un diodo de germanio *D*, seguido de un condensador *C* y de un instrumento de medida *G* (microamperímetro).

Conviene recordar que en una línea de ondas progresivas la tensión y la intensidad se hallan en fase, y, por tanto, en el dispositivo descrito, el acoplamiento de energía por capacidad (tensión) y por inducción (corriente) entre línea axial y conductor paralelo podrá representarse por una única senoide. Una corriente de alta frecuencia circulando desde la entrada a la salida del dispositivo producirá los siguientes efectos:

4. La alternancia positiva produce una carga en $a-b$ que provocaría una corriente a través del instrumento a partir del punto p si no fuera porque.

5. La corriente inducida tenderá a desarrollarse en el sentido contrario, $p-b-R$ y se opondrá a la anterior. Si la disposición práctica de los elementos que constituyen el dispositivo es la adecuada, esta oposición logrará anular la corriente provocada por la carga capacitiva.

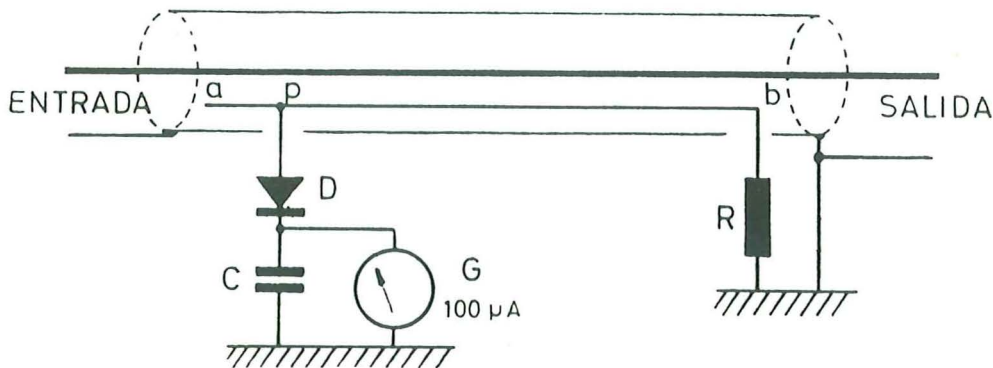


FIG. 2.—Esquema de principio del medidor de estacionarias.

1. Una carga positiva a través del acoplo capacitivo en el conductor $a-b$ que determinará una corriente, circulando desde p a la masa.

2. Una corriente inducida (de sentido opuesto a la corriente inductora) que circulará en el sentido $b-p$, juntándose a la corriente anterior para hacer desviar la aguja del instrumento G .

3. La alternancia negativa de radiofrecuencia provocará, de acuerdo con los dos procesos anteriores, corrientes que no podrán atravesar el diodo D y que, por tanto, no llegarán al instrumento G .

Veamos ahora qué sucede como consecuencia del efecto de una corriente reflejada, circulando desde la salida hacia la entrada del mismo elemento de línea, es decir, en sentido opuesto al anterior.

6. La alternancia negativa de la corriente reflejada, por acción electrostática, producirá una corriente de G hacia p , pero quedará bloqueada por el sentido de conducción del diodo D .

7. En este mismo caso, la corriente inducida irá de b hacia p y D , pero las disposiciones prácticas del aparato proporcionarán la igualdad de las tensiones inducidas y electrostáticas de forma que, siendo opuestas, se anularán en la figura 3, en el que se observará mutuamente.

En conclusión, únicamente la alternancia positiva de la corriente circulando en sentido «entrada-salida» será capaz de producir una desviación de la aguja del instrumento G .

Si en la vecindad del conductor $a-b$ se coloca un segundo sistema idéntico, pero orientado en sentido contrario,

éste último únicamente será influenciado por la onda de retorno o reflejada. Con esta inclusión se llega al esquema completo del M-1 mostrado un solo instrumento de medida conmutable a través de CO-1 y la existen-

sicamente mostrado, queda ilustrado en la figura 4, que da fe de la sencillez del montaje, que no presenta complicación alguna, al venir todas las piezas mecánicas ya preparadas en forma de kit (RETEXKIT ME-1).

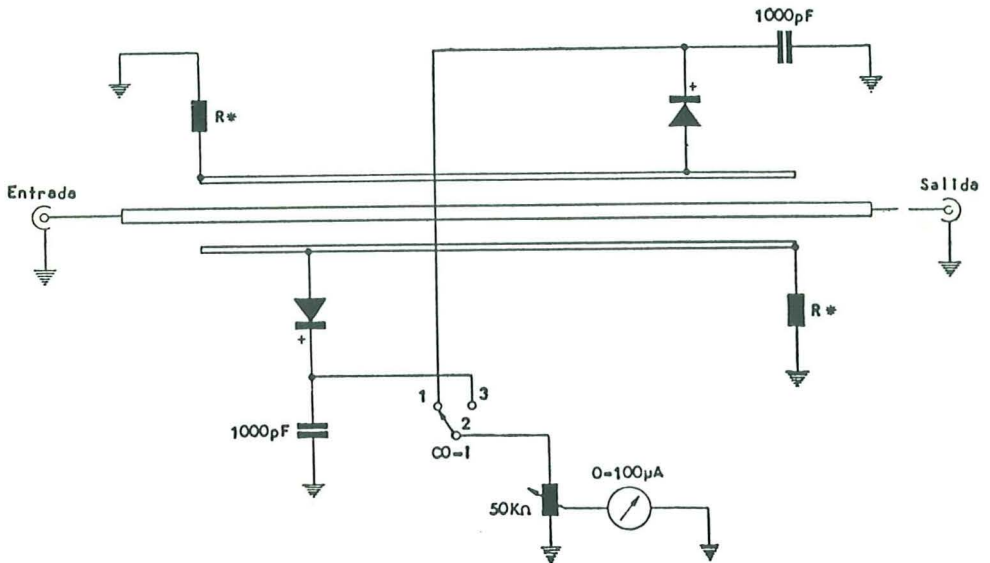


FIG. 3.—Esquema total del medidor de estacionarias ME-1.

cia de un potenciómetro de 50 K.º, al objeto de poder controlar la sensibilidad del instrumento, protegiéndolo en las potencias elevadas.

La disposición práctica del dispositivo, es decir, el aparato completo, fi-

El secreto de la precisión en el funcionamiento del medidor está en la identidad de valores de las dos resistencias de 100 o de 150 ohmios (según el aparato vaya destinado a línea coaxial de 75 o de 52 ohmios) y de los

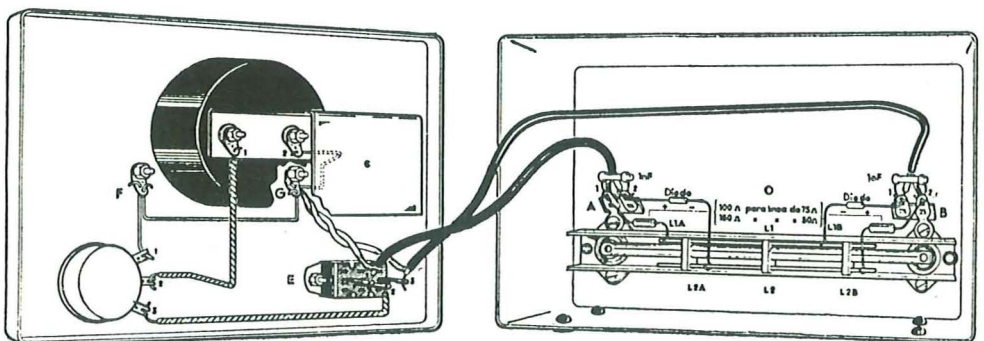


FIG. 4.—Disposición práctica del medidor de estacionarias ME-1.

dos diodos de germanio, debiendo estar estos últimos aparejados de forma que sus respectivas resistencias directa e inversa sean idénticas o lo más iguales que resulte posible.

Una vez montado, el Medidor presenta, por su parte posterior, dos conectores coaxiales de radiofrecuencia. Puede disponerse el emplazamiento más adecuado para el aparato, sin duda próximo al emisor, y a uno de los conectores se lleva la línea que viene del emisor y a otro la línea que va a la antena, utilizando sendos conectores coaxiales machos (PL259 - SUMINISTROS RETEX Z85). El aparato quedará, por tanto, en serie con la línea, presentando una pérdida de potencia tan insignificante que no es posible apreciarla con instrumentos normales. En el caso de una instalación ya en funcionamiento, bastará cortar la línea coaxial de alimentación de antena en el punto escogido como más indicado, montar un conector coaxial PL25A en cada cabo y conectarlos respectivamente a la entrada y salida del medidor. Prácticamente no tiene importancia en qué punto de la línea de transmisión queda intercalado el ME-1.

UTILIZACION PRACTICA DEL ME-1

Realizadas las conexiones anteriores se situarán los dos mandos del ME-1 (ver figura 1) en «Reflejada», el conmutador deslizante y en un punto medio el de «Sensibilidad». Se pondrá en marcha el emisor y en el momento de presionar el manipulador, el botón de micrófono o de pasar a «emisión» el correspondiente conmutador, la aguja del instrumento del ME-1 se desviará. Si esta desviación llegara a tope de la escala se reducirá la lectura, accionando el mando de «Sensibilidad». A continuación se resintonizará el emisor a máxima salida en la forma acostumbrada, vigilando siempre que la aguja del instrumento del ME-1 no muestre una

desviación excesiva, más allá del final de escala. Resintonizando el emisor se gradúa de nuevo el mando «Sensibilidad» hasta situar la aguja precisamente sobre el extremo de la escala del instrumento (rayita negra del final de escala). A continuación se pasa el conmutador a «Reflejada» y la aguja descenderá hasta indicar una lectura de coeficiente de ondas estacionarias en la escala superior del instrumento y de porcentaje de potencia reflejada en la escala inferior (obsérvese en la figura 1 la correspondencia de escalas: una relación 1,5 significará que el 4 por 100 de la potencia enviada a la antena es devuelta como onda reflejada). Si al pasar a la posición «Reflejada» la aguja intensificara el sentido de la medida saliéndose de la escala, o en los casos de potencia escasa, se obtuviera una lectura superior en «Reflejada» que en «Directa», deberá quitarse la emisión y proceder a intercambiar entre sí las dos conexiones coaxiales de la parte posterior del ME-1.

Una lectura de relación superior a 3 (potencia reflejada superior al 25 por 100) indicará que el sistema de antena no funciona correctamente, debido probablemente a un deficiente acoplo de impedancias bien entre antena y línea, bien entre emisor y línea. Una lectura prácticamente igual en «Directa» que en «Reflejada» indicará que la antena no carga, siendo probable que exista una interrupción de línea o rotura de la antena.

El correcto funcionamiento del medidor en sí podrá ser comprobado fácilmente en cualquier momento, conectando a la salida, en lugar de la línea, una resistencia no inductiva de valor igual a la impedancia de la línea utilizada. Actuando únicamente con la potencia necesaria para desviar la aguja al máximo en la posición de máxima sensibilidad, al pasar a «Reflejada» la aguja deberá caer rápidamente a cero (suponiendo claro está que el acoplo

entre pi, de salida del emisor, y línea al M-1 es correcto). Para esta prueba podrá utilizarse una resistencia de carbón de 1 ó 2 vatios si no se prolonga más de un instante la medida de comprobación.

Evidentemente cualquier antena podrá ajustarse o reajustarse para obtener el máximo rendimiento de su circuito de alimentación (relación de estacionarias 1/1) para una frecuencia determinada, ya sea ésta elegida por conveniencia o bien, en los casos generales, para la frecuencia central de la banda de que se trate (el ME-1, bien montado, puede utilizarse incluso en los 144 MHz). Una vez realizada la primera medida se retocará la antena de acuerdo con su tipología genérica (alargar o acortar elementos, variar el ángulo de los radiales en la ground-plane, etcétera) en el sentido de que cada vez se vea más reducida la lectura de estacionarias y teniendo en cuenta que para cada nueva lectura hay que llevar primero la aguja al tope de escala (rayita negra) en posición «Directa» antes de pasar a «Reflejada». En antenas multi-banda deberán comprobarse cada una de las frecuencias de trabajo y realizar los ajustes necesarios para obtener una «media» de ROE satisfactoria (en este tipo de antenas es muy difícil obtener una relación 1/1 para todas las bandas).

Personalmente se pudo comprobar la extremada sensibilidad de este medidor instalado en la EA3PI, donde una ground-plane estaba perfectamente sintonizada en 14.100 KHz. con una ROE de 1:1. Un buen día, al realizar la comprobación rutinaria, recién puesto el emisor en marcha, se observó un aumento de ROE a 1,3 en la frecuencia de sintonía. Se creyó que la variación podría ser debida a un cambio atmosférico (generalmente la lluvia o la humedad que trae consigo presenta un ligero efecto de aumento de la ROE, aunque por dicha causa nunca se había

elevado a 1,3). En días sucesivos y de tiempo completamente soleado se vinieron haciendo observaciones con lecturas que seguían siendo de 1,3. Descartada la influencia meteorológica, se procedió a conectar una resistencia anti-inductiva (antena «fantasma») en el conector de salida del ME-1; la ROE demostró normalidad absoluta, o sea, relación 1:1, avindicando que todo el sistema (pi del emisor y ME-1) estaba normal hasta la salida del medidor. Se procedió a trasladar la carga artificial al otro extremo de la línea (el de antena). Nueva comprobación y nueva obtención de la relación 1:1. No había duda de que la variación de las condiciones de trabajo se devían exclusivamente a la antena.

Al día siguiente, domingo, y a hora temprana, con la caja de herramientas y demás «trastos de matar» a cuestas hubo que subir de nuevo a la azotea para proceder a una minuciosa inspección de conexiones oxidadas, radiales, engrases anti-corrosivos, verticalidad de la antena, vientos, etc. Todo apareció perfectamente normal, a primera vista, no obstante lo cual se realizó un concienzudo repaso de mantenimiento, finalizado el cual una nueva medida con el ME-1 vino a demostrar que subsistía la ROE de 1,3.

Merodeando por la azotea en un intento intensivo de hallar una explicación lógica al fenómeno, el misterio quedó casualmenet aclarado antes a la vista que a la mente: ¡a dos antenas de televisión situadas a unos cuatro o cinco metros de la ground-plane se les había prolongado el mástil y montado en su extremo las antenas para el canal UHF! El efecto de capacidad de estos dos «suplementos» de antena en la vecindad de la ground-plane habían modificado la impedancia de su punto de ataque. ¡Y el ME- había resultado ser el «chivato» perfecto que había acusado instantáneamente el «cambio de ambiente»! Al próximo domingo y me-

diante la ayuda de un «operador» suplementario y un par de walkie-talkies, bastaron ligerísimos retoques de los radiales para volver a tener la lectura 1:1 en el ME-1.

EL ME-1 COMO INDICADOR DE LA SINTONIA REAL DEL EMISOR.

Es evidente que cuanto mayor sea la potencia que entregue el emisor más se desviará la aguja del ME-1 en «Directa», sustituyendo en este aspecto al amperímetro de antena. En efecto, el aparato de medida del ME-1 propor-

además de su propia función como medidor de ondas estacionarias o «controlador» de todo el sistema de antena.

EL ME-1 COMO MEDIDOR DE POTENCIA.

Aunque el Medidor de ondas estacionarias no fue diseñado con este fin, con un poco de ingenio puede utilizarse perfectamente para medir la potencia útil de radiofrecuencia, calibrándolo de una vez para siempre.

Convendrá dotar al mando de «Sen-

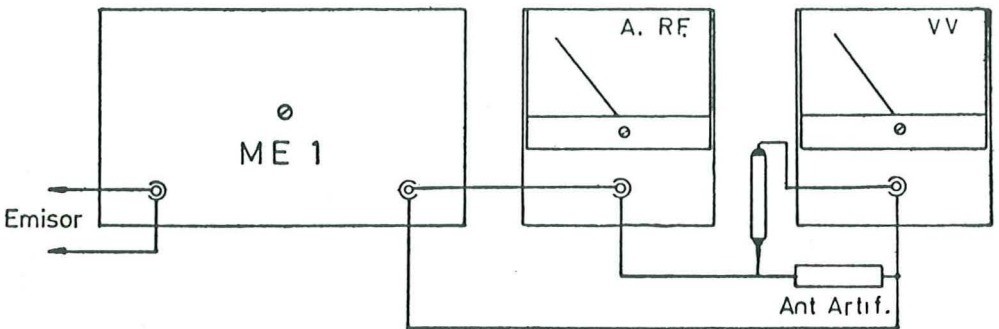


FIG. 5.—Disposición para el calibrado del ME-1 en potencias de R.F.

cionará una indicación relativa de la corriente de salida; la lectura no mostrará cuántos amperios o miliamperios tiene la corriente de antena, pero sí el punto de sintonía en que dicha corriente es máxima y, en consecuencia, el emisor entrega la máxima potencia. Esto es, particularmente, interesante cuando en el paso final del emisor se utilizan válvulas tetrodos o pentodos para las que las lecturas «máximo de rejilla» y «mínimo de placa» no corresponden a la máxima salida real de radiofrecuencia, debido al efecto de las rejillas pantalla. En tales casos, el ME-1 permite obtener la sintonía precisa para el máximo rendimiento real del emisor.

Su utilización reporta, pues, el beneficio de un amperímetro de antena,

sibilidad» dé un dial graduado (carátula, cartón, etc.) con cifras del 1 al 10, por ejemplo. En el borne de salida del medidor se colocará una resistencia no inductiva («dummy load» o antena artificial) de valor igual a la impedancia característica de la línea de alimentación. En paralelo con la carga artificial y a través de una sonda de radiofrecuencia se conectarán las puntas de prueba de un voltímetro a válvula. Deberá tenerse mucho cuidado con el valor máximo de tensión que pueda soportar la sonda al objeto de no estropearla. También podría emplearse, en lugar de voltímetro y sonda, un amperímetro de radiofrecuencia con escala graduada. Ambas disposiciones se indican en la figura 5.

Se pondrá el emisor en marcha y po-

co a poco se aumentará potencia de salida hasta que la aguja del ME-1 señale la cifra 3 (media escala) con el mando de «Sensibilidad» a tope (cifra 1, por ejemplo) y siempre en «Directa». En este momento se tomará nota de la lectura del voltímetro a válvula o de lamperímetro de RF en su caso. Las fórmulas $W = E^2/R$ y $W = I^2/R$ aplicadas a l caso indicarán la potencia en RF que representa una desviación a media escala de la aguja del instrumento del ME-1, con el mando «Sensibilidad» en 1 y a la frecuencia en la que se realiza la prueba. Podrá aumentarse ahora la potencia de salida del emisor para una máxima desviación de una aguja y tomar nuevas lecturas en el voltímetro o amperímetro. Sucesivamente se podrán ir tomando lecturas a media plena escala para las distintas posiciones del mando «Sensibilidad». Finalmente, se recopilarán los datos obtenidos en una tabla de equivalencias que relacionará la lectura del ME-1, la posición del mando «Sensibilidad» y la potencia de RF que se dirige hacia la antena. En cualquier ocasión, ya con la antena real, con una simple lectura en el ME-1 podrá determinarse la potencia útil de salida del emisor y, por tanto, el rendimiento del paso final.

Naturalmente, deberán realizarse una serie de estas medidas de calibración para cada una de las bandas o frecuencias de trabajo, confeccionando la correspondiente tabla, ya que la energía indicada por e linstrumento del ME-1 proviene de un acoplamiento y la transferencia de éste depende de la frecuencia.

EL ME-1 CON ACOPLADOR DE IMPEDANCIAS INCLUIDO.

En el caso de variar constantemente de antena, como por ejemplo la operación de un emisor fijo que frecuentemente se traslada de uno a otro lugar, o en el caso de utilizarse antenas unifilares de características de impedancia desconocidas, resultaría ideal poder disponer no sólo del medidor de estacionarias, sino del medio adecuado para poder conseguir el mejor acoplamiento entre emisor y antena.

La idea fue llevada a la práctica por K2DCY y consiste en disponer de un circuito acoplador en L en el interior de la caja del ME-1. La figura 6 muestra el esquema del circuito añadido y montado en el interior del propio ME-1. S1 es un conmutador rotativa, a poder ser con galleta de cerámica, de 1 cir-

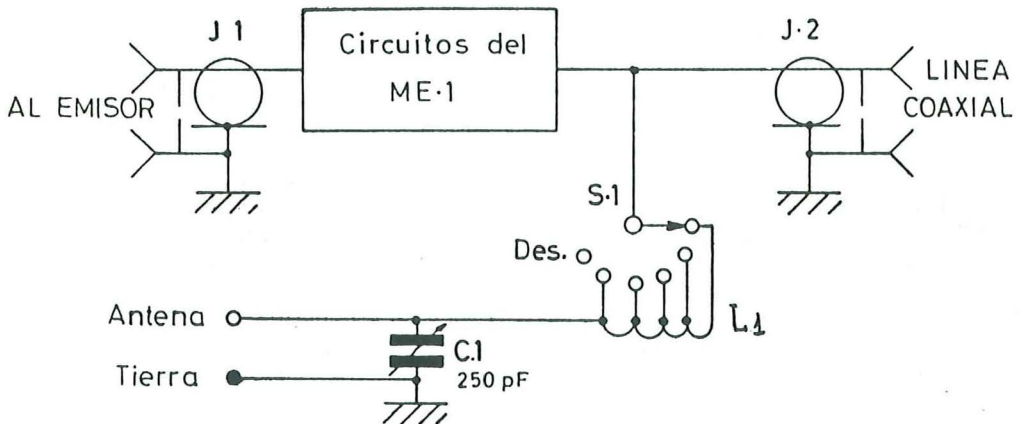


Fig. 6.—Esquema del acoplador de impedancia montado en el interior del ME-1.

cuito y 12 posiciones (o las que se deseen) cuya primera posición se deja libre, al objeto de que el ME-1 pueda funcionar en condiciones normales. J1 y J2 son los dos conectores coaxiales montados en el ME-1, y L1 consta de 48 espiras de alambre plateado de 0,8 milímetros de diámetro devanado al aire a razón de seis espiras por centímetro y con diámetro de la bobina de 25 mm. (bobina Polinductor 1015-Radio Ohm-Muntaner 45-Barcelona). Las tomas se realizan, a partir del extremo de C1, en las espiras 1, 2, 4, 8, 16 y 32. En la elección de todos estos componentes deberá tenerse siempre en mente la potencia a que se les hará trabajar.

La modificación mecánica no significará más que la perforación de dos orificios para los ejes del conmutador S1 y del condensador C1, respectivamente, y otro par de orificios para las conexiones de antena (borne rojo) y tierra (borne negro), todos ellos en la situación indicada por la figura 7.

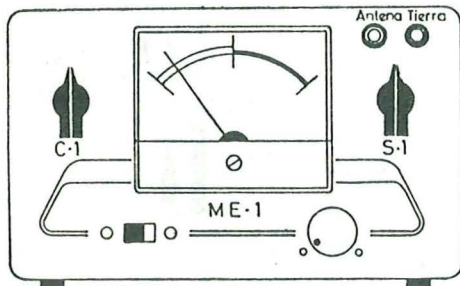


FIG. 7.—Realización práctica del acoplador de impedancias.

Las conexiones entre elementos realizados con malla resultarán más seguras. Cuando se opere con cable de alimentación coaxial se utilizará el conector normal de salida del ME-1, dejando S1 en la posición sin conexión. Para cargar una antena unifilar, de al menos 21 metros de longitud con la bajada comprendida, ésta se conectará

al borne rojo correspondiente y se proveerá una buena toma de tierra a través del borne negro. Con el emisor en marcha se aplicará únicamente la potencia necesaria para obtener una lectura en la posición de «REFLEJADA» con el mando de sensibilidad al máximo. Se variará la posición de S1 buscando una lectura mínima en el instrumento, a la vez que se irá reajustando esta lectura con C1. La potencia se irá aumentando a medida que la lectura de «reflejada» vaya disminuyendo. Finalmente se reducirá la sensibilidad del ME-1 y se sintonizará el emisor a máxima salida, como de costumbre.

El ajuste de S1 y C1 a potencia reducida tiene por objeto evitar la formación de arcos a través del condensador o el que se produzca un aumento de temperatura excesivo en la bobina, mientras el circuito de antena no toma carga.

Cuando el acoplador de impedancias no debe trabajar se pasará S1 a la posición vacía y el ME-1 funcionará normalmente, utilizando su salida para cable coaxial.

EL ME-1 COMO MONITOR DE MODULACION.

Observando el esquema de la figura 3 puede notarse que, a través del instrumento de 100 μ A, circula una corriente detectada por el diodo cuando CO-1 se halla en la posición «directa», corriente obtenida por inducción de la propia salida del emisor.

Si en el conductor que va del potenciómetro de 50 K. $^{\circ}$ al instrumento se monta un minijack de circuito cerrado (Retex 6107), tal como muestra la parte superior de la figura 8, y al mismo se conecta un auricular, se obtendrá un control audible de la propia señal.

Como el jack es de circuito cerrado, el ME-1 funcionará normalmente mientras no se realice la conexión de la clavija y el emisor se podrá sintonizar

de ordinario controlando el sistema por la lectura de estacionarias. Una vez el emisor ya sintonizado, bastará introducir la clavija del auricular, momento en que el instrumento del ME-1 dejará de marcar, y hablar ante el micrófono de la emisora para que la propia señal pueda percibirse a oído, controlando de esta forma si la modulación es correcta. Para un control más atento convendrá que un segundo operador hable por el micrófono al tiempo que se realiza la escucha con el auricular, es decir, que no sea la misma persona que hable y escuche controlando. El volumen de la audición podrá regularse con el mando «Sensibilidad» del ME-1 (potenciómetro de 50 K.º).

Si se dispone de osciloscopio, el control podrá ser mucho más riguroso, aprovechando la toma a través del minijack para llevar la señal a la entrada del osciloscopio y observar en la pantalla la curva de modulación detectada. De la misma forma se podrán realizar pruebas en BLU, contando con que se disponga del imprescindible oscilador de baja frecuencia de dos tonos que permita comparar su señal con la de micrófono.

EL ME-1 COMO MONITOR DE CW.

Cuando se trabaja en grafía, la señal en el minijack anterior no está modulada y, por tanto, no puede accionar la membrana de un auricular (emisión en A1, naturalmente). Sin embargo, la energía detectada por el ME-1 puede utilizarse para accionar un oscilador monitor de manipulación telegráfica mediante el dispositivo mostrado en la figura 8, consistente en un transistor y un pequeño transformador de BF., push-pull interetapa de relación rejilla-placa 2/1 ó 3/1, constituyendo un «machtone». La salida del oscilador llevada a la rejilla de la preamplificadora de audio del receptor proporcionará la audición de las propias señales a

través del altavoz o de los auriculares de trabajo conectados normalmente al receptor, aun cuando éste se halle en «Stand-By» o «Emisión» (esta posición no debe desconectar la alta tensión del amplificador de baja del receptor).

Este dispositivo, tal como indica la figura 8, está activo en la EA3PI.

El oscilador está montado en una re-

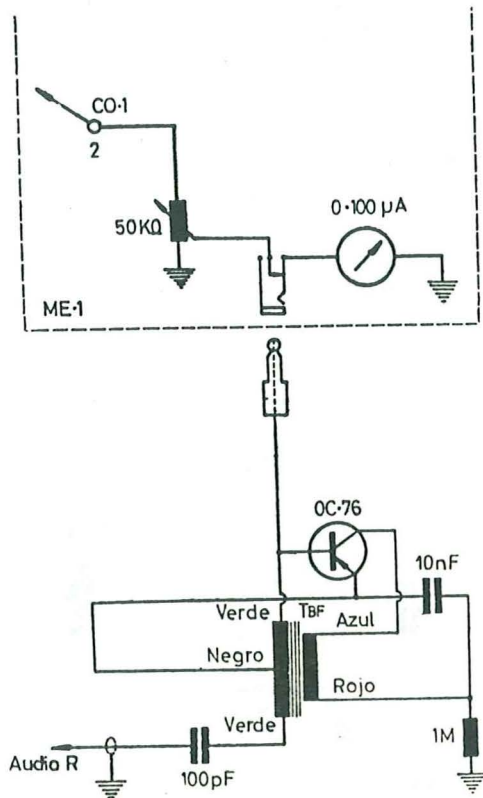


FIG. 8.—Monitor de C.W. alimentado por el ME-1.

gleta de 7 terminales, sujeta por uno de los tornillos del transformador, todo ello ubicado en una pared lateral del chasis del receptor, mientras que el conductor de toma, con la clavija minijack, salen por la parte posterior del mismo. Se utiliza un transistor OC-76 soldado a los terminales de la regleta, si bien fueron probados los tipos OC75,

AC125, AF116 y SFT358 y con mejor o peor sensibilidad, todos ellos resultaron útiles. La salida de audio se lleva a la rejilla del triodo preamplificador de BF. a través del potenciómetro de volumen (para tener así dos controles). El tono varía, además del volumen, con el mando del ME-1, y el volumen sólo por el potenciómetro del receptor. No se observó efecto alguno de esta conexión cuando la clavija minijack está desconectada y el receptor funciona normalmente, si bien se empleó cable blindado como conductor de unión. Como transformador TBF se utiliza el modelo 14DP de Roselson, pero puede servir cualquier otro de las características indicadas anteriormente.

Cabe destacar la particularidad de que en el caso de que se deseen realizar prácticas de morse, no reales, basta colocar una pila corriente de 1,5 V. en serie con el manipulador y ambos conectados a la clavija minijack para, con el receptor encendido y en la posición «Stand-by», disponer de un oscilador de prácticas incluso para un audítorio. Así se utilizó privadamente en la EA3PI para «tomarle el pulso» primero al Maniplex y luego al Vibroplex.

APROVECHAMIENTO DEL INSTRUMENTO DEL ME-1 PARA OTROS USOS.

Observando tal como queda la disposición del circuito del ME-1 mostrada en la figura 8, resulta evidente que al introducir una clavija sin conexión alguna en el minijack, el microamperímetro queda aislado.

Si en la parte superior del ME-1 se montan un borne rojo y otro negro, uno a cada lado del minijack, cuya conexión interna se lleve a cada uno de los espárragos de conexión alguna en el minijack el instrumento quedará conectado única y exclusivamente a los dos bornes polarizados, pudiéndose uti-

lizar directamente como microamperímetro de 100 uA o para otras escalas de medida si se calculan y se disponen los shunts correspondientes a conectar entre borne y borne. Un instrumento de 100 uA tiene siempre un elevado precio y la disposición indicada es perfectamente útil para medidas que no precisen de una escala de lectura de precisión.

Quando se retira la clavija sin conexión del minijack, el instrumento vuelve a quedar conectado al ME-1 y la derivación a los bornes, éstos sin conexión exterior, no tiene efecto alguno en el funcionamiento normal del ME-1, ya que no afectan a circuito alguno de radiofrecuencia.

COLABORACION DEL ME-1 EN LA CONSTRUCCION DE UNA ANTENA ARTIFICIAL.

Ningún radioaficionado ignora hoy en día cuán útil resulta disponer de una antena artificial o «dummy-load» para poder realizar toda clase de pruebas en emisión sin ocasionar interferencias. La dificultad está en poder hallar una resistencia de 52 ohmios, por ejemplo, anti-inductiva y con disipación suficiente. Además, que resulte económica.

Partiendo de una idea publicada en Popular Electronics y dedicada a la Banda Civil, se llevó a cabo la construcción de una «dummy-load» para la EA3PI. Se montaron 29 resistencias de carbón de 1,5 K.º, 5 por 100 de tolerancia y 2 W. de disipación, en paralelo entre dos placas de cobre previamente perforadas, conservando una separación de medio centímetro entre cada resistencia a los efectos de ventilación y encerrando todo el conjunto en una caja de aluminio tipo Minibox (Suministros Retex 6602) en una de cuyas paredes se montó un conector SO239 (Suministros Retex Z36) para la conexión al transmisor y un zócalo de cris-

tal (Retex 6313) para en cualquier momento poder conectar las puntas de prueba de un instrumento de medida (voltímetro RF, sonda, etc.). Se obtuvo un valor de resistencia resultante de 52 ohmios en CC. (51,72 nominales), valor adecuado para la línea coaxial RG8-U utilizada en la estación.

La sorpresa surgió cuando al conectar la «antena fantasma» a la salida del ME-1 para su estreno bajo condiciones reales de funcionamiento, el instrumento del medidor indicó una relación de estacionarias de 1,8:1. Inmediatamente se redujo la potencia del transmisor para, en lugar de la novísima «dummy-load», conectar a la salida del ME-1 una simple resistencia de 52 ohmios 1 W, que ya en otras ocasiones había servido de patrón. La relación de estacionarias fue de 1:1. No restó más que auto-dedicarse unos adjetivos poco edificantes por no haber tenido en cuenta que la

resistencia en RF no es igual a la resistencia en CC. Se fueron añadiendo más resistencias en paralelo al dispositivo hasta obtener, por tanteo, una relación de 1:1 en el ME-1, con lo que la «dummy-load» tiene ahora EXACTAMENTE 52 OHMIOS EN RADIOFRECUENCIA y es utilizada en toda emisión de pruebas.

CONCLUSION

Después de todo lo relatado cabe suponer en que todas las opiniones coincidirán en que las 1.695 ptas. que costó el kit ME-1 fueron bien aprovechadas y de las mejor gastadas en pro de la humilde EA3PI... Yo así lo creo, por lo menos, y ello hace que cuide al Medidor de Estacionarias con todo esmero y cariño, como al instrumento predilecto, junto al grid-dip, de toda la «cacharrería» de la estación.

Medidor de potencia y de relación de ondas estacionadas

Por AMADEO PIÑOL MASIP, EA 3 AOY

Voy a comentaros y a reproduciros este medidor, que es el que yo tengo en servicio desde ya hace más de dos años.

Supongo que nuestra REVISTA ya habrá publicado varios aparatos que cumplen con tal misión. El caso es que yo cuando iba a construirme alguno topaba con el inconveniente que representa la fabricación de la placa de circuito impreso con unas medidas de separación entre pistas un tanto críticas, y nunca me decidí a ello. Por fin, como al principio digo, un colega me dio la idea, la cual hago extensiva a través de nuestra REVISTA para todos los colegas que les gusta construirse sus propios «cacharrómetros» sin muchas complicaciones y con resultado satisfactorio en todos los aspectos, ya que ha funcionado desde los 3,5 MHz a los 144 MHz,

y comparando las lecturas con medidas comerciales jamás se apreció ningún error.

Paso a la descripción del circuito. En primer lugar se tomará cable coaxial de la mis-

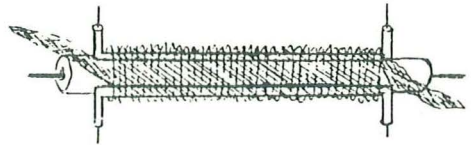


FIG. 1.

ma impedancia que el de alimentación de antena. En mi caso utilicé 8 cm, pero no es nada crítica esta longitud. A este trozo de cable se le debe retirar la cobertura de

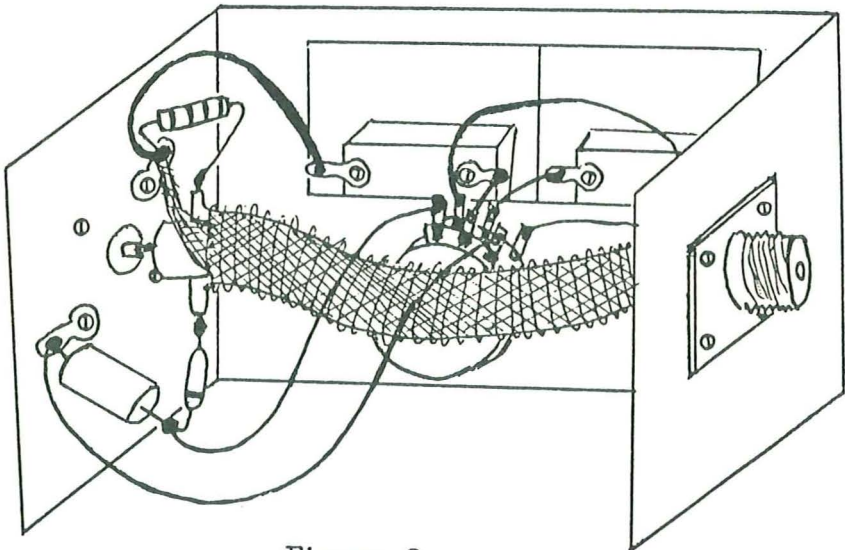


Figura 2

plástico e introducir la malla por ambos extremos hacia el centro, y cuando ésta está holgada se introduce en su interior dos hilos de conexiones recubiertos de plástico, del normal que se usa en los montajes, o sea mejor explicado: del de un hilo interior, no del que tiene varios hilillos. Estos dos hilos deben ser de una longitud idéntica. Una vez colocados en el interior de la malla (figura 1), ésta se puede hacer firme tirando de sus extremos, observando que los dos hilos queden en un mismo plano.

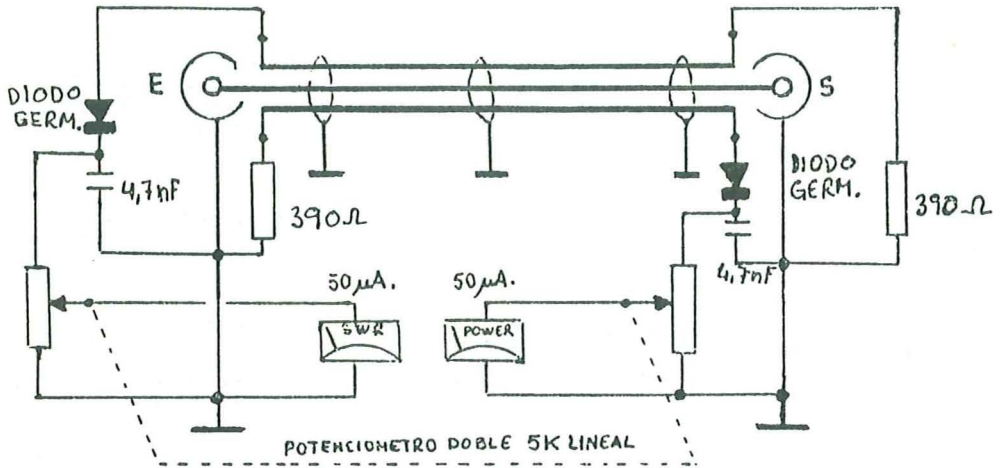
Y ya está listo para el montaje en el interior de la caja, una vez ésta esté mecanizada y premontada con los conectores co-

axiales, potenciómetro doble, microamperímetro, etc (Fig. 2).

Los potenciómetros, que deben ser de 5 K lineales, hay a veces dificultad para su localización en el mercado. Se puede emplear en su lugar de 10 K lineales.

Los microamperímetros que uso son de $50 \mu\text{A}$, a fondo de escala, existiendo los de control de nivel para amplificadores estéreos, que, al ser dobles, cumplen a la perfección este menester.

Deseando un perfecto funcionamiento para quien opte construirse este medidor de ROE, quedo, como siempre, QRV.



Esquema teorico

Medición de potencia de RF en línea

Por DOUG DEMAN, W1CER

De la revista «QST», diciembre de 1969

Algunas consideraciones prácticas

No es costoso no difícil construir un vatímetro de RF. Y, si el instrumento se equipa con algunos elementos suplementarios, puede conmutarse para lectura de potencia reflejada, así como de potencia directa. Con la característica anterior, puede usarse el instrumento como medidor de SWR (Relación de Onda Estacionaria) para igualación de antena y ajustes de transigulación.

Quizá la tarea más difícil que ha de afrontar el constructor sea la de calibrar el potenciómetro para cualquier margen de vataje que desee obtener. El sistema más sencillo es utilizar un vatímetro comercial como patrón. Si no se dispone de éste, la salida de potencia del transmisor en pruebas puede calcularse por medio de un amperímetro de RF en serie con una carga ficticia de 50 ohm, usando la fórmula corriente: $P = I^2R$. Y, si no se tiene interés en efectuar medidas de potencia, puede usarse el puente solamente como indicador de SWR, como se hace con el puente de SWR tipo Monimatch.

La ventaja de los circuitos que aquí mostramos sobre los de los puentes Monimatch es que estos instrumentos no son sensibles a la frecuencia. Los indicadores Monimatch se hacen más sensibles a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, imposibilitando así su calibración en vatios para más de una banda o para más de una parte de una banda determinada. Las unidades aquí descritas son más sensibles que los Monimatch. Esto permite su calibración para niveles de potencia tan bajos como un vatio, a escala completa, en cualquier parte del espectro de HF.

Todos los circuitos que se estudian en este artículo son similares al básico que se describió en una anterior edición de QST. Algunos de los circuitos son los empleados en los potenciómetros comerciales y se usan

para destacar las variaciones con el diseño básico de Bruener. El lector quizá desee experimentar con algunos de estos circuitos.

Principios del diseño

Refiriéndonos al circuito de la figura 1B, utilizado por la Collins Radio Company, el conductor central de la línea de transmisión pasa a través del centro de un núcleo toroide y se convierte en el primario de T_1 . El devanado múltiple del núcleo funciona como secundario del transformador. La corriente que fluye a través del cable primario induce una tensión en el secundario que origina un flujo de corriente a través de los resistores R_3 y R_4 . Las caídas de tensión a través de estos resistores son iguales en amplitud, pero 180° fuera de fase con respecto a tierra.

Para fines prácticos están así, respectivamente, en fase y fuera de fase con la corriente de línea. Los divisores de tensión capacitiva, C_3C_7 y C_4C_8 , están conectados a través de la línea para obtener tensiones de igual amplitud *en fase* con la tensión de línea, ajustándose la proporción de división a fin de que estas tensiones igualem en amplitud a las caídas de tensión a través de R_3 y R_4 .

Como la relación corriente/tensión depende de la carga, esto solamente puede hacerse para un valor particular de impedancia de carga. Los valores de carga elegidos para esta normalización son puras resistencias que igualan la impedancia característica de la línea de transmisión con la que ha de utilizarse el puente, usualmente 50 ó 75 ohms. En estas condiciones, las tensiones rectificadas por CR_1 y CR_2 representan, en un caso, la *suma* vectorial originada por la corriente y la tensión de línea y, por otra parte,

la diferencia vectorial. Con respecto a la resistencia a que ha sido ajustado el circuito la suma es proporcional a la componente directa de una onda progresiva, tal como ocurre en una línea de transmisión, y la diferencia es proporcional a la componente reflejada.

En el circuito de Collins se emplean dos condensadores de $8\text{-}\mu\text{F}$, C_5 y C_6 , para permitir que el medidor se aproxime al nivel de PEP durante el trabajo en SSB (Banda Late-

ral Unica). Las tensiones de c/c en las líneas directa y reflejada cargan los condensadores para permitir una lectura próxima al máximo (pico). El tiempo de descarga se ajusta mediante los resistores calibradores en serie, de R_1 a R_4 , y depende de cuál de ellos se conecte a la línea del medidor en un momento dado. El circuito de la figura 1B contiene dos condensadores de 43 pF , C_1 y C_2 , para eliminar las reactancias inductivas de R_5 y R_6 . Tal reactancia puede aparecer en el

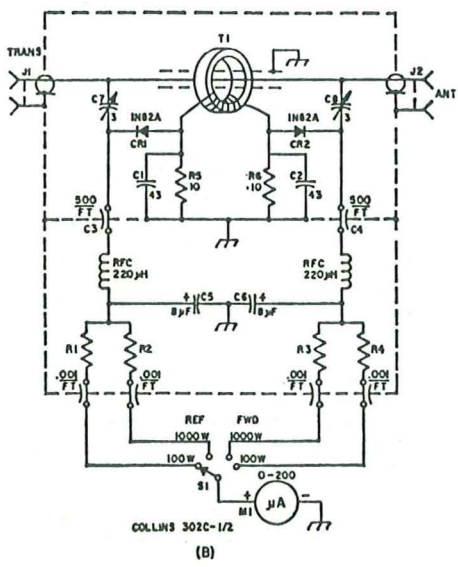
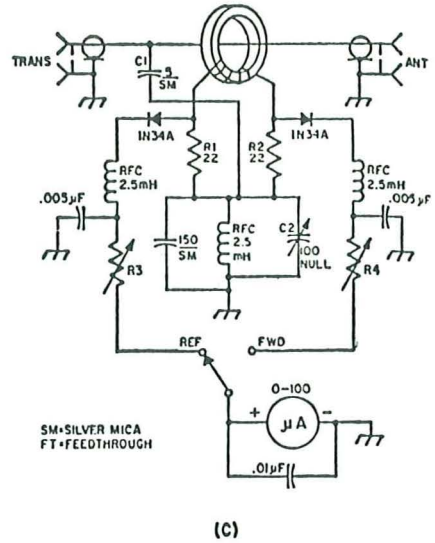
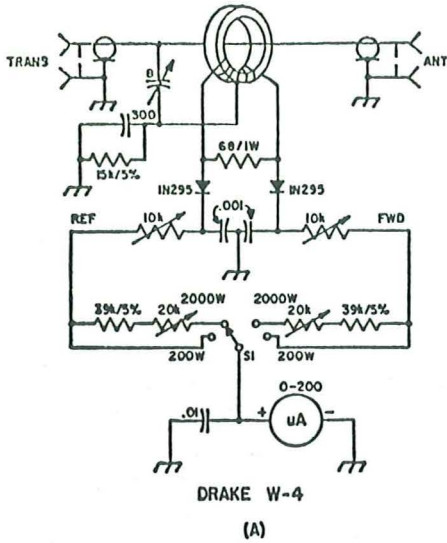


FIG. 1.—Diagramas esquemáticos de medidores de potencia en línea. Esquema A) El instrumento W-4 de R. L. Drake. En éste se usa un transformador de derivación central en T_1 y sólo dispone de un divisor de tensión capacitiva en el circuito detector. El circuito del esquema B es el que se explica en el texto, y lo emplea la Collins Radio Company. Los divisores de tensión capacitiva de este circuito disponen de dos condensadores pasachasis de 500 pF en lugar de los condensadores de plata-mica que se observan en la figura 2. Los condensadores C_5 y C_6 consisten un tiempo de carga que permite que el medidor marque potencia próxima a pico en SSB. Las resistencias calibradoras, desde R_1 a R_4 , están seleccionadas en fábrica. El circuito que se muestra en (C) es similar al que emplea Comdel en su potenciómetro (medidor de potencia). En este circuito, C_1 es un condensador (pequeño) de valor fijo y el puente queda anulado por el condensador mayor del divisor C_2 .

extremo superior de la banda para la que está construido el instrumento. Si existe reactancia en aquella parte del circuito, puede que las lecturas del medidor no sean exactas, especialmente en 10 y 15 metros. No se necesitaron los condensadores en el circuito de la figura 2, tal vez porque las líneas de los resistores eran muy cortas cuando se montaron en la placa del circuito impreso.

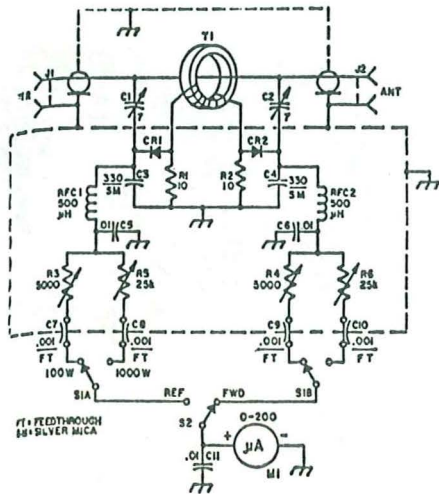


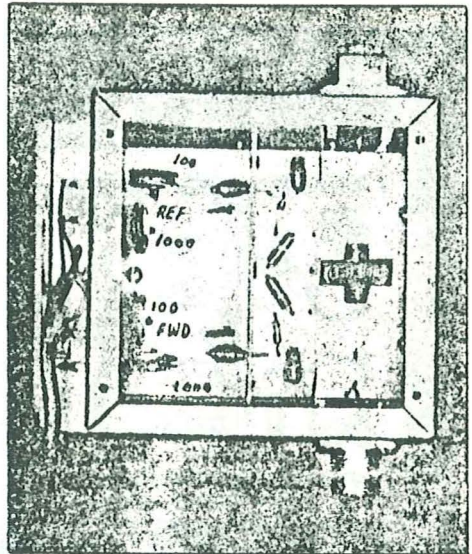
FIG. 2.—Diagrama esquemático de un práctico vatímetro de potencia. También figura la escala de calibración para M_1 . Los resistores de valores fijos son una composición de 1/2 vatio. Los condensadores de valor fijo son discos cerámicos, a menos que se indique de otra forma. Las capacitancias de valor decimal están en μF . Las otras están en pF. La resistencia se expresa en ohmios; $k = 1.000$:

Vatios	M_1	Vatios
100	200	1.000
90	180	900
80	170	800
70	155	700
60	145	600
50	125	500
40	105	400
30	85	300
20	65	200
10	40	100
5	20	50

Algunas ideas del diseño

Si deseamos conseguir un buen equilibrio, es importante que el trazado de cualquier puente de RF ofrezca la mayor simetría posible. La disposición de la placa de circuito para el instrumento de la figura 2 cumple con dicho requisito. Asimismo, las tomas de entradas y salidas del equipo deberían estar aisladas del resto del circuito, de forma que solo los circuitos de sonda alimenten de tensión al puente. Se necesita un blindaje a través del extremo de la caja que contiene los conectores de entrada y salida y la línea de interconexión que los une. Si en el circuito del puente entran RF parásitas será imposible obtener una lectura cero de energía reflejada en M_1 , aun cuando la SWR sea de 1 : 1.

Refiriéndonos de nuevo a la figura 2, los resistores R_1 y R_2 deben elegirse para la mejor lectura cero cuando se ajuste el puente a una carga resistiva de 50 ó 75 ohm. Normalmente, el valor debe estar entre 10 y

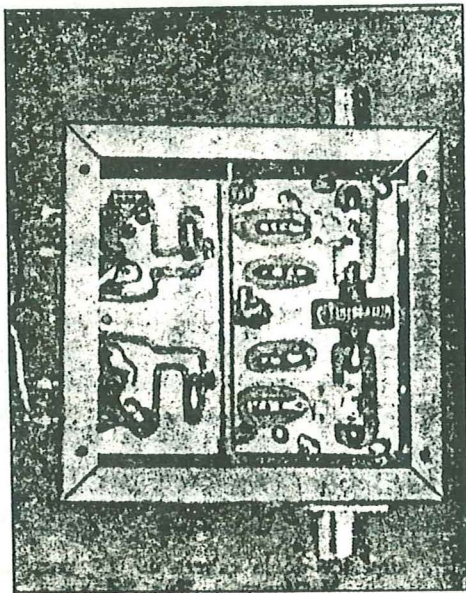


Vista superior de la cabeza de RF, para el circuito de la figura 2. Una mampara de cobre aísla la línea directa y T_1 del resto del circuito. No es necesaria la segunda mampara (más gruesa), y puede eliminarse del circuito. Si se desea una escala de 2.000 vatios, pueden conectarse resistores de valor fijo (de 22.000 ohms aproximadamente) en serie con los controles de amplio margen del circuito impreso. También pueden sustituirse los controles de 25.000 ohmios, que aquí que se presentan por unidades de 50.000 ohmios.

47 ohms. El valor de 10 ohms, resultó efectivo en los instrumentos de fabricación casera que aquí se muestran. Se encontró que los resistores de medio vatio ofrecían cierta menor reactancia inductiva, a 30 MHz, que algunas de las unidades de un vatio probadas. R_1 y R_2 deberían estar tan justamente igualados en resistencia como fuese posible. No tienen por qué ser exactamente de 10 ohms, de forma que puede usarse un vtm (voltímetro de tubo al vacío) para igualarlas. Los resistores empleados en el circuito de la figura 2 eran realmente de 10.5 ohms cada uno, y se escogieron de un surtido que se tenía a mano.

Los condensadores de plata-mica, C_3 y C_4 , ofrecían valores tan semejantes que no fue precisa ninguna selección especial. Debe haber suficiente tolerancia en los márgenes de C_1 y C_2 para compensar cualquier diferencia de valor de los condensadores de 300 pF. No obstante, lo ideal sería que C_3 y C_4 estuviesen igualados en valor. Para obtener los mejores resultados, los diodos CR_1 y CR_2

también deberían estar igualados. Puede usarse un ohmmetro para seleccionar un par de diodos cuyas resistencias directas se diferencien solo en dos ohmios. Igualmente pueden igualarse las resistencias inversas de los diodos. Los diodos igualados ayudarán a asegurar lecturas iguales en el medidor cuando el puente quede invertido. (El puente debe ser perfectamente bilateral en sus características de trabajo.) En los puentes aquí descritos se usan diodos de germanio, pero también pueden emplearse diodos de silicio. Los diodos de silicio conducen a una



Vista inferior de la cabeza de RF para el circuito de la figura 2. El resistor de valor fijo de la parte más baja de la izquierda no pertenece al circuito, pero se añadió como derivación de uno de los controles de calibración, cuyo valor era demasiado alto..., una unidad de 50.000 ohmios que se tenía a mano. La placa divisoria blindada que aquí se observa resultó innecesaria, por lo que puede suprimirse.

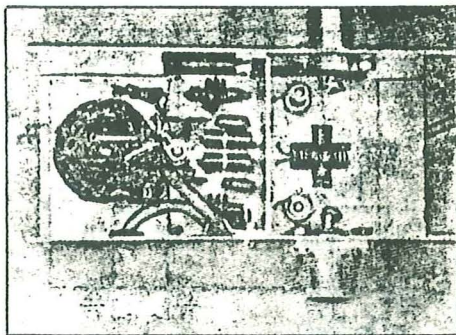


FIG. 3.—Vista inferior de la cabeza de RF del vatímetro de 5 y 50 vatios. Los valores de componente son los mismos que en el circuito de la figura 2, exceptuando las resistencias calibradoras. (Véase el texto.) Una placa de aluminio aísla la línea directa y el toroide del resto del circuito. En este modelo se usa un medidor de 50 μ A.

tensión más alta que los de germanio—aproximadamente 0.7 voltios—, y no funcionarán muy bien en los vatímetros de baja potencia. Se ensayaron algunos diodos de silicio, pero dejaron de conducir a 8 vatios, aproximadamente, en el circuito de la figura 2. Este efecto puede conducir a resultados engañosos cuando se presenten bajos valores de potencia reflejada durante los ajustes de antena. La RWS puede parecer ser «cero» cuando realmente no lo es. Los diodos de germanio conducen a 0.3 voltios, aproximadamente, lo que los hace más aptos para lecturas en baja potencia.

En M_1 puede usarse cualquier medidor cuya lectura a escala total esté entre 50 microamperios y un miliamperio. Cuanto más sensible sea el instrumento más difícil será obtener una lectura cero de potencia reflejada. En el circuito de puente fluirá alguna corriente residual pese a que el circuito se haya equilibrado con todo cuidado, y un instrumento sensible detectará este flujo de corriente. Asimismo cuanto más sensible sea

el instrumento más amplias tendrán que ser las resistencias calibradoras, de R_1 a R_4 , para permitir lecturas de alta potencia. Un medidor de 0 a 200 microamperios representa una buen solución para una gama de potencias entre los 100 y 2.000 vatios.

Construcción

El vatímetro de la figura (2) (1) está construido en dos secciones. El circuito de RF y los resistores de calibración están alojados en una adecuada caja de aluminio de $4 \times 4 \times 2$ pulgadas. Todos los componentes, excepto J_1 , J_2 y los condensadores pasachasis, están montados en la placa de circuito grabado (1). Los conmutadores S_1 y S_2 y el medidor M_1 están instalados en una caja de panel inclinado que mide 5×4 pulgadas. Un cable blindado de cuatro conductores (el blindaje sirve de guía común) se usa para la unión de las dos partes. No hay razón por la que no pueda alojarse el instrumento completo en una caja, pero a veces resulta embarazoso tener que conectar cables coaxiales a una unidad que ocupa un lugar destacado en la posición de funcionamiento. Construido como se indica, el instrumento de dos piezas permite la ocultación de la cabeza del captador de RF detrás del transmisor, mientras que la cabeza de control puede montarse donde resulte accesible al operador.

El transformador toroidal T_1 encaja en un lugar recortado en la placa de circuito. Un trozo de cable RG-8/U de una pulgada de largo —quitadas la envoltura de vinilo y el trenzado de blindaje— proporciona un encaje ajustado en el agujero central del toroide, y se usa para completar la línea entre J_1 y J_2 . El conductor interno de la sección de RG-8/U se suelda a la placa de circuito, manteniendo así en posición a T_1 .

Un blindaje de cobre separa a T_1 y a su línea conductora central del resto del circuito. Esta división se indica con líneas punteadas en la figura 2. Se monta en la parte no laminada de la placa de circuito y se asegura, a cada extremo, a orejetas de soldadura que van montadas bajo los tornillos de retención destinados a J_1 y J_2 .

La placa de circuito se mantiene fija, en el extremo próximo a T_1 , mediante un soporte de aluminio en «L». El extremo de la placa de circuito más cercano a los condensadores pasachasis se mantiene fijo mediante un perno de pala del núm. 6. Bajo la tuerca núm. 6 se monta una orejeta de soldadura (fuera de la caja) que asegura el

perno de pala. La orejeta sirve de punto de conexión de la línea común entre la cabeza de RF y la caja de control. Bajo la base de los dos tornillos de retención de cada conector coaxial se montan dos orejetas de soldadura. Los extremos libres de las orejetas se sueldan a la lámina de cobre de la placa de circuito.

Es visible una partición en el lado laminado de la cabeza de RF. Puede ser eliminada si se desea, pues no resultó necesaria cuan-

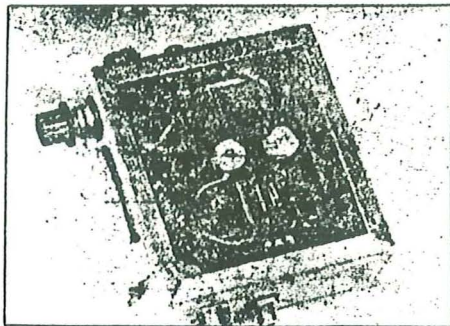


FIG. 4.—Vista interior de un vatímetro de 3 vatios para equipo QRP. Su circuito se ofrece en la página 16 de la revista QST de junio de 1969. Para anular el puente se utilizan condensadores de cerámica. Se instalan conectores en paralelo con clavijas de teléfono para incrementar su versatilidad. La unidad entera se aloja en una caja apropiada de $4 \times 4 \times 2$ pulgadas.

do se probó la unidad. Igualmente, en la parte superior de la placa se observa una partición blindada suplementaria. También ésta puede eliminarse, ya que se comprobó que no era necesaria. El blindaje de cobre antes mencionado es el único requerido para el circuito de la figura 2.

Comprobación y sintonización

Una vez se hayan instalado los cables del instrumento y esté listo para las pruebas, debe inspeccionarse para detectar puentes soldados indeseados entre las láminas de la placa de circuito, cuya existencia es posible. Por lo general es buena idea raspar la resina formada entre las láminas, y esto puede hacerse con la punta de un pequeño destornillador. También debe efectuarse un examen de continuidad para detectar circuitos abiertos y cortocircuitos, y esto debe hacerse antes de aplicar energía a la unidad. Asegurarse que los diodos están montados para

(1) Power meter: medidor de potencia.

una correcta polaridad, los cátodos hacia C_1 y C_2 .

Conectar a J_2 una carga ficticia, no inductiva, de 50 ohmios. A los fines de ajuste servirá muy bien una Heat Caterna o carga similar. Colocar S_2 en la posición *Adelante* (Forward) y ajustar S_1 para la gama de los 100 vatios. Durante las pruebas debería conectarse un amperímetro de RF o un poten-

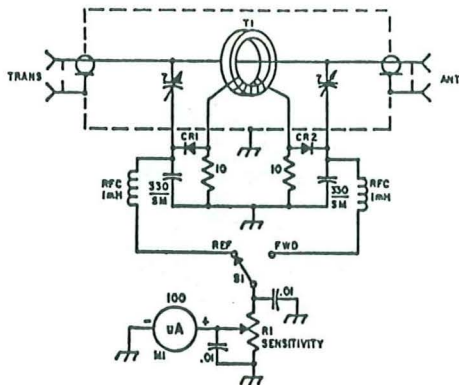


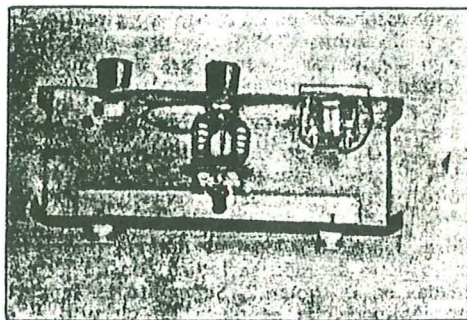
FIG. 5.—Diagrama esquemático del medidor de SWR Heath HM-15 modificado. CR_1 , CR_2 , M_1 , R_1 y S_1 son componentes originales del modelo HM-15. T_1 es el mismo de la figura 2. Ver texto para otros detalles.

ciómetro calibrado entre J_1 y la carga ficticia facilitando puntos de calibración de energía como apoyos para trazar la escala de M_1 . Aplicar gradualmente a J_1 energía de salida del transmisor, hasta que M_1 empiece a desviarse hacia arriba. Aumentar la potencia del transmisor y ajustar R_4 de forma que se obtenga una lectura a escala completa en el medidor cuando en el amperímetro de RF se marquen 100 vatios, u otro patrón en uso. Seguidamente, cambiar S_2 a la posición *Reflejada* (Reflected) y apagar el transmisor. Temporalmente, trabajar en «corto» a través de R_3 , procediendo a encender el transmisor, aumentar gradualmente la potencia hasta obtener una lectura en el medidor. Con un destornillador aislado ajustar C_2 para que marque cero en el medidor.

El siguiente paso es invertir las conexiones coaxiales a J_1 y J_2 . Poner S_2 en posición *Reflejada* y aplicar la potencia del transmisor hasta obtener en el medidor lectura de escala completa a 100 vatios de salida. De este modo la posición *Reflejada* indica realmente potencia directa porque el puente está invertido. La resistencia calibradora R_3 está ajustada para obtener la escala

completa de 100 vatios durante este ajuste. Ahora, conmutar S_2 a posición *Adelante* (Forward) y temporalmente establecer un «corto» a través de R_4 . Ajustar C_1 para que marque cero en M_1 . Repetir los pasos anteriores hasta que no sea posible obtener una nueva mejora. No será necesario repetir los ajustes a cero en la gama de los 1.000 vatios, pero habrá que ajustar R_3 y R_4 para conseguir una lectura a escala total de 1.000 vatios. Si no se dispone de desviación suficiente para los ajustes a cero en la escala de los 100 vatios, podría ser necesario ajustar C_1 y C_2 a un cierto nivel de potencia superior a los 100 vatios. Si los condensadores sintonizan a través de cero pero el medidor no desciende en ningún momento a cero, existe la posibilidad de que esté filtrando cierta RF en el circuito del puente vía algún acoplamiento deficiente. En tal caso puede ser necesario probar el blindaje de la sección de línea directa de la cabeza de RF. Si sólo se advierte una pequeña lectura residual, su importancia será escasa y puede darse por bueno. En el circuito de la figura 2 quedaba aproximadamente la mitad de una división del medidor cuando se alcanzó el cero, y esto ocurrió solamente en la escala de los 1.000 vatios. Teniendo en cuenta que ello representaba menos de 2 vatios de potencia, se consideró inconsecuente.

Con los valores de componentes dados en



Vista interior del puente Heath HM-15 modificado. Los nuevos componentes aparecen agrupados en el centro del chasis, sobre una tira terminal de 5 orejetas. Los capacitores anuladores están conectados entre la línea interior y la tira terminal. Para aumentar el aislamiento de RF se deslizan a presión unas tapas de aluminio protectoras. Una de estas tapas está instalada, la otra se ve a la derecha de la foto. Puede mejorarse el blindaje insertando una placa de aluminio entre la tira terminal y los dos condensadores de anulación.

la figura 2 las lecturas del medidor son válidas para ambas gamas de potencia. Es decir, el nivel de 10 vatios en la gama de los 100 vatios, y el punto de 100 vatios en la escala de los 1.000 vatios están situados en el mismo lugar de la escala del medidor, y así sucesivamente. Esto indudablemente resulta del hecho de que los diodos están conduciendo en la porción más lineal de sus curvas. Por lo general, esta deseable condición no existe, lo que hace necesario disponer escalas separadas para las distintas gamas de potencia.

Las pruebas demuestran que la SWR originada por la inserción del potenciómetro (1) en la línea de transmisión es insignificante. Se comprobó a 28 MHz, sin que se notase potencia reflejada en un vatímetro Bird. Del mismo modo, la pérdida por inserción era tan baja que no pudo medirse con instrumentos corrientes.

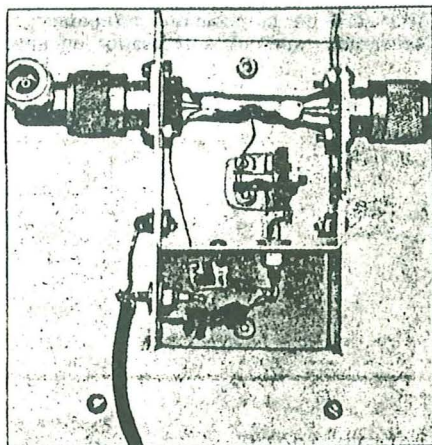
Otros circuitos

Incluimos fotos y circuitos suplementarios para variaciones del diseño básico que se muestra en la figura 2. En la figura 5 se ofrece un modelo de baja potencia, que tiene escalas de 5 y de 50 vatios. En éste se emplean resistores de valor fijo para la calibración del medidor. Los valores de resistencia requeridos se determinaron primeramente mediante la inserción temporal de un potenciómetro en la línea del medidor, obteniéndose la lectura de escala total exigida, substituyéndolo luego por resistencias de valor fijo, con los ohmios necesarios. Las lecturas del medidor, para las dos escalas de potencia, no coinciden en este modelo.

Se diseñó un medidor de baja potencia para usarlo con el transmisor QRP descrito en QST de junio de 1969. Este se ofrece en la figura 4, y tiene una calibración de escala completa de 3 vatios. Para conseguir sensibilidad suplementaria, el primario del transformador toroide consiste en un eslabón de una vuelta en vez de un cable sencillo, que, normalmente, podría pasar a través del agujero del núcleo del toroide.

Se llevaron a cabo algunos experimentos para comprobar si era posible modificar un puente Heath HM-15 SWR (tipo Moni-match) para utilizarlo en un circuito Brune. Los resultados fueron satisfactorios, y el circuito se da en la figura 5. No se intentó obtener una escala de calibración para el medidor. La unidad se está usando como un simple indicador de SWR, pero ahora

ofrece una mejor sensibilidad en la porción inferior del espectro de HF, 7 vatios, escala total, desde 3,5 a 30 MHz. Asimismo el instrumento ya no es «consciente de la frecuencia» como lo era antes de modificarlo. Se descartaron las líneas de captación originales, se dio un giro de 180 gra-



Vista interior del medidor de 2.000 vatios construido por V1K1K (vatímetro). Este puente se ha hecho siguiendo el patrón del circuito de la figura 1 B. Se ha practicado en su totalidad un cableado de punto a punto, evitando con ello la necesidad de una placa de circuito. Para los capacitores de anulación se utilizan dos compensadores de pistón, que se montan, uno sobre otro, en un bloque fenólico. Los dos condensadores pasachasis de 500 pF forman parte de los divsores de tensión capacitiva.

dos al conmutador del panel de FWD-REV, de forma que la rotulación se adaptase correctamente al nuevo circuito, y en la línea de cubeta (2) se instalaron tapas blindadas con ajuste a presión, como se muestra en la foto. Puede trazarse una escala de potencia colocando el control de sensibilidad en una posición fija, posiblemente sustituyendo el control existente con un destornillador de regulación.

Podría instalarse un nuevo medidor de 100 μ A para obtener una mejor escala de calibración en vatios.

Fue necesario desmantelar la línea de cubeta para poder deslizar el transformador toroide sobre la línea interior. Se envolvió el centro de la línea interior con unas cuan-

(1) Power meter: medidor de potencia.

(2) Línea coaxial hendida.

tas vueltas de cinta mylar para aislar de la línea el devanado del toroide y para obtener un encaje ajustado para mantener el toroide en su sitio. Se practicó un rebaje en la cubeta, con una herramienta adecuada, para conseguir un espacio para el transformador toroide. Puede añadirse un blindaje suplementario entre la línea y el resto del circuito para asegurar aún más una lectura cero en la posición reflejada.

Esperamos que el interesado encuentre

aquí información suficiente que le permita la construcción de un potenciómetro (1) que satisfaga sus necesidades concretas. Estos instrumentos no están proyectados para usarlos con potencias superiores a los 30 MHz, pero esperamos que en una futura edición de QST se describan potenciómetros (1) para aplicación a VHF.

(1) *Power meters*: potenciómetros, medidores de potencia.

Algunos vatímetros direccionales y un medidor de SWR para noveles

Por P. C. MARTIN, G 3 PDM
Oak Cottage. Witto Gilbert.
Durham (Inglaterra)

La mayoría de los reflectómetros convencionales no pueden ser utilizados para realizar medidas exactas de potencias debido a que sus sensibilidades dependen de la frecuencia. Ello es originado por el empleo de resistencias y reactancias en los circuitos de pruebas que detectan las tensiones y corrientes de las líneas de transmisión.

El problema fundamental puede ser resuelto empleando componentes concentrados convencionales en vez de los parámetros distribuidos de la línea de transmisión. La tensión de línea puede probarse con dos resistencias o dos condensadores utilizados como divisor de tensión en vez de una resistencia y parte de la capacidad distribuida.

La corriente de línea puede ser comprobada con un transformador de corriente calculado adecuadamente en lugar de utilizar una inductancia y una resistencia. El transformador de alta frecuencia está formado por arrollamientos primario y secundario devanados en un núcleo toroidal de ferrita o de hierro en polvo, con una resistencia de carbón de bajo valor en derivación con el arrollamiento del secundario.

Todos los puentes de SWR y vatí-

metros direccionales necesitan generar dos tensiones proporcionales a las tensiones o corrientes incidente y reflejada de la línea de transmisión. Para conseguir esto, el detector de corriente, o bien el detector de tensión, ha de proporcionar dos señales en contrafase para que pueda realizarse la adición y sustracción.

Un vatímetro direccional independiente de la frecuencia

M. B. Allenson, G3TGD, ha proyectado un vatímetro basándose en los principios anteriores, en el que la baja resistencia del circuito del secundario del transformador de corriente está dividida en dos partes iguales. Se toma la conexión central como punto de prueba de la tensión a fin de disponer en los extremos del secundario del transformador de las tensiones suma y diferencia. (Véase Fig. 1.)

Con dos medidores, este circuito puede ser empleado como vatímetro direccional versátil calibrado para el margen de frecuencias comprendidas entre 100 kHz y 70 MHz, con una exactitud aproximada del 10 por 100. Pueden calcularse con precisión la SWR y el rendimiento del transmisor.

La sensibilidad máxima con un medidor de 50 μA es inferior a 5 mV, pero con la red multiplicadora indicada en la figura 1 la deflexión a plena escala corresponde a potencias de 1, 100 y 1.000 W. La calibración es no-lineal, debido a la tensión de prueba del instrumento, y la potencia es proporcional al cuadrado de la tensión.

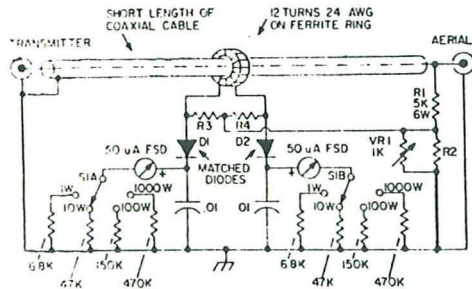


FIG. 1.—Circuito básico del vatímetro direccional dependiente de la frecuencia debido a G3TGD. Los dos medidores indican las tensiones incidente y reflejada.

Leyenda:

- TRANSMITTER: transmisor.
- SHORT LENGTH OF COAXIAL CABLE: Trozo corto de cable coaxial.
- 12 TURN 24 AWG ON FERRITE RING: 12 vueltas de hilo 24 AWG sobre anillo de ferrita.
- AERIAL: antena.
- MATCHED DIODES: diodos adaptados.

Por desgracia, en las líneas de transmisión se utilizan corrientemente dos tipos de impedancias: 50 y 75 Ω . Como no es posible proyectar instrumentos cuya sensibilidad sea independiente de la impedancia de la línea hay que escoger componentes cuyos valores dependan de la impedancia que se emplee. Por simplicidad basta cambiar una de las resistencias generadoras de tensión, pero la calibración del instrumento será diferente. Mediante el cambio de las resistencias del transformador de corriente, así como de una de las resistencias del divisor de tensión, se puede conseguir que la calibración

sea la misma para ambas impedancias de línea. Esta técnica fue la utilizada aquí, y las curvas de calibración de la figura 2 son correctas para líneas de 50 y 75 Ω , siempre que se utilicen para las resistencias los valores de la tabla I.

El vatímetro logarítmico

El instrumento básico puede simplificarse introduciendo una red logarítmica. Con ésta sobra el conmutador de márgenes de potencias debido a que

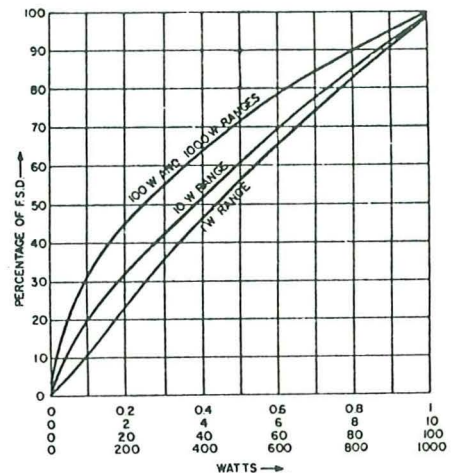


FIG. 2.—Curva de calibración para el instrumento de la figura 1.

Leyenda:

- RANGE: margen.

puede utilizarse una sola escala de medidas para potencias comprendidas entre, por ejemplo, 1 y 1.000 W. Una escala logarítmica tiene los puntos correspondientes a las potencias de 1, 10, y 1.000 W igualmente separados. (Véase Fig. 3.)

La ventaja del instrumento logarítmico es que se pueden medir potencias reflejadas muy bajas y potencias incidentes muy altas simultáneamente con el mismo porcentaje de exactitud

sin tener que conmutar márgenes de medidas.

Es sencillo agregar al medidor de la figura 1 una red logarítmica de amplio margen razonablemente exacta. (Véase Fig. 5.) El fundamento de su

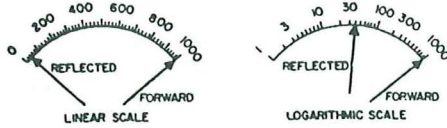


FIG. 3.—Escala lineal y logarítmica. La ventaja de la logarítmica resulta obvia.

Legenda:

- REFLECTED: reflejada.
- FORWARD: incidente.
- LINEAR SCALE: escala lineal.
- LOGARITHMIC SCALE: escala logarítmica.

funcionamiento es que la caída de tensión desarrollada a través del diodo de unión con polarización directa es proporcional al logaritmo de la corriente que circula por el diodo. (Véase Fig. 4.) Para reducir el margen di-

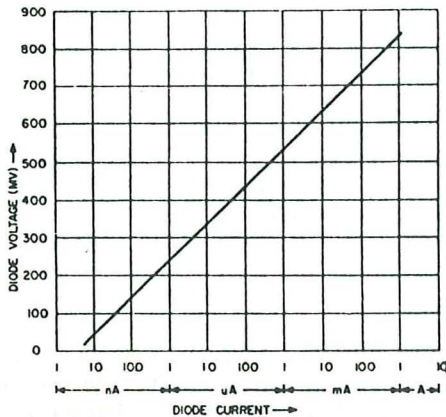


FIG. 4.—Gráfica experimental uniforme de la característica corriente/tensión de un diodo de unión de silicio IN4002, en la que se aprecian sus propiedades logarítmicas.

Legenda:

- DIODE VOLTAGE (MV): tensión en el diodo (mV).
- DIODE CURRENT: corriente en el diodo.

námico de potencial del circuito se utiliza un medidor relativamente insensible y se agrega una pequeña resistencia en serie con el diodo logarítmico para restablecer una forma logarítmica para la escala. (Véase Fig. 6.)

TABLA I

	Ohmios	Ohmios
Impedancia de línea	50	75
R_2 y R_1	27	33
R_2	220	180

Valores de R_2 , R_3 y R_4 que deben utilizarse con líneas de transmisión de 50 y 75 ohmios.

La figura 7 da la escala de calibración para líneas de 50 y 75 Ω siempre que se utilicen las resistencias correctas. (Tabla I.)

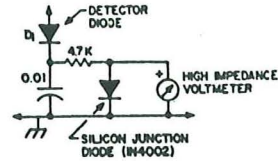


FIG. 5.—Convertidor logarítmico de amplio margen básico.

Legenda:

- DETECTOR DIODE: diodo detector.
- HIGH IMPEDANCE VOLTMETER: voltímetro de alta impedancia.
- SILICON JUNCTION DIODE (IN4002): diodo de unión de silicio (IN4002).

Un medidor de SWR de lectura directa

Un dispositivo particularmente útil sería un instrumento que proporcionara una medida directa de la relación de onda estacionaria (SWR) de una línea de transmisión independientemente de los niveles de potencia absoluta y de la frecuencia empleados. Tal instrumento con su medidor simple sería

ideal para incorporarlo dentro de los transmisores y transceptores (especialmente con los circuitos de pruebas, de tamaño físico pequeño, asociados al mismo).

La SWR puede expresarse en función de las tensiones incidente y reflejada según la fórmula

$$SWR = \frac{E_I + E_R}{E_I - E_R} \quad [1]$$

Queremos establecer esta función electrónica de forma que las salidas

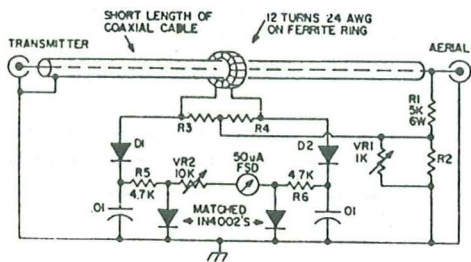


FIG. 6.—Circuito del vatímetro logarítmico direccional. D_3 y D_4 están adaptados.

Legenda:

- 12 TURN 24 AWG ON FERRITE RING:
12 vueltas de 24 AWG en un anillo de ferrita.
- SHORT LENGTH OF COAXIAL CABLE:
trozo corto de cable coaxial.
- TRANSMITTER: transmisor.
- AERIAL: antena.
- MATCHED: adaptados.

de los dos detectores puedan ser empleadas para engendrar una corriente de medidor proporcional a la SWR. Esto puede resultar laborioso, pero no es imposible.

Convenientemente transformada, la ecuación [1] nos muestra que

$$\frac{E_I}{E_R} = \frac{SWR + 1}{SWR - 1} \quad [2]$$

y aunque no existe proporcionalidad con relación a SWR, la relación de tensiones depende solamente de SWR. La división electrónica de E_I por E_R se

hace fácilmente tomando logaritmos y restando. Es decir:

$$\log \frac{E_I}{E_R} = \log E_I - \log E_R.$$

En la figura 8 las tensiones de los dos diodos de silicio son proporcionales a los logaritmos de sus corrientes, las cuales a su vez son proporcionales a las tensiones incidente y reflejada. Las tensiones de los dos diodos pueden restarse directamente conectando un medidor entre dichos diodos en vez de hacerlo entre cada uno y el chasis.

El medidor no puede ser calibrado linealmente en SWR, como puede deducirse de la ecuación [2], porque el

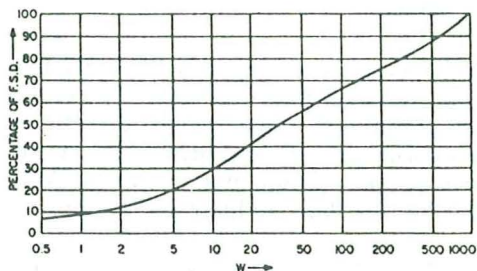


FIG. 7.—Curva de calibración para vatímetros logarítmicos.

circuito no puede calcular el antilogaritmo después de restar los logaritmos. El resultado de esto es beneficioso: el medidor de SWR es crecientemente sensible a medida que la relación de ondas estacionarias se aproxima a 1:1. Cuando esto ocurre entonces se precisa la mayor sensibilidad: en los ajustes finales del sistema de antena, en la medida de las variaciones de la SWR en una banda, etc. La figura 9 representa una curva de calibración para medidores de SWR. Naturalmente la sensibilidad del medidor no puede ser completamente independiente del nivel de potencia empleado. La exactitud decae cuando la potencia reflejada es inferior a medio vatio aproximadamente (esto corres-

ponde a una SWR de 1,05:1 cuando la potencia incidente es un kilovatio).

Para poder utilizar un medidor de sensibilidad menor se podría agregar al circuito de la figura 8 un amplificador diferencial.

Construcción del instrumento

La distribución del circuito de pruebas es bastante crítica. Véase la figura 11. Los zócalos de entrada y salida deben instalarse separados por algunas pulgadas y conectarse entre sí por

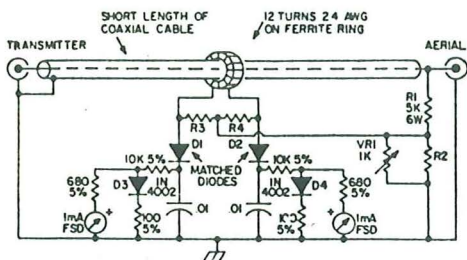


FIG. 8.—Circuito completo de un medidor de SWR de lectura directa independiente de la potencia y de la frecuencia.

Leyenda:

Igual que la figura 6.

trozos cortos de cable coaxial. El trenzado del coaxial debe ponerse a masa en uno de los extremos solamente para que actúe como pantalla electrostática entre los arrollamientos del primario y del secundario del transformador toroidal. Doce vueltas de hilo esmaltado 24 AWG, igualmente separadas a lo largo de la circunferencia del anillo, forman el arrollamiento del secundario. El primario se forma insertando el anillo en el coaxial.

Un anillo de la forma apropiada es el Mullard FX1596, fabricado en Inglaterra, aunque hay otros tipos que también pueden servir. El FX1596 tiene un diámetro exterior de media pulgada y está diseñado para aplicaciones de RF de banda ancha, entre 5 y 20 MHz. El

requisito principal es que el material de ferrita mantenga una elevada permeabilidad en todo el margen de frecuencias que se utilice.

Los demás componentes del circuito de prueba deben tener sus terminales lo más cortos posible. R_1 , R_2 y R_3 deben ser del tipo de carbón sólido no inductivo; para niveles de potencia al-

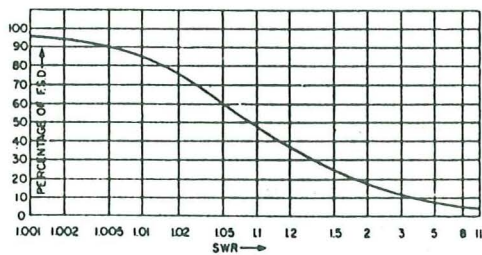


FIG. 9.—Curva de calibración para medidores del tipo descrito en la figura 8.

tos (sobre 100 W), R_1 debe estar formada por dos o tres resistencias de carbón de dos vatios conectadas en paralelo. VRI debe ser un potenciómetro de armazón miniatura para mantener la reactancia parásita en el mínimo, aunque ésta podría eliminarse probando varias resistencias fijas para R_1 hasta que la indicación de la reflejada en las condiciones de adaptación sea cero.

Cuando se emplea el circuito de la figura 10 es necesario que los diodos detectores estén adaptados para que produzcan caídas de tensiones similares. Se recomiendan los tipos de germanio de contacto por punta clasificados para una PIV de 80 V aproximadamente (Peak Inverse Voltage = tensión inversa de pico).

Los diodos logarítmicos deben ser de los modernos tipos de silicio de unión para corrientes medias, tal como los diodos rectificadores convencionales. Se recomienda especialmente el IN4002 por sus buenas propiedades logarítmicas. Los diodos logarítmicos

también deben estar adaptados en el circuito de la figura 12.

Los condensadores de desacoplo deben ser del tipo de disco de cerámica.

Cuando se construya un transformador diferencial distinto del descrito aquí hay que tener en cuenta varios factores. A medida que el número de vueltas del secundario aumenta, la autocapacidad crece y hace que la respuesta caiga a las altas frecuencias.

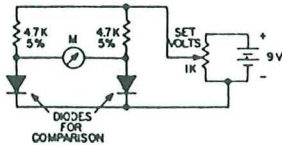


FIG. 10.—Circuito con las conexiones para la adaptación de los diodos detectores y obtener caídas de tensión incidentes iguales y diodos de unión de silicio con propiedades logarítmicas similares. El medidor debe ser lo más sensible posible (por ejemplo, 50 micro-A fsd) y no debe acusar desviación apreciable cuando la tensión varíe entre 0 y 9 V.

Leyenda:

DIODES FOR COMPARISON: diodos para comparación.

Fallos de esta naturaleza hacen que la indicación de la potencia reflejada crezca; en otras palabras, la directividad del instrumento disminuye. Si las resistencias de 27Ω se escogen de un valor apreciablemente mayor, los instrumentos resultan ocasionalmente sensibles a las frecuencias.

La relación entre las resistencias de prueba de tensiones (R_1 y R_2) de los diseños de HF viene determinada por la sensibilidad del circuito de orientación de la corriente, debiendo ser las dos tensiones de pruebas de igual magnitud en las condiciones de adaptación. Los valores absolutos de las resistencias pueden variarse considerablemente, teniendo en cuenta que a medida que sus valores aumentan, la capacidad parásita a través de las mismas puede necesitar compensación.

Ecuaciones útiles

Supongamos que la corriente de línea sea igual a I , que la tensión de línea sea V y que la impedancia característica de la línea de transmisión sea Z_0 . En tal caso: $V = IZ_0$.

Si el transformador de corriente tiene una relación de transformación igual a $1:n$ y cada una de las resistencias de su secundario vale R ohmios, entonces la tensión de RF en cada una de dichas resistencias vale

$$V_{(i)} = \frac{IR}{n} \quad [3]$$

La salida del detector de tensiones es obviamente:

$$V_{(v)} = \frac{VR_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} IZ_0.$$

La cual puede ponerse, cometiendo un error despreciable, como sigue:

$$V_{(v)} = \frac{R_2}{R_1} IZ_0. \quad [4]$$

La ecuación principal del diseño para todos los instrumentos de HF es, por lo tanto,

$$R_2 = \frac{R_1 R_1}{n Z_0},$$

en la cual el valor de R_2 incluye el valor de RVI si está ajustado.

La disposición producida por algunos de los componentes señalados es bastante alta. Para los que proyecten circuitos distintos, las siguientes ecuaciones les expresan la disipación en R_1 y en la resistencia, R , del transformador de corriente:

$$W_{(R1)} = \frac{Z_0 W}{R_1} \text{ vatios,}$$

en la que W es la potencia de salida del transmisor.

$$W_{(R)} = \frac{W \cdot r}{n^2 Z_0} \text{ vatios.}$$

En los instrumentos descritos, $W_{(R1)}$ es de unos 5 W y $V_{(R)}$ de 2 W para una potencia de transmisor de 500 W.

Calibración

Si cualquiera de los instrumentos se construye exactamente igual que se ha descrito aquí y se emplean con sistemas de impedancias correctas, las calibraciones de las figuras 2, 8 y 10 resultarán suficientemente exactas para la mayoría de las aplicaciones. Para los que proyecten sus circuitos se hacen las siguientes recomendaciones:

El equipo de prueba ha de incluir una fuente de RF de alta potencia (un transmisor) y un voltímetro de RF. También pueden calibrarse los instrumentos sin el voltímetro de RF, pero en tal caso la exactitud es menor. Los vatímetros se calibran aplicando la energía a una carga artificial (50 o 75 Ω) a través del medidor. VRI se ajusta para la mínima indicación de potencia reflejada, y la escala de potencia se marca de acuerdo con las tensiones que aparezcan en la carga. Si no se dispone de voltímetro de RF puede hacerse uno del tipo de lectura de pico con un diodo, un condensador y un voltímetro de c.c. Cuando la salida del detector es igual a la tensión de pico de RF aplicada al mismo, la ecuación [4] nos da:

$$V_{(det)} = 2,8 V \frac{R_1}{R_2} = 2,8 \sqrt{WZo \frac{R_1}{R_2}}$$

Como resultaría muy difícil para la mayoría de los aficionados conseguir suficientes resistencias de carbón para calibrar un medidor de SWR mediante desadaptaciones deliberadas, recomendamos el siguiente método indirecto:

Desconectar R_5 y R_6 , figura 9, de los detectores y conectarlos como indica la figura 13. Una de las tensiones se fija en unos 20 V y la otra se varía entre 0 y 20 V. La relación entre estas

tensiones corresponde a una SWR definida, la cual puede obtenerse aplicando la ecuación [1]. Ahora bien: antes de realizar este procedimiento, VR_2 debe estar ajustado para la deflexión a plena escala del medidor, en las condiciones de adaptación para el nivel de potencia más alto que se vaya a utilizar.

Conclusiones

Todos los instrumentos descritos en este artículo han sido probados en las condiciones de funcionamiento real, en

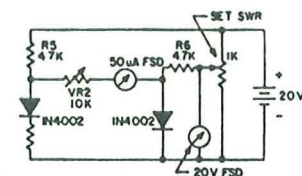


Fig. 11.—Circuito empleado para calibrar medidores de SWR. (Véase texto.)

Leyenda:

SET SWR: ajuste de SWR.

todas las bandas de aficionados comprendidas entre 1,8 y 30 MHz. Los niveles de potencias utilizados variarán entre 100 y 1.200 W. Con los componentes descritos, los instrumentos soportan niveles de potencias muy por encima del kilovatio durante períodos de decenas de segundos.

Puede confiarse en que, mediante la introducción de vatímetros direccionales independientes de la frecuencia, pueden hacerse comparaciones útiles de niveles absolutos de potencias y regulaciones exactas de situaciones de ondas estacionarias. Las escalas logarítmicas son una incorporación conveniente y el medidor de SWR de lectura directa ahorra medidores.

Las fotografías fueron publicadas originalmente en *Radio Comunicación*, y aparecen aquí por cortesía de la *Radio Society of Great Britain*.

MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONARIAS

Ramón, EAIKO, continúa enviando colaboración interesante. Se trata en este caso de un eficaz *medidor de ondas estacionarias*. Dice así:

«El presente medidor tiene una serie de ventajas sobre los clásicos del tipo de línea doble de captación, para directas y reflejadas, terminadas en resistencias que deben ser *exactas* si se desea una medida correcta. Además, la separación entre ambas líneas de captación tiene que ser igual (Fig. 1).

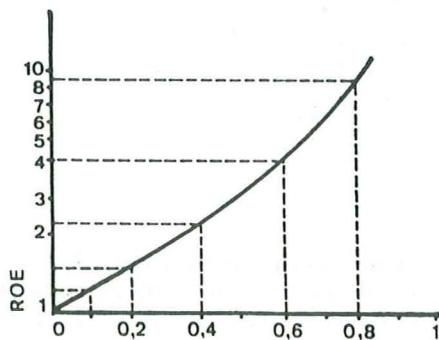
«El medidor que se describe cumple perfectamente su cometido y su exactitud puede ser comparada con otros de tipo comercial (Bird Trulyne), observándose que sus mediciones son idénticas.

«Es de bajo costo y su realización simple. Existe en el mercado un tipo profesional que ha dado en llamarse Varimatch, muy popular en U.S.A. y que difiere muy poco del aquí descrito.

«Consta de un tubo de cobre hueco de 1/2" de diámetro—es decir, 12,7 milímetros—y una longitud de 15 cm, que va alojado dentro de una pieza en forma de «U» de 3,5 cm por cada cara.

Va aislado de la misma por unos soportes de metacrilato o esteatita (yo lo he hecho con metacrilato).

«El tubo lleva un corte en el centro, cuyas medidas se indican en la figura 2. Axialmente al mismo, por su interior, va un trozo de cobre de 17 cm de longitud y 1,5 mm de diámetro, ais-



CURVA DE ROE SEGUN MEDIDAS DEL INSTRUMENTO 0-1 MA

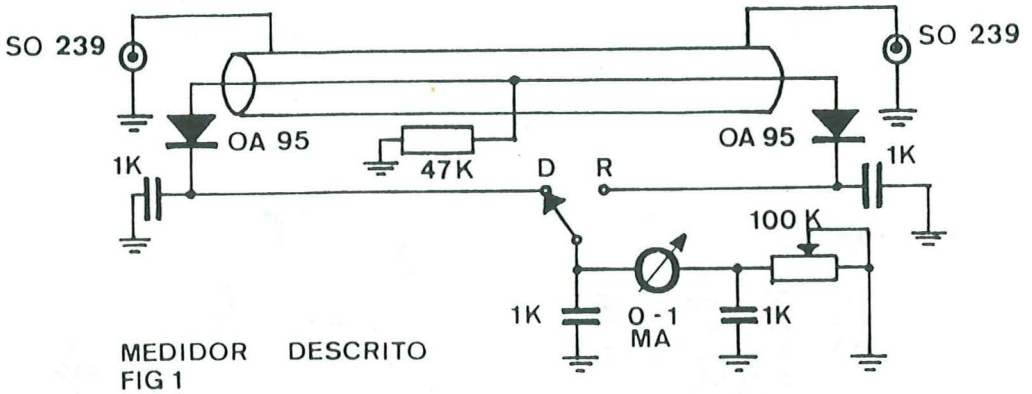
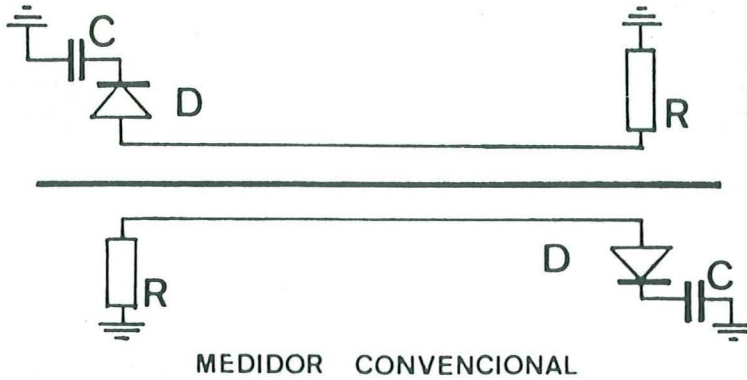
lado y soportado en los extremos por dos pedazos circulares, también de metacrilato o esteatita (Fig. 3).

«Este conjunto presenta una impe-

dancia característica de $52 \Omega \pm 3$ que dependen del exacto centrado.

»En el centro de este hilo va dispuesta una resistencia de 47Ω , 5%,

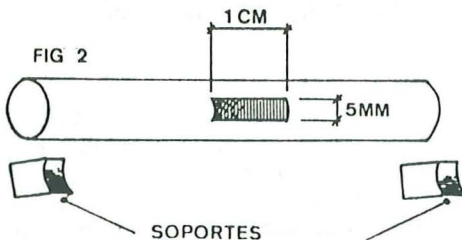
igual resistencia directa con un óhmetro, que suele estar comprendida entre los 60 y 120 Ω , pero deben ser ambos iguales.



EA 1 KO - AST.QTC

1 W, a masa, en el centro de la «U» (Fig. 4).

»Los dos diodos OA 95 deberán ser apareados, es decir, deberán tener

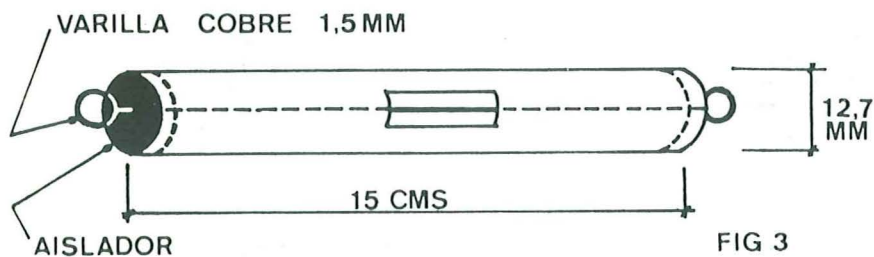


»Los condensadores de 1 K, tipo lenteja, y los pasamuros de 4,7 nF (4K7). El potenciómetro, de 100 K, lineal. El instrumento, con escala de 0 a 1 mA, también lineal. La pieza en forma de «U» puede ser de cobre o aluminio de 1 mm. El conmutador, de dos posiciones, un circuito.

»Una vez construido el elemento captador, puede disponerse el montaje en una caja de aluminio multi de $18 \times 12 \times 6$, aunque si el instrumento de medida no es tan grande como en

mi caso, el tamaño de la caja, naturalmente, puede ser menor. Las conexiones lo más cortas posible e iguales de

«reflejada». La medida debería ser «0», lo que equivale a una ROE de 1 a 1,1. Si no fuese así, debe cambiar-

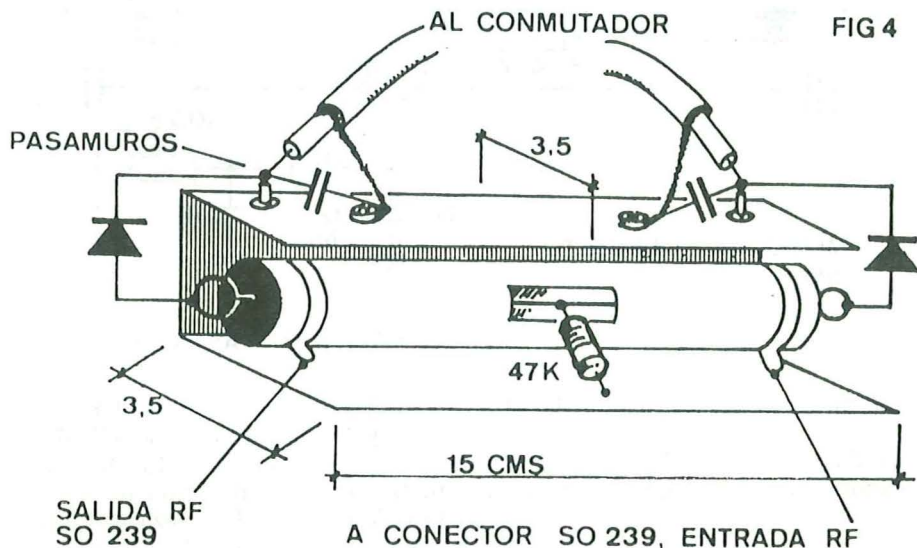


longitud, con hilo blindado hasta el conmutador.

»AJUSTE

»Conectar una carga resistiva de 52Ω en la salida del medidor y aplicar RF del transmisor—con un nivel ade-

se el punto de conexión de la resistencia de 47Ω sobre el hilo de cobre, desplazándolo unos milímetros a izquierda o derecha hasta lograr la ROE indicada. Debe tenerse en cuenta que la carga ha de ser resistiva y no reactiva. Podría servir una resistencia de 47Ω , 5 %, 2 W con conexiones cortas



cuado a la carga—y ajustar el potenciómetro de sensibilidad, estando el conmutador en la posición «directa» para lograr una medida de 1 mA en el instrumento.

»Una vez logrado, pasar el conmuta-

y, por ejemplo, 1 W de salida RF en 28 MHz, o en todo caso algo más de potencia hasta lograr la total reflexión del instrumento en «directa» sin quemar la carga.

»Cuando el ajuste es correcto se in-

vierten las conexiones de entrada y salida, continuando las medidas iguales, pero invertidas las posiciones de «directa» y «reflejada».

»Este medidor de ROE ha sido probado desde los 3,5 MHz, donde necesita de 10 a 15 W para lograr la deflexión total, hasta los 210 MHz, donde con sólo 200 mW la aguja marcará el tope. Por supuesto, a mayor frecuencia, mayores pérdidas. Es 144 se excita perfectamente con 700 mW.

»La potencia máxima admisible es de 1 kW AM y " kW p.e.p. aproximadamente en BLU.

»La determinación de ROE, según la medida del instrumento, viene dada por el gráfico de la figura.

»Como una imagen vale más que mil palabras, creo que el sufrido lector sólo tendrá que ver las figuras para realizar el presente medidor, que deseo y espero sea del agrado de todos los posibles constructores.»

Un medidor de ondas estacionarias a circuito abierto

EA2HW.

En el número de la revista *QST* de octubre pasado aparece un artículo firmado por Lewis G. McCoy (W1ICP) titulado «Un Monimatch a circuito impreso para ajustar su sistema de antena». Considerándolo muy interesante, se ha montado el aparato descrito, con resultados altamente satisfactorios; no vamos a resaltar la importancia de disponer en la estación de un medidor de ondas estacionarias, pues es de todos conocida. Las características principales del que aquí se describe son el bajo costo (no pasa de 1 Kohm usando com-

ponentes nuevos) y su comportamiento es similar al de uno comercial.

La diferencia en construcción que existe con un medidor convencional (*The Amateur Radio Handbook* 1968, pág. 374) estriba principalmente en que el paso de R.F. a medir y las líneas detectoras de energía directa/reflejada están construidos en circuito impreso.

DETALLES DEL CIRCUITO.

El circuito impreso Monimatch aquí descrito es un reflectómetro que mide

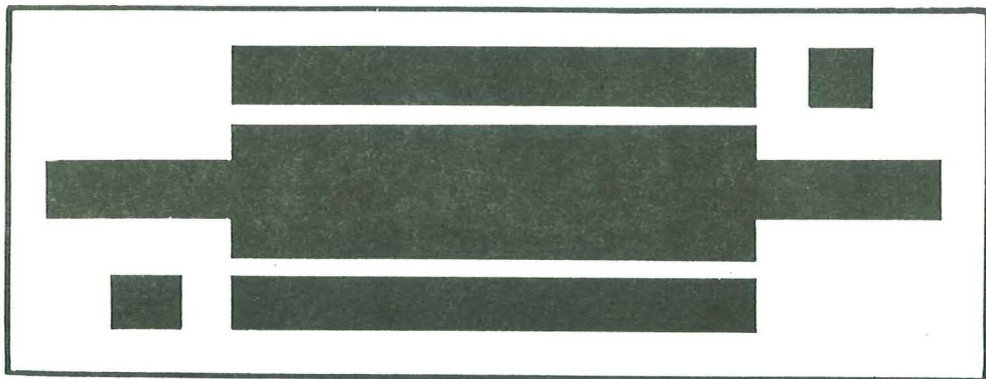


FIG. 1.—Circuito impreso escala 1/1.

el voltaje directo y reflejado en una línea de transmisión de 50 ohmios; L1 y L2 son las líneas captadoras; el voltaje de R.F. captado por éstas es rectificado por CR1 y CR2 y medido por M1 (Fig. 3). Para determinar las SWR's por lectura directa/reflejada se emplea la fórmula $\frac{D+R}{D-R}$. Por ejemplo: la lectura en directa se ha llevado a plena esca-

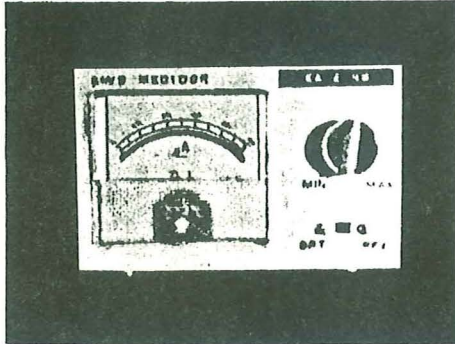


FIG. 2.—A la izquierda de la imagen, el frente del mueble donde se alojan el miliamperímetro M1, potenciómetro P1 y conmutador K1.

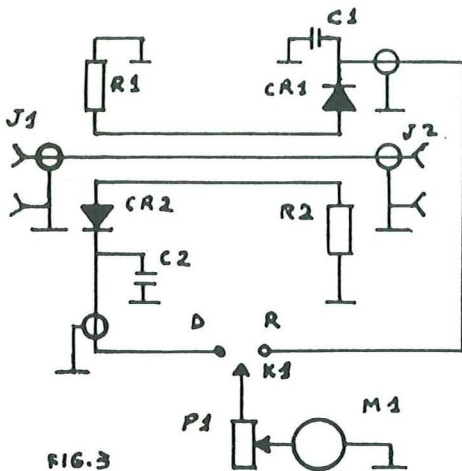


FIG. 3

CR1 y 2: OA76.—J1 y 2: jacks coaxiales para chasis, tipo SO-239.—L1 y 2: según texto y figura 1.—M1: 0-100 uA.—R1 y 2: 68 ohmios, 1/2 W, carbón anti-inductivas (este valor es para líneas de 50 ohmios).—P1: 50 K lineal.—K1: conmutador deslizante, 1 circuito, 2 posiciones.—C1 y 2: cerámicos de disco 0,01.

la = 100 y la reflejada indica = 10; directa más reflejada = 110/90 (directa menos reflejada) = SWR 1.2 — 1.

CONSTRUCCION.

El circuito impreso se ha construido en este caso en una lámina de epoxy (fibra de vidrio), aunque puede emplearse cualquier otro material. Las medidas son las de la figura 1, dibuja-

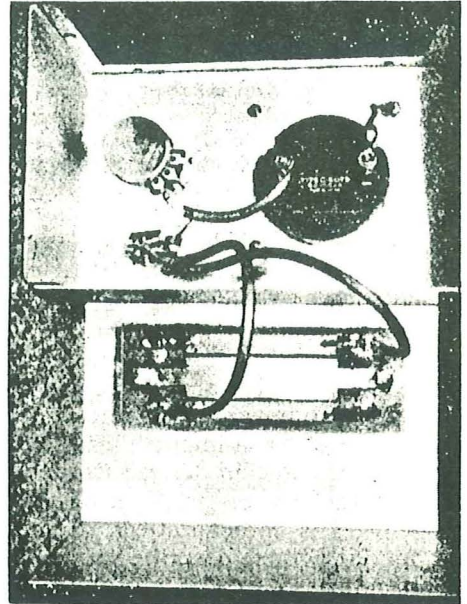


FIG. 4.—Vista de la parte trasera.

da a tamaño natural (en números anteriores de esta Revista se ha tratado sobre la construcción de circuitos impresos). Para el mueble se ha usado una caja tipo Minibox (Retex-Kit) de medidas 170×110×85 mm. Los jacks J1 y J2 se colocan en la parte posterior a una distancia de 110 mm medida entre los centros y se suelda el circuito impreso directamente a las tomas interiores de los vivos de J1 y J2 (Fig. 4), sujetándolo al chasis posterior mediante dos tornillos, que a su vez sujetan

los jacks; en estos tornillos se colocan las tomas de masa.

En la parte frontal se alojan el instrumento M1, el potenciómetro P1 y el conmutador/inversor K1.

En el cableado se deben tomar las precauciones usuales en los circuitos de R.F., usándose cable blindado entre el circuito impreso y K1. Aunque no se ha hecho en este caso, puede ser conveniente blindar el microamperímetro.

NOTA.

Se ha encargado en este caso el circuito impreso a una fábrica especializada y lo ha hecho por el precio de 9 duros la unidad; si a algún OM le interesa, puede mandar al Delegado en Pamplona o al autor de este artículo el importe por giro postal.

TECNICAS DEL AFICIONADO A LA RADIO-COMUNICACION

Por Bill Orr, W 6 SAI

Publicado en *Ham Radio*, junio 1982

Traducción libre de EA4BW

Con la llegada de la primavera y del buen tiempo, los pensamientos e ideas de los radioaficionados al QSO se dirigen hacia sus antenas. Una gran cantidad de experimentos y pruebas se realizarán, seguramente, durante el verano siguiente. Todos ellos utilizarán un medidor de estacionarias, casi con toda probabilidad, en dicho instrumento campean unas siglas SWR que nos ayudarán a determinar el funcionamiento de la antena.

Mis explicaciones del medidor de estacionarias SWR, ROE en español, y sus problemas, publicadas en esta revista en el número de abril, produjo gran cantidad de cartas sobre la exactitud de las pruebas realizadas con el citado medidor.

¿Cómo puede el usuario de dicho medidor determinar si las mediciones obtenidas tienen un significado práctico? Afortunadamente existe un procedimiento de prueba, sencillo y barato que determinará la excelencia de cualquier medidor de estacionarias. Cada uno puede realizar la prueba en poco tiempo.

Consideremos la situación de la figura 1. Tres medidores de estacionarias están intercalados a lo largo de una línea de transmisión, cada uno en un sitio diferente entre la antena y transmisor. Para un determinado

valor de estacionarias, los tres medidores deberían proporcionar la misma indicación. ¿Ocurre realmente así? Probablemente no.

Además del error mecánico inherente al desplazamiento de la aguja del medidor y a la linealidad de los diodos incorporados en los medidores, la directividad de los acopla-

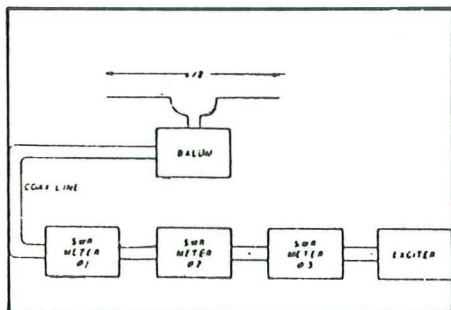


Fig. 1.—Tres medidores idénticos de estacionarias colocados a lo largo de la línea de transmisión y al azar deberían indicar las mismas ROE cualquiera que fuese la de la línea. ¿Pasa así? Probablemente no. La habilidad del medidor en discriminar sobre las ondas reflejadas determina en gran medida la exactitud de las lecturas. Ello quiere decir la distinción entre las ondas enviadas y las reflejadas y la posibilidad de invertir la indicación para distinguirlas. Eso se denomina «directividad».

dores individuales en cada medidor de ROE entra en escena. Por directividad quiero decir la habilidad del acoplador a discriminar entre direcciones opuestas del flujo de RF.

Los más sencillos medidores de ROE tienen acopladores con la dirección hacia adelante y hacia atrás, incorporados en el aparato, por ello el efecto de directividad asume una gran importancia.

Un esquema básico representativo de los medidores de SWR mostrando los dos acopladores se representa en la figura 2.

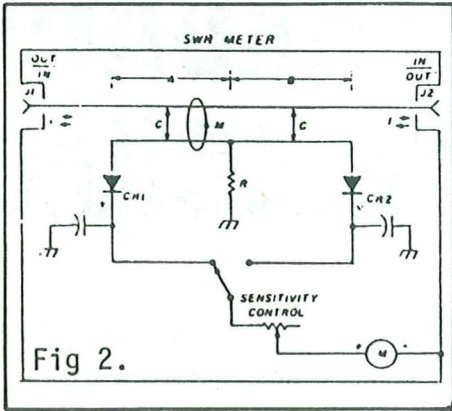


Fig. 2.—Un sencillo medidor de estacionarias utiliza dos acoplos independientes de dirección, A y B, para el sentido hacia adelante y los componentes de la onda reflejada sobre una línea de transmisión.

Los componentes de tensión y corriente reflejados están desfasados 180°, mientras los componentes de tensión y corriente hacia adelante están en fase. El captador inductivo «M» y el capacitivo «C» entre la línea de transmisión y el captador proporcionan las tensiones, que rectificadas por los diodos CR1 y CR2 generan las lecturas hacia adelante y atrás del instrumento de medida. Ambos acoplos terminan en una resistencia común.

LA PRUEBA DEL MEDIDOR DE ESTACIONARIAS

La idea mostrada en la figura 1 es una buena comprobación para cualquier medidor de estacionarias. Desplazamos el medi-

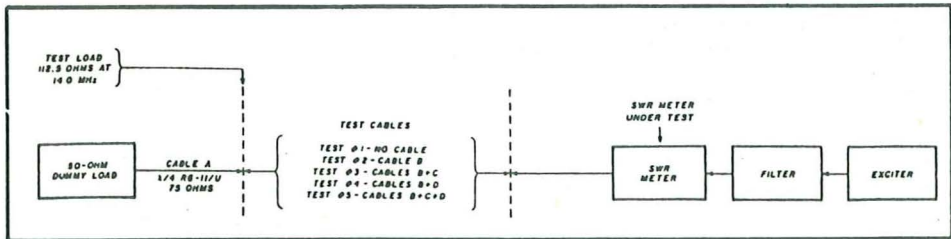


Fig. 3.—Esquema del procedimiento de la prueba. En la izquierda está la carga artificial de 112,5 ohmios compuesta de una resistencia de 50 ohmios y una sección de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda que actúan como un transformador de impedancias. A la derecha está el dispositivo de medición de estacionarias SWR. Para el filtro véase la figura 4. La zona de pruebas es la comprendida entre las líneas verticales de puntos. Se realizan cinco pruebas diferentes. La número uno o inicial no tiene cable intercalado, conectándose el cable A directamente con el receptáculo del medidor. En las restantes pruebas se intercalan los cables según el texto del dibujo y del artículo.

dor a lo largo de la línea de transmisión y anotamos cada cambio en el valor de las estacionarias. Sin embargo, esta idea es pesada y difícil de realizar, la mayor parte de las veces; además los resultados no son reproducibles debido a la interacción entre el campo de la antena y la malla exterior de blindaje de la línea de transmisión. Una carga artificial se utiliza para eliminar dicha interacción. El grado de desajuste de estacionarias es conocido y repetible, y lo que es mejor, la prueba es sencilla de realizar y fácil de preparar.

Téngase presente que se precisa un filtro para eliminar el segundo armónico; dicho filtro debe situarse entre el generador de señal, es decir, su transmisor o excitador y el dispositivo de prueba. Ese filtro es imprescindible debido a que la energía del segundo armónico, por pequeña que sea, es suficiente para enmascarar los resultados de la investigación. Véase la figura 4.

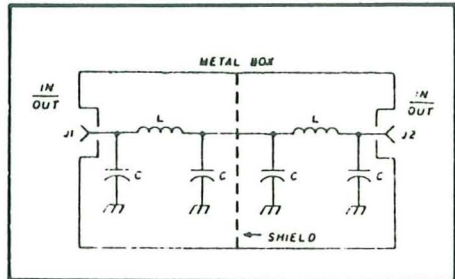


Fig. 4.—Filtro de armónico para 14 MHz. Se consigue una atenuación de unos 30 dB para el segundo armónico. Cada condensador «C» es de 220 pF. Cada bobina L es de 0,55 uH, siete vueltas de hilo de 1,3 mm. de diámetro, bobinadas sobre forma de 19 mm. de diámetro, con una longitud total de bobina de 22 mm. Los conectores adecuados J1 y J2 se montan en los extremos de la caja metálica, quedando el interior de la caja dividido por una separación metálica de blindaje que lo hace en dos mitades. La conexión entre bobinas pasa por un pequeño orificio del blindaje separado.

La carga desajustada se consigue con la carga artificial de 50 ohmios y una sección de línea con cable coaxial de 75 ohmios y de un cuarto de onda de longitud real.

Dicha línea sirve como un transformador de impedancias proporcionando una impedancia en terminales de 112,5 ohmios en su extremo abierto. Si este valor de carga se mide con un medidor de SWR de 50 ohmios debería darnos la relación de impedancias entre la línea y la carga, o sea:

$$\frac{112,5}{50} = 2,25 : 1$$

La prueba se realiza como se ve en la ilustración de la figura 3. La carga desajustada se mide directamente y después se vuelve a medir dicha carga a través de diversas longitudes de cable de línea de 50 ohmios. Si el medidor de estacionarias es perfecto, y ninguno lo es, las lecturas del medidor de SWR deberían seguir siendo constantes en cada punto de observación. La cantidad de variación en la lectura indicada por el medidor con la lectura real determina la excelencia del medidor.

LA PREPARACION DE LA PRUEBA

Se sobrentiende que las pruebas en este ejemplo se hacen en frecuencia de 14.0 MHz. La sección desajustada de línea de 75 ohmios tiene 3,54 metros de cable RG 59B/U, o bien de RG 11/U. Otras versiones del RG 59 coaxial no son adecuadas, ya que sus impedancias pueden ser tan bajas como de 73 ohmios.

Los conectores adecuados se montan en cada extremo de la línea, y se mide la longitud de la misma desde el extremo del contacto central del conductor a su otro extremo del cable, también en la punta central. Después se preparan tres secciones de cable de línea de 50 ohmios. Dos son de un octavo de la longitud de onda, 1,77 metros cada uno y el tercero es de un cuarto de longitud de onda 3,54 metros. Se montan en los extremos de cada cable las clavijas apropiadas y se vuelven a medir las longitudes reales entre extremos de puntas centrales de cada cable; las distancias o longitud de cable deben ser exactas con una tolerancia de unos 10 mm. sólo. Los cables a utilizar para dicha prueba son el RG 8A/U, RG 213/U, RG 58/U o RG58C/U; también el común «tipo RG 8» que usualmente tiene unos 52 ohmios de impedancia.

Cuando se han preparado todos los cables necesarios, se le coloca al cable «A», una etiqueta con la letra «A», los dos cables cortos llevarán la etiqueta con las letras B y C uno y otro. Letra «D» será adjudicada al cable más largo. El cable «A» es de 75 ohmios y los B y C son de 50 ohmios, como también el D. Dichas etiquetas se pegan a

la funda de su cable y se protegen con cinta de plástico adhesivo transparente.

El paso siguiente es el hacer el filtro del segundo armónico. Dicho filtro se muestra en la figura 4. Se usan bobinas autosostenidas, al aire, los condensadores son de mica y todo se monta dentro de una pequeña caja metálica. Se coloca un blindaje metálico entre las dos secciones del filtro, tal como se ve en la figura, y unos receptáculos adecuados a los conectores o clavijas de los cables se montan en los extremos laterales de la caja. La potencia de trabajo con el filtro es de unos 150 vatios.

REALIZACION DE LAS PRUEBAS

La prueba número uno consiste en la medición directa de las estacionarias sobre el extremo del cable «A». Se prepara una carta donde se anotan las lecturas realizadas. Después de completada la carta con sus lecturas se puede trazar un gráfico con los valores de punteo de la carta. La tabla o carta de valores es la figura 5 y el gráfico que se desprende de los valores es la figura 6.

Para la prueba número dos, se añade el cable «B» al «A» y el extremo libre del «B» se conecta al medidor de estacionarias, se toma la lectura del medidor y se anota en su correspondiente lugar de la tabla.

La prueba número tres consiste en poner en serie el cable «A», el «B» y el «C». Se toma la lectura de estacionarias y se anota su valor en su casilla.

La prueba número cuatro consiste en conectar en serie los cables «A», «B» y «D», y en anotar la lectura de las estacionarias.

Por último, la prueba número cinco es la

TEST NUMBER	CABLES	LENGTH (λ)	INDICATED SWR
1	A	0	3.35
2	B	1/8	2.00
3	B+C	1/4	1.50
4	B+D	3/8	2.75
5	B+C+D	1/2	3.35

Fig. 5.— Carta o tabla representativa de las lecturas registradas con el medidor SWR barato, cuando se intercalan diversas longitudes de cable entre conectores como se ve en la figura 3. El valor real de las estacionarias de la línea en cada caso es de 2,25:1.

de los cinco cables en serie, «A», «B», «C» y «D», más la anotación de las estacionarias

en la carta.

Las cifras anotadas en la figura 5 se obtuvieron con un medidor de estacionarias barato.

Lo que en realidad hemos hecho en las pruebas es añadir una sección de 1/4 de onda de cable, o línea de transmisión, cada vez, entre la sección desajustada inicial y el medidor de estacionarias. Eso eléctricamente equivale a desplazar el medidor de SWR a lo largo de la línea de transmisión como se explicaba en la figura 1.

RESULTADOS DE LAS PRUEBAS

Una prueba representativa de los dos medidores de estacionarias está recogida en la figura 6. El segundo instrumento es un Bird 43. Las variaciones en las lecturas son el índice del verdadero valor de las estacionarias. Son obvias y sorprendentes.

El gráfico de la figura 6 explica una de las razones por la que variará la lectura del instrumento en la línea. También da lugar a la errónea creencia popular, pero no correcta, de que el cambio en la longitud en la línea cambia las estacionarias en la misma. El cambio en la longitud de la línea cambia la lectura indicada de las estacionarias, en

un grado que depende de la precisión del instrumento de medir las SWR, pero las verdaderas estacionarias de la línea siguen siendo las mismas.

Es verdad que las SWR reales disminuirán con la longitud de la línea debido a la atenuación de la propia línea, pero eso es otra guerra, que puede quedar ignorada en el espectro de las altas frecuencias. La mayor parte de los *Handbooks* proporcionan tablas de atenuación en función de la longitud de la línea de transmisión; los interesados en ese aspecto pueden consultarlos.

LA INTERPRETACION DE LOS RESULTADOS

El gráfico muestra que aun un excelente medidor de estacionarias como es el Bird 43 proporciona lecturas que varían algo, muy poco, con la longitud de la línea de transmisión. El otro medidor, el barato, no es fiable. Las lecturas varían entre un valor bajo de 1,5:1, a otro alto de 3,5:1, para un valor real de 2,25:1. ¡Se podría obtener cualquier lectura que se desee, desplazando simplemente el medidor arriba o abajo de la línea!

Los resultados están basados en una sola frecuencia de medición, 14,0 MHz. y las de lectura de estacionarias cambian con la frecuencia, haciéndose mayores a medida que se aumenta la frecuencia de trabajo. Por eso es por lo que los medidores baratos de estacionarias suelen dar incongruencias en 10 m. y frecuencias más altas. El medidor Bird tiene fiabilidad en sus frecuencias y detectores enchufables que proporcionan una buena exactitud, no sólo en HF sino también en VHF y UHF.

Las desviaciones indicadas de estacionarias determinadas por realización de las pruebas completadas pueden ser utilizadas para conocer el factor de directividad del medidor de SWR, o del acoplador de dirección mediante la ayuda de la figura 7. Este dibujo se reproduce gracias al número de QST de noviembre de 1959, «Possible errors in VSWR measurement» de W 3 KDZ y W 8 QLP.

Se encuentra la directividad por la localización de las máximas excursiones de SWR sobre el gráfico que se ha hecho y hallándolos sobre el eje vertical, o eje Y de la figura 7. Por ejemplo: el medidor Bird tiene una excursión SWR de 2,35:1 a 2,1:1. Se encuentra el verdadero valor de 2,25:1 sobre el eje horizontal, eje X, y se sigue hacia arriba hasta que se cruza con el punto localizado por la indicación sobre el eje Y. Ello indica una directividad de casi 40 dB, lo cual es excelente.

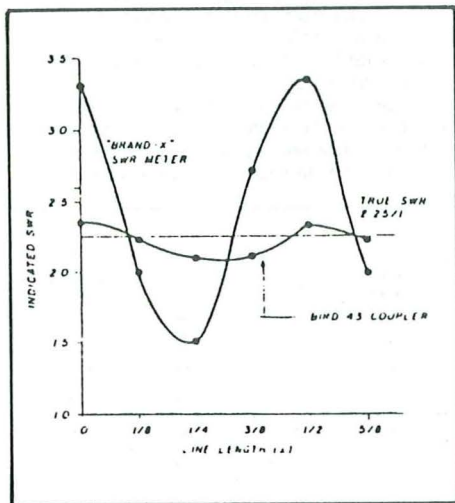
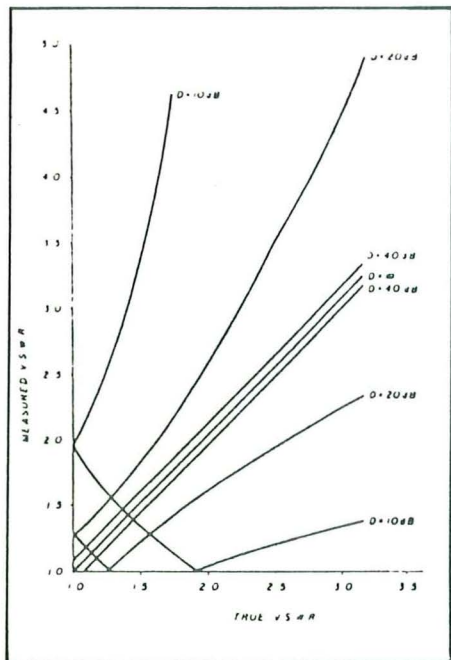


Fig. 6.—Utilizando los datos de la figura 5, más una segunda serie de pruebas con un medidor Bird 43, se produce el gráfico representado. Las estacionarias logradas en la medición, eje Y, son punteadas en longitudes de cable, eje X. Una sección adicional de cable fue utilizada para ampliar a 5/8 de longitud de onda. Nótese que el punteado no es simétrico sobre el verdadero valor de las SWR.



Por otra parte, las máximas excursiones indicadas en el medidor barato son de 3,5:1 y 1,5:1. Localizados dichos puntos sobre la figura 7, indican una directividad de unos 15 dB. ¡Lo que es muy pobre!

Como se puede ver tras una inspección del gráfico conseguido y de la figura 7, una directividad de 40 dB se requiere para que

Fig. 7.—Una reproducción del gráfico publicado en noviembre de 1959 por la revista QST, mostrando la relación entre el verdadero valor de estacionarias medido con el instrumento Bird, que proporciona una directividad de 40 dB, y el conseguido con un medidor barato que sólo proporciona una valor de 15 dB. (Gráfico publicado por cortesía de A.R.L., QST.)

la lectura tenga algún sentido y aunque, el grado de excelencia permita sólo un error de un 5 por 100 en la lectura.

Nótese también que las curvas de puntos que se obtienen con ambos instrumentos no son simétricas al verdadero valor de SWR, complicándose así la interpretación de los datos en cierta medida.

EL MEDIDOR DE SWR

Este sencillo experimento ilustra que sólo un buen medidor de SWR, o acoplador direccional, como prefiera llamársele, proporcionará valores significativos de estacionarias SWR. Mi artículo en esta revista del mes de abril, destacaba algunos de los inconvenientes de realizar mediciones de estacionarias.

Esta columna explora las limitaciones del mismo medidor de estacionarias. Armado con esta información debería ser posible para cualquier aficionado realizar significativas mediciones de estacionarias.

Nota: Se dan gracias a Willy Sayer WA 6 BAN, por imaginar este dispositivo de pruebas y por realizar las mediciones sobre los dos medidores citados de estacionarias.

UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑÓLES