



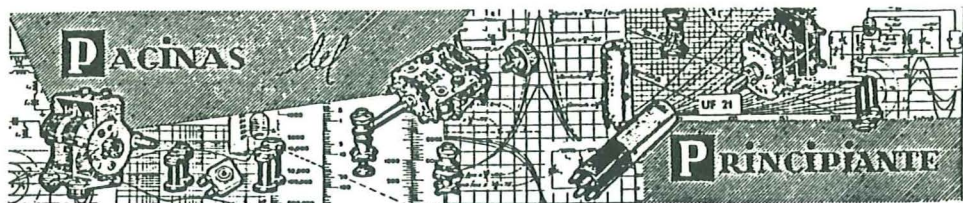
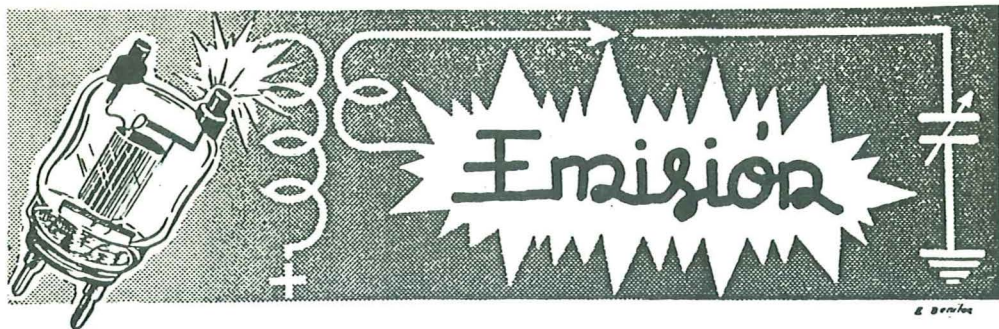
SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

1ª PARTE

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

10

Madrid, 1984



ANTENAS

10

A ntenas





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. Iª PARTE.
	5	INDICE. IIª PARTE.
	9	LINEAS DE RADIO FRECUENCIA/
	9	- Introducción.
	9	- Lineas de RF definición.
	10	- Aplicación.
	10	- Teoria de las lineas de R.F.
	12	- Impedancia caracteristica de una linea sin - pérdidas.
	13	- Movimiento de las variaciones de tensión a lo largo de la linea.
	17	- Resumen.
	21	- Linea en cortocircuito.
	21	- Reflexiones de tensiones alternas.
	25	- Efectos de la terminación de la linea en la forma de la onda estacionaria.
	28	- Pérdidas en las lineas.
	28	- Pérdidas en los conductores.
	29	- Pérdidas en el dieléctrico.
	30	- Pérdidas por inducción y radiación.
	30	- Importancia de las pérdidas.
	31	- Relación de ondas estacionarias.
	31	- Influencia de la atenuación en las ondas esta cionarias.
	32	- Efecto de la R.O.E. en la disipación total de la linea.
	34	CONCEPTOS FUNDAMENTALES EN LINEAS DE TRANSMISION.
	34	- Prefacio.
	34	- En materia. Lineas equilibradas.
	34	- Ondas estacionarias ROE.
	35	- Impedancia de entrada.
	36	LINEAS DE TRANSMISION.
	36	- Constantes distribuidas.
	36	- Atenuación y pérdidas.
	37	- Relación de ondas estacionarias (R.O.E.).
	37	- Igualación de impedancias.
	38	- Tipos de lineas de transmisión.

Pag. 42	LÍNEAS DE TRANSMISIÓN, ALIMENTADORES O "FEEDERS".
42	- Introducción.
42	- Clases de líneas de transmisión.
43	- Valor de impedancia característica de una línea de transmisión.
48	- Atenuación de las líneas bifilares abiertas.
48	- Líneas bifilares retorcidas.
49	- Líneas bifilares de dieléctrico de polietileno.
53	- Líneas asimétricas concéntricas.
54	- Atenuación en la línea de transmisión asimétrica coaxial.
56	- Líneas aperiódicas y resonantes. Ondas estacionarias.
58	- Utilización de líneas de transmisión aperiódicas.
59	- Velocidad de propagación de una línea de transmisión.
62	CONSIDERACIONES SOBRE LA UTILIZACIÓN DE CABLES COAXIALES.
62	- Definiciones... y precauciones.
64	- Medidas sobre los cables.
65	- Cálculo de las constantes de los cables.
68	EL OLVIDADO FACTOR VELOCIDAD EN LOS CABLES COAXIALES.
72	ALIMENTAMOS BIEN LAS ANTENAS.
75	INFLUENCIA DE LA LONGITUD DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN.
75	- Un coaxial es un cable de tres conductores.
76	- Acción sobre la ROE.
76	- Como funciona una antena de media onda.
77	- Línea sin corriente de pantalla.
78	- Línea con corriente de pantalla.
79	DATOS Y CIFRAS SOBRE LAS PERDIDAS EN LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.
83	BREVES CONSIDERACIONES SOBRE CONECTORES.
90	CONECTORES DERIVADORES DE ESTÁTICAS: QUE SON, PARA QUE SIRVEN Y COMO SE USAN.

- Pag. 93 CARACTERISTICAS DE LINEAS DE TRANSMISION ORDINARIAS.
- 94 TABLA DE CARACTERISTICAS TECNICAS DE LOS CABLES COAXIALES.

IIª PARTE.

- 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.

Líneas de radio frecuencia

Por D. ANTONIO MARTIN LARRAURI

Teniente de Ingenieros

INTRODUCCIÓN.—El objeto de una serie de artículos que hoy empezamos, es desarrollar, de una forma clara y sencilla, la teoría, empleo y construcción de las líneas de R. F., guías de ondas y cavidades resonantes.

LÍNEAS DE R. F. DEFINICIÓN.—Una línea de R. F. es un caso especial de línea conducción de energía eléctrica. Las líneas de conducción consisten, generalmente, en varios conductores, dos en las líneas monofásicas, tres o cuatro en las trifásicas, que transportan la energía eléctrica desde el punto de origen, central, al punto donde ha de utilizarse. El circuito que

lancia crecen también y cuando la energía transportada es una corriente de radiofrecuencia el efecto de las componentes reactivas de la impedancia es producir un retraso tal en el transporte de la energía, que puede llegar a producirse un ciclo completo en el punto de origen antes que el principio de ese mismo ciclo llegue a la carga. Cuando ocurre esto se dice que la línea es *eléctricamente larga*.

A la frecuencia de 400 ciclos por segundo, este fenómeno se produce a una distancia de unos 650 kilómetros, y como la línea más larga posible, por ejemplo en un avión, es de 70 a 80 metros; esta línea podrá considerarse como *eléctricamente corta*.

Si consideramos ahora las frecuencias utilizadas en los equipos de radar, que son del orden de 10.000 megaciclos por segundo, el fenómeno citado anteriormente se producirá a una distancia de unos cinco centímetros, lo que trae como consecuencia que en este caso sea preciso considerar como eléctricamente largas las conexiones entre los diversos pasos de un equipo.

Para comprender mejor este fenómeno podemos fijarnos en el ejemplo de la figura 1. Supongamos que *A* y *B* son dos puntos en el espacio y que en *B* existe una carga negativa, si en *A* aparece repentinamente una carga positiva, el efecto de esta carga será atraer la carga negativa de *B*. Ahora bien, esta atracción *no se manifestará instantáneamente* puesto que la velocidad de propagación de los fenómenos eléctricos, aunque es muy grande, aproximadamente 300.000 kilómetros por segundo, es una velocidad finita. Si, por ejemplo, la distancia entre



Fig. 1

utiliza la energía eléctrica se denomina carga.

Cuando la energía que se transporta es corriente continua, el único requisito a cumplir en la línea es el procurar que su resistencia óhmica sea lo menor posible. Cuando la energía a transmitir es corriente alterna industrial de 50 ciclos por segundo, o la corriente alterna utilizada en los aviones de 100 ciclos por segundo, la reactancia de la línea produce algunos efectos en la transmisión de la energía, pero estos efectos pueden despreciarse si se los compara con los que produce la resistencia óhmica. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, los efectos de la capacidad y de la induc-

A-B es de 300.000 kilómetros, el efecto de atracción se manifestará un segundo después de haber aparecido la carga positiva en A.

Si suponemos ahora que la carga eléctrica de A se hace, alternativamente, positiva y negativa, la carga B será atraída y repelida, pero con un cierto retraso con respecto a las alternancias en A, de tal forma que puede darse el caso de que la carga B sea atraída en un instante en que la carga de A sea negativa.

En el ejemplo de la figura 1 hemos supuesto que los puntos A y B eran dos puntos del espacio. Si hubiésemos considerado dos puntos de una línea, el fenómeno habría sido influenciado por las características de ésta.

Como resumen de lo expuesto hasta ahora, podemos decir que:

a) Una línea es *eléctricamente larga* cuando su longitud física es grande respecto a la longitud de onda de la corriente que la recorre.

(A)

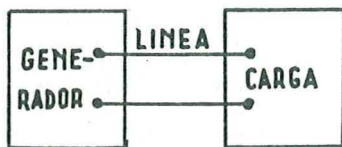


Fig. 2 A

b) Una línea es *eléctricamente corta* cuando su longitud física es pequeña en comparación con la longitud de onda de la corriente que circula por ella.

A las líneas eléctricamente largas las llamaremos en adelante líneas de R. F.

APLICACIÓN.—Las líneas de R. F. se utilizan en radio y radar para transferir la energía de los transmisores a las antenas o de las antenas a los receptores. Como las líneas de R. F. tienen características reactivas se pueden utilizar trozos cortos como circuitos oscilantes, como inductancias o condensadores y como circuitos de retardo. Cuando se carga la capacidad de una línea de R. F., al descargarse produce una onda rectangular.

TEORÍA DE LAS LÍNEAS DE R. F.—Para mejor comprender las características de

una línea de R. F. vamos a transformarla en un circuito equivalente sencillo. El proceso a seguir es considerar un trazo infinitamente pequeño de la línea y sustituirlo por un circuito con constantes cocentradas, considerando, luego, a la línea como un número infinito de estos elementos montados en serie.

La primera constante que es preciso

(B) EL AUMENTO DEL CAMPO MAGNETICO FRENA LOS ELECTRONES

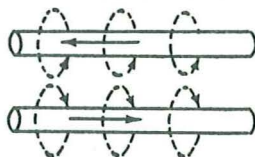


Fig. 2 B

considerar, es la resistencia óhmica de los conductores. En el circuito equivalente esta constante es un elemento conectado en serie. Está representado por R en cada rama del circuito de la figura 2 E.

La segunda constante es la autoinducción. Sabemos que toda corriente eléctrica que circula por un conductor pro-

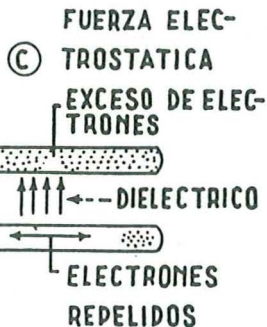


Fig. 2 C

duce un campo magnético que rodea al conductor, y que el efecto de este campo es frenar el movimiento de los electrones cuando la corriente tiende a aumentar. Este efecto de autoinducción está representado por las bobinas L en la figura 2 E.

Otra constante que es preciso considerar es la capacidad. Recordemos que cuando decimos que entre dos conducto-

res existe una diferencia de tensión, lo que ocurre en realidad es que en uno de ellos hay un exceso de electrones (figu-

(D) CONDUCTANCIA

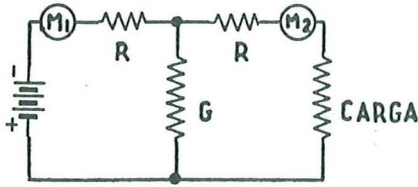


Fig. 2 D

ra 2 C). El exceso de electrones del conductor superior ejerce una fuerza de repulsión a través del dieléctrico, sobre los electrones del conductor inferior. Esta acción es idéntica a la que tiene lugar

(E) CIRCUITO EQUIVALENTE

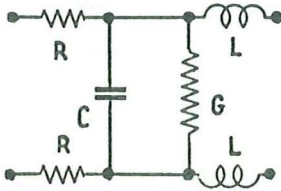


Fig. 2 E

entre las dos placas de un condensador, e indica que entre los dos conductores de la línea existe una capacidad. El condensador *C* de la figura 2 E representa esta capacidad.

(F) CIRCUITO SIMETRICO

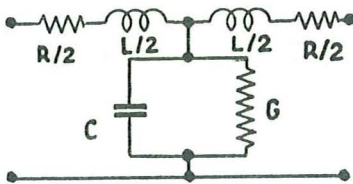


Fig. 2 F

La cuarta constante es la fuga que se produce entre los dos conductores, a través del aislamiento. Hay que tener en

cuenta que no existe ningún aislador perfecto; la realidad es que todo aislador actúa como una resistencia de gran valor y no como un circuito abierto. La conductancia del aislamiento está representada por *G* en las figuras 2 D y 2 E. Conviene hacer notar que si se elimina *G* en el circuito de la figura 2 D en el amperímetro *M*, se leerá la misma corriente

(G) CIRCUITO CON IMPEDANCIAS

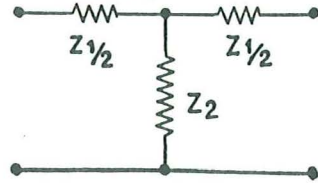


Fig. 2 G

que en el *M*₂. Si se conecta otra vez la conductancia *G*, circulará más corriente por el generador que por la carga. Puede verse que, de esta forma, puede variarse la corriente que circula por la carga sin variar ésta ni la tensión aplicada.

Con esto queda completo el circuito equivalente, según aparece en la figura 2 E. Sin embargo, este circuito no es exactamente equivalente a la línea. Una línea real está uniformemente constituida, de tal forma que la energía que circule en los dos sentidos sufrirá los mismos efectos. Este no es el caso del cir-

(H) CIRCUITO Π

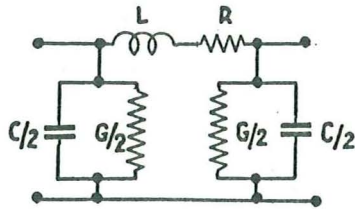


Fig. 2 H

cuito equivalente, porque si se mira al circuito de la figura 2 E, desde el lado izquierdo, se encuentran dos resistencias *R* y un condensador *C* conectados en serie, y si se le mira desde el extremo derecho se encuentran dos inductancias *L* y una conductancia *G* conectadas en serie.

Para equilibrar y simplificar el circuito se le varía de acuerdo con la figura 2 F.

De esta forma la impedancia de la línea es la misma mirándola desde los dos extremos.

Se puede simplificar aún más el circuito, reduciéndolo al de la figura 2 G.

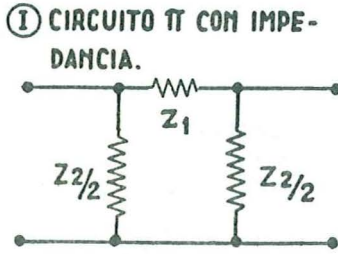


Fig. 2 I

Transformando el circuito a este diagrama es posible desarrollar ciertas ecuaciones generales en función de Z_1 y Z_2 . Estas ecuaciones, que se estudiarán más adelante, se pueden aplicar a cualquier

ideal de la figura. Por otra parte, se supone también que la línea es infinitamente larga.

Al cerrar el interruptor, la diferencia de tensión entre el terminal A y el E será igual a la tensión de la batería: E (fig. 3 A). El condensador C₁ empieza a cargarse, pero su carga no es instantánea, porque la autoinducción L₁ se opone al aumento de corriente desde cero a su valor final. Cuando C₁ esté casi completamente cargado empezará a cargarse C₂ a través de L₂, tardando también cierto tiempo. Durante todo este proceso, el amperímetro A indicará la circulación de corriente por la línea. Este fenómeno se irá repitiendo, cargándose cada condensador a través de la autoinducción que le precede, y como la línea es infinitamente larga, la circulación de corriente por ella será indefinida.

El circuito de la figura 3 B presenta las mismas características. Una vez cerrado el interruptor circulará indefinidamente una corriente por la resistencia R_c.

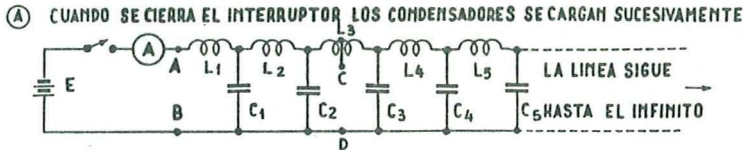


Fig. 3 A

circuito, cualquiera que sean los valores de la autoinducción, la capacidad y la resistencia, en Z_1 y Z_2 .

La figura 2 H es otra forma de circuito equivalente. En este circuito las constantes en paralelo están simétricamente colocadas a los lados de las constantes en serie. La figura 2 I es el mismo circuito simplificado.

IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE UNA LÍNEA SIN PÉRDIDAS. — En una línea R. F. existe una impedancia que es constante aunque varíen la longitud de la línea o la frecuencia de la tensión aplicada. En el circuito equivalente de la figura 3 A se supone una línea de R. F. sin pérdidas. Conviene recordar, que una autoinducción o una capacidad recorrida por una corriente, almacena energía, que devuelve después al circuito; mientras que una resistencia disipa, en forma de calor, parte de la energía de la corriente. Se puede construir líneas con pérdidas muy pequeñas que se aproximen al caso

Volviendo a la figura 3 A, puesto que el amperímetro indica la circulación de una corriente constante y conocemos la tensión aplicada: E, podemos deducir que la línea tiene una resistencia, que llama-



Fig. 3 B

remos R_c, y que designaremos como *resistencia característica*.

Según la ley de ohm,

$$R = \frac{E}{I}$$

Si cortamos la línea de la figura 3 A por el punto medio de R_c y conectamos la batería a los terminales C-D, seguirá

riación puede ser un incremento positivo, desde cero a un cierto valor, o un incremento negativo, desde cierto valor

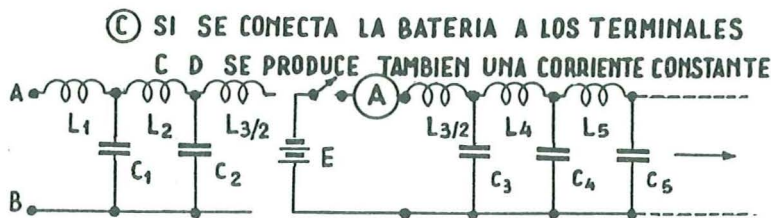


Fig. 3 C

circulando la misma corriente porque la línea, por otro lado, seguirá siendo infinitamente larga (fig. 3 C).

Si conectamos una resistencia igual a la resistencia característica de la línea, entre los dos extremos opuestos a A-B del trozo de línea cortado en el caso an-

terio, la corriente que sale de la batería es igual a la que entra en la resistencia, y la corriente que circula por la línea es constante.

El circuito A de la figura 4 es el equivalente a una línea reducida a secciones en T y supuesta sin pérdidas. La autoinducción por sección está representada por L y la capacidad por sección por C.

Recordemos que la cantidad de electricidad que circula por un punto de una línea es igual a la intensidad por el tiempo:

(D) SI SE TERMINA LA LÍNEA CON R_c SE PRODUCE UNA CORRIENTE CONSTANTE

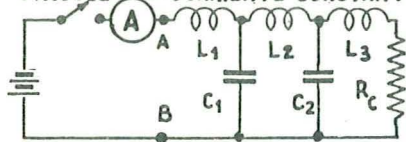


Fig. 3 D

terio (figura 3 D), circulará también la misma corriente. Por lo tanto, el efecto en el extremo emisor (terminales: A-B), es el mismo cuando la línea tiene una longitud determinada—y termina en una resistencia igual a su resistencia característica—, que cuando la línea es infinitamente larga.

Cuando se aplica a la línea una tensión alterna la característica de la línea puede ser resistiva con una componente reactiva, capacitativa o inductiva. Como consecuencia, podemos generalizar el concepto de resistencia característica transformándolo en el de *impedancia característica* que designaremos con la letra Z_c .

La cantidad de electricidad almacenada en un condensador, es igual al producto de la tensión aplicada multiplicada por la capacidad:

$$Q = IT$$

$$Q = CE$$

En el caso de la figura 4 A, la cantidad de electricidad que sale de la batería es igual a:

$$Q = IT \quad [1]$$

(E) R_c Y EL RESTO DE LA LÍNEA SON ELECTRICAMENTE IDENTICAS

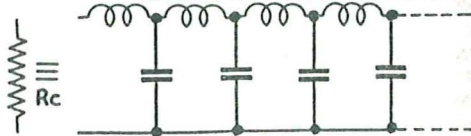


Fig. 3 E

Siendo I la corriente y T el tiempo durante el cual ésta circula.

La electricidad que sale de la batería va a la línea, donde se almacena en los

MOVIMIENTO DE LAS VARIACIONES DE TENSIÓN A LO LARGO DE LA LÍNEA.—Cuando se conoce la autoinducción y la capacidad de una línea de R. F. se puede calcular el tiempo que tardará en recorrer la línea una variación de tensión. Esta va-

condensadores como carga. Esta carga está representada por la ecuación

$$Q = CE \quad [2]$$

siendo C la capacidad por sección y E la tensión aplicada.

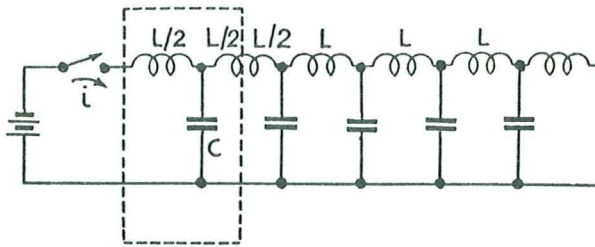
La cantidad de electricidad que sale de la batería ha de ser igual a la de la línea; por lo tanto, igualando las ecuaciones [1] y [2],

$$IT = CE \quad [3]$$

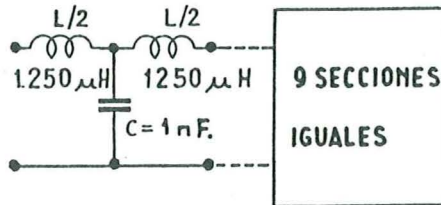
Como en este caso el origen de tiempos y el origen de corrientes es cero, la ecuación [5] se puede escribir así:

$$ET = LI \quad [6]$$

Lo que significa, que si se aplica a los extremos de una autoinducción L , la tensión E durante el tiempo T , circulará la corriente final I . Si observamos ahora las ecuaciones [3] y [6] veremos que las



(A) VARIAS SECCIONES EN T.



(B) UNA SECCION IGUAL A LA ENCERRADA EN RECTANGULO EN A

Fig. 4

Cuando cada condensador se carga hasta CE , la tensión, en el extremo de la autoinducción correspondiente, aumentará hasta E con respecto al otro extremo. Esto sucede porque el primer condensador se carga hasta que la diferencia de tensión entre sus placas sea E , mientras que el segundo condensador está todavía a tensión cero.

Sabemos que en una autoinducción:

$$E = L \frac{dI}{dT} \quad [4]$$

$$EdT = LdI \quad [5]$$

dos contienen los factores C , L y T . Vamos a buscar T en función de L y C . Multiplicando miembro a miembro las ecuaciones [3] y [6] resulta:

$$EIT^2 = LCEI \quad [7]$$

$$T^2 = LC \quad [8]$$

$$T = \sqrt{LC} \quad [9]$$

La ecuación [9] da el tiempo necesario para que una variación de tensión recorra una sección compuesta por L y C .

Ahora vamos a poner Z_0 en función de L y C .

Dividiendo la ecuación [6] por la [3]:

$$\frac{ET}{IT} = \frac{LT}{CD} \quad [10]$$

$$\frac{E^2T}{I^2T} = \frac{L}{C}$$

$$\frac{E^2}{I^2} = \frac{L}{C}$$

$$\frac{E}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Como $\frac{E}{I} = Z_0$,

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

Ejemplo.—Supongamos que la línea de la figura 4 A tiene una longitud de mil metros. Se han medido las características de una sección de 100 metros y se ha encontrado que tiene una autoinducción de 0,25 milihenrios y una capacidad de mil picofaradios (fig. 4 B). Queremos calcular la impedancia característica y el tiempo que necesita una variación de tensión para recorrer la longitud de una sección.

Solución:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0,25 \times 10^{-3}}{10^{-9}}} =$$

$$= \sqrt{0,25 \times 10^6} = 0,5 \times 10^3$$

$$Z_0 = 500 \text{ ohmios.}$$

$$T = \sqrt{LC} = \sqrt{0,25 \times 10^{-3} \times 10^{-9}} =$$

$$= \sqrt{0,25 \times 10^{-12}} = 5 \times 10^{-6}$$

$$T = 0,5 \text{ microsegundos.}$$

El tiempo que necesita una variación de tensión para recorrer la longitud total de la línea es:

$$0,5 \times 10 = 5 \text{ microsegundos.}$$

Este ejemplo estaba basado en una variación de tensión continua. Una línea de radiofrecuencia presenta características similares cuando se le aplica una tensión alterna. Supongamos que se aplica una tensión alterna a la línea representada por el circuito de la figura 5 A.

En el momento inicial la tensión aplicada es cero, pero tan pronto como se produce una pequeña variación de tensión este cambio empieza a recorrer la línea y el generador, que mientras tanto continúa produciendo tensión según una senoide. En el momento T_2 la tensión del generador es de 70 V. Las variaciones de tensión siguen moviéndose a lo largo de la línea. En el momento T_3 la primera pequeña variación llega al punto A, y la tensión, en ese punto, empieza a aumentar. En el momento T_5 , la misma tensión llega al punto B, y por último, en el momento T_7 la primera variación llega al extremo receptor de la línea. Mientras tanto, todas las variaciones de la onda sinusoidal van pasando, sucesivamente, por cada punto de la línea.

El tiempo que necesita una variación de tensión alterna, para recorrer una longitud dada de la línea, es el mismo

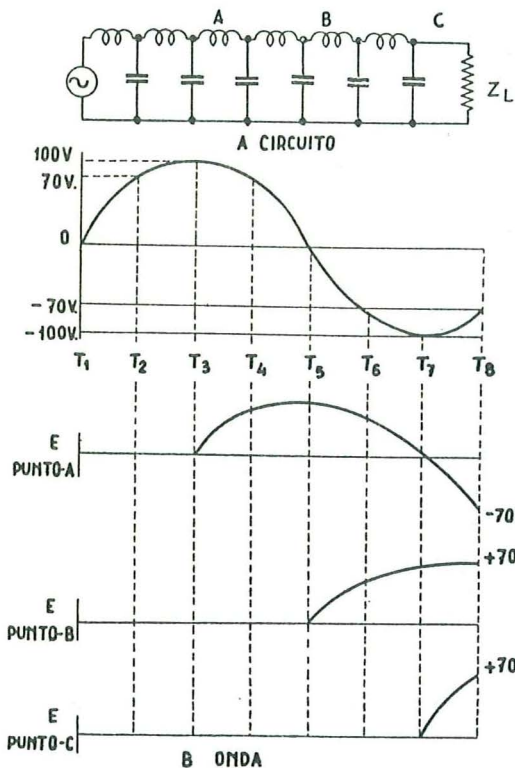


Fig. 5

que necesitaría una variación de tensión continua.

En el momento T_7 , las tensiones en los distintos puntos de la línea son las siguientes:

En el generador: -100 V.

En el punto A: 0 V.

En el punto B: $+100$ V.

En el punto C: $+70$ V.

Si representamos estas tensiones a lo

ciones de tensión en la línea son las siguientes:

En el generador: de -100 a -70 V.

En el punto A: de 0 a -70 V.

En el punto B: de $+100$ a $+70$ V.

En el punto C: de 0 a $+70$ V.

La representación de estas tensiones, tomando como eje de abscisas la longitud de la línea, da como resultado la línea continua de la figura 6 B. La línea de trazos representa las tensiones instantáneas en el momento T_7 . La línea con-

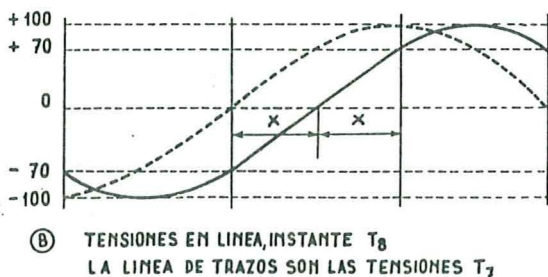
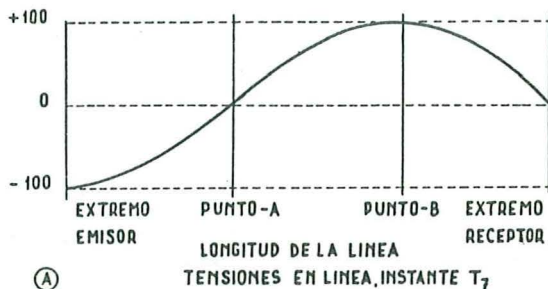


Fig. 6

largo de la línea, la curva resultante será la de la figura 6 A. Conviene observar que esta curva de tensiones instantáneas es parecida a una senoide.

En el instante T_8 (figura 6), las varia-

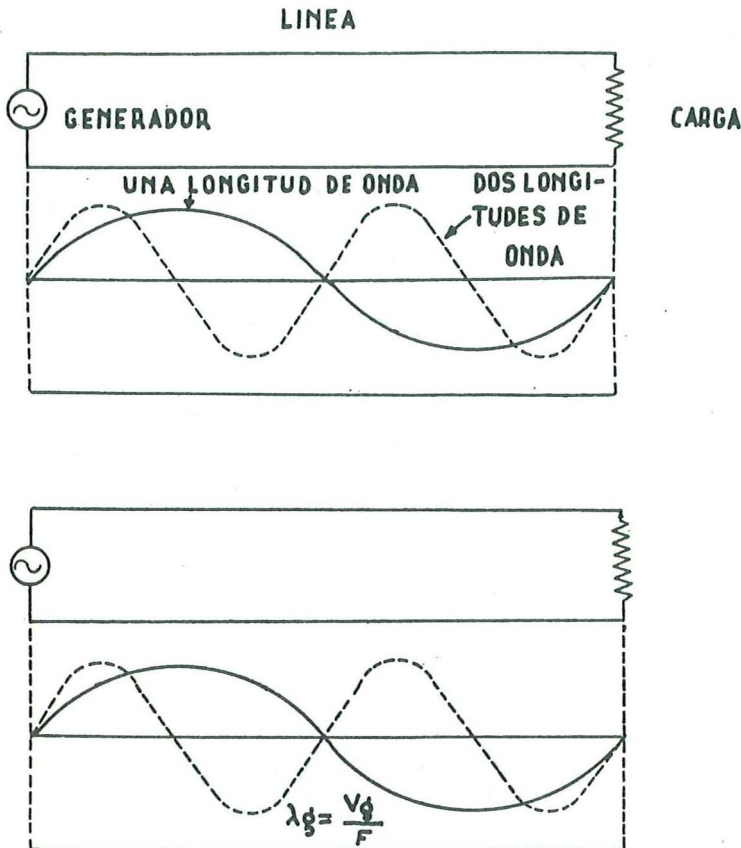
tinua tiene exactamente la misma forma que la línea de trazos, pero se ha trasladado, hacia la derecha, la longitud X. Si dibujáramos la curva de las tensiones instantáneas en el instante T_9 , veríamos

que sería igual a las anteriores, pero se habría trasladado, hacia la derecha, la longitud X con respecto a la curva correspondiente al instante T_8 .

RESUMEN.—Analizando lo expuesto hasta este momento, vemos que los efectos producidos, en una línea de radiofre-

producirá, instantáneamente, curvas del mismo tipo.

2. Las figuras del osciloscopio (tensiones instantáneas) serán iguales en todos los puntos de la línea, pero existirá una diferencia de fase entre los distintos puntos. La fase cambiará continuamente



cuencia, por las variaciones de tensión del generador, son las siguientes:

1. Todas las porciones de onda sinusoidal producidas por el generador se trasladan a lo largo de la línea en el orden producido. Si se representa las tensiones instantáneas en cada punto de la línea, en un sistema de coordenadas cartesianas—en el que en el eje de abscisas se tomen los tiempos y en el eje de ordenadas las tensiones—, se obtendrán curvas sinusoidales. El osciloscopio nos

te, con respecto al generador, y se llegará a un cierto punto de la línea cuyo defasaje, con respecto al generador, será de 360° .

3. Puesto que por cada punto de la línea pasan todos los valores de la onda sinusoidal, las tensiones medidas en todos los puntos de la línea con un voltímetro de corriente alterna (que mide tensiones eficaces) serán iguales (figura 6 C).

4. Si la línea termina con la impedan-

cia característica, la energía que llega al extremo receptor es absorbida por esta impedancia.

aplicada y de la velocidad de propagación de la energía. El tiempo necesario para recorrer una sección cuya capacidad sea C y cuya autoinducción sea L , es:

$$T = \sqrt{L \times C}$$

La distancia recorrida por el principio de un ciclo, durante el tiempo necesario

Velocidad es la distancia recorrida en

* * *

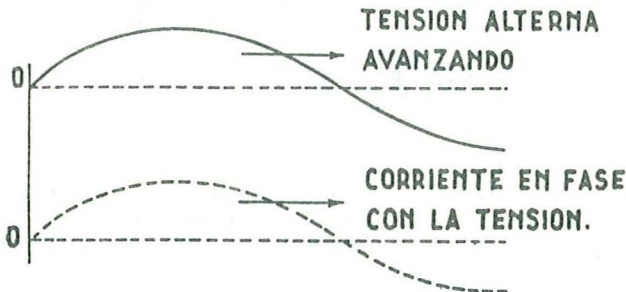
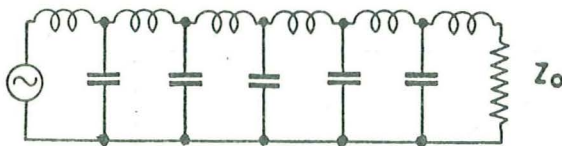
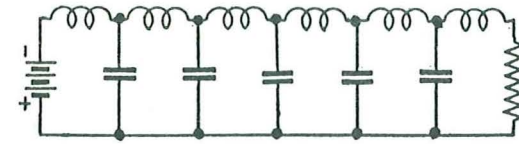


Fig. 8

para generar un ciclo completo, es igual a una longitud de onda.

la unidad de tiempo, y la distancia D es la longitud de una sección.

La longitud eléctrica de una línea es función de la frecuencia de la tensión

$$V_g = \frac{D}{T} = \frac{D}{\sqrt{LC}}$$

La velocidad se representa por V_g para distinguirla de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio. Es fácil ver que, en este caso, la velocidad depende de las características de la línea.

Por ejemplo:

Supongamos que la capacidad de una sección de línea de R. F. de 100 m. de longitud es 1.000 picofaradios y su autoinducción de 0,25 milihenrios. La velocidad de propagación del frente de onda será:

$$V_g = \frac{D}{\sqrt{LC}} = \frac{100}{\sqrt{0,25 \times 10^{-3} \times 10^{-9}}} =$$

$$= \frac{100}{0,5 \times 10^{-6}} = \frac{100 \times 10^6}{0,5} = 20 \times 10^7 \text{ metros}$$

por segundo = 200.000 kilómetros por segundo

La longitud de onda correspondiente del grupo de tensiones en la línea será:

$$\lambda_g = \frac{V_g}{F}$$

Siendo F la frecuencia en ciclos por es la longitud en metros y es la velocidad en metros por segundo.

Si suponemos que la frecuencia del generador es un megaciclo:

$$\lambda_g = \frac{V_g}{F} = \frac{2 \times 10^8}{10^6} = 200 \text{ metros}$$

Una longitud de onda ocupará 200 metros de línea. Si se doblara la frecuencia, la longitud de onda será la mitad. Una línea de 200 metros comprenderá dos longitudes de onda. (Línea de trazos de la figura 7.)

Hasta ahora no hemos considerado las variaciones de intensidad en las líneas de radiofrecuencia. En las líneas de radiofrecuencia estudiadas hasta ahora se ha supuesto que no presentaban reactancia a la circulación de la corriente y que la impedancia de la carga era igual a la impedancia característica de la línea. En estas condiciones, la corriente es siempre proporcional a la tensión y está en fase con él, como muestra la figura 8.

Hasta ahora hemos estudiado líneas de radio frecuencia, sin pérdidas, de longitud infinita o terminadas en una impedancia igual a su impedancia característica, que absorbía toda la energía. Sin embargo, estas líneas no siempre terminan de la misma manera, en algunos casos el extremo receptor estará abierto o en cortocircuito.

Vamos a estudiar el caso de la línea de longitud finita, abierta en el extremo receptor, a la que se aplica una tensión continua en el extremo emisor. Observamos que en el circuito de la figura 10 se ha introducido una impedancia $Z_i = Z_o$, que representa la impedancia interna de la batería. Más adelante explicaremos la razón de hacer esta impedancia igual a la impedancia característica de la línea, pero la consecuencia inmediata será que si la tensión de la batería, en vacío, es E , la tensión en carga será $E/2$.

Al cerrar el interruptor en el circuito equivalente de la figura 10, la tensión se propaga a lo largo de la línea cargando cada condensador a través de la autoinducción que le precede. Cuando el último condensador queda completamente cargado, la variación de tensión no puede seguir avanzando y, como consecuencia, la corriente en la última autoinducción disminuye desde I hasta 0 y su campo magnético desaparece engendrando una fuerza c. e. m.

$$E/2 = L \frac{dI}{dt}$$

que se opone a la causa que la produce, es decir, que hace circular por la línea

una corriente del mismo sentido que la primitiva, que carga el último condensador duplicando su tensión, que ahora se hace igual a E .

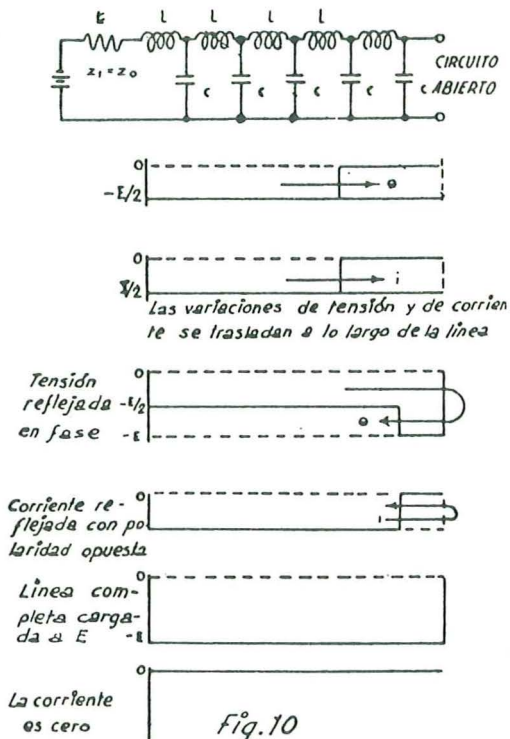


Fig. 10
Reflexión en la línea en circuito abierto

Al hacerse O la corriente en la penúltima autoinducción, podríamos repetir el razonamiento anterior para el penúltimo condensador y este proceso se repetirá hasta que la corriente en la primera autoinducción sea O y la tensión en el primer condensador E.

Vemos, en resumen, que el extremo abierto actúa como un generador que refleja la variación de tensión con la misma polaridad que la original duplicando la tensión en la línea, y la variación de corriente con polaridad opuesta, haciendo cero la corriente de la línea.

La razón de hacer la impedancia interna de la batería igual a la impedancia característica de la línea es conseguir el máximo rendimiento en la transferencia de energía, pero, al mismo tiempo, de esta forma la batería absorberá completamente la tensión reflejada por el extremo abierto.

Línea en cortocircuito. — Una línea en cortocircuito produce un efecto contrario, sobre una variación de tensión que llega a su extremo, que una línea con el extremo abierto.

Vamos a analizar lo que sucede en la línea representada en el circuito equivalente de la figura 11. Al llegar al extremo de la línea la variación de tensión, el último condensador queda cargado con la tensión $E/2$, pero entre los puntos 1 y 2 no puede existir diferencia de potencial, puesto que están en cortocircuito, y el último condensador se descarga a través de la autoinducción que le sigue. Cuando la tensión en el último condensador se hace O se descarga el siguiente y esta variación de tensión desde $E/2$ a O se propaga hacia el extremo emisor, al mismo tiempo que una variación de corriente desde $I/2$ a I (puesto que la corriente sigue circulando en el mismo sentido y los condensadores devolverán en la descarga toda la corriente absorbida en la carga, ya que estamos suponiendo una línea sin pérdidas), siendo absorbida por la batería, cuya impedancia interna es igual a la impedancia característica de la línea.

Vemos, por tanto, que el extremo en cortocircuito actúa como un generador que refleja una variación de tensión igual y opuesta a la de la batería y una variación de corriente igual a la de la batería y coincidente en polaridad con ella.

Reflexión de tensiones alternas. — En aplicaciones de las líneas de R.F. las ten-

siones aplicadas a su extremo emisor son alternas. El efecto del extremo receptor es el mismo cuando se aplica a la línea una tensión alterna que cuando la tensión aplicada es una variación de tensión continua.

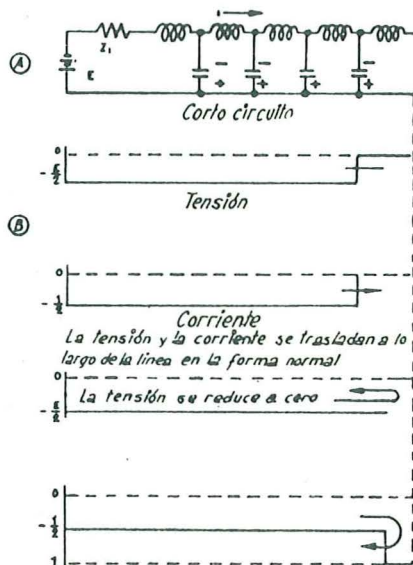


fig.11
Reflexión en la línea en cortocircuito.

En la figura 12 se representan los efectos del extremo receptor abierto sobre la distribución de tensiones a lo largo de la línea. La tensión alterna del generador se distribuye a lo largo de la línea según se muestra en B, de tal forma que al llegar a la variación de tensión al extremo receptor de la línea, es reflejada conservando la misma polaridad y amplitud. Cada variación de tensión reflejada se traslada por la línea hasta llegar al generador. Si la impedancia del generador es igual a la impedancia de la línea, el generador absorberá toda la energía que llegue a él. En este momento existen en la línea dos ondas de tensión. Sin embargo, la mayor parte de los instrumentos de medida son incapaces de medir estas dos tensiones por separado y sus indicaciones corresponden a la suma vectorial.

Para estudiar las tensiones instantáneas en las líneas de transmisión de radio frecuencia se utiliza normalmente el osciloscopio.

Si se suman algebraicamente las dos ondas de tensión (fig. 12) se obtiene la curva que aparecería en el osciloscopio.

representada en la figura por la línea de trazo grueso.

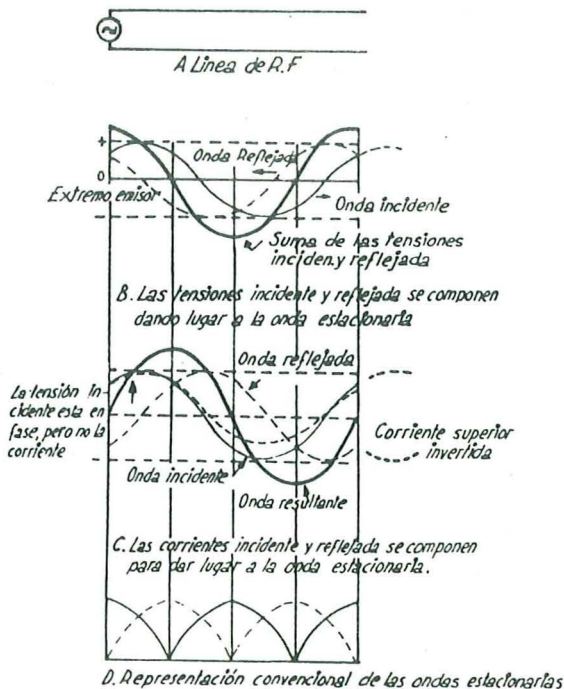


Fig. 12
Formación de ondas estacionarias

A las variaciones de tensión que se trasladan desde el generador hacia el extremo receptor se las denominan tensiones incidentes, y la onda formada por estas variaciones de tensión es la **onda incidente**. La onda que se traslada desde el extremo receptor hacia el generador es la **onda reflejada**.

Otro paso en el estudio de las líneas abiertas es la investigación de lo que sucede con las ondas de corriente. Observemos que la **onda incidente de corriente** es la línea de trazo continuo de la figura 12 C. La tensión está representada por la línea de puntos. Las ondas incidentes de corriente y de tensión están en fase. Al llegar al extremo abierto la corriente se refleja con polaridad opuesta, es decir, variando su fase en 180° , pero conservando la misma amplitud. En la figura 12 C, la onda de corriente reflejada está representada por la línea de trazos. Sumando algebraicamente las ondas de corriente incidente y reflejada se obtiene la oscilación

Observemos que las condiciones existentes en el extremo receptor de la línea son evidentes a primera vista. La corriente es 0, lo que coincide con la imposibilidad de la circulación de corriente en un circuito abierto. En cambio, la tensión es máxima, como debe suceder en el extremo de un circuito abierto conectado a un generador.

Otro factor que hay que tener en cuenta es que si se utiliza un aparato de medida de corriente alterna, para determinar las corrientes o las tensiones existentes en una línea de transmisión de R.F., las medidas del instrumento indicarán normalmente la magnitud y no la polaridad. Si se llevan todas las lecturas sobre un eje horizontal que represente las distancias sobre la línea, se obtendrán curvas similares a las de la figura 12 D, que son las que se utilizan en la representación convencional de las tensiones y corrientes en las líneas de transmisión de R.F.

Las tensiones y corrientes representadas en B y C en la figura 12 son las que

existen en la línea en un instante determinado. Durante la generación de un ciclo completo se produciría un gran número de figuras de este tipo. En la figura 13 se representan los valores instantáneos de las ondas incidentes y reflejadas. Los ejes horizontales de estas figuras representan una longitud eléctrica de línea igual a una longitud de onda. Por el estudio anterior hemos visto que en una línea con el extremo receptor abierto la tensión es máxima y la corriente cero en el extremo; va-

corrido ya de regreso un cuarto de longitud de onda hacia el generador). Como las tensiones incidente y reflejada están en fase en el extremo abierto, en el punto distante un cuarto de onda del extremo de la línea estarán en oposición y su resultante será cero. En cambio, las ondas incidente y reflejada de corriente están en oposición en el extremo de la línea y, por tanto, estarán en fase en el punto considerado, originando una resultante máxima. En un punto situado a una distancia igual a

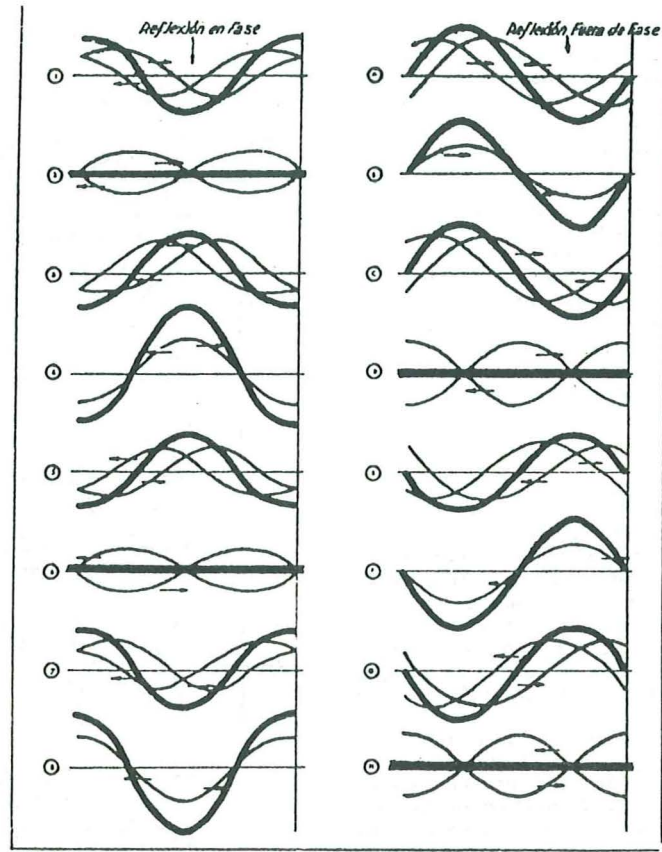


Fig 13
Valores instantáneos de las ondas incidente y reflejada

mos a ver lo que sucede al alejarnos del extremo abierto hacia el generador.

En un punto situado a un cuarto de longitud de onda del extremo abierto, la onda reflejada siempre, ha recorrido media longitud de onda más que la onda incidente (puesto que a la segunda la falta un cuarto de longitud de onda para llegar al extremo, mientras que la primera ha re-

media longitud de onda del extremo receptor, la onda reflejada ha recorrido una longitud de onda completa más que la onda incidente. Por tanto, la diferencia de fase efectiva entre la onda incidente y le reflejada es la misma que en el extremo de la línea y como consecuencia la tensión en este punto será máxima y la corriente nula.

Si pasamos a un punto situado a tres cuartos de longitud de onda del extremo receptor, todo equivale a haber añadido una onda completa de diferencia de fase entre la onda incidente y la reflejada con respecto al punto situado a un cuarto de longitud de onda del extremo, es decir, la tensión será cero y la corriente será máxima.

Estas dos condiciones se repetirán alternativamente para todos los múltiplos de un cuarto de longitud de onda a partir de la terminación. Vemos así que en todos los múltiplos impares de un cuarto de longitud de onda se produce un nodo de tensión y un vientre de corriente, mientras que en todos los múltiplos pares de un cuarto de longitud de onda se produciría un vientre de tensión y un nodo de corriente.

Es evidente que las condiciones se invertirán en el caso de la línea en cortocircuito, produciéndose los nodos de tensión y máximos de corrientes en los puntos distanciados en un número par de cuartos de longitud de onda del extremo receptor de la línea y los vientres de tensión y máximos de corriente en los puntos situados a una distancia igual a un número impar de un cuarto de longitud de onda de este mismo extremo.

Recordemos ahora de la teoría elemental de las corrientes alternas: que dos ondas sinusoidales de la misma frecuencia, al sumarse se anulan o dan lugar a una onda sinusoidal de la misma frecuencia, pudiéndose aplicar este principio a dos ondas sinusoidales de la misma frecuencia que se propagan a direcciones opuestas. Por tanto, si la onda incidente es sinusoidal, la onda estacionaria también lo será.

La columna de curvas de la izquierda de la figura 13 representa la formación de la onda estacionaria de corriente en el caso de cortocircuito y la formación de la onda estacionaria de tensión en la línea abierta, mientras que las curvas de la columna de la derecha representan la formación de la onda estacionaria de corriente en el caso de línea con el extremo abierto y la formación de la onda estacionaria de tensión en la línea en cortocircuito. La onda estacionaria es la línea de trazo grueso.

Si se observan sucesivamente las curvas de la figura 13, siguiendo su numeración, se ve que la onda incidente se traslada hacia la derecha y la reflejada hacia la izquierda, mientras que la onda estacionaria permanece siempre en la misma posi-

ción en la línea, aunque sus valores máximos varían de una forma sinusoidal.

En la figura 14 A, se han representado las ondas estacionarias de tensión, correspondientes a la línea abierta, producidas en varios momentos a lo largo de un ciclo. Si midiéramos los valores de las amplitudes en varios puntos de la línea, con un voltímetro electromagnético, obtendríamos la curva de la figura 14 B, debido a que este instrumento mide los valores eficaces a lo largo de varios ciclos.

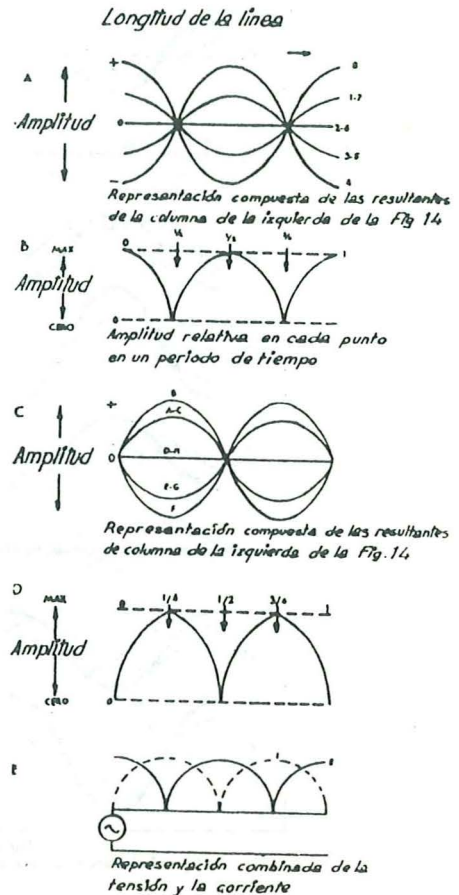


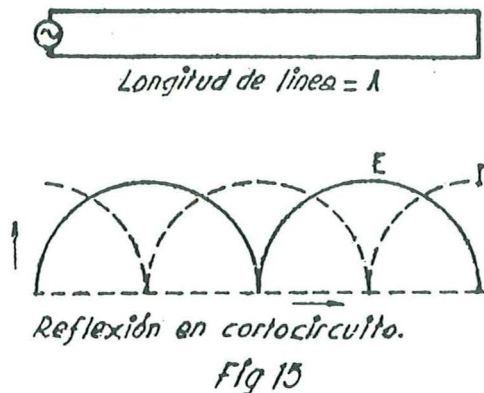
Fig. 14

resultado compuesto de las ondas estacionarias

En la figura 14 C se representan las ondas estacionarias de corriente producidas en una línea abierta, en varios momentos de un ciclo. Las medidas realizadas con un amperímetro electromagnético, en distintos puntos de la línea, nos darían la curva de la figura 14 D.

La representación completa de las condiciones existentes en una línea abierta, es la figura 14 E. Obsérvese que las ondas estacionarias de corriente y tensión están defasadas entre sí 90°.

En la figura 15 se representan las ondas estacionarias en una línea en cortocircuito.



EFFECTOS DE LA TERMINACION DE LA LÍNEA EN LA FORMA DE LA ONDA ESTACIONARIA

Terminación en Z_0 (fig. 16 A).—Según se ha dicho antes, cuando una línea termina en una impedancia igual a su impedancia característica, la carga absorbe toda la energía que recibe y, por tanto, no se produce reflexión ni ondas estacionarias. Las medidas de un instrumento de corriente alterna serían constantes en todos los puntos de la línea (suponiéndola sin pérdidas) y la curva que representa esta condición sería una línea recta. La impedancia en cualquier punto de la línea es constante, por serlo la relación vectorial entre la tensión y la corriente e igual a Z_0 .

Terminación en circuito abierto (figura 16 B).—Como hemos visto antes, en la línea terminada en circuito abierto se producen ondas estacionarias, presentando un máximo la de tensión y un mínimo la de corriente (un nulo en el caso considerado de línea sin pérdidas) en el extremo receptor. A un cuarto de longitud de onda de este extremo la tensión es mínima y la corriente máxima y estas condiciones se repiten a lo largo de la línea, a medida que nos alejamos del extremo abierto. Aunque se estudiará más adelante la impe-

dancia en los distintos puntos de la línea, conviene adelantar que en la línea sin pérdidas en circuito abierto, la impedancia varía entre infinito (en los puntos de tensión máxima y corriente cero) y cero (en los puntos de corriente máxima y tensión cero).

Terminación en cortocircuito (fig. 16 C). Cuando la línea termina en cortocircuito, la onda estacionaria de tensión presenta un mínimo y la de corriente un máximo, en el extremo receptor y, en cambio, la tensión es máxima y la corriente mínima en el punto situado a un cuarto de longitud de onda del extremo receptor.

Como en la línea en circuito abierto, la impedancia de las líneas sin pérdida en cortocircuito, varía entre cero (en los puntos de tensión mínima e infinito) en los puntos de tensión máxima, pero los máximos de impedancia se producen en puntos desplazados un cuarto de longitud de onda hacia el generador, con respecto a los mismos máximos de la línea en circuito abierto.

Terminación en resistencia mayor que la impedancia característica. — Conviene introducir el concepto de coeficiente de reflexión, que se define a continuación.

Se llama coeficiente de reflexión de una línea de transmisión a la relación vectorial entre la tensión de la onda reflejada E_R y la tensión de la onda incidente E_I en el extremo receptor.

Se puede demostrar matemáticamente que el valor del coeficiente de reflexión es el siguiente:

$$\frac{E_R}{E_I} = \rho = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1}$$

Donde:

- ρ — es el coeficiente de reflexión.
- E_R — es el valor eficaz de la tensión reflejada, en el extremo receptor de la línea.
- E_I — es el valor eficaz de la tensión incidente en el extremo receptor de la línea.
- Z_0 — es la impedancia característica de la línea.

Z_L — es la impedancia de carga.

Vamos a comprobar los resultados obtenidos con los razonamientos anteriores para la línea cargada con una impedancia igual a su impedancia característica, en circuito abierto, y en cortocircuito.

En el primer caso, Z_L es igual a Z_0 y ρ resulta igual a 0. Lo que indica que no existe reflexión por ser absorbida por la carga toda la energía de la onda incidente.

Cuando una línea finita está abierta, Z_L es igual a infinito y ρ igual a 1, lo que indica que toda la energía que llega al extremo receptor es reflejada hacia el generador, estando en fase las ondas de tensión incidente y reflejada.

Si el extremo receptor de la línea está en cortocircuito, Z_L es igual a 0 y ρ igual a -1 , lo que indica que toda la energía que llega al extremo receptor es reflejada hacia el generador, estando en oposición de fase las ondas de tensión incidente y reflejada.

Pasemos ahora a estudiar el caso de una línea sin pérdidas, cargada con una resistencia pura mayor que su impedancia característica. Podemos deducir lo que sucederá sin recurrir a la fórmula 17. La resistencia de carga absorberá parte de la energía de la onda, pero no toda, ya que al ser la carga resistiva mayor que la impedancia característica de la línea, esta se encuentra en condiciones próximas a las de circuito abierto, por lo que se producirán ondas estacionarias de tensión y de corriente, presentando la primera un máximo y la segunda un mínimo en el extremo receptor. Los máximos y mínimos de tensión y de corriente aparecerán en los mismos puntos que en la línea abierta, pero los mismos serán menos pronunciados y nunca nulos, puesto que la energía reflejada es menor que la incidente (figura 16 E).

La impedancia de la línea será variable, presentando los máximos y los mínimos en los mismos puntos que en la línea abierta, pero en este caso los máximos no llegarán a infinito ni los mínimos a 0, puesto que ni la tensión ni la corriente llegan a hacerse nunca nulas.

Apliquemos ahora la fórmula 17 suponiendo que la resistencia de carga es $R = 10Z_0$

$$\rho = \frac{\frac{10Z_0}{Z_0} - 1}{\frac{10Z_0}{Z_0} + 1} = \frac{9}{11}$$

De donde se deduce que E_R es igual a $9/11$ de E_I , o lo que es lo mismo, la tensión reflejada es menor que la incidente y ambas están en fase.

Es evidente que, al separarse más el valor de R del de Z_0 , las condiciones se hacen más próximas al circuito abierto y, por el contrario, cuando R es aproximadamente igual a Z_0 , las condiciones son prácticamente iguales a las de la línea cargada con su impedancia característica.

Terminación en resistencia menor que la impedancia característica. — En este caso se ve fácilmente que la resistencia absorberá parte de la energía de la onda, pero no toda, ya que la línea está en condiciones próximas al cortocircuito, por lo que se producirán ondas estacionarias. En el extremo receptor aparecerá un mínimo de la onda estacionaria de tensión y un máximo de la onda estacionaria de corriente, produciéndose los máximos y los mínimos, a lo largo de la línea, en la misma posición que en el caso de la línea en cortocircuito. Los mínimos no serán nulos por ser la energía reflejada menor que la incidente (figura 16 E).

La impedancia de la línea será variable, presentando los puntos máximos y mínimos en la misma situación que en la línea en cortocircuito, pero los máximos no llegarán a infinito ni los mínimos a cero, puesto que ni la tensión ni la corriente se hacen nunca nulas.

Apliquemos la fórmula 17 a un caso práctico, haciendo $R = \frac{Z_0}{10}$

$$\rho = \frac{\frac{Z_0/10}{Z_0} - 1}{\frac{Z_0/10}{10Z_0} + 1} = -\frac{9}{11}$$

De donde se deduce que $E_R = -\frac{9}{11} E_I$

lo que indica que la tensión reflejada es menor que la incidente y está en oposición de fase con ella.

Se ve fácilmente que, al disminuir el valor de R , las condiciones se hacen más próximas al cortocircuito y, por el contrario, al aproximarse R a Z_0 , la línea se comporta casi lo mismo que cuando está cargada con su impedancia característica.

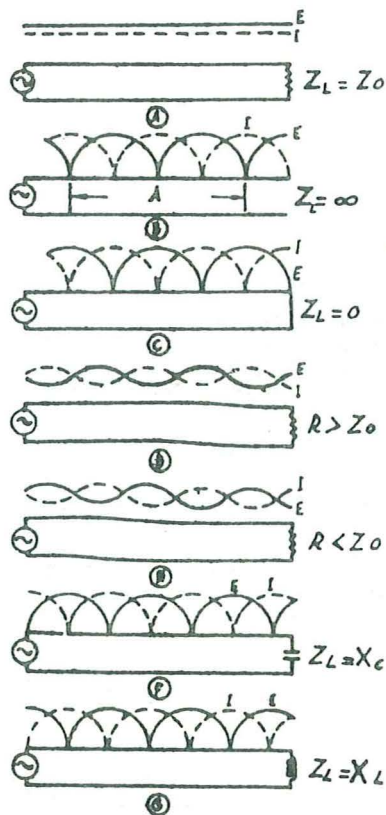
Línea terminada en un condensador (figura 16 F).—Cuando una línea está cargada con un condensador, este no absorbe energía si no que devuelve a la línea toda la que recibe de la onda incidente. Las relaciones de corriente y tensión son algo más complicadas que en los casos anteriores. Para mayor claridad en la explicación, supongamos que la reactancia capacitativa es igual, en valor absoluto, a la impedancia característica de la línea. La corriente y la tensión estarán en fase hasta llegar al extremo, pero al circular la corriente por el condensador y Z_c , conectados en serie, adelantará su fase en 45° . Según esto la corriente reflejada estará adelantada 45° con respecto a la incidente y la tensión reflejada retrasada 45° con respecto a la incidente. Es decir, la tensión y la corriente llegan en fase al extremo receptor y son reflejadas con un desfase de 90° , estando retrasada la tensión.

El resultado es la configuración de ondas estacionarias de la figura 16 F, en la cual la onda estacionaria de tensión tiene un mínimo a una distancia de un cuarto de longitud de onda del extremo receptor de la línea.

Si la reactancia capacitativa es mayor que Z_c , en valor absoluto (menor capacidad), el comportamiento de la línea es más parecido al caso de una línea abierta y el mínimo de tensión se aleja del extremo receptor. Si la reactancia capacitativa se hace menor, en valor absoluto, que Z_c (mayor capacidad), el mínimo de tensión se acerca al extremo y el comportamiento de la línea es más parecido al caso de cortocircuito.

Línea terminada en una autoinducción (figura 16 G).—Cuando la línea termina en una autoinducción pura, toda la energía de la onda incidente es reflejada, y tanto la corriente como la tensión sufren un cambio de fase al llegar al extremo receptor opuesto al del caso anterior. Cuando X_L es igual a Z_0 en valor absoluto, el cambio es de 45° . Las ondas estacionarias resultantes están representadas en la figura 16 G. El mínimo de corriente está situado a un octavo de longitud de onda del extremo de la línea. Cuando se aumen-

ta la autoinducción las condiciones se hacen más próximas al caso de circuito abierto y las ondas estacionarias se acercan al extremo receptor. Al disminuir la autoinducción las ondas estacionarias se alejan del extremo receptor y el comportamiento de la línea es más próximo al caso de cortocircuito.



Efectos de la impedancia de carga sobre la línea de transmisión

Fig 16

Línea terminada en impedancia compleja.—Cuando la línea está cargada con una impedancia compleja (componente resistiva y reactiva), la carga da lugar a ondas estacionarias de tensión y de corriente, cuya situación sobre la línea es intermedia entre los casos anteriores. La onda reflejada es menor que la incidente (coeficiente de reflexión menor que la unidad) y los máximos y mínimos están desplazados sobre la línea lo mismo que en el caso de cargas reactivas puras.

PERDIDAS EN LAS LINEAS

Hasta el momento hemos estudiado las propiedades de líneas hipotéticas, sin pérdidas, o lo que es lo mismo, hemos supuesto que la línea no poseía resistencia R y que el aislamiento empleado entre sus hilos era tan perfecto que no presentaba conductancia G . Es evidente que esta hipótesis no es real ya que es imposible concebir un conductor sin resistencia y no existe ningún aislador tan perfecto que no presente alguna conductancia. Por otro parte, las líneas de radiofrecuencia presentan otro tipo de pérdidas: las pérdidas por radiación y por inducción.

En resumen, las pérdidas de las líneas de radiofrecuencia se pueden clasificar en tres clases:

- Pérdidas en los conductores.
- Pérdidas en el dieléctrico.
- Pérdidas por radiación e inducción.

PERDIDAS EN LOS CONDUCTORES

Las pérdidas producidas en los conductores son las normales por efecto Joule, I^2R . Que, como sabemos, es la energía perdida en el calentamiento de los conductores. Pero es preciso tener en cuenta que la resistencia, R , que ofrece un conductor a la circulación de una corriente de radiofrecuencia es bastante mayor que la que el mismo conductor ofrece a la corriente continua. Esto sucede porque a medida que aumenta la frecuencia de una corriente que circula por un conductor, aquélla tiende a concentrarse en la periferia, de forma que la densidad de corriente no resulta unifor-

me en toda la sección transversal del conductor, siendo, por el contrario, pequeña en el centro y grande en la periferia.

Para explicar este fenómeno recurriremos a la figura 17, en la que se ha representado un conductor aislado de sección circular. Sabemos que en todo conductor recorrido por una corriente se engendra un flujo magnético, o flujo de autoinducción, que empieza a formarse en el centro del conductor y lo rodea por completo. Es evidente que la parte central del conductor estará rodeada por más líneas de fuerza que su superficie

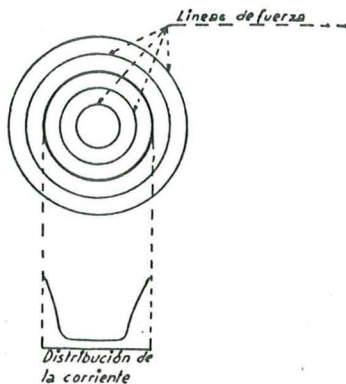


Fig-17
Efecto superficial

exterior, de donde se deduce que la autoinducción del conductor es máxima en el centro y disminuye hacia su superficie. Ahora, si este conductor es recorrido por una corriente alterna, su región central presentará mayor inductancia e im-

pedancia que su periferia, de tal forma que la corriente se distribuirá según la curva de la parte inferior de la figura 17.

El fenómeno descrito, conocido con el nombre de *efecto pelicular* o *efecto superficial*, no es prácticamente apreciable para las corrientes de frecuencia industrial, a no ser en conductores muy gruesos, pero en radiofrecuencia hace crecer apreciablemente la resistencia efectiva de los conductores al disminuir su sección útil, hasta tal punto que a frecuencias superiores a 100 Mc/s. la circulación de corriente en el centro de los conductores es tan pequeña que el conductor puede ser sustituido por un tubo del mismo diámetro, sin aumentar apreciablemente su resistencia a la circulación de la corriente.

La resistencia de un conductor a la radiofrecuencia puede calcularse por la fórmula:

$$R \text{ (en ohmios por metro de longitud)} = \frac{\rho}{dP} \times 10^2 \quad (18)$$

en la que:

ρ = resistividad del material en ohmios por cm.³

P = perímetro del conductor en cms.

d = penetración que está dada por la fórmula:

$$d \text{ (en centímetros)} = 5033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \quad (19)$$

en la que ρ tiene el mismo significado que en la anterior y:

μ = permeabilidad magnética del material del conductor (tomando como unidad la del aire).

f = frecuencia en ciclos por segundo.

Para el cobre a 20° C, las fórmulas (18) y (19) se reducen a:

$$d \text{ (en centímetros)} = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \quad (20)$$

$$R \text{ (en ohmios por metro de longitud)} = \frac{261 \sqrt{f} \cdot 10^{-7}}{P} \quad (21)$$

(*) No se estudia la deducción matemática de las fórmulas estudiadas en este capítulo, por considerar que se sale de los límites y objeto de este trabajo.

De la observación de las fórmulas (18), (19) y (21) se deduce que la resistencia a las corrientes de radiofrecuencia es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia.

Es evidente que las pérdidas en los conductores (I^2R) crecerán siguiendo la misma ley.

PERDIDAS EN EL DIELECTRICO

Las pérdidas en el dieléctrico son debidas al calentamiento del aislante empleado entre los conductores. Este calentamiento es debido a las corrientes de desplazamiento que se originan en el material dieléctrico y el calor producido se disipa en pura pérdida por el medio que rodea a la línea.

En la figura 18 se representa el mecanismo de producción de las corrientes de desplazamiento. Cuando no existe diferencia de potencial entre los conductores, los electrones de los átomos del material dieléctrico que los separa siguen sus trayectorias normales, es decir, las órbitas son circulares (fig. 18A). Pero, cuando existe diferencia de potencial entre los conductores, los electrones son

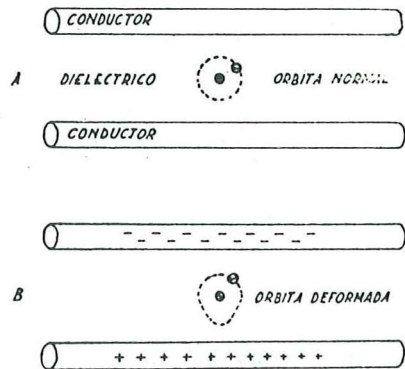


Fig. 18

Origen de las pérdidas en el dieléctrico.

atraídos por el conductor positivo y repelidos por el negativo, deformándose sus órbitas según muestra la figura 18B. Esta modificación de las órbitas de los electrones consume cierta energía, que ha de ser proporcionada por el manantial que alimenta la línea.

La energía disipada en cada ciclo es independiente de la duración del ciclo, de tal forma que la disipación total crece con la frecuencia de la corriente que

circula por los conductores. Por otra parte, los materiales con constantes dieléctricas altas presentan una gran oposición a la deformación de las órbitas de sus electrones y, como consecuencia, esta deformación requiere mucho consumo de energía. Como la capacidad del condensador constituido por los dos conductores es directamente proporcional a la constante dieléctrica del aislante que los separa, resulta que las pérdidas aumentan con la capacidad.

La fórmula que da la conductancia de pérdidas por unidad de longitud es la siguiente:

$$G = 2 \pi f C \tau \quad (22)$$

en la que:

G = conductancia de pérdidas por unidad de longitud, en mohs.

f = frecuencia en ciclos por segundo.

C = capacidad por unidad de longitud, en faradios.

τ = factor de potencia.

El que la conductancia de pérdidas sea proporcional al factor de potencia puede explicarse por ser la potencia eficaz (o sea la potencia capaz de realizar un trabajo) proporcional a este factor y, en consecuencia, la deformación de las órbitas electrónicas, que consume energía, será mayor al disminuir el desfaseamiento entre la tensión y la corriente.

PERDIDAS POR INDUCCION Y RADIACION

Las pérdidas por radiación y por inducción son debidas a los campos magnéticos que rodean a los conductores. Cuando las líneas de fuerza de estos campos cortan a objetos metálicos próximos, se producen en éstos corrientes inducidas. En la producción de estas corrientes inducidas se consume cierta energía que ha de proporcionar la corriente que circula por el conductor.

Las pérdidas por radiación son debidas a que algunas líneas de fuerza que rodean al conductor no retornan a él al pasar la corriente por los valores cero, entre los positivos y negativos. Estas líneas de fuerza son radiadas al espacio y, como no retornan, su energía se disipa en pura pérdida.

IMPORTANCIA DE LAS PERDIDAS

Puede demostrarse matemáticamente que las pérdidas debidas a la resistencia de los conductores y a la conductancia del dieléctrico en las líneas de radiofrecuencia, están dadas por la fórmula:

$$\varphi = \frac{R}{2Z_0} + \frac{G Z_0}{2} \quad (23)$$

en la que:

φ = pérdida por unidad en vatios.

R = resistencia del conductor, por unidad de longitud, para la frecuencia de la corriente (fórmulas 18 ó 21) en ohmios.

G = conductancia por unidad de longitud (fórmula 22) en mhos.

Z_0 = impedancia característica de la línea en ohmios.

El primer sumando de la fórmula 23 representa las pérdidas debidas a la resistencia, que, según la fórmula 18, son directamente proporcionales a la raíz cuadrada de la frecuencia. El segundo sumando representa las pérdidas debidas a la conductancia que, según la fórmula 22, son proporcionales a la frecuencia. Según esto, las pérdidas de cualquier línea aumentan con la frecuencia, dominando las pérdidas en los conductores en las frecuencias bajas, mientras que en frecuencias altas son más importantes las pérdidas en el dieléctrico.

Las pérdidas debidas a los conductores y al dieléctrico son un dato que dan los fabricantes, expresándolo normalmente en decibelios por unidad de longitud de línea. Es preciso tener en cuenta que este dato se refiere a líneas sin reflexión. Según veremos más adelante, las pérdidas aumentan al hacerlo el coeficiente de reflexión.

Las pérdidas por inducción y por radiación son más difíciles de evaluar, pues dependen en gran parte de la situación del conductor con relación a objetos próximos. Sin embargo, se ha visto que las pérdidas por radiación aumentan con el cuadrado de la frecuencia.

Más adelante, al estudiar los distintos tipos de líneas de radiofrecuencia, veremos la forma de reducir todas sus pérdidas.

Para deducir los valores de la impedancia característica, Z_0 , y el tiempo T , que tarda una variación de tensión en

recorrer un trozo de línea, supusimos una línea sin pérdidas. Al tener en cuenta las pérdidas varían los valores de Z_0 y de C , su deducción matemática se hace bastante complicada, siendo preciso recurrir al cálculo integral y a líneas trigonométricas hiperbólicas. Los resultados de estos cálculos dan para Z_0 y T :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{\gamma}} \quad (24)$$

$$T = \sqrt{Z\gamma} \quad (25)$$

en las que:

$$Z = R^2 + (\omega L)^2$$

$$\gamma = G^2 + (\omega C)^2$$

En el caso de las líneas de transmisión de radiofrecuencia resulta siempre que ωL y ωC son muy grandes comparadas respectivamente con R y G , de tal forma que, para todas las aplicaciones prácticas, pueden tomarse los valores de Z_0 y T dados por las fórmulas:

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

$$T = \sqrt{LC}$$

Las pérdidas han de tenerse en cuenta, sin embargo, cuando se trata del empleo práctico de una línea de transmisión, especialmente cuando la longitud de la línea sea grande y más aún en el caso de existir reflexiones, porque de ellas depende la potencia que un transmisor entregará a su antena o la señal que recibirá un receptor.

Un ejemplo práctico de líneas de transmisión de gran longitud es una instalación de antena colectiva para varios receptores de televisión, en cuyo caso la longitud de línea comprendida entre la antena y el receptor más alejado puede ser considerable.

RELACION DE ONDAS ESTACIONARIAS

Antes de seguir adelante conviene definir lo que se entienda por *relación de ondas estacionarias* (R. O. E.) en una línea de transmisión.

La *relación de ondas estacionarias* (R. O. E.) de una línea de transmisión es la relación entre la suma de las amplitudes de la onda incidente y reflejada

cuando están en fase, $E_{\text{máx.}}$, y la suma de sus amplitudes cuando están en oposición, $E_{\text{mín.}}$.

$$\sigma = \frac{E_{\text{máx.}}}{E_{\text{mín.}}}$$

Evidentemente, cuando no existen reflexiones en una línea sin pérdidas, la R. O. E. es igual a 1, y por el contrario, su valor es infinito cuando la reflexión es total, lo que es lo mismo que decir que a un coeficiente de reflexión 0 corresponde una R. O. E. igual a 1 y a un coeficiente de reflexión de 1 corresponde una relación de ondas estacionarias igual a infinito.

El término "R. O. E." se refiere siempre a tensión o a corriente, a menos que se mencione específicamente la potencia. El término "R. T. O. E." (relación de tensiones de ondas estacionarias), se utiliza a menudo en ábacos y tablas para indicar específicamente que se da la relación de tensiones y no la de potencias. R. T. O. E. de tensiones puede elevarse al cuadrado para hallar la R. O. E. referida a potencia. La R. O. E. relativa a corrientes es, por supuesto, la misma que la R. T. O. E.

A veces se expresa la R. O. E. como fracción recíproca, de tal forma que R. O. E. de 0,5 es lo mismo que una R. O. E. de 2.

INFLUENCIA DE LA ATENUACION EN LAS ONDAS ESTACIONARIAS

En la figura 19 se ha representado el efecto de las pérdidas en la formación de las ondas estacionarias. Se supone una

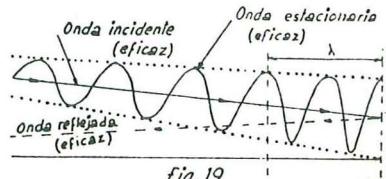


Fig. 19
Influencia de la atenuación en las ondas estacionarias

línea con una atenuación de 2 db (1), por longitud de onda eléctrica, la reflexión en el punto B es total, el coeficiente de reflexión vale 1.

(1) Esta atenuación es la que presenta la línea cuando no existen reflexiones y se llama atenuación normal.

Al existir atenuación la onda incipiente pierde energía al trasladarse hacia la carga, disminuyendo en amplitud. A la onda reflejada le sucede lo mismo al trasladarse desde la carga al generador. Al componerse estas dos ondas resulta una onda estacionaria que oscila alrededor de la incidente con un desplazamiento máximo igual a la amplitud de la onda reflejada.

Como se ve en la figura, el efecto de la atenuación es disminuir la amplitud de la onda reflejada al alejarse la onda

a la diferencia entre la energía contenida en la onda incidente y la contenida en la onda reflejada. Si la R. O. E. es alta, existirá una considerable energía circulando en ambas direcciones por la línea y sólo una pequeña cantidad será utilizada en la carga. Ahora bien, antes hemos dicho que la atenuación normal de la línea es la correspondiente a las condiciones en que no existe reflexión. Es evidente que al existir reflexión, circula por la línea mucha más energía que cuando la carga absorbe toda la que cir-

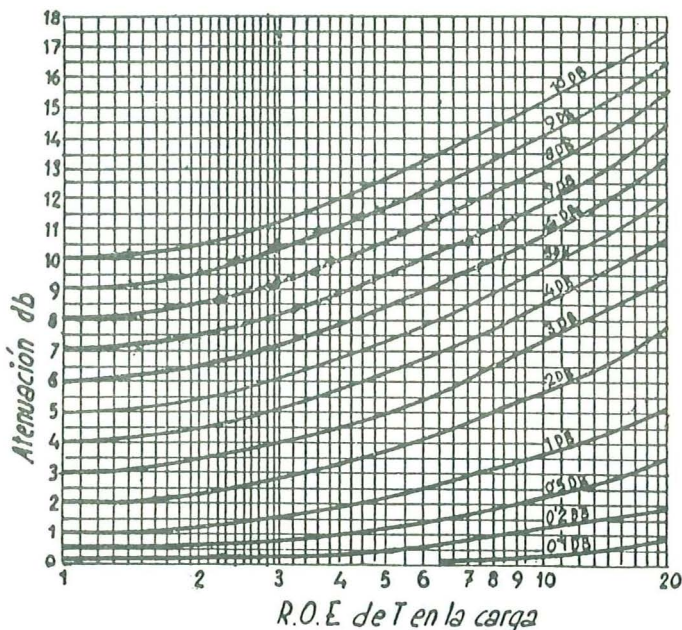


Fig. 20

Ilustrando el aumento de la atenuación en la línea de transmisión al aumentar la R.O.E.

del extremo receptor. Como consecuencia, la R. O. E. disminuye al hacerlo la distancia hacia el generador.

EFEECTO DE LA R. O. E. EN LA DISIPACION TOTAL DE LA LINEA

La presencia de reflexiones, indicada por la presencia de ondas estacionarias, aumenta la disipación total de la línea. Esto puede explicarse por medio del razonamiento siguiente:

Cuando existe reflexión en una línea, la potencia entregada a la carga es igual

cula por la línea y, por lo tanto, las pérdidas han de ser también mayores.

En la figura 20 se representa el aumento de la atenuación total de una línea de transmisión, en función de la R. O. E., en el extremo cargado. Una R. O. E. igual a la unidad indica la atenuación normal de una línea de transmisión para la que se aplica cada curva en particular. Cuando se conoce la pérdida real en condiciones de carga no equilibrada, se puede hallar la atenuación normal de la línea, tomando la curva más próxima, o interpolando entre dos curvas, y siguiendo hacia la izquierda hasta encon-

trar la atenuación correspondiente a una R. O. E. de 1.

Se deduce de las curvas, que a menos que se emplee una línea muy buena, que tenga una atenuación normal muy baja, la línea debe ser adaptada exactamente a la carga, haciendo la impedancia de ésta igual a Z_0 para evitar una gran pérdida de potencia.

Sin embargo, si las pérdidas normales

son despreciables se puede tolerar una R. O. E. relativamente alta sin que la disipación total sea excesiva. En todo caso, la disipación total posible y, en consecuencia, la relación de ondas estacionarias admisible dependerá de la potencia total disponible en el extremo emisor y de la potencia que sea necesaria en la carga.

La Ley de Murphy se puede enunciar de la siguiente forma:

TODO PROLONGADOR PARA LA BAJADA DE ANTENA, CORTADO A LA MEDIDA, SE VOLVERA DEMASIADO CORTO AL IR A UTILIZARLO.

CONCEPTOS FUNDAMENTALES EN LINEAS DE TRANSMISION

Diego DONCEL
EA4AGN

Prefacio:

Ante todo, quiero pedir disculpas a todos aquellos que, por culpa de un mala redacción por mi parte no hayan entendido o hayan mal interpretado mis artículos anteriores.

Quiero en este nuevo, primero de una serie que pienso escribir, aclarar de una vez por todas esos conceptos que pudieron quedar difusos anteriormente y esos otros que quizá no los expresé debidamente.

Hago referencia en los próximos artículos y en éste, inclusive al Radio Amateur Handbook («El Jembu», como yo lo llamo) que en la edición que poseo, aun siendo antigua, 1975, mantiene los principios rectos.

En materia Líneas equilibradas

Las líneas de transmisión reales no se extienden hasta el infinito, sino que poseen una longitud determinada y se hallan conectadas o, *terminadas* en una carga, en el

extremo de salida, o sea, el extremo en que se entrega la potencia. Si la carga es una resistencia pura de valor igual a la impedancia característica de la línea, dicese que la línea está *adaptada*. Para la corriente que recorre la línea, semejante carga aparece como un trozo infinitamente largo de línea de igual impedancia característica que la línea propiamente dicha.

De otro modo, una línea corta terminada en una carga puramente resistiva igual a la impedancia característica de la línea actúa como si fuera infinitamente larga. En una línea de transmisión equilibrada la energía viaja a lo largo de la misma desde la fuente hasta la carga, donde es completamente absorbida.

Ondas estacionarias ROE

Las variaciones en la intensidad de la corriente a lo largo de una línea de transmisión se consideran como *ondas estacionarias*. Al punto de máxima corriente en la línea se denomina *vientre de corriente* o

antinodo de corriente y al punto de mínima corriente en la línea *nodo de corriente*.

Si la resistencia de carga, que denominaremos Z_R , era igual a la impedancia característica, Z_0 , de la línea, toda la energía es absorbida por la carga. Entonces no existe potencia reflejada y, por tanto, no hay ondas estacionarias de corriente ni de tensión.

La relación entre máximo y mínimo de corriente a lo largo de una línea se denomina *relación de ondas estacionarias (roë)*. Subsiste la misma relación entre máxima y mínima tensión. Esto constituye la medida de desequilibrio entre carga y línea y es igual a 1 cuando la línea está perfectamente equilibrada. (En este caso las corrientes «máxima» y «mínima» son idénticas, puesto que la corriente y la tensión no varían a lo largo de la línea.) Cuando ésta está terminada en una carga resistiva pura, la roë es:

$$roë = Z_0 / Z_R \quad \text{donde:}$$

$roë$ = relación de ondas estacionarias.

Z_R = Impedancia de carga.

Z_0 = Impedancia característica de la línea.

En consecuencia la roë constituye una base conveniente para el trabajo con líneas; cuanto mayor es, mayor será también el desequilibrio entre línea y carga. En la práctica la pérdida de una línea aumenta con la roë.

Impedancia de entrada:

La impedancia de entrada de una línea de transmisión es contemplada en el extremo emisor, o sea, en los terminales de entrada; es a la que debe trabajar la fuente de energía cuando se le conecte la línea. Si la carga se encuentra perfectamente adaptada a la línea, ésta aparecerá como infinitamente larga, y la impedancia de entrada será, sencillamente, la impedancia característica de la línea propiamente dicha. Pero, si existe una relación de ondas estacionarias alta, no puede mantenerse lo dicho, y la impedancia de entrada podrá tener un amplio rango de valores.

Si la longitud de la línea es tal que las ondas estacionarias dan lugar a que la tensión en los terminales de entrada sea alta y baja la corriente, la impedancia de entrada será más alta que la Z_0 de la línea, puesto que la impedancia es simplemente la relación entre tensión y corriente. Por el contrario, baja tensión y alta corriente en los terminales de entrada significa que la impedancia de entrada será menor que la Z_0 de la línea. En otras palabras, cuanto mayor sea la relación de ondas estacionarias (roë)

mayor será la gama de valores de impedancia de entrada cuando se varíe la longitud de la línea.

Por ejemplo: antena de 5/8 en 144 MHz. sin plano de tierra, su impedancia es desconocida, y podemos ajustarla alargando o acortando la línea. Si tiene plano de tierra, o está en el coche, tiene una impedancia de 50 ohmios, y la longitud de la línea no influye, puesto que al estar la línea terminada en 50 ohmios, la impedancia de entrada es siempre igual a la Z_0 de la línea, o sea, 50 ohmios.

Además de las variaciones en el valor absoluto de la impedancia de entrada con la longitud de la línea, la presencia de roë da lugar a que la impedancia de entrada contenga tanto reactancia como resistencia, aunque la carga propiamente dicha sea una resistencia pura. Las únicas excepciones a este caso se cumplen en los vientos exactos de corriente o en los nodos, en cuyos puntos la impedancia de entrada es una resistencia pura. Estos son los únicos puntos en que las tensiones que salen, las reflejadas y las corrientes están exactamente en fase.

La magnitud y carácter de la impedancia de entrada es sumamente importante, puesto que la misma determina el método por el cual la fuente de energía debe ser acoplada a la línea. Puede lograrse el acoplamiento correcto con métodos sencillos: acopladores de antenas y/o balunes.

Epílogo

Cuando exista una relación de ondas estacionarias igual a 1 podremos decir *no tengo estacionarias*, pero decir «cero» de estacionarias sólo es correcto si se refiere a cantidad de ellas, porque la roë nunca será cero, sino 1 con mínimo.

Pero, generalmente, es muy difícil no tener estacionarias ($roë=1$); entendámonos, me refiero a la antena en sí. No nos obsesionemos con bajar la agujita del medidor a 1, porque la diferencia entre 1 y 2 de roë es muy poca. Recordemos que un acoplador (al que volveremos en otros capítulos) lo cancela las componentes reactivas e inductivas para que el transmisor no las «vea», pero las ondas estacionarias que pretendemos anular existirán no obstante; aunque, eso sí, el transmisor entregará su máxima energía a la línea-carga, y conseguiremos radiar más energía que sin él al exterior, ya que el transmisor no se autolimitará.

Hasta un próximo capítulo, siempre QRV.

Líneas de transmisión

Por DAVID P. COSTA

Traducido de «CQ», Julio de 1969,
por CESAR CARNICER, EA 2 CD

El autor presenta una reseña de los fundamentos básicos de las líneas de transmisión, así como características, ventajas y desventajas de varios tipos de ellas.

Una línea de transmisión es un artefacto para conducir la energía eléctrica de un punto a otro. Para que este conveniente propósito sea realizab'e depende de las características de la línea de transmisión empleada. El terminal de salida de un circuito eléctrico es acoplado a la entrada de la línea de transmisión, también llamado generador extremo o fuente. La carga es acoplada al terminal de salida, llamado también carga terminal o escape. La relación de voltaje a corriente en el de salida es la impedancia de salida. En la línea donde la longitud es infinita, la impedancia característica sería la relación de voltaje a corriente en línea infinita. Este valor es constante para una línea de transmisión dada.

CONSTANTES DISTRIBUIDAS.

Una línea de transmisión es esencialmente un dispositivo lineal de cuatro

terminales, dos a cada extremo. Dos terminales son conectados a la fuente y los otros dos a la carga. Entre ambos terminales están las constantes distribuidas de inductancia, capacitancia y resistencia. Su valor depende de las características físicas de la línea, longitud, diámetro de conductores, espacio entre los mismos y el dieléctrico (aire o aislamiento) entre ambos conductores.

Si suponemos una línea de transmisión de longitud infinita, entonces la impedancia característica Z_0 determina la corriente que fluye cuando un voltaje dado es aplicado. La impedancia característica es importante para determinar cuánta energía es bien transferida de la fuente a la carga. Para línea de longitud infinita, la energía es expedida por la línea y no retorna a la fuente.

ATENUACION Y PERDIDAS.

La línea de transmisión ideal no tiene pérdidas. transfiere toda la energía disponible de la fuente a la carga. Las actuales líneas de transmisión disipan

potencia de tres maneras: radiación, calentamiento y reflexión. Ciertos tipos de líneas tienden a actuar como antenas. Las pérdidas por radiación en alguna de ellas pueden ser considerables.

Por resistencia, los conductores disipan cierta cantidad de potencia en forma de calor (pérdidas I^2R). Una pérdida I^2R también es el resultado por escape entre los conductores. Las pérdidas por calor aumentan en las líneas que tienen una impedancia característica muy baja, a causa de las altas corrientes que permiten fluir.

Una carga con otro valor que Z_0 refleja energía y la retorna a lo largo de la línea. Este resultado es una pérdida por reflexión. Si la energía es reflejada se forman ondas estacionarias, las cuales implican un cambio en la relación voltaje a corriente a lo largo de la línea y, por consiguiente, un cambio en la impedancia de la misma.

Si toda la energía es reflejada desde el terminal de salida y no es absorbida por la carga, la impedancia es puramente reactiva a lo largo de toda la línea. Si una parte es absorbida y otra reflejada, la impedancia en ambos casos puede ser resistiva o pueden tener componentes resistivos y reactivos.

Cuando la fuente inyecta energía a una línea de igual impedancia a la impedancia característica, no hay ondas estacionarias ni reflejadas. Inductancia, capacitancia y resistencia se establecen en la línea de transmisión, distribuyéndose uniformemente en toda su longitud, y no ha lugar a que la energía se refleje, a menos que la impedancia en algún punto de la línea sea diferente de la causada por las constantes distribuidas. La impedancia vista en la fuente puede ser alterada por cambios de la carga. Si en el recorrido de las ondas hasta alcanzar la carga, repentinamente encontramos una impedancia diferente a lo largo de la línea, resulta la formación de estacionarias y reflejos de energía, éstos

ocurren en tanto que la carga difiera de Z_0 .

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

Las actuales cargas conectadas a las líneas de transmisión usualmente tienen al propio tiempo componentes resistivos y reactivos. Considerando las estacionarias del voltaje, la relación del máximo al mínimo del voltaje a lo largo de la línea es la relación de ondas estacionarias. La R.O.E. puede ser obtenida midiendo el máximo y el mínimo de corriente a lo largo de la línea. La relación de ondas estacionarias proporciona una medida de la energía reflejada. Cuando la línea está terminada en una resistencia igual a Z_0 , la máxima y mínima corriente es la misma. La R.O.E. es de 1 a 1. En estas condiciones la carga debe ser acoplada a la línea. Toda la energía es absorbida por la carga (despreciando las pérdidas en línea) y no hay estacionarias.

Tal es la línea llamada plana, ya que la impedancia Z_0 es del mismo valor a lo largo de la línea. Si se presentan estacionarias en una línea con una carga dada, la R.O.E. es una medida de la desigualdad entre carga y línea. Por ejemplo: suponemos que una carga resistiva de 500 ohmios es practicada en el terminal de una línea de impedancia característica Z_0 de 50 ohmios. Si la R.O.E. es medida, resultará ser 10 : 1. Esto es lo mismo que dividir 500 por 50.

IGUALACION DE IMPEDANCIA.

Suponiendo que una línea de transmisión tiene una impedancia característica diferente a la impedancia de carga, una desigualdad ocurre si la línea es conectada directamente a la carga. Un elemento intermedio igualador de impedancia debe ser usado entre la línea y la carga.

TIPOS DE LINEAS DE TRANSMISION.

Las líneas de transmisión difieren considerablemente en su construcción y características específicas. Son varios tipos. Línea de alambre único, línea de alambre bifilar abierta, línea de alambre bifilar aislada, par apantallado, conductor doble retorcido y líneas coaxiales.

Línea de alambre único.

Este es el más simple tipo de línea de transmisión, donde un único alambre conductor enlaza la fuente con la carga. El circuito que completa el retorno es la tierra. La línea no es equilibrada; esta primacía condiciona una gran pérdida por radiación, lo cual es una definitiva desventaja. Otra desventaja es la falta de una constante relación física entre el alambre y tierra, lo cual ocasiona en la línea una variación en su impedancia característica, dificultando en su acoplamiento a la carga. Por esas dos desventajas, la línea de alambre único es usada raramente. Ante la ventaja de una sencilla instalación preponderan las desventajas.

Línea de alambre bifilar abierta.

Porque se usan dos conductores paralelos es también llamada línea de conductores paralelos o también línea abierta, porque el dieléctrico intermedio es el aire. La construcción de la

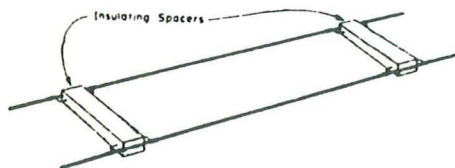


FIG. 1.—Línea bifilar de alambre abierta, también llamada de conductores paralelos; usa el aire como dieléctrico y su impedancia característica depende del diámetro y del espacio entre conductores.

Insulating Spacers: aislamiento espaciado.

línea abierta es casi tan sencilla como la de alambre único.

Aunque la simetría de conductores tiende a reducir las pérdidas por radiación, es crítica, y objetos metálicos cercanos contribuyen a desequilibrarla, y ello causa grandes pérdidas por radiación. Los dos alambres usados en esta línea son mantenidos a distancia constante mediante aisladores espaciados o separadores. La distancia efectiva usada entre conductores depende de la impedancia requerida del diámetro del conductor y de la frecuencia de operación. La impedancia característica de esta línea abierta es relativamente constante y, teniendo como dieléctrico intermedio el aire, es dada por la siguiente fórmula:

$$Z_0 = 276 \cdot \log_{10} s/r,$$

donde

s = espacio entre centro de conductores;

r = radio del conductor.

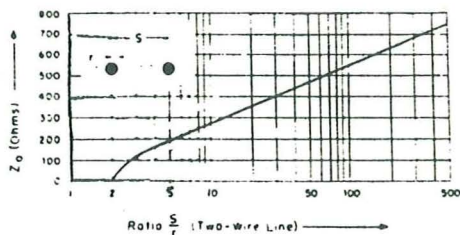


FIG. 2.—Gráfico para determinar la impedancia característica Z_0 según la relación s/r en una línea bifilar abierta.

Ratio s/r (Two-Wire-Line): relación s/r (línea bifilar abierta).

Esta fórmula es suficientemente exacta siempre que la relación s/r sea 4 o mayor. En el gráfico de la figura 2 se muestra la variación de Z_0 por cambios de la relación s/r . Las corrientes fluyen a través de los conductores paralelos en direcciones opuestas. Si las dos corrientes están 180° fuera de fase,

los campos cercanos se cancelan y las pérdidas se aproximan a 0. En relativas bajas frecuencias esta condición puede ser aprovechada. Cuando la frecuencia operación es aumentada comoquiera que sea, las dos corrientes tienden a ser más y más fuera de fase, causando considerables pérdidas por radiación. Las pérdidas pueden ser reducidas moviendo los conductores, acercándolos, bajando la impedancia característica de la línea. Esto podrá comprobarse por la anterior ecuación. En orden de tener una relativa alta impedancia y espaciado junto, es necesario reducir el diámetro del conductor. Al disminuir el grueso se reduce la capacidad de potencia de los conductores. Operando en las altas frecuencias este problema se hace más dificultoso.

Línea bifilar aislada o cinta anphenol.

Este tipo de línea, en lugar de tener el aire como dieléctrico intermedio entre los dos conductores, están encajados en un dieléctrico sólido y tiene varias ventajas sobre la línea abierta; su instalación es considerablemente simplificada debido a su flexibilidad; por ejemplo, es dificultoso correr la línea abierta doblando una esquina sin cambiar el espacio entre conductores; sin embargo, en el tipo aislado el dieléctrico sólido es suficiente para mantener los conductores invariablemente

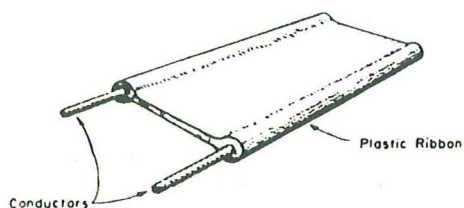


FIG. 3.—Vista seccionada de línea bifilar aislada, si bien más flexible y sencilla de instalar que la abierta de la figura 1; tiene altas pérdidas causadas por el dieléctrico sólido.

Conductors: conductores.—Plastic Ribbon: cinta plástica.

espaciados al doblarse sencillamente al pasar la esquina. Los tipos de línea aislada son moldeados hasta sus bordes con una cinta plástica. Véase figura 3. Las pérdidas por dieléctrico son más altas comparándolas con la línea abierta y la alta constante dieléctrica baja la impedancia característica.

Par apantallado.

Un ulterior desarrollo de línea bifilar aislada es el par apantallado. Véase figura 4. Los dos conductores paralelos son embebidos en un dieléctrico sólido

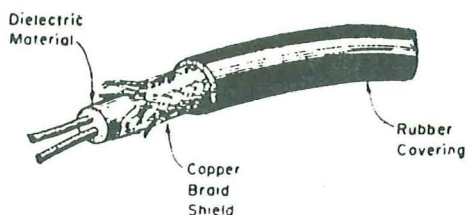


FIG. 4.—El par apantallado se muestra arriba; tiene la ventaja de baja pérdida por radiación y el blindaje proporciona masa-tierra uniforme a ambos conductores.

Dielectric Material: material dieléctrico.—Copper Braid Shield: apantallado trenzado de cobre.—Rubber Covering: cubierta de caucho.

do y luego encerrado en un tubo de hilo de cobre trenzado. La principal ventaja del par apantallado sobre otros tipos de líneas es la baja pérdida por radiación. Esto es debido a que la malla blindaje proporciona una masa-tierra uniforme para ambos conductores, resultando además una línea muy bien equilibrada y protegida de la captación de parásitos presentes en campos exteriores.

Par trenzado.

Si dos alambres aislados son retorcidos juntos, tendremos una línea de transmisión flexible sin necesidad del empleo de separadores. Este tipo está limitado a su uso como línea corta no

sintonizable por causa de sus altas pérdidas.

Línea coaxial.

La posibilidad de colocar un conductor en el interior de otro forma una línea de transmisión llamada coaxial o concéntrica. La coaxial abierta es mostrada en la figura 5. Normalmente consiste en un conductor de alambre de cobre colocado en el interior de un tu-

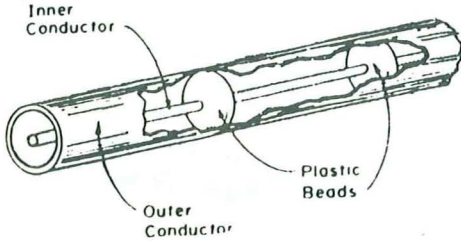


FIG. 5.—Una vista y corte de línea coaxial con dieléctrico de aire usando tubo de metal flexible como conductor exterior. El coaxial es más a menudo presentado en la forma que se muestra en la figura 4, pero con un simple conductor interior, dieléctrico sólido y trenzado de cobre el otro conductor.

Inner conductor: conductor interior.—Outer conductor: conductor exterior.—Plastid Bead: rosario plástico.

bo de metal flexible, el cual sirve de segundo conductor. El alambre interior está ubicado a lo largo y en el eje del tubo con espaciadores. La línea coaxial abierta es usada para proporcionar operación eficiente en relativas altas frecuencias. Hay una pequeña pérdida de radiación en este tipo de línea, debido a que el conductor exterior aprisiona radiación en su espacio interior. Objetos externos no afectan a la transmisión, constituyendo esta línea definitivamente superior a la bifilar aislada o abierta.

En lugar de aire, la línea puede ser llenada con dieléctrico flexible formando una línea coaxial sólida, la cual tiene la ventaja de muchísima más flexibilidad que la abierta. El uso de só-

lido dieléctrico, sin embargo, incrementa las pérdidas de radiación. La impedancia de la línea coaxial abierta puede ser calculada con la fórmula

$$Z_0 = 138 \log_{10} D/d,$$

donde

D = diámetro interior del blindaje;
 d = diámetro del alambre.

Variaciones de Z_0 con respecto a cambios en la relación D/d son dadas

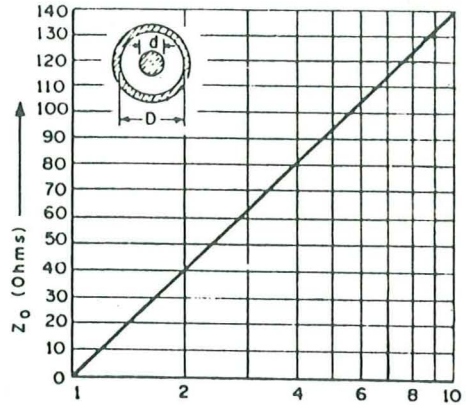


FIG. 6.—Variación de Z_0 con respecto a cambios en la relación D/d para coaxial abierto dieléctrico de aire.

Ratio D/d (concentric or Coaxial Line): relación D/d (línea concéntrica o coaxial).

en la figura 6. La fórmula para el coaxial sólido es dada por

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log_{10} D/d,$$

donde ϵ = constante dieléctrica del material entre conductores.

Los otros términos son los mismos que para la coaxial abierta.

Si $\epsilon = 1$ (constante dieléctrica del aire), las dos fórmulas se vuelven idénticas. En ambas está visto que una alta relación D/d implica una alta Z_0 , y a

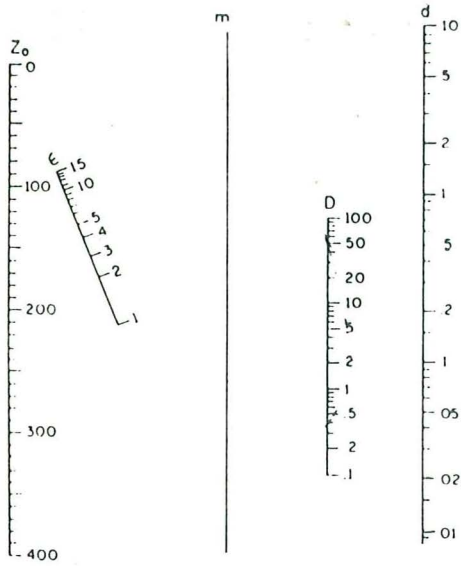


FIG. 7.—Abaco para determinar Z_0 de un coaxial dieléctrico sólido. El procedimiento se explica al final del texto.

la inversa, una baja relación D/d , una baja Z_0 .

La técnica de comunicaciones y sistemas electrónicos, a menudo implica la determinación de impedancias características de líneas concéntricas, así como acoplamientos propios a impedancias de instrumentos electrónicos, medidores, etc.

El ábaco de la figura 7 resuelve la anterior ecuación a una escala determinada. Ejemplo: ¿Cuál es la impedancia característica de línea coaxial sólida si el diámetro del alambre d es (0,06) centímetros y el diámetro interior del blindaje D es (0,85) centímetros y la constante dieléctrica del material entre conductores ϵ es (4,00)?

Solución: Unid (d) con (D) y determinar el punto de intersección en (m). Unid (m) con (ϵ) y el resultado en Z_0 será igual a 80 ohmios.

Líneas de transmisión, alimentadores o «Feeders»

Por el Dr. L. M. MORENO QUINTANA (h) LU 8 BF

Toda vez que las líneas de transmisión desempeñan un importante papel, llevando la energía de radiofrecuencia desde el emisor al sistema aéreo, el radioaficionado debe conocer perfectamente cómo se comportan en su forma correcta de trabajo.

INTRODUCCION

Debido a que en la mayoría de los casos es imposible alimentar una antena directamente desde el mismo emisor (excitación directa), los radioaficionados alimentan sus antenas emisoras por intermedio de líneas de alimentación que sirven de enlace entre la antena y el emisor. Estos alimentadores («feeders») que *transportan la energía producida por el emisor a la antena reciben el nombre de líneas de transmisión*. Las líneas de enlace entre el emisor y la antena no deben radiar energía y solamente deben transferir la corriente de radiofrecuencia generada por el emisor a la antena, con el máximo rendimiento posible. Mediante el empleo de una línea formada por dos conductores que llevan corrientes de igual magnitud, pero de fase opuesta, es posible reducir a una mínima expresión la radiación propia (pérdidas) de la línea de transmisión. Cuando esto ocurre, los campos electromagnéticos que se producen alrededor de los conductores que forman la línea, se cancelan y las pérdidas por radiación en la línea de trans-

misión serán mínimas. Para lograr este resultado se debe procurar mantener a los conductores paralelos en toda la longitud de la línea y que su separación (espaciado) sea la misma en todo su recorrido.

CLASES DE LINEAS DE TRANSMISION

Dentro de la variedad de líneas de transmisión se encuentran dos tipos básicos, según muestra la figura 2: el denominado «abierto» y el «concéntrico». El primero es el tipo que generalmente presenta mayor rendimiento. Consiste en dos conductores cilíndricos, la mayoría de las veces de cobre, separados entre sí por una distancia que varía entre 2,5 a 50 centímetros por medio de aisladores de vidrio, lucita o cerámica, de bajas pérdidas, que puedan mantener a los conductores satisfactoriamente rígidos. Las líneas de transmisión de este tipo resultan muy eficaces y eficientes, ofreciendo pérdidas muy reducidas. Su empleo resulta muy indicado para frecuencias inferiores a 50 Mc/s. En frecuencias más elevadas la radiación se

hace apreciable, pero se las puede utilizar hasta frecuencias de 150 Mc/s. sin problemas.

La línea formada por dos conductores idénticos que emplea como dieléctrico el aire se denomina *línea bifilar abierta*, aun cuando los conductores sean tubos en lugar de alambres. Las líneas de esta clase pueden transferir energía de radiofrecuen-

un circuito tanque resonante de alto Q, los conductores de gran diámetro son más apropiados. Igualmente ocurre en una sección adaptadora de impedancias «Q» cuando se requiere bajo valor de impedancia de entrada.

La línea bifilar abierta *se hace trabajar siempre equilibrada o se hace lo posible para asegurar el mayor equilibrio posible.*

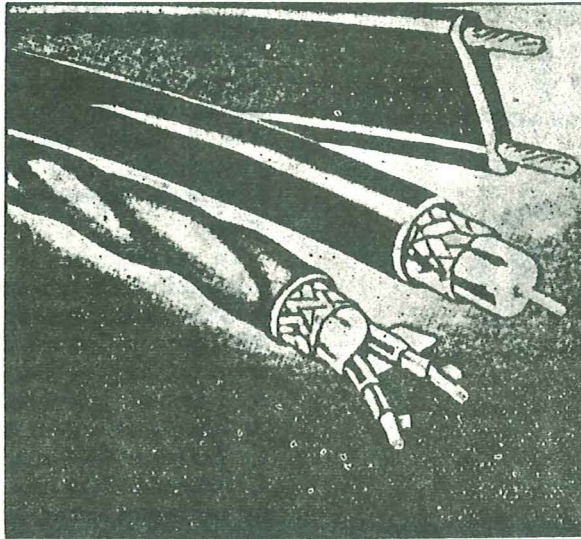


FIGURA 1

La fotografía muestra tres tipos de líneas de transmisión comerciales aptas para trabajo de radioaficionado. De la parte superior a la inferior, línea bifilar de dieléctrico de polietileno número 214-056 de 300 ohmios de impedancia característica, línea asimétrica coaxil de 52 ohmios de impedancia característica (cable coaxil RG/U) y, finalmente, línea bifilar a conductores retorcidos EO-1.

cia hasta una potencia de 2,5 kW. si se emplean conductores formados por alambre de cobre de 2 milímetros de diámetro (alambre núm. 12). A fin de reducir el valor de impedancia característica (dado por el diámetro de los conductores utilizados y por la separación entre los mismos) se pueden emplear alambres aún mayores de diámetro. El empleo de alambre de cobre de 4,1 milímetros de diámetro (alambre núm. 6) en estas, por ejemplo, permite aumentar la capacidad de la línea, que de por sí es alta. También, para

Cuando la longitud de la línea es extensa y hay objetos cercanos que pueden alterar el equilibrio por la capacidad introducida, se *transpone* la línea a intervalos regulares, utilizando aisladores de separación especiales. Esta transposición evita las asimetrías de la línea de transmisión cuando la longitud de la misma es importante.

VALOR DE IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE UNA LÍNEA DE TRANSMISION

La expresión «línea de 300 ohmios» es

hoy en día muy común en materia de transmisión y, sin embargo, contados radioaficionados hay que posean conceptos

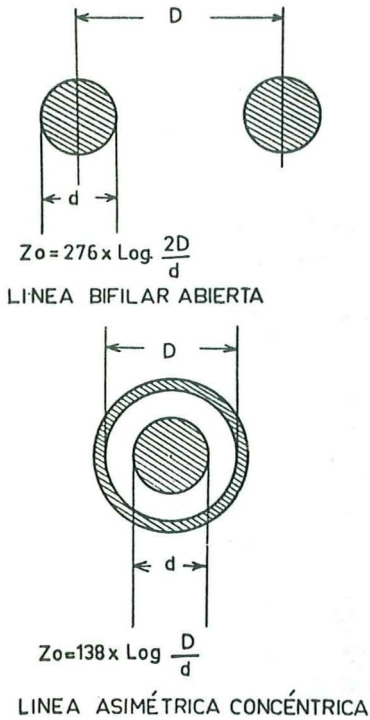


FIGURA 2

Los dos tipos básicos de líneas de transmisión. Arriba, línea bifilar abierta, formada por dos conductores paralelos entre sí. Abajo, línea asimétrica concéntrica, formada por un conductor interior y otro exterior. El valor de impedancia característica de una línea de transmisión se halla en función de los valores de L y C de la línea. Un aumento o una disminución en la separación o en el diámetro de los conductores o un cambio en el dieléctrico que separa los mismos ejercerá influencia sobre la impedancia característica de la línea (Z_0).

claros sobre el tema y la ventaja que supone el empleo de líneas de determinado valor de impedancia, que en la mayoría de los casos resultan de imprescindible aplicación.

El valor de impedancia de un circuito eléctrico es el de la resistencia total que

ese circuito ofrece a la circulación de una corriente alterna. Por supuesto, ese valor depende de la resistencia óhmica, de la autoinducción y de la capacidad que existe en el circuito, así como también de la frecuencia de la corriente que circula por el mismo.

Considérese una línea de dos conductores que une eléctricamente un emisor (generador de radiofrecuencia) con la antena o carga. Esa línea tiene distribuida a lo largo de la misma autoinducción, capacidad y resistencia. Como quiera que la resistencia que presenta la línea en estas condiciones es muy reducida y puede ser dejada de lado, resulta evidente que la autoinducción y la capacidad determinan el valor de impedancia característica de la línea.

La autoinducción y la capacidad están dadas principalmente por el diámetro y separación de los conductores, así como también por el tipo de dieléctrico utilizado entre los mismos. Por ejemplo, una línea de 5 metros de longitud ofrecerá un valor de impedancia menor que otra línea similar de las mismas características, pero de 15 metros de longitud. Pero si se considera en ambas líneas una sección de solamente un metro de longitud, siendo totalmente iguales los factores restantes, es indudable que el valor de impedancia que ofrecen ambas secciones será el mismo a igual frecuencia de operación. De acuerdo con lo mencionado, se puede establecer que al valor de impedancia que ofrece una línea de transmisión cualquiera por cada metro de longitud se le denomina valor de impedancia característica de esa línea de transmisión.

En consecuencia, toda línea de transmisión posee un valor determinado de impedancia característica, cualquiera que sea su longitud física. Por ejemplo, en una línea de transmisión de 300 ohmios de impedancia característica ese valor será el de la impedancia que corresponde a cada metro de longitud física de la línea, dado por el diámetro y separación de los conductores y el tipo de dieléctrico empleado. La

impedancia característica de una línea se expresa por la fórmula:

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

Expresada en función de las dimensiones físicas, la impedancia característica de una línea de transmisión bifilar abierta es igual a:

$$Z_0 = 276 \times \text{Log.} \frac{2D}{d}$$

de donde Z_0 es la impedancia característica de la línea bifilar abierta, D la distancia entre los conductores y d el diámetro del conductor, expresado en las mismas unidades de medidas que para D . El desarrollo de la fórmula precedente proporciona los siguientes valores:

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

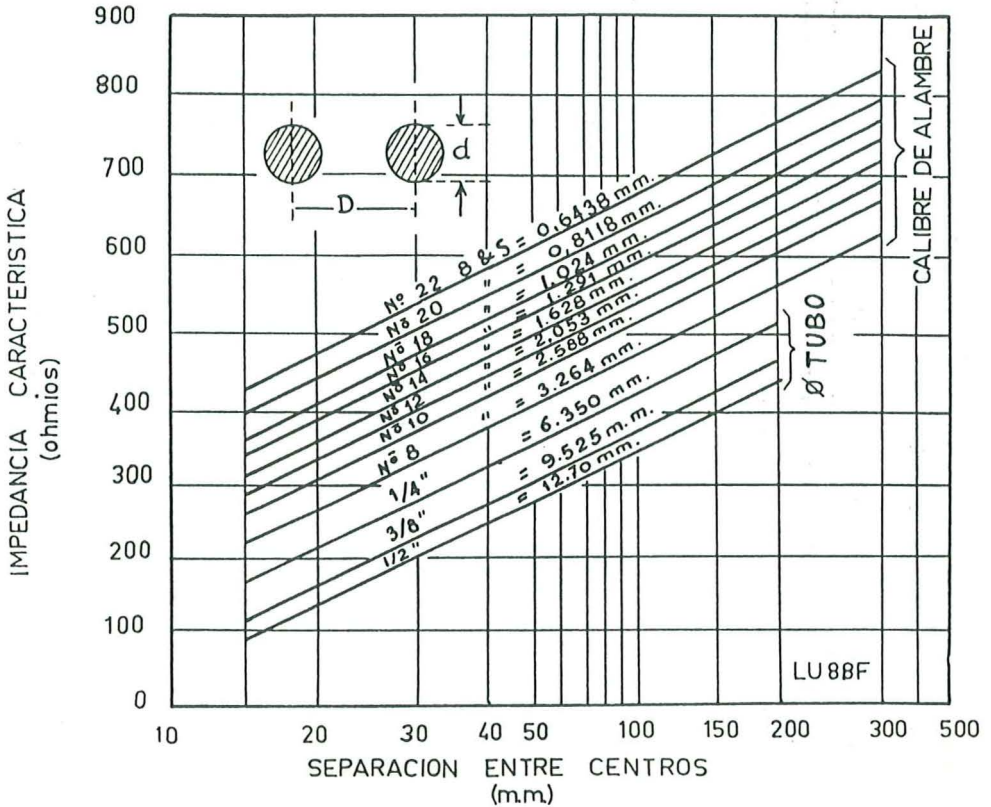


FIGURA 4

Desarrollo práctico de la fórmula $Z_0 = 276 \times \text{Log.} \frac{2D}{d}$ para calcular la impedancia característica de una línea de transmisión bifilar abierta que emplea como dieléctrico el aire. Ejemplo: Sea una línea de transmisión formada por dos conductores de cobre de 1,6 milímetros de diámetro (alambre núm. 14) separados entre sí por una distancia de 50 milímetros. La intersección de la línea que corresponde al valor de separación de 50 mm. (D) con la línea que corresponde al conductor de 1,6 mm. (alambre núm. 14) da una tercera línea de valor de 500 ohmios a la izquierda para el ejemplo supuesto.

T A B L A I

Líneas de transmisión comerciales para su utilización en estaciones de radioeficienciadas

LINEAS COAXIALES DE DIELECTRICO DE POLIETILENO

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

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

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

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

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

LINEAS BIFILARES DE DIELECTRICO DE POLIETILENO

Tipo	Z ₀ (Ω)	Diámetro (mm.)	Factor de propagación (VP)	Atenuación cada 30 metros de longitud (dB)		Capacidad (pF/m)	Capacidad interior (B&S)	Utilización (Con un valor de la R.O.E. de I ₀ : I)
				a 50 Mc/s.	a 150 Mc/s.			
214-080	75	6	0,68	2,9	6,9	62,3	7/28	Uso ligero en general hasta 30 megacíclos.
214-023	75 (*)	8	0,71	2,3	5,0	59	7/21	Admite hasta 1 kW hasta 30 megacíclos.
214-079	150	8	0,77	1,6	3,9	32,8	7/28	Empleo indicado para sección de 1/4 λ.
214-056	300	10	0,80	1,3	2,8	19,6	7/28	Admite hasta 500 vatios hasta 30 megacíclos.
214-271	300 (**)	12	0,82	1,3	2,8	19,6	7/28	Mejor comportamiento en tiempo húmedo.
214-076	300 (*)	10	0,84	1,3	3,0	20	7/26	Admite hasta 1 kW hasta 30 megacíclos.

NOTAS. (*) Tipo pesado especial para transmisión.

(**) Tipo tubular para recepción, uso ligero, pero mejor comportamiento que el tipo 214-056 en tiempo húmedo, con valores iguales de atenuación.

Los tipos 214-080 y 214-023, de 75 ohmios, son menos afectados por la humedad que los tipos de 300 ohmios.

FIGURA 3

Líneas de transmisión comerciales de uso general para radioaficionados.

O sea, que para una línea de 600 ohmios la relación D/d es de 75. De esta manera se tiene el resultado de la impedancia entre dos conductores paralelos, que permite la construcción de una línea bifilar abierta, desde 165 ohmios al infinito (siguiendo el desarrollo de la fórmula), simplemente multiplicando el diámetro del conductor empleado por la relación D/d que corresponda, que proporciona la separación entre los dos conductores de la línea. Así, por ejemplo, si se utilizaran conductores de 2 milímetros de diámetro para construir una línea de 600 ohmios, la separación entre los mismos será igual a $75 \times 2 = 150$ milímetros, o sea, 15 centímetros.

La información para el cálculo práctico de la línea bifilar abierta también puede ser obtenida mediante la aplicación del gráfico de la figura 4.

ATENUACION DE LAS LINEAS BIFILARES ABIERTAS

En toda línea de transmisión siempre hay presentes ciertas pérdidas de energía, aun trabajando en perfectas condiciones de operación. Se trata de las *pérdidas propias de la línea*. De estas pérdidas (por radiación, por calentamiento de los conductores ($I^2 \times R$) o del dieléctrico) la más importante es la producida por el dieléctrico que separa los conductores de la línea. En efecto, se puede considerar que no existe un material dieléctrico que presente un aislamiento perfecto y que todos ellos, en menor o en mayor grado, ofrecen cierta resistencia por la cual puede circular la corriente. La pérdida ocasionada por el material dieléctrico empleado no solamente depende de las dimensiones físicas de la línea, sino también de la frecuencia de operación.

En una línea bifilar abierta de 600 ohmios de impedancia característica, por ejemplo, hecha con dos conductores de cobre de 2 milímetros de diámetro separados entre sí 15,2 centímetros, empleando aire como dieléctrico y trabajando en perfectas

condiciones de operación (máximo equilibrio y bajo valor de la R.O.E.) se puede esperar una pérdida de 0,15 dB cada 30 metros de longitud en frecuencias de hasta 30 Mc/s. y de 0,3 dB en frecuencias de hasta 100 Mc/s. En frecuencias superiores a 150 Mc/s. las líneas bifilares abiertas no son recomendables por la importante radiación que producen. No obstante, hasta frecuencias de 100 Mc/s. las líneas bifilares abiertas constituyen el sistema más eficiente y el que ofrece menores pérdidas.

LINEAS BIFILARES RETORCIDAS

Otra clase de líneas bifilares emplea dos conductores de cobre con aislamiento de goma retorcidos entre sí. Se trata de las denominadas *líneas bifilares retorcidas*. El cable tipo luz de 130 voltios o el flexible telefónico para uso exterior también entran en esta categoría. Estos cables se pueden emplear como líneas de transmisión en frecuencias inferiores a 30 Mc/s., pero las pérdidas serán elevadas si la línea está húmeda, a no ser que se trate de pequeñas longitudes. Esta clase de líneas de transmisión presentan pérdidas de 3 dB cada 30 metros de longitud en frecuencias de hasta 5 Mc/s y de 12 dB hasta 30 Mc/s. cuando la línea se halla seca. La impedancia característica puede variar entre 100 a 150 ohmios, dependiendo del tipo particular de cable y del medio ambiente. El tipo comercial EO-1, especialmente construido para transmisión, es muy satisfactorio cuando la frecuencia de operación es inferior a 30 Mc/s. y la longitud de la línea no es excesiva. Este cable posee dos conductores sólidos de cobre de 2 milímetros de diámetro con dieléctrico de caucho de alta calidad, trenzados entre sí y cubiertos con una capa impermeabilizadora exterior. El cable EO-1 presenta una impedancia característica de 70 ohmios y una pérdida de 0,7 dB por cada 30 metros de longitud en frecuencias de hasta 5 Mc/s. y de 3 dB hasta 30 Mc/s. Si los extremos del cable se protegen bien, las variaciones en

tiempo húmedo serán leves. Se trata de un cable fácilmente manejable, no requiere aisladores especiales ni estar separado de objetos próximos. Es ideal para aplicaciones en dispositivos de transformación de impedancias hasta frecuencias de 30 Mc/s. como máximo. En estas condiciones puede admitir una potencia máxima de 1 kW. cuando el valor de la R.O.E. es bajo. El

factor de velocidad VP varía entre 0,55 a 0,70 en estas líneas bifilares retorcidas, dependiendo del tipo de material dieléctrico y del diámetro de los conductores utilizado en su fabricación.

LINEAS BIFILARES DE DIELECTRICO DE POLIETILENO

En lugar de mantener los conductores

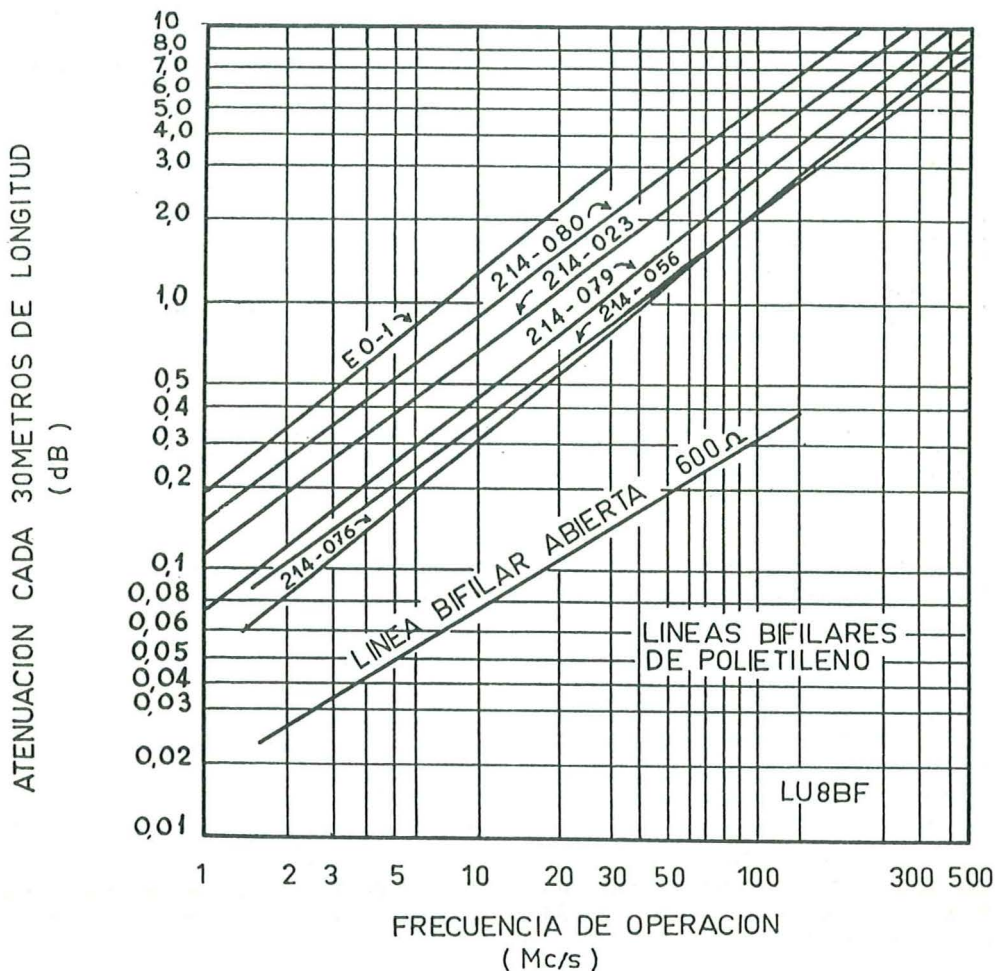


FIGURA 5

El gráfico muestra la atenuación cada 30 metros de longitud en dB, de líneas bifilares de dieléctrico de polietileno, en función de la frecuencia de operación, con una R.O.E. de 1,0:1. En la parte inferior del gráfico se muestra una línea bifilar abierta de 600 ohmios de impedancia característica, formada por dos conductores de cobre de 2 milímetros de diámetro (alambre núm. 12) separados centro a centro 15,2 centímetros como referencia.

en su posición normal mediante aisladores dispuestos a intervalos regulares a lo largo de la línea, es posible emplear un material dieléctrico de tipo flexible y continuo en toda la longitud de la línea. La línea de dieléctrico de polietileno consiste en dos conductores multifilares paralelos sumergidos en un plástico flexible de bajas pérdidas que ofrece características sobresalientes. Tanto la constante dieléctrica como el factor de potencia son muy reducidos aun en F.M.E. y en F.U.E. con un

distintos nombres de fábrica para diversas potencias y valores de impedancia. La línea de polietileno tipo recepción viene generalmente para valores de 75, 150 y 300 ohmios de impedancia característica. Estos tipos son similares físicamente y la única diferencia consiste en la separación entre los conductores. Según la tabla I de la figura 3, estos tipos para recepción se construyen empleando 7 hilos de cobre calibre B & S núm. 28. Estos tipos admiten hasta 400 vatios de radiofrecuencia en

T A B L A II

R.O.E.	1,0 : 1	1,5 : 1	2 : 1	3 : 1	4 : 1	5 : 1	6 : 1	7 : 1	8 : 1
Atenuación (dB)	0	0,18	0,55	1,2	2	2,5	3	3,8	4
Pérdida en % (potencia)	0	4	11	25	37	45	50	57	61

FIGURA 6

Esta tabla muestra numéricamente la importancia de un mínimo valor para la R.O.E. en la línea de transmisión. A un mayor valor de la R.O.E. hay una mayor atenuación en dB y en pérdidas de potencia irradiada. Como medida mínima práctica aceptable puede tomarse una R.O.E. de 1,5 : 1.

factor de atenuación similar al del poliestireno. El polietileno permanece flexible a menos de 30° C y se mantiene estable a temperaturas tan altas como 80° C. Es mecánicamente estable y muy inerte, no existiendo disolvente a la temperatura ambiente. El polietileno puede distinguirse por el hecho de que la variedad utilizada generalmente sin pigmentación es de un color gris traslúcido, fundiéndose casi instantáneamente a la temperatura de ebullición del agua y no se suelda a temperaturas próximas al punto de fusión. Al solidificarse, después de fundido, vuelve a su estado original. En las líneas de polietileno se introduce un elemento antioxidante que le da el color marrón oscuro tan característico.

La línea de polietileno, tan popular actualmente en instalaciones de televisión, se vende en el mercado especializado bajo

frecuencias de hasta 30 Mc/s. y 200 vatios en F.M.E. y 50 vatios en F.U.E. si la R.O.E. se mantiene en un bajo valor, sin humedad sobre la línea de dieléctrico de polietileno.

Aunque los tipos para transmisión emplean conductores más gruesos (7 hilos de cobre calibre B & C núm. 21 para la línea de 75 ohmios de impedancia característica y núm. 26 para la línea de 300 ohmios) que los tipos para recepción, los valores de atenuación no son sino ligeramente inferiores, según se observa del examen de la tabla mencionada, aunque admiten mayor potencia de radiofrecuencia (1 kw. hasta frecuencias de 30 Mc/s. y 750 vatios hasta 60 Mc/s.) y la humedad no los afecta tanto como a los tipos para recepción.

El principal inconveniente en el empleo de líneas de polietileno del tipo para re-

cepción en estaciones de radioaficionados es que el valor de impedancia característica, así como también el factor de velocidad VP , disminuyen apreciablemente con la humedad ambiente, provocando variaciones en la carga del paso final del emi-

sor. Las pérdidas normales aumentan considerablemente cuando la línea de polietileno está húmeda o hay depósitos de hollín o de sal sobre la misma. En ciertas condiciones, la disminución del valor de impedancia característica puede alterar el

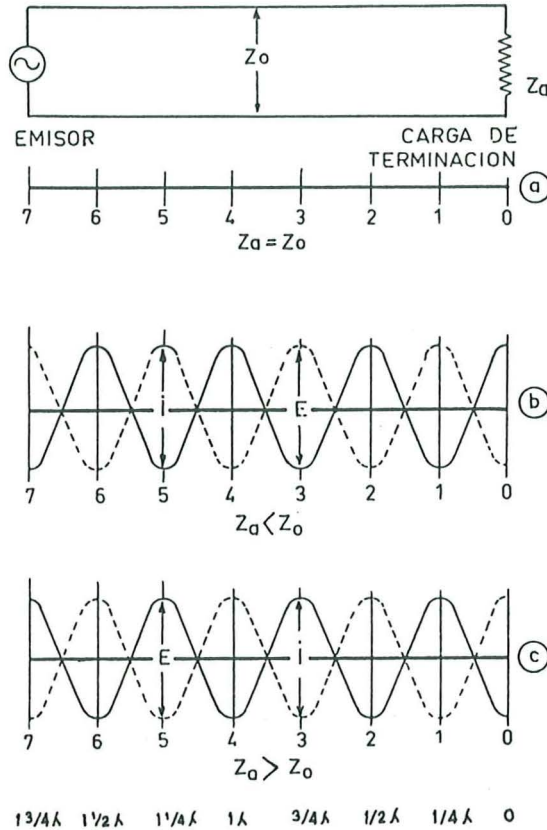


FIGURA 7

Cuando se aplica energía de radiofrecuencia en el extremo de una línea de transmisión hallándose el extremo restante finalizado en una carga de terminación, si el valor óhmico de impedancia de esta es igual al valor de impedancia característica de la línea, no se producirán reflexiones y toda la energía aplicada en la línea será disipada en la carga de terminación (figura a). No obstante, si la carga de terminación es reactiva, además de ser resistiva (esto es, que el valor de impedancia de la carga de terminación sea mayor o menor que el valor de impedancia característica de la línea), parte de la energía aplicada a la línea se refleja hacia atrás desde su terminación hasta su comienzo, actuando esta energía reflejada con la generada por el emisor, produciendo puntos de tensión y de corriente a lo largo de la línea. A medida que aumenta la desadaptación de impedancias entre la carga de terminación y la línea, aumenta también el valor de la energía reflejada (ondas estacionarias) (figuras b y c).

correcto funcionamiento del sistema antena-línea de transmisión, especialmente si la longitud de la línea es importante, debido al aumento del valor de la R.O.E. Si la línea tiene una longitud razonable y se halla seca, el único cambio observado en funcionamiento consiste en la variación de la carga de la etapa final, fácilmente corregible con un retoque de la sintonía de placa final.

Si el ancho de banda en el que opera el emisor es reducido y si la longitud de

minar totalmente la variación en la carga, debido a que la humedad sobre la línea de dieléctrico de polietileno no solamente afecta al valor de impedancia característica, sino también al factor de velocidad (*VP*) de la misma.

Sin embargo, se puede disminuir en forma apreciable los efectos de la humedad sobre la línea de dieléctrico de polietileno cubriendo la misma con una película de cera de la usada para dar brillo a carrocerías de automóvil o, mejor aún, con una

T A B L A III

Relación de ondas estacionarias
(R.O.E.)

Línea (Z_0)	Carga (Z_a)	R.O.E.	
52	30	52 / 30	1,73 : 1
52	70	70 / 52	1,35 : 1
52	300	300 / 52	5,8 : 1
72	52	72 / 52	1,38 : 1
72	300	300 / 72	4,2 : 1
300	350	350 / 300	1,16 : 1
300	250	300 / 250	1,2 : 1
300	450	450 / 300	1,5 : 1
300	200	300 / 200	1,5 : 1

FIGURA 8

La R.O.E. (relación de ondas estacionarias) es una medida de la desadaptación que existe en una línea de transmisión entre la carga de terminación y la impedancia característica de esta línea. Si la carga presenta reactancia a la línea, la R.O.E. aumentará. El primer paso hacia la operación correcta con líneas de transmisión aperiódica es que la antena (carga de terminación) sea resonante en la frecuencia de operación, esto es, que no sea reactiva.

la línea del emisor a la antena no es muy extensa con relación a la longitud de onda, los efectos de variación en la carga pueden ser reducidos en forma considerable, haciendo que la longitud de la línea sea igual a una, dos o tres $1/2$ longitudes de onda (cuanto menos, mejor). Como una línea de esta clase *repite la carga*, un cambio en el valor de su impedancia característica, tendrá poco efecto en el extremo que va al emisor, suponiendo que la antena no está afectada por la humedad. No se podrá eli-

capa impermeabilizadora de Krylón o barniz contra la humedad. Si la línea de dieléctrico de polietileno de 300 ohmios es afectada fuertemente por la humedad, no sucede lo mismo con la línea similar, pero de 75 ohmios de impedancia característica, ya que su valor de impedancia y factor de velocidad (*VP*) permanecen constantes. En la línea de dieléctrico de polietileno de 150 ohmios el efecto de la humedad no es tan pronunciado como en la de 300 ohmios de impedancia característica.

LINEAS ASIMÉTRICAS CONCÉNTRICAS

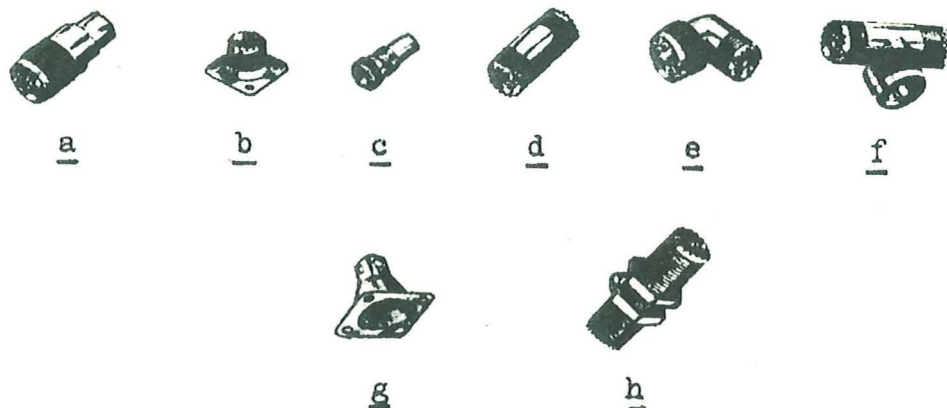
Las líneas asimétricas concéntricas están formadas por un conductor interno de cobre, generalmente multifilar, rodeado por otro conductor externo con un aislamiento adecuado entre ambos—en el interior

de la línea—por medio de aisladores concéntricos especiales o mediante el empleo de polietileno (caso de los cables coaxiales tipo RG/U) como dieléctrico interior. El conductor exterior se rodea por una camisa aislante de material plástico que lo protege de la humedad.

Las líneas coaxiales presentan un ren-

T A B L A IV

*Conectores Amphenol para cables coaxiales RG/U para radiofrecuencia
Serie 83*



Tipo militar	Tipo Amphenol	Figura	
PL-259	83-1SP	a	Conector macho coaxil para cable RG-5/U, RG-8/U o RG-11/U.
SO-239	83-1R	b	Receptáculo hembra coaxil para chasis para conector macho PL-259.
UG-176/U	83-168	c	Adaptador coaxil para emplear conector macho PL-259 con cable RG-59/U.
UG-175/U	83-185	c	Adaptador coaxil para emplear conector macho PL-259 con cable RG-58/U.
PL-258	83-1J	d	Junta coaxil hembra a hembra para conector macho PL-259 en ambos extremos.
M-359	83-1AP	e	Adaptador coaxil en codo 90° macho a hembra.
M-358	83-1T	h	Adaptador coaxil en T macho a doble hembra.
UG-106/U	83-1H	f	Capuchón para receptáculo coaxil hembra CO-239.
PL-275	83-1F	g	Junta coaxil hembra a hembra para chasis.

FIGURA 9

Tabla con las características de los conectores Amphenol para cables RG/U asimétricos coaxiales, serie 83, para radiofrecuencia y su equivalente en tipo militar.

dimiento elevado comparadas con las líneas bifilares de dieléctrico de polietileno comunes para recepción, con muchas ventajas de índole práctica. Pueden ser enterradas sujetas con grapas adecuadas a las paredes, marcos, zócalos, etc., sin necesidad de aisladores de sostén, pudiéndose utilizar potencias máximas de radiofrecuencia comprendidas entre 430 vatios a 2 kW., según los tipos y cuando la R.O.E. es de bajo valor. Como quiera que existe en el comercio especializado muchos tipos de conectores coaxiales apropiados de unión, contacto y prolongación para cables coaxiales tipo RG/U, según muestra la tabla IV de la figura 9, el empleo de estas líneas asimétricas coaxiales está especialmente indicado para trabajo de radioaficionado, aparte de que, constituyendo el conductor exterior un perfecto blindaje, este tipo de líneas de transmisión se presta admirablemente para evitar problemas de interferencias en televisión.

Las líneas asimétricas coaxiales pueden ser designadas como *líneas asimétricas blindadas*, ya que, cuando una línea de esta clase trabaja propiamente, la corriente de radiofrecuencia que circula por la parte exterior del conductor interior es igual a la que circula por la superficie interior del conductor exterior. Por la igualdad de ambas corrientes se puede afirmar que dicha línea trabaja en condición de equilibrio, pero obsérvese que en esta situación no circula corriente por la parte exterior del conductor interior, o sea, que *el campo electromagnético se halla contenido dentro de la línea y no hay radiación o captación de energía de ninguna naturaleza*. La ventaja principal de la línea de transmisión coaxial es la de trabajar sin campo electromagnético externo.

Como quiera que el campo electromagnético producido por el conductor exterior no puede ser cancelado por el producido por el conductor interior, hay un desequilibrio al alimentar directamente sistemas balanceados con una línea de transmisión asimétrica coaxial, lo que obliga al empleo de dispositivos especiales, denominados

«balunes», que corrigen este desequilibrio y eliminan la radiación producida por las corrientes de antena que circulan por el conductor externo de la línea asimétrica coaxial.

A causa del empleo de polietileno sólido se obtiene una línea semiflexible de mínima variación en sus características físicas a lo largo de su recorrido; por consiguiente, la impedancia característica de cualquier tipo de cable coaxial RG/U es mucho más constante en función de la frecuencia que cualquier otro tipo de línea de transmisión concéntrica, siendo notable esta diferencia en F.M.E.

En la tabla I de la figura 3 se podrán hallar las características más importantes de los cables coaxiales comúnmente empleados en trabajo de radioaficionado. La serie RG/U se divide, en general, en dos grandes grupos: cables coaxiales de 50 y de 70 ohmios de impedancia característica. Dentro de ambos grupos hay cables flexibles de menor diámetro y semiflexibles de mayor diámetro, de acuerdo a la potencia máxima de radiofrecuencia que pueden admitir. La elección del tipo apropiado depende de la frecuencia de operación, potencia de trabajo, valor de impedancia característica requerido, valor de atenuación, etc. El factor de velocidad (VP) de los cables coaxiales de la tabla mencionada es de 0,66 en términos generales.

ATENUACION EN LA LINEA DE TRANSMISION ASIMETRICA COAXIAL

La tabla I de la figura 3 indica que todos los cables coaxiales presentan un valor de atenuación por unidad de medida, generalmente proporcionado en longitudes de 30 metros y en dB, de acuerdo a la frecuencia de operación. En consecuencia, cuanto más extensa sea la longitud de una línea de transmisión, más importante será el valor de atenuación que existirá en la misma. Con el objeto de reducir a un mínimo el valor de esta pérdida, especialmente si la frecuencia de operación es su-

terior a 30 Mc/s., no solamente no conviene utilizar como línea de transmisión cable coaxil tipo RG-58/P, por ejemplo, para una línea asimétrica coaxil de 52 ohmios, sino emplear cable coaxil tipo RG-8/U del tipo de fabricación moderna, que se caracteriza por un mayor diámetro y menor atenuación por unidad de medida. En efecto, los cables coaxiles de fabrica-

ción de tiempo de guerra contienen una sustancia plastificadora que con el tiempo altera sus características, desplazándose desde la envoltura hacia el interior del dieléctrico. El propósito de esta sustancia es la de obtener flexibilidad. Una vez que la misma se altera, endurece y hace quebrar el material dieléctrico del cable coaxil. Esto significa, por supuesto, que la vida útil de

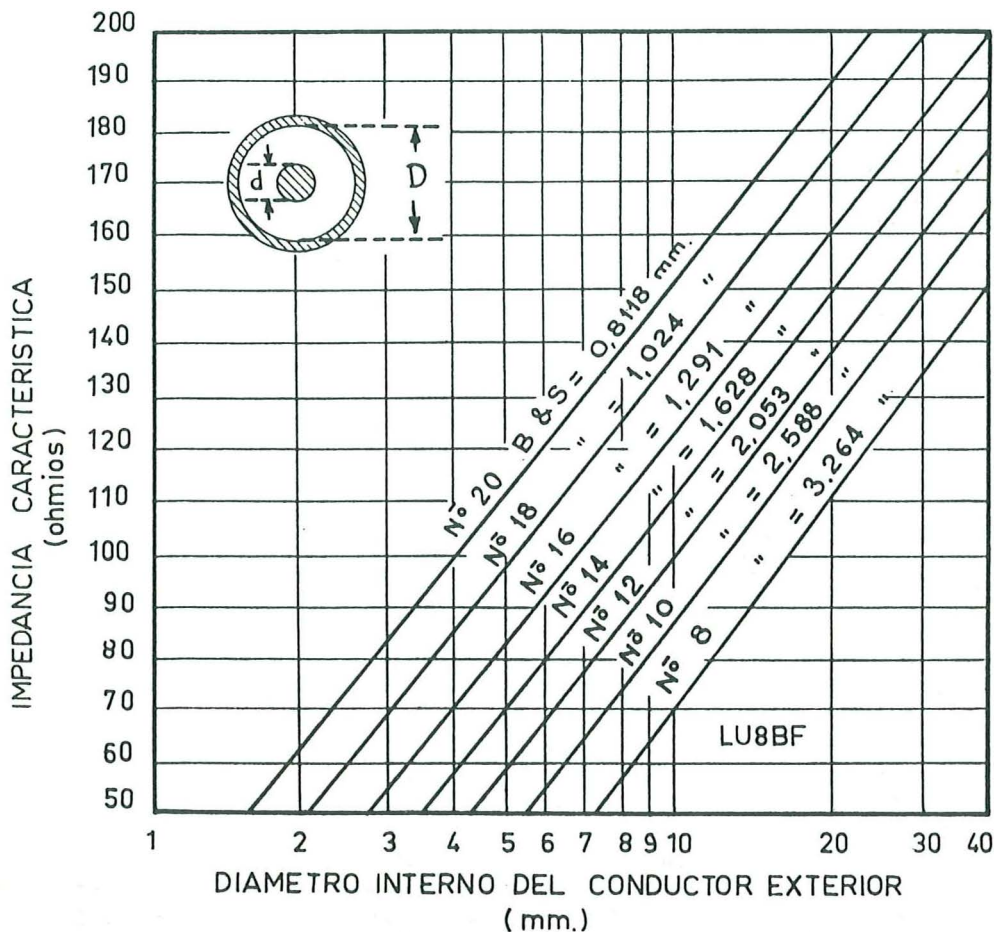


FIGURA 10

Desarrollo práctico de la fórmula $Z_0 = 138 \times \text{Log. } D/d$ para calcular la impedancia característica de una línea de transmisión asimétrica concéntrica. Ejemplo: Sea una línea de transmisión concéntrica formada por un conductor interno de 2 mm. (alambre núm. 12) y por un conductor externo de 10 mm. de diámetro interior. La intersección de la línea que corresponde al valor del diámetro del conductor exterior (D) de 10 mm, con la línea que corresponde al valor del diámetro del conductor interno (d) de 2 mm. (alambre núm. 12) da por resultado una tercera línea de valor de 100 ohmios a la izquierda para el ejemplo supuesto.

los cables de fabricación durante tiempo de guerra, como el tipo RG-8/U, es muy limitada. Los cables de fabricación moderna se hacen con una sustancia plastificadora que no varía con el tiempo, lo que proporciona una vida útil de aproximadamente quince años. Estos tipos se caracterizan por el empleo de la letra A o B a continuación del número, por ejemplo, RG-8A/U. La diferencia de precio es muy reducida, pero los resultados compensan la mayor inversión realizada.

De lo expuesto se deduce que la información contenida en tablas como la de la figura 3 debe ser estudiada y analizada cuidadosamente cuando se debe elegir un determinado cable coaxial para la línea de transmisión en la estación.

No hay que olvidar, por otra parte, que aparte de los tipos de cables descritos en la tabla mencionada hay otros de la misma serie RG/U de uso diferente al de alimentación de antenas, como los cables de gran factor de atenuación, de reducida capacidad por unidad de medida, de blindaje doble exterior y de dos conductores simétricos internos para alimentar directamente sistemas balanceados sin necesidad de «balunes». Ejemplos típicos de estos tipos especiales son: RG-21/U, RG-83/U, RG-5/U y RG-57/U, respectivamente.

LINEAS APERIÓDICAS Y RESONANTES. ONDAS ESTACIONARIAS

Las líneas de transmisión, desde el punto de vista de su funcionamiento, pueden ser clasificadas en *aperiódicas* y *resonantes* (también denominadas *sintonizadas*). La R.O.E. (relación de ondas estacionarias) es de un elevado valor en las líneas de transmisión resonantes y se debe apelar a medios especiales de sintonía (acopladores) para anular los efectos reactivos creados por el alto valor de la R.O.E. en la línea. En las líneas de transmisión aperiódicas, la capacidad y la autoinducción se hallan distribuidas en forma parecida a las de una antena. Si la R.O.E. es de valor reducido, los efectos reactivos serán pequeños y no

se precisarán medios especiales de sintonía para anularlos, aun cuando la longitud de la línea no fuera un múltiplo exacto de $1/4$ de longitud de onda.

Las líneas de transmisión aperiódicas deben terminar en el mismo valor de su impedancia característica. En otras palabras, la carga de terminación de la línea aperiódica deberá presentar un valor óhmico que sea igual al de la impedancia característica de esa línea. Al terminar la impedancia de la línea en una impedancia igual a la de la carga de terminación, no se producirán reflexiones y, por tanto, la R.O.E. tendrá mínimo valor. Toda la energía de radiofrecuencia colocada por el emisor en la línea de transmisión será disipada en la carga de terminación. Esta carga de terminación puede ser una resistencia no inductiva o bien una antena que de acuerdo a lo expresado anteriormente *su valor de impedancia óhmica iguale el valor de impedancia característica de la línea de transmisión aperiódica* en la frecuencia de operación del emisor.

Si se descartan las pérdidas propias que ofrece la línea de transmisión por el material dieléctrico y por la resistencia de los conductores utilizados, como asimismo los efectos capacitivos creados por objetos cercanos, una línea de transmisión aperiódica tiene el mismo valor de tensión y de corriente en cualquier punto de la misma a lo largo de todo su recorrido. Una línea de transmisión terminada de esta manera se dice que se halla propiamente *adaptada*.

Las líneas de transmisión resonantes, en cambio, se hallan terminadas por una carga exterior cuyo valor de impedancia no es igual al de la impedancia característica de la línea. *Cuando aparece una discontinuidad de impedancia de esta naturaleza, parte de la energía aplicada a la línea es reflejada hacia atrás, desde la terminación de la línea hasta su comienzo. Esta energía reflejada choca con la energía generada por el emisor, produciendo puntos de tensión y de corriente a lo largo de la línea. Se dice entonces que hay ondas estacionarias.*

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

la línea de transmisión resonante.

La relación entre el máximo y mínimo valor de tensión (o de corriente) a lo largo de una línea de transmisión recibe el nombre de R.O.E. (relación de ondas estacionarias). La R.O.E. es una medida de la desadaptación que existe en una línea de transmisión cualquiera entre la carga de terminación y la impedancia característica

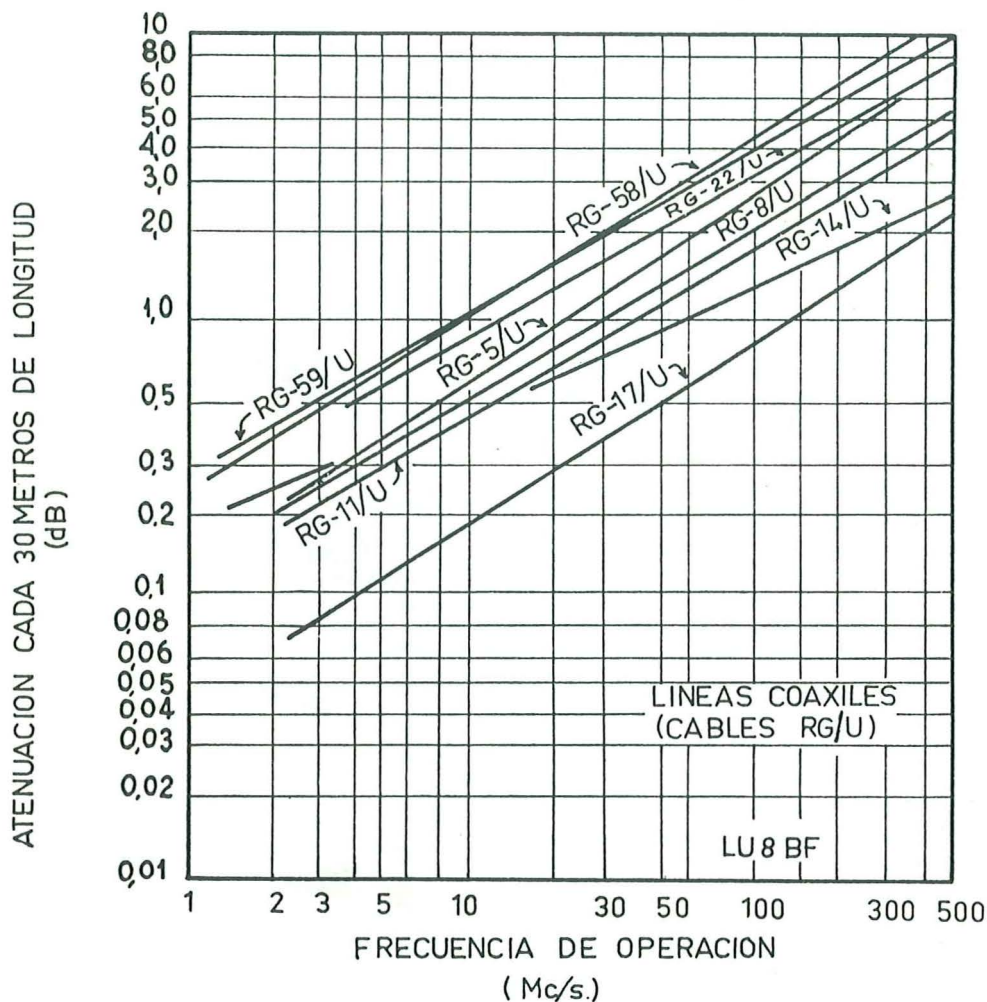


FIGURA 11

El gráfico muestra la atenuación cada 30 metros de longitud en dB, de los tipos más comunes de cables coaxiales tipo RG/U, en función de la frecuencia de operación, con una R.O.E. de 1,0 : 1.

de la línea. La R.O.E. se expresa por una relación mayor que la unidad por la siguiente fórmula:

$$\frac{Z_a}{Z_o} \text{ o } \frac{Z_o}{Z_a}$$

R.O.E. (relación de ondas estacionarias)

de donde Z_o es el valor de la impedancia característica de la línea en ohmios y Z_a es el valor óhmico de la carga de terminación 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.

Una línea de transmisión *propriadamente adaptada* por una carga óhmica de igual valor que el de la impedancia característica de esa línea ofrecerá una R.O.E. igual a 1,0. Otros valores de la carga de terminación y de la impedancia característica de la línea ofrecerán mayores valores para la R.O.E., tal como se observa en la tabla III de la figura 8.

Una línea de transmisión no tiene por qué tener una longitud especial para tener una R.O.E. de valor mínimo. El único requisito para que se presenten ondas estacionarias en una línea de transmisión es que la reflexión ocurra en un punto cualquiera a lo largo del recorrido de la línea. La causa más general de estas reflexiones en una línea de transmisión consiste en una terminación impropia de la misma (desadaptación entre la carga de terminación y la impedancia característica de la línea).

Para una operación correcta con líneas aperiódicas es necesario que se cumplan estas condiciones:

- a) La antena (carga de terminación) debe ser resonante a la frecuencia de operación del emisor.
- b) La antena debe presentar un valor óhmico de impedancia que sea igual al valor de impedancia característica de la línea de transmisión utilizada.

UTILIZACION DE LINEAS DE TRANSMISION APERIODICAS

Las líneas de transmisión aperiódicas presentan muchas ventajas sobre las líneas

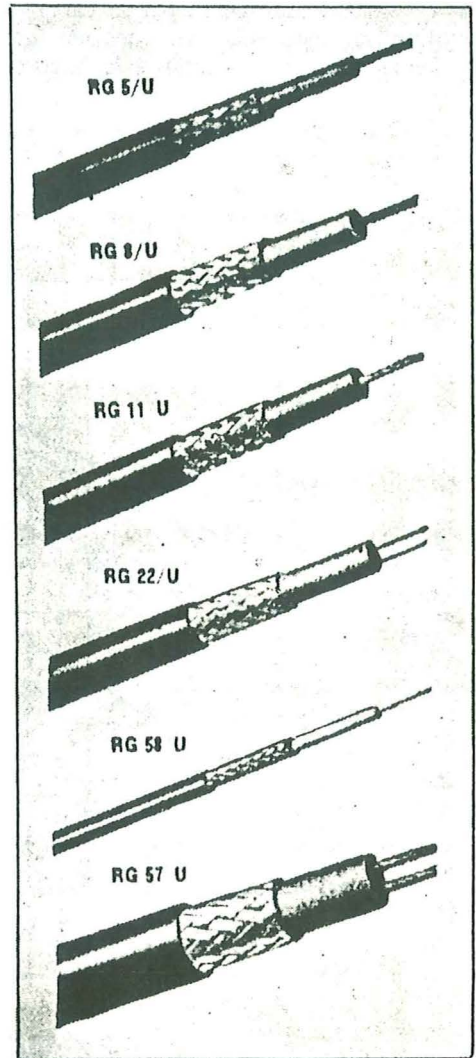


FIGURA 12

Fotografía de algunas líneas coaxiales tipo RG/U más comúnmente utilizadas en aplicaciones de transmisión. El tipo más popular es el RG/U. Los tipos RG-22/U y RG-57/U son ejemplos de líneas coaxiales de dos conductores internos.

de transmisión resonantes. Primeramente, la longitud de las líneas aperiódicas no es crítica, la atenuación y las pérdidas por radiación tienen un valor muy reducido por causa del bajo valor de la R.O.E. Además, se evita el molesto sistema de sintonía (acopladores de antena) que es indispensable cuando se emplean líneas resonantes. La tabla II de la figura 6 muestra numéricamente lo que significa un bajo valor para la R.O.E. en una línea de transmisión.

Estas ventajas hacen indispensables las líneas de transmisión aperiódicas para alimentar sistemas aéreos que empleen sistemas radiantes de $1/2$ longitud de onda. La utilización de líneas aperiódicas tiene únicamente la desventaja de que una vez ajustadas su impedancia característica, en consonancia con la impedancia del sistema aéreo en su punto de alimentación, solamente son aptas para trabajar en el margen de frecuencias para el que han sido ajustadas.

El ajuste de una línea de transmisión aperiódica es la *adaptación del valor de su impedancia característica con el valor de la impedancia del sistema aéreo en su punto de alimentación*. En la mayoría de los casos se emplea un transformador o adaptador de impedancias (dispositivo de adaptación) entre la línea de transmisión aperiódica y el sistema aéreo, que permite la conexión de la misma en un punto adecuado del sistema aéreo. Dos factores hay que tener en consideración:

- a) Mantener la R.O.E. en el valor más bajo posible (nunca mayor de 1,5 : 1).
- b) Mantener simétricas las corrientes que circulan por los conductores que forman la línea de transmisión aperiódica, ya que si esta condición no se cumple o se altera serán importantes las pérdidas por radiación propia de la línea.

VELOCIDAD DE PROPAGACION DE UNA LINEA DE TRANSMISION

Es conocido el hecho de que las ondas

radioeléctricas se propagan más lentamente sobre un conductor que en el espacio libre. De ello se deduce que una longitud de onda eléctrica será más reducida físicamente en el conductor que en el espacio. En una línea de transmisión cualquiera el efecto de capacidad entre los conductores también tiende a reducir la *velocidad de propagación (VP)* de esa línea. En las líneas de transmisión que emplean como dieléctrico entre los conductores un material de bajas pérdidas, como, por ejemplo, polietileno, la constante dieléctrica de ese material, como es mayor que la del aire, tiene gran influencia sobre el factor *VP* de esa clase de líneas de transmisión, ya que el efecto de capacidad entre los conductores es mayor aún por dicha razón que en las líneas bifilares abiertas que utilizan como dieléctrico el aire.

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

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

Si se trata de calcular la longitud efectiva de $1/2$ longitud de onda de una línea de transmisión cualquiera se aplica la siguiente fórmula:

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

El factor *VP* es una constante (representada por la letra *k*) que depende del tipo de línea de transmisión utilizado para la construcción de la sección de $1/4$ o de $1/2$ longitud de onda y que representa la relación de la velocidad de propagación de las ondas radioeléctricas en la línea con la velocidad de propagación de la luz. Para los tipos de líneas de transmisión que se detallan a continuación, el factor *VP* es el siguiente:

Línea bifilar abierta	0,96 a 0,99
Línea asimétrica coaxil, cables tipo RG/U	0,66
Línea bifilar de polietileno de 300 ohmios tipo transmisión	0,84
Línea bifilar de polietileno de 150 ohmios tipo recepción	0,77
Línea bifilar de polietileno de 75 ohmios tipo transmisión	0,71
Línea bifilar de polietileno de 75 ohmios tipo recepción	0,68

Se puede observar, mediante la aplicación de las fórmulas anteriores, que existe una diferencia entre la longitud eléctrica y física de cualquier línea de transmisión por la aplicación del factor *VP*. La longitud eléctrica siempre es más reducida que la longitud física de la línea de transmisión.

Ahora bien: la característica más sobresaliente de una sección de línea de transmisión de 1/4 de longitud de onda es la habilidad de comportarse como un transformador o adaptador de impedancias, entre dos valores de impedancias diferentes cualesquiera, aplicados a la entrada y a la salida de la misma. La impedancia de la sección de línea de transmisión de 1/4 de longitud de onda (*Zt*) está dada por la raíz cuadrada del producto de las impedancias de entrada (*Ze*) y de salida (*Zs*), o sea, $Z_t = \sqrt{Z_e \times Z_s}$.

Por ejemplo, supóngase que se conecta una sección de línea de transmisión de 1/4 de longitud de onda al punto central de alimentación de un dipolo de 1/2 longitud de onda. Como es bien sabido, la impedancia de un dipolo de 1/2 longitud de onda, cortado y alimentado en su centro a una altura de 1/2 longitud de onda sobre tierra, es de aproximadamente 72 ohmios. Si se emplea una línea de transmisión aperiódica de 300 ohmios de impedancia característica para alimentar al dipolo, la sección de línea de transmisión de 1/4 de longitud de onda tendrá que tener una impedancia de:

$$Z_t = \sqrt{72 \times 300}$$

$$Z_t = \sqrt{21\,600}$$

$$Z_t = 147 \text{ ohmios}$$

para adaptar las impedancias de alimenta-

ción del dipolo y de la línea de transmisión utilizada del ejemplo supuesto.

Si en lugar de utilizar una sección de lí-

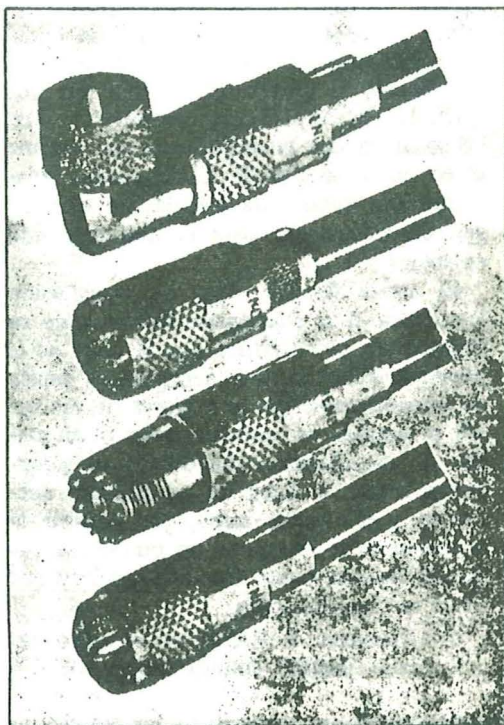


FIGURA 13

Fotografía de terminales, prolongadores y juntas de unión para ser utilizadas con líneas coaxiales tipo RG/U. En la parte superior, adaptador en codo 90° M-359, luego conector coaxil macho UG-102/U para cable tipo RG-22/U, luego junta hembra a hembra PL-258 unida a un conector coaxil macho PL-259 para cable tipo RG-8/U o RG-11/U, y en la parte inferior, conector coaxil macho para cables tipo RG-5-/U, RG-8/U o RG-11/U, tipo PL-259.

nea de transmisión de $1/4$ de longitud de onda, se emplea una sección de línea de transmisión de $1/2$ longitud de onda, se tendrá un «repetidor de impedancias»

sión *amateur*, edición Hobby, Buenos Aires, 1959.

— *Sistemas rotativos direccionales para radiotransmisión*, edición Albatros, Buenos Aires, 1960.

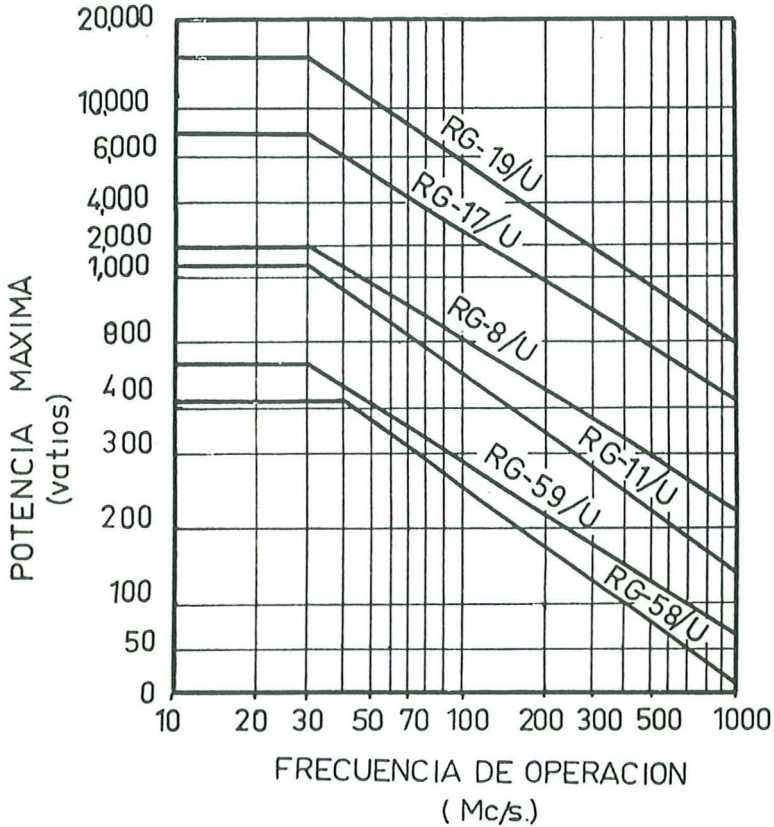


FIGURA 14

Potencia de radiofrecuencia máxima que pueden manejar los tipos más comunes de cables coaxiales tipo RG/U en función de la frecuencia de operación a una temperatura ambiente de 20°C , con un valor de la R.O.E. de 1:1 : 1. A mayor valor de la R.O.E. la potencia aplicada debe disminuir en forma proporcional.

1 : 1. La impedancia de salida (Z_s) será reflejada en la impedancia de entrada (Z_e) cualquiera que sea el valor de impedancia característica de la línea de $1/2$ longitud de onda (Z_0) utilizada.

BIBLIOGRAFIA

MORENO QUINTANA (h), L. M.: *Radiotransmi-*

ORR, W. I: *Beam Antenna Handbook*, edición Radio Publications Inc. Wilton (Conn.) Estados Unidos, 1957.

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

— *Consideraciones sobre sistemas rotativos direccionales*, "Radio-Chassis-Televisión", noviembre 1959.

Consideraciones sobre la utilización de cables coaxiales

por PATRICK LEBAIL F3HK

Traducido de Radio R. E. F. por
ANTONIO MANZANERA QUINONERO (EA-5-EJ)

I. DEFINICIONES... Y PRECAUCIONES

El objeto de este artículo es ayudar al usuario a determinar a qué tipo de cable pertenece, en el caso bastante frecuente de que se encuentre que dispone de una cierta longitud de cable coaxial no identificado. Esto obliga a determinar la impedancia característica (Z), el coeficiente de velocidad (K) y la atenuación (A) del cable. Empezaremos por las dos primeras constantes, diciendo, de pasada, que el OM no suele estar dotado para determinar la atenuación, a la cual consagramos, sin embargo, uno o dos párrafos.

Recordemos, en honor de los principiantes, la significación de los términos que acabamos de emplear.

La impedancia característica se expresa en ohmios y se designa por Z . Para los cables usuales, Z tiene valores muy cercanos a 50, 75 ó 100 ohmios.

Consideremos un dispositivo (una antena, por ejemplo) que presenta en sus bornes una cierta impedancia R en alta frecuencia. Pretendemos alimentarla por una energía de R.F. (emisión) o bien, al contrario, transportar un potencial que en ella se crea hasta un aparato situado a una cierta distancia (recepción).

La mejor manera posible de formar un conjunto con estos dos elementos consiste en conectarlos por medio de un cable cuya impedancia característica sea precisamente R .

En estas condiciones, la impedancia a la radiofrecuencia, medida en el extremo alejado del cable, es todavía R . La inserción

del cable no ha cambiado en absoluto desde el punto de vista eléctrico, salvo en lo que concierne a la atenuación, de la cual veremos después los efectos.

Si la impedancia característica del cable de unión no es igual a la de aquellos elementos sobre la cual se ha conectado, esta propiedad no existe. No insistiremos sobre los efectos de esta desigualdad de impedancias o «desadaptación», que sería motivo de otro artículo elemental, salvo en dos casos importantes y simples.

Si la impedancia del cable (Z) es diferente de la de carga (R) hay todavía una manera de conseguir de nuevo una impedancia igual a R en el otro extremo del cable. Es la de dar una «longitud eléctrica» que sea múltiplo de una semilongitud de onda a la frecuencia de trabajo; sea, por ejemplo, para 30 Mc/s (10 metros) longitudes de 5, 10, 15... metros de «longitud eléctrica».

Cuando se trata de proceder así se observa que el cable debe ser cortado a una longitud más corta (medida con un metro) que la «longitud eléctrica» deseada. Por ejemplo, para obtener la «longitud eléctrica» de cinco metros es necesario cortar el cable a una longitud métrica de 3,30 metros.

Esto proviene del hecho que la onda se propaga menos veloz en el cable coaxil que lo haría en el aire o sobre una línea de conductores paralelos en el aire («escala de pérdidas»), donde la velocidad de propagación es poco más o menos la misma.

La relación: Longitud eléctrica-longitud mecánica se llama «coeficiente de velocidad» del cable y hace falta conocer su significación para comprender bien el funcionamiento, por ejemplo, de la antena, «City Slicker» para F. U. E. Aquí el referido coeficiente vale $3,50/5,00 = 0,66$.

Acabamos de ver que, como suele decirse, las impedancias son «transportadas» por longitudes eléctricas de cable, múltiplos de una semionda. Si tomamos una «longitud

eléctrica» igual, solamente, a un cuarto de onda (a 30 Mc/s, longitud eléctrica = 2,50 metros; longitud métrica = 1,65 metros, con coeficiente de velocidad de 0,66), comprobamos un comportamiento diferente.

La impedancia medida en el extremo libre del coaxil, o de cualquier otra línea, es igual al cuadrado de su impedancia característica, dividida por la impedancia conectada al otro extremo. Es decir, ella aquí está invertida.

Ejemplo: Línea coaxil de 75 ohmios cerrada sobre una carga de 200 ohmios. Se mide en su otra extremidad:

$$\frac{75 \times 75}{200} = 28,1 \text{ ohmios.}$$

Si la carga fuese de 75 ohmios se encontraría aún 75 ohmios, lo que nos anima a completar las observaciones concernientes a la impedancia característica dadas anteriormente, agregando que la línea «cerrada sobre su impedancia característica» puede tener una longitud cualquiera sin modificar la impedancia medida en su extremidad libre.

Por último, la atenuación es la propiedad que tiene por efecto reducir la potencia proporcionada a la salida de una línea con relación a aquella que se le confió a la entrada. Se la expresa, a partir de la relación de estas dos potencias, en decibelios (diez veces el logaritmo de la relación de la potencia de entrada a la potencia de salida).

En emisión el efecto es evidente: la potencia que llega por una línea a la antena es menor que aquella que ha sido producida por el emisor.

En recepción se observa un aumento en decibelios del factor de ruidos del receptor igual a la pérdida en decibelios de la línea. De nada nos serviría conectar un convertidor de F.U.E. con dos decibelios de factor de ruido si la línea de transmisión que lo conecta a la antena receptora tiene una pérdida de cinco decibelios: la instalación resultante tendría un factor de ruido de siete decibelios.

Todo lo que sigue concierne a los cables coaxiales de pérdidas suficientemente pequeñas, a dieléctrico flexible e incluso con cuentas aislantes o perlas, cerrados por espirales de dimensiones muy pequeñas con relación a la longitud de onda de trabajo. Cuando son de este último tipo se tendrá cuidado de no efectuar las medidas de capacidad y de coeficientes de velocidad más que sobre longitudes suficientemente grandes, por lo menos del orden del metro. Se tomará también esta precaución si se quieren obtener resultados exactos con ayuda de medidas de capacidad para hacer más pequeña la perturbación debida a los efectos de punta del cable.

Por el contrario, hará falta tener mucho cuidado cuando se quieran emplear cables procedentes de «surplus», aunque ellos sean efectivamente de un tipo concebido para la transmisión de la R.F.

Se rechazarán los cables para línea retardada (estructura helicoidal más o menos compleja, frecuentemente distribuidas en solenoides sucesivos, con o sin pequeñas barritas intercaladas), los cables a pérdidas muy elevadas por atenuación (tales como el RG 21/U americano), los cables a impedancia muy elevada para video (tales como el RG 65/U americano), de difícil empleo. No obstante, haremos constar que es rarísimo caer sobre uno de estos tipos especiales.

2. MEDIDAS SOBRE LOS CABLES

Estas medidas nos han de permitir encontrar las constantes del cable ensayado. Son en número de cuatro, desigualmente fáciles.

a) **Medida de los diámetros.**—Se mide el diámetro del conductor interior (frecuentemente un poco dudoso, si es delgado y con muchos ramales) y el diámetro interior del conductor exterior (trenchilla). Lo más simple es desnudar cuidadosamente el aislante flexible y medir su diámetro.

Se calcula la relación: Diámetro interior del conductor exterior/diámetro del

conductor interior, que nosotros llamaremos (D/d).

b) **Medida de la capacidad por metro.** Se efectúa con ayuda de un puente de capacidades. El OM encontrará este instrumento en casa de numerosos buenos técnicos de radio que posean un puente universal. Se utilizará una longitud de cable de uno o dos metros.

El instrumento más perfecto para efectuar esta medida, mejor que ningún puente universal, aunque sea de los mejores, es el Q-metro.

La capacidad es un número de orden de varios pF por metro.

c) **Medida del coeficiente de velocidad.** Se efectúa con la ayuda de un «grid-dip»; lo más cómodo es en F.M.E.

Se fija la frecuencia hacia la cual se va a trabajar, según el «grid-dip» utilizado; por ejemplo, 150 Mc/s (longitud de onda = 2,00 metros). Se corta un trozo de cable un poco más pequeño que el cuarto de la longitud de onda mecánica; en este caso 40 a 50 cms. Se deja un extremo en circuito abierto después de haber comprobado bien que el objeto con que se ha cortado no ha cortocircuitado accidentalmente el alma y el blindaje del cable. En el otro extremo se conectan alma y blindaje por medio de un hilo que forme una corta horquilla (por ejemplo, media espira formada por un trozo de hilo de 8/10 de 10 a 15 milímetros de longitud). Esta pequeña espira debe ser tan reducida como sea posible, pero sin que el acoplamiento al «grid-dip» resulte imposible. Corrientemente, una longitud de bucle superior en cuatro o cinco milímetros a aquella que se para el alma y blindaje es muy suficiente; Es necesario prestar mucha atención a este detalle para que la reactancia del bucle no nos vaya a falsear la medida!

Se acopla entonces el «grid-dip» y se busca la resonancia. Esta, en general, es extremadamente marcada. Se toma nota de la longitud de onda a la cual se produce y se la divide por cuatro. Se mide la lon-

gitud métrica exacta del trozo de cable.

El coeficiente de velocidad está dado directamente por la relación: longitud del trozo de cable/cuarto de la longitud de onda encontrada.

Si, por ejemplo, se tiene 45 centímetros de cable y la resonancia es en 160,7 Mc/s, la longitud de onda será de 2,812 metros. Su cuarto de onda corresponde a 70,3 centímetros y $k = 0,50 / 0,703 = 0,64$.

Es de recomendar que cuanto más grueso sea el cable y menos homogéneo el dieléctrico (espiras, perlas...) más baja se deberá tomar la frecuencia y más largo debe ser el trozo de cable objeto de medida.

Hagamos notar, en cuanto a esto, que tenemos un método directo de determinar cuál es la longitud mecánica del cable que corresponde a un cuarto de onda eléctrica.

Para determinar la longitud mecánica de una semionda eléctrica se operaría lo mismo, pero cortocircuitando el extremo alejado del cable.

d) **Medida de la atenuación.**—Este dato no puede efectuarse más que con ayuda de un Q-metro, es decir, en un laboratorio electrónico especializado.

Se puede, sin embargo, evaluar la diferencia de calidad de dos cables a lo largo de los ensayos descritos anteriormente (cuarto de onda eléctrica y «grid-dip»). El cable mejor, que será el de atenuación más pequeña, proporcionará un mínimo más energético que el cable de pérdidas elevadas para la misma posición relativa del «grid-dip» y de la espira de acoplamiento sobre el cable.

Hemos de hacer notar que debe existir particular interés en adquirir y emplear los cables más gruesos posibles, dejando, siempre que se pueda, en segundo lugar lo referente a cuestión de precios. De los pequeños a los grandes diámetros, la atenuación puede variar de 0,2 a 0,08 decibelios por metro a 150 Mc/s.

Con 30 metros de cable de calidad 0,2

db/m, la pérdida de potencia es de 6 db en emisión; es decir, la mitad de los vatios se quedan en el cable.

3. CALCULO DE LAS CONSTANTES DE LOS CABLES

Nos limitaremos a proporcionar fríamente los resultados de los cálculos de por sí simples, sin perjuicio de justificarlos por carta a los OM's curiosos, porque harían fatalmente pesado el texto.

Se trata de calcular la impedancia característica y el coeficiente de velocidad para un cable desconocido, pero disponible para ensayos preliminares.

Habrá que considerar dos casos principales:

A) El dieléctrico de la mayor parte de los cables modernos es el polietileno, materia blanquecina traslúcida, que no se debe confundir con el teflon.

Si se está seguro de estar delante de un cable de polietileno se conoce el coeficiente de velocidad, pues es de 0,66.

La impedancia característica se puede calcular en diversas maneras.

a.) Se conoce (D/d). En este caso la curva Z del gráfico da directamente el resultado en ohmios, lo que rejuvenece un pequeño ábaco que se adjunta, aparecido antes de la guerra en Radio REF.

a.) Se conoce la capacidad por unidad de longitud en pF por metro. Entonces Z es igual, simplemente, a 5.060 dividido por esta capacidad.

$$Z \text{ (en ohmios)} = \frac{5.060}{C}$$

Las impedancias características más comunes son muy cercanas a 50, 75 y 150 ohmios. Las capacidades por unidad de longitud que, por tanto, habremos de encontrar son, pues, del orden de 100, 68 ó 34 pF por metro.

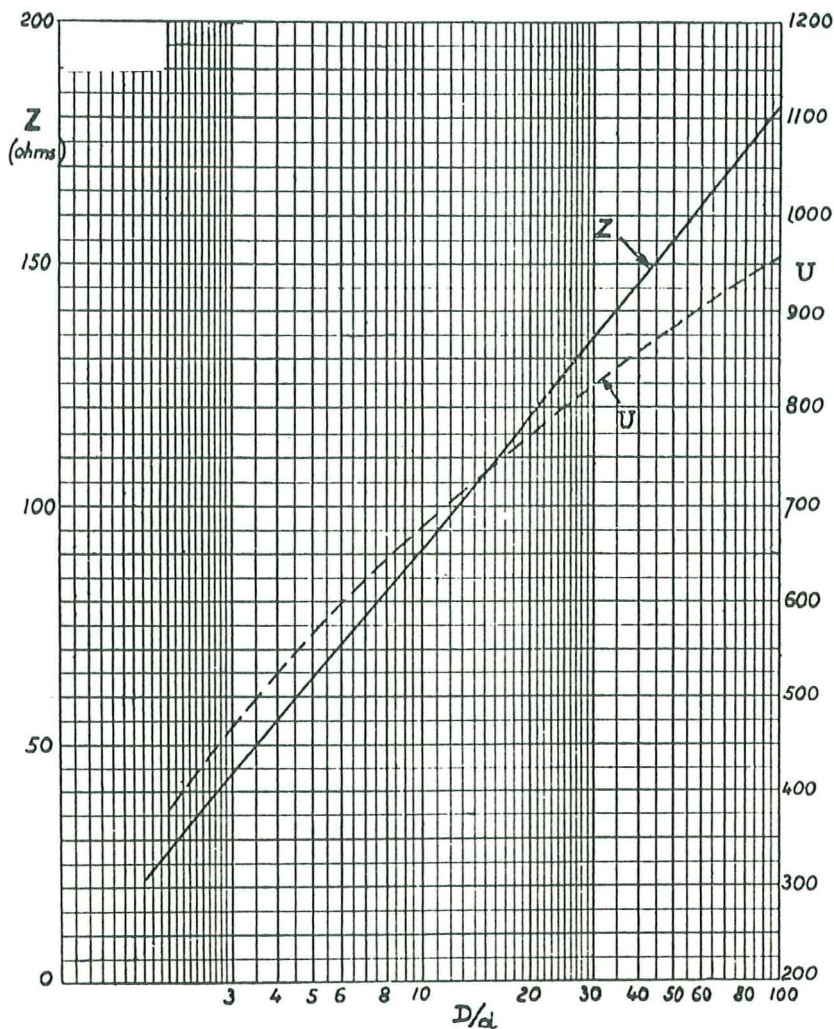
Si el dieléctrico fuese de polietileno, pero no lleno a plenitud (perlas, caperuzas, espirales...) no se tiene derecho a razonar

como anteriormente y entonces hay que considerar el caso B) que sigue.

B) El dieléctrico no es polietileno continuo.

Si se está sobre aviso, sea por examen

b₁) Se mide (D/d) y el coeficiente de velocidad (k). La constante dieléctrica, real o equivalente (dieléctrico discontinuo), es igual a $1/k^2$ (se verifica fácilmente que para el polietileno lleno, con $k = 0,66$ la



El gráfico que nos dá Z (escala de la izquierda) y U (escala de la derecha), en función de la relación D/d.

del dieléctrico o por haber hallado el coeficiente de velocidad, como se indicó anteriormente, y no acercarse ni mucho menos a a cifra de 0,66, se ofrecen al experimentador tres métodos:

constante dieléctrica es 2,30).

La impedancia característica se encuentra de la siguiente manera:

— Se empieza por buscar la cifra co-

respondiente a (D/d) del cable sobre el gráfico.

— Se le multiplica por el cociente: $k/0,66$.

La capacidad por unidad de longitud está dada por la fórmula simple

3.340

$$C = \frac{3.340}{k \cdot Z} \quad (\text{en pF por metro})$$

En el caso del polietileno macizo, esta fórmula se simplifica evidentemente en

5.060

$$C = \frac{5.060}{Z}$$

que puede ser útil para formar un condensador de capacidad determinada, con ayuda de un cable coaxil conocido.

b.) Se mide (D/d) y la capacidad por unidad de longitud (C).

Se procede a continuación de la manera siguiente:

— Se lee el valor de U sobre el gráfico (curva de trazo discontinuo).

— Se extrae la raíz cuadrada de C (¡ay!, perdón).

— Se divide U por la raíz cuadrada de C.

— Se obtiene así la impedancia característica en ohmios.

Se calcula a continuación la constante dieléctrica o equivalente —y por la cual hay que pasar aquí— por el procedimiento siguiente:

— Se lee sobre el gráfico la «Z» que corresponde a (D/d).

— Se la multiplica por 0,454 C/1.000.

En posesión de la constante dieléctrica se tiene el coeficiente de velocidad dividiendo la unidad por la raíz cuadrada de la constante dieléctrica.

Para compensar lo que tiene de complicado esta manera de proceder nos podremos desenvolver con

b.) Se mide el coeficiente de velocidad (k) y la capacidad por unidad de longitud (C).

Entonces se tiene la impedancia característica simplemente por aplicación de la fórmula siguiente:

$$Z = \frac{3.340}{C \cdot k}$$

Es decir, que se multiplica C por k y se divide enseguida 3.340 por el producto para obtener directamente Z en ohmios. Entre tanto, cortad vuestros cables, montad vuestras antenas, y buenos DX.

EL OLVIDADO FACTOR VELOCIDAD EN LOS CABLES COAXIALES

E. DANTES

Mi armónico primogénito me propuso recientemente un nuevo problema-tipo de pesadas. Me retó a solucionarlo en una hora y me prometió como premio el contarme un chiste de una báscula parlante. El problema consistía en encontrar una moneda falsa, cuyo peso podía ser mayor o menor que el de las demás, pero necesariamente distinto, entre un lote de doce monedas aparentemente iguales. Se trataba de localizarla en solamente tres pesadas, disponiendo de una báscula de dos platillos sin más pesas que las doce monedas en cuestión.

El problema es notablemente ingenioso, porque exige una buena dosis de imaginación.

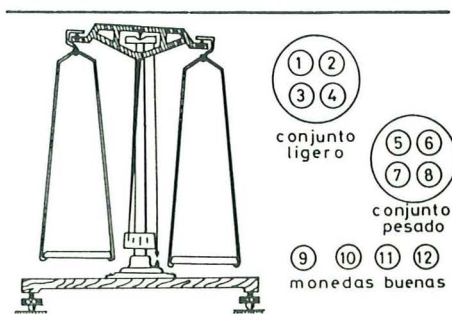


Figura 1

Una vez llevada a cabo la primera pesada, es necesario mezclar en un platillo monedas de los tres grupos de los que se muestran en la figura para poder llevar a término el problema. Un buen analista, dotado de imaginación y disponiendo de lápiz y papel, es

capaz de resolverlo en unos minutos. Por el contrario, un programador que intentara solucionarlo mediante un potente computador, pero sin imaginación suficiente, o sería incapaz de encontrar la secuencia de pesadas necesaria, o tendría que recurrir a estudiar los billones de combinaciones posibles, sin excluir simetrías o redundancias, necesitando un elevado número de horas del más potente ordenador.

Nos encontramos ante un problema en el que la imaginación humana es ampliamente más eficaz que la enorme capacidad y velocidad de las máquinas electrónicas más sofisticadas. Dejo, pues, a los lectores el placer de ejercitarla, pero no quiero privarles de la recompensa con que me premió mi prometedor armónico.

La báscula parlante, con una modulación y una exactitud envidiables, iba evacuando por un altavoz el peso de quienes la usaban: «setenta kilos, ciento diez gramos», «cincuenta y dos kilos, cuatrocientos noventa y nueve gramos». Hasta que, según él, subió una enorme señora, introdujo su moneda en la ranura, y la báscula se expresó con toda seriedad: «suban de uno en uno, por favor».

Otro problema-tipo cuya velocidad de resolución la comparten (o la pueden compartir), la eficiencia de un algoritmo ideado con imaginación y la velocidad de un computador, es el que consiste en encontrar el sistema más rápido para desplazar una posición militar que cuenta con efectivos de muy distinta agilidad.

Imaginemos un sargento conductor con su vehículo blindado y al mando de 16 hombres, que recibe la orden de avanzar con todo su equipo 36 km. carretera adelante. El vehículo es capaz de moverse a 66 km/h.; puede llevar a cuatro hombres, además del conductor, y, eventualmente, en la baca, las cuatro bicicletas de que dispone el grupo. La tropa a pie avanza a seis kilómetros/hora, y los ciclistas, a 12. ¿Cómo organizó la operación para realizarla en el menor tiempo posible? Evidentemente se suponen ideales las cargas y descargas del vehículo y sus cambios de sentido, es decir, sin pérdida de tiempo.

El análisis de este problema-tipo pertenece al grupo de los optimizables mediante un gráfico espacio-tiempo, en el que las líneas de desplazamiento de los distintos elementos tienen como pendiente la velocidad propia de los mismos. Con esta observación, estoy seguro que muchos lectores podrán rebajar las seis horas que tardaría la tropa, e incluso las tres horas que tardarían las bicicletas, pudiendo llegar hasta menos de dos horas y media.

En el extremo opuesto, es decir, entre los problemas en los que la rapidísima realiza-

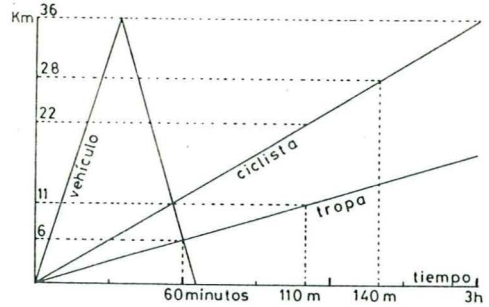


Figura 2

ción de cálculos repetitivos en un computador supone una veloz resolución, se encuentran casi siempre los de tipo numérico. Efectivamente, la iteración de un algoritmo en estudios diofánticos es incomparablemente más rápida que la agilidad mental. Intentaré presentar como ejemplo una adaptación en el campo de los transistores de un problema recientemente planteado por Gardner.

Supongamos que sabemos con certeza que entre la base y el emisor de un transistor hay exactamente un voltio. Disponemos de un voltímetro digital cuyas lecturas dan hasta centésimas de voltio. Medimos la diferencia de potencial entre masa y el emisor, entre base y colector y entre el colector y la alimentación positiva de 6,75 voltios. Para comprobar si las lecturas cuadran, sumamos en una calculadora los cuatro voltajes, pero, por error, lo que hacemos es multiplicarlos y obtenemos exactamente los 6,75 voltios. Repetimos la operación sumando correctamente, y obtenemos nuevamente 6,75.

¿Cuánto tiempo hace falta, con lápiz y papel, para obtener los cuatro valores con los datos anteriores? Lo ignoro. Pero un sencillo algoritmo le permite a una calculadora programable de bolsillo el obtenerlos en unos cuantos minutos. El programa está sin optimizar, y se limita a ir probando números incrementando un valor desde 0,05 de cinco en cinco centésimas hasta alcanzar la cuantía máxima. Cuando la alcanza, incrementa el segundo valor, y repite el barrido del primero.

Un computador rápido, una vez cargado el programa, lo resolvería en menos que canta un gallo. ¿Quiere esto decir que todos los problemas solucionables mediante simples análisis recursivos, pueden ser tratados en un ordenador lo suficientemente potente? Lamentablemente, no. Pero pasemos a estudiar este tema con detenimiento, por-

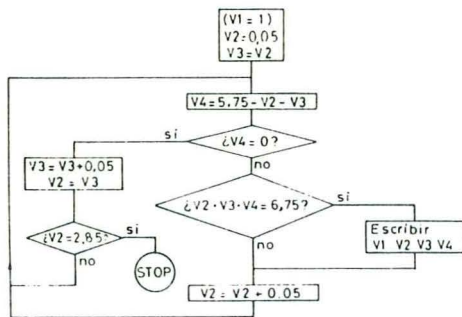


Figura 3

que vale la pena.

La impresionante velocidad a la que ya se ha llegado corresponde a tiempos de ciclo del orden de los treinta nanosegundos (*millonésimas de segundo*). El objetivo inmediato es reducirlo a un nanosegundo. En este tiempo, una señal eléctrica recorre unos pocos centímetros, lo que obligaría a alojar millones de transistores en el tamaño de un paquete de cigarrillos, resultando imposible disipar el calor desprendido por los transistores de alta velocidad. El primer paso importante para alcanzar este ambicioso proyecto ha sido dado con el descubrimiento de la unión Josephson, basada en el efecto túnel a través de un aislante entre dos superconductores, e interrumpible mediante un exiguo campo magnético. Su velocidad de conmutación es del orden de *seis billonésimas de segundo*, y su consumo, de apenas un microamperio, permite un empaquetado tan compacto que el computador de ciclo de nanosegundo nacerá probablemente este año. Superar esta velocidad, diez elevado a menos nueve segundos, parece teóricamente difícil.

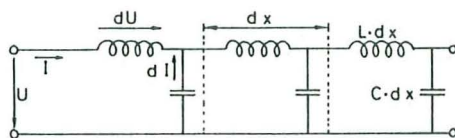
En cuanto a la capacidad máxima de almacenamiento, puede cifrarse por reducción al absurdo. Si se pudiera llegar a almacenar un bit en el tamaño de un protón, 10 elevado a menos 15, metros de diámetro, y empaquetarlos sin huecos en la totalidad del universo, cuyo diámetro actual es inferior a 100.000 millones de años luz, cabrían un número de elementos de memoria y cálculo próximo a 10 elevado a 126. Para «jugar» con este computador existiría la limitación de que la información entre sus elementos no podría transmitirse a más velocidad que la de la luz.

Pues bien, Albert R. Meyer y Larry J. Stockmeyer han demostrado formalmente que determinados problemas complejos tratables en computador necesitarían para su resolución en el de protones del universo

tiempos del orden de 20.000 millones de años. Por ello, concluyen que *parece razonable afirmar* que desafían el análisis por ordenador. Como consecuencia, y no pudiendo decir que tal tipo de problemas no son resolubles, han dado en calificarlos «no computabilizables».

Permitíme ahora que baje del universo y me centre en nuestros cables coaxiales, a fin de contemplar un fenómeno, perfectamente conocido, pero frecuentemente olvidado, consistente en la velocidad de propagación de las corrientes de radiofrecuencia a lo largo de los mismos.

La configuración física de estos cables determina la existencia de una capacidad, C, por metro de longitud, entre sus dos conductores, y de una inductancia, L. Si consideramos una longitud elemental del cable, dx, su capacidad será C dx y su inductancia L dx.



$$\begin{aligned}
 \text{a) } dU &= -\frac{dI}{dt} L dx & \frac{d^2 U}{dx^2} &= -\frac{d^2 I}{dx dt} L \\
 \text{b) } dI &= -\frac{dU}{dt} C dx & \frac{d^2 I}{dx dt} &= -\frac{d^2 U}{dt^2} C \\
 \text{c) } \frac{d^2 U}{dt^2} &= \frac{1}{LC} \cdot \frac{d^2 U}{dx^2} = v^2 \frac{d^2 U}{dx^2} \\
 \text{d) } v &= \frac{1}{\sqrt{LC}}
 \end{aligned}$$

Figura 4

Sin necesidad de aburrir a nadie con las formulaciones matemáticas que recoge la figura, quiero insistir en que la ecuación c) demuestra que las variaciones en la corriente de entrada se propagan a lo largo del conductor, siguiendo exactamente la ecuación de ondas, y que la velocidad con que lo hacen es precisamente la que indica la fórmula d).

En los cables comerciales no se expresa esta velocidad, sino el cociente entre la misma y la velocidad de la luz, bajo el nombre de factor velocidad. Por tanto, un cable como el RG8/A-AU, tiene un factor de velocidad de 0,66, que, de acuerdo con lo que antecede, quiere decir que la señal de radiofrecuencia lo recorrerá, no a la velocidad de la luz, sino al 66 por 100 de la misma. En cambio, el RG8, con dieléctrico de espuma de poliuretano, capaz de soportar casi un tercio más de potencia y con

unas pérdidas mucho menores, tiene un factor de velocidad de 0,8.

La consecuencia de todo esto, frecuentemente olvidada, es que *cuando hay que cortar una sección adaptadora*, de un cuarto de longitud de onda, por ejemplo, metemos olímpicamente la pata si calculamos y medimos exactísimamente la longitud de onda en el vacío correspondiente a la frecuencia de trabajo, y nos olvidamos de reducir esa longitud física a su 66 por 100 o a su 80 por 100, según el cable, para obtener una *longitud eléctrica* de cuarto de onda.

¿De qué depende el factor velocidad? Evidentemente de los valores de L y C por metro de cable.



ϵ_0 = constante dieléctrica del vacío
 ϵ = constante del dieléctrico del cable
 μ_0 = permeabilidad magnética del vacío
 c = velocidad de la luz en el vacío

$$\epsilon_0 = 10^7 / 4 \pi c^2 \quad \mu_0 = 4 \pi / 10^7 \quad 1 / \mu_0 \epsilon_0 = c^2$$

$$C = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon}{\ln(R_2 / R_1)} \quad L = \frac{\mu_0 \ln(R_2 / R_1)}{2 \pi} \quad 1 / \sqrt{LC} = c / \sqrt{\epsilon}$$

FACTOR de VELOCIDAD $1/\sqrt{\epsilon}$

Figura 5

Como puede verse, de acuerdo con las fórmulas anteriores, resulta que el factor velocidad de los cables coaxiales depende únicamente del dieléctrico utilizado en su fabricación, y es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de su constante dieléctrica.

Una propiedad muy conocida de este tipo de cables es que si su longitud equivale a media onda, presentan a la entrada la misma impedancia que la de la carga conectada a la salida, independientemente de la impedancia característica del cable. Este hecho ha convertido en costumbre el cortar las líneas en longitudes múltiples de este valor. Y en el 100 por 100 de los casos en que lo he visto, han olvidado el factor de velocidad. La consecuencia es que un cable de 10,6 metros, exactamente media longitud de onda en el vacío de 14.150 kilohertzios, y del tipo RG8/A-AU, lejos de medir media longitud de onda eléctrica, mide exactamente 3/4 de onda, con lo que todas las previsiones se van al garete. El 66 por 100 de esa longitud era la medida que debería haberse tomado, o el 80 por 100 en cable con espuma de poliuretano como dieléctrico.

Por ello, en cuestiones de velocidad, vale la pena seguir el consejo del cojo del grupo de excursionistas cuando apareció el toro: «¡no corráis, que es peor!».

Alimentemos bien las antenas

Por ALBERTO COLL DIEZ (EA 3 IM)

Permitanme un pequeño preámbulo antes de entrar en la escueta narración. Por ser la primera vez que escribo para nuestra revista URE, me siento atemorizado; ruego, por tanto, a los colegas más duchos en la materia sepan excusarme. El tema "Alimentemos bien las antenas" no es fácil de exponer con minuciosos detalles, pero sí puede hacerse de una forma preliminar, para hacerla más comprensible a los amantes de la Radioafición. Lo que explicaré será el resumen aprendido en el estudio y la práctica. No se trata de poner más vattios, sino de aprovechar bien los que tengamos.

Las líneas de alimentación deben ser de una longitud eléctrica óptima precalculada. No olvidemos que las corrientes viajan en el espacio a la velocidad

de la luz, pero no así a lo largo de los conductores, en los cuales es menor; esto se debe a que los campos electromagnéticos se desplazan más lentamente en los materiales dieléctricos que en el espacio libre. El resultado de este fenómeno es que las corrientes recorran una menor distancia en el tiempo de un ciclo, que aquel con que varían en el espacio. En consecuencia, la longitud de onda será menor que si se hallara en el espacio libre. Para corregir o compensar estas diferencias existe un número, proporcional para cada clase de línea, que se conoce por el "factor de velocidad", y que varía según el tipo de ella. Estos factores de velocidad son fáciles de conocer, porque los facilitan los fabricantes junto con los demás datos de impedancia, etc. (Ver tabla primera.)

TABLA PRIMERA

CABLES TENOPLAST para Alta Frecuencia

CARACTERISTICAS PRINCIPALES DE ESTOS CABLES

ESPECIFICACION	COAXIAL TIPO A. F. T.	COAXIAL TIPO A. S. R.	COAXIAL TIPO A. F. H.	SIMÉTRICO TIPO A. D. P.
Dieléctrico Politeno	Sólido	Semi-Aire	Sólido	Sólido
Composición del conductor en m/m	7 × 0,70	0,30	7 × 0,18	2 × 7 × 0,30
∅ del dieléctrico en m/m	7,2	4,3	4,5	} 2,3 × 11,2
∅ exterior en m/m	10,3	5,9	2,2	
Impedancia característica en ohmios... ..	52	135	55	300
Capacidad en pF/m	97	30	90	15
Atenuación: Np/Km en 1 Mc/s (para db/100 m. multiplicar por 0,86)	0,8	1,9	2,3	0,6

CARACTERISTICAS PRINCIPALES DE OTROS CABLES

Tipo	Tipo Ng	Impedancia Características	Factor de velocidad	Capacidad por metro pF
Coaxil	Aislación de aire	50—100	0,85 ¹	
	RG-8/U	53	0,66	9
	RG-58/U	53	0,66	8,69
	RG-11/U	75	0,66	6,25
	RG-59/U	73	0,66	6,40
Conductores paralelos	Aislación de aire	200—600	0,975 ²	
	14—080 ³	75	0,68	5,80
	14—023 ³	75	0,71	6,10
	14—079 ³	150	0,77	3,05
	14—056 ³	300	0,82	1,77
	14—076 ³	300	0,84	1,18
	14—022 ³	300	0,85	0,91

1. Valor medio para líneas de pequeño diámetro con cuentas de material cerámico.

2. Valor medio para líneas aisladas con espaciadores cerámicos a intervalos de pocos decímetros.

3. Números y datos correspondientes a Amphenol. Línea similar a 14-056, fabricada por distintas manufacturas. Los tipos 14-023, 14-076 y 14-022 se fabrican para aplicaciones propias de emisión.

Ejemplos: La longitud física correspondiente a una longitud de onda está dada por la fórmula:

$$\text{Longitud en metros: } \frac{300,12 \times V}{f}$$

donde:

f = Frecuencia en megaciclos/segundo.

V = Factor de velocidad.

La línea de transmisión de 300 ohmios de impedancia tiene un factor de velocidad de 0,82. Siendo así, procederemos a escribir:

Longitud de onda:

$$\frac{300,12 \times 0,82}{14200} = \frac{246,09}{14200} = 17,33 \text{ m.}$$

Y para un cuarto de longitud de onda podemos proceder a calcular:

$$\frac{246,09}{4} = \frac{\text{Long. de onda}}{4} = \frac{61,5}{f} = 433 \text{ centímetros.}$$

o sea que 1/4 de longitud de onda en la línea de 300 ohmios especificada corresponderán 433 centímetros.

A continuación véase tabla segunda, onda para un tipo dado de línea a emplear. en la que se pueden calcular directamente las longitudes de un cuarto de

TABLA SEGUNDA

Longitud de cuartos de onda de las principales líneas de alimentación
en función de la frecuencia

FACTOR V.	CLASE DE LINEA	CUARTOS DE ONDA	CMS.
0,97	Líneas de 600 ohmios... ..	$\frac{\lg. \lambda}{4} = \frac{73}{f}$	514
0,95	Tubos paralelos... ..	" $\frac{71}{f}$	500
0,85	Coaxial aislado aire	" $\frac{64}{f}$	450
0,66	Coaxial aislado sólido.. ...	" $\frac{49,5}{f}$	348
0,82	Línea de 300 ohmios	" $\frac{61,5}{f}$	433
0,68	Línea de 75 ohmios (2 hilos).	" $\frac{51}{f}$	359
0,56	Hilos retorcidos de coaxial aislamiento propio... ..	" $\frac{42}{f}$	295

En la primera columna de la tabla segunda se dan los factores de velocidad; en la segunda, la clase de línea; en la tercera, el cuarto de onda según la fórmula, y en la cuarta, la longitud en centímetros de un cuarto de onda físico a la frecuencia de 14.200 kc/s.

Terminada la explicación, quedo con el deseo de que tenga utilidad para al-

gún colega: ¡Esa es la esperanza! Añado que a todos nos enseñaron algo que aprendimos y considero que es un noble proceder seguir enseñando lo que se aprende. Debo hacer constar mi gratitud a los que me indujeron a la afición, tan llena de méritos, los amigos de Olot y los dispersos de aquella ciudad, EA 3 II y EA 3 IA .73 .DXs. para todos.

INFLUENCIA DE LA LONGITUD DE LA LINEA DE ALIMENTACION

Por EA1MH

Constantemente escuchamos a colegas que instalan antenas para sus equipos de ondas métricas o decamétricas que al comprobar la existencia de ondas estacionarias se lían a cortar y cortar el cable coaxial hasta disminuir o suprimir dichas corrientes indeseables, pero sin conocer con exactitud el porqué del resultado y en la creencia de que han conseguido su objetivo.

Si estos colegas conectasen su equipo a una antena artificial apropiada como carga podrían observar que, cualquiera que fuese la longitud del cable coaxial que une el transmisor a dicha antena, no se detectarían en el medidor ondas estacionarias. Esto es así porque el transmisor, la línea coaxial y la carga tienen el mismo valor de impedancia y dicha carga se comporta como una resistencia pura, que disipa toda la energía de RF con que se alimenta.

Para entender esto me permito traducir un artículo publicado por el colega F6ELM, Maurice Limes, en la revista «Radio Ref», en sus páginas 124 a 128, donde se expone con toda claridad y perfecta comprensión todo el proceso.

Comienza diciendo el colega F6ELM que una línea de alimentación funciona de una manera normal cuando se respetan las siguientes tres condiciones:

— Antena perfectamente simétrica alimentada en su centro.

— Línea coaxial conectada a la antena por intermedio de un simetrizador (balun).

— Línea coaxial de bajada situada bien perpendicular a la antena, para que no quede sometida a las radiaciones de la misma.

En este caso, que la adaptación línea-antena sea perfecta o no, la longitud de la línea no tendrá ninguna influencia sobre la ROE (relación de ondas estacionarias). Se puede utilizar cualquier longitud de cable coaxial. Pero si alguna de las tres condiciones citadas no se respetan aparecerá una corriente en la parte exterior de la malla del coaxial y que en adelante llamaremos i_p .

UN COAXIAL ES UN CABLE DE TRES CONDUCTORES

En la figura 1 se representa el corte de un cable coaxial. Cada una de las intensidades

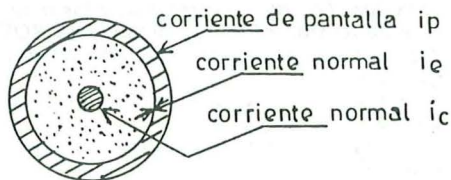


Fig. 1

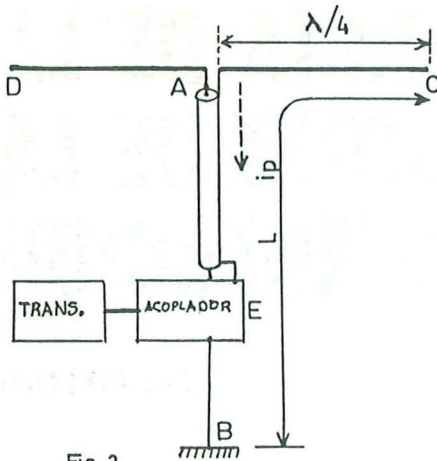


Fig. 2

i_c , i_i , i_o son canalizadas en un camino bien determinado y no se mezclan entre sí. La intensidad i_c circula por la periferia del conductor central; la pantalla o malla metálica transporta dos intensidades; i_c que circula por el interior e i_o que circula por el exterior. Luego, todo pasa como si el cable coaxial tuviese tres conductores aislados entre sí.

La radiación de la línea es producida por la intensidad i_o ; esta intensidad circula en el circuito CAEB de la figura 2. Para tener una corriente de malla mínima en E, a la entrada del emisor o del acoplador, se dará al circuito CAE de la figura 3 una longitud múltiplo de media onda. El semidipolo AC tiene $1/4$ de onda; la línea coaxial tiene, por consiguiente, una longitud múltiplo impar de cuartos de onda.

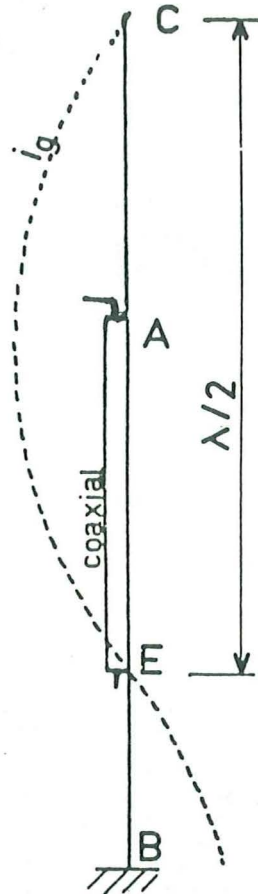
El razonamiento precedente hace al caso únicamente en lo que se refiere a la intensidad i_o que circula por el exterior de la malla, asimilándolo a un conductor unifilar. Por consiguiente, en el cálculo de longitud de un coaxial en múltiplos impares de $1/4$ de onda no interviene el coeficiente de velocidad de propagación del mismo.

ACCION SOBRE LA ROE

¿En un cable coaxial, la ROE va unida a la longitud del cable? La ROE en una línea es la relación entre los máximos y los mínimos de tensión o de intensidad. Esta ROE depende solamente de dos impedancias, que son:

- Impedancia característica del cable coaxial = Z_c .
- Impedancia en los bornes de alimentación de la antena = Z_a .

A una frecuencia dada, esta última impedancia Z_a es función de las dimensiones de la antena y de su situación y altura sobre el



suelo. Para cambiar la ROE en la línea hay que modificar uno de estos tres factores:

- Impedancia característica Z_c .
- Dimensiones de la antena.
- Posición de la antena.

La variación de longitud de la línea no puede, evidentemente, modificar uno u otro de los factores enumerados; toda variación ROE será calificada de APARENTE.

COMO FUNCIONA UNA ANTENA DE MEDIA ONDA

Por su simetría, nos ocuparemos únicamente del tramo MC de la figura 5, en el cual su longitud es de $1/4$ de onda. Recordemos que en el curso de un ciclo de 360° la intensidad se propaga sobre una distancia igual a la longitud de onda. Las curvas

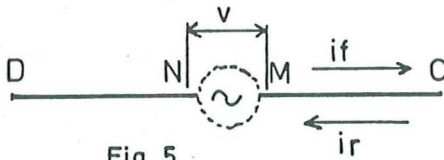


Fig. 5

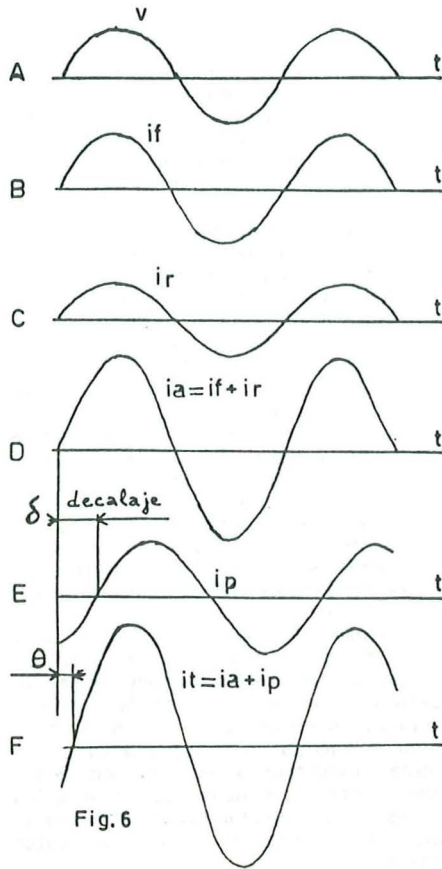


Fig. 6

de la figura 6 representan las variaciones en función del tiempo, de la tensión y de las intensidades que se hallan en MN (bornes de la antena). En 6 A está representada la tensión instantánea «v» aplicada entre M y N, en los bornes de la antena. Bajo la

acción de esta tensión, una intensidad directa i progresa de M hacia C; esta intensidad varía en función del tiempo, como se muestra en la figura 6 B, dicha intensidad se halla constantemente en fase con «v» (cualquiera que sea la longitud del tramo MC).

Cuando llega a la extremidad del tramo radiante, la intensidad se refleja; esta reflexión en C hace sufrir a i un cambio de fase de 180° . Llamemos i_r a la intensidad reflejada que parte de C y se dirige hacia el centro de la antena. Cuando esta intensidad i_r llega a M ha recorrido el camino MC y después del retorno MC, sobre un trayecto de $1/2$ longitud de onda o 180° en total, lo que es igual a medio ciclo. Esto hace que la intensidad reflejada a su llegada a M debe estar en oposición de fase con la intensidad incidente i . Pero en el curso del cambio de sentido, por reflexión en la extremidad de la antena, la intensidad ha sufrido, como ya hemos dicho antes, un decaimiento de fase de 180° . El decaimiento total de fase entre la intensidad directa y la reflejada será de $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$.

En otros términos, la intensidad reflejada llega al punto de alimentación M, exactamente en fase con la intensidad directa. Las variaciones en M de la intensidad reflejada son trazadas en la figura 6 C. En cada punto del tramo radiante, la intensidad reflejada se ajusta a la intensidad directa para formar la intensidad resultante i_r de la figura 6 D. En M, la intensidad i_r de la figura 6 D está exactamente en fase con la tensión aplicada a la antena; esta última se comporta como una resistencia pura.

Digamos de pasada que si la antena es más larga o más corta el trayecto de ida y vuelta que recorre la intensidad quedará modificado, lo que hace que las intensidades directa y reflejada no se encuentren en fase en el punto M. En dicho punto la tensión y la intensidad resultante estarán desfasadas y la impedancia de entrada de la antena se hará reactiva.

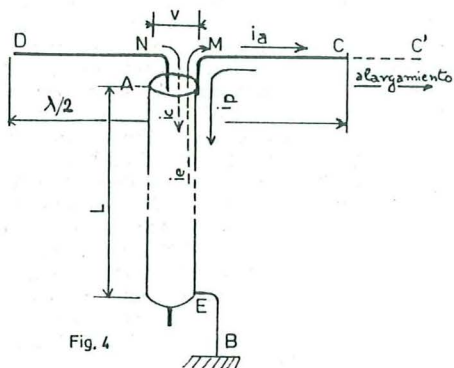
LÍNEA SIN CORRIENTE DE PANTALLA

Supongamos que la antena está en resonancia y que la línea funcione de una manera perfecta, sin corriente de malla o pantalla. Esta línea no modificará el funcionamiento de la antena. En caso de desadaptación en MN se producirá una reflexión de A hacia E de la tensión y de la intensidad de la línea. Las tensiones e intensidades existentes en MN cambian de sentido en el mismo instante, están siempre en fase y la antena permanece en resonancia.

LINEA CON CORRIENTE DE PANTALLA

La corriente i_p produce un efecto semejante a un alargamiento o un acortamiento del tramo MC de la antena (figura 4).

Recordemos que en esta línea coaxial AE



la intensidad de la pantalla i_p se propaga a la misma velocidad que en el tramo radiante MC. Por el contrario, las tensiones y las intensidades normales se propagan a una velocidad inferior. La relación de estas velocidades es igual al coeficiente de velocidad del cable, que es de 0,66 si el aislante es de polietileno. A causa de esta diferencia de velocidad, la intensidad i_p circulando en M no está en fase con la tensión v y la intensidad i_c . Se obtiene la curva F. La intensidad representada no está en fase con la tensión v . En nuestro ejemplo, la intensidad i_c está en retardo en relación con la tensión v . El retardo θ de i_c con relación a v depende no solamente del decalaje v entre i_p y v , sino también de las amplitudes respectivas de i_p y de v . Si i_p aumenta, la intensidad i_c se retarda cada vez más con relación a la tensión v . Entonces, a causa de este retardo, la antena presenta en MN una impedancia inductiva. En consecuencia, la corriente de pantalla perturbará no solamente el funcionamiento de la línea, sino tam-

bién de la antena, modificando su impedancia, lo que entraña un cambio del valor de la ROE.

Todavía no hemos tocado la longitud de la línea AE. Veamos lo que sucede cuando esta longitud se varía:

— La intensidad de pantalla cambia (sobre todo si el circuito CAEB de la figura 3 se aproxima a la resonancia).

— El desfase de i_p con relación a v varía igualmente, de suerte que la impedancia de la antena (impedancia aparente) depende de la longitud del coaxial.

Toda antena (salvo las de hilo largo) se alimentan por medio de una línea de transmisión. Como consecuencia de una mala disposición, de una defectuosa simetría, se origina una corriente en la malla exterior de la línea. Esta corriente produce un efecto idéntico a un alargamiento o a un recorte de la antena. Hacer variar la longitud de la línea equivale a alargar o acortar más o menos la antena. Esto explica las variaciones de ROE constatadas. Todos estos inconvenientes son evitados si la línea funciona sin corriente de pantalla.

De todo lo expuesto por el colega F6ELM se deduce la importancia que tiene el que las medidas de la antena sean lo más exactas posible; que su asimetría sea correcta, para lo que se hace imprescindible un buen balun; que su disposición sea escogida con todo cuidado en lo que respecta a altura sobre tierra y alejamiento de otras líneas y materiales conductores que alteren la simetría; que el acoplamiento transmisor-línea y línea-antena sea lo más perfecto posible, para que absorba toda la energía de alimentación de RF y que la línea de alimentación coaxial no quede sometida al campo eléctrico radiado.

Todo esto es válido también para una antena direccional y así lograremos que su directividad sea verdaderamente efectiva, puesto que el coaxial o línea de alimentación no tendrá más que su misión de transportar la energía de radiofrecuencia, pero exenta de radiación y de recepción de señales y nos convenceremos de que los ajustes hay que efectuarlos solamente en la antena y no cortando cachitos del cable coaxial.

Datos y cifras sobre las pérdidas en las líneas de transmisión

Traducido y adaptado por J. ALIAGA ARQUE
EA 3 PI

En la revista «Popular Electronics» el colega W9EGQ publicó unas tablas muy prácticas relacionadas con las pérdidas en las líneas coaxiales de alimentación de antena con respecto a la relación de ondas estacionarias. He aquí su traducción adaptada.

Puede decirse, en general, que cuanto mayor es la R.O.E. en una línea de transmisión mayor será la eficiencia del sistema de alimentación de antena, particularmente cuando se utiliza cable coaxial con pérdidas elevadas. Se intenta demostrar hasta dónde las pérdidas en la línea pueden afectar a la medida de la relación de ondas estacionarias.

Un puente medidor de la R.O.E. dará una indicación más o menos precisa de dicha relación *exactamente en el punto donde se halle intercalado en la línea*. Se puede observar que si el punto de conexión del puente medidor de la R.O.E. se desliza gradualmente desde el extremo de la conexión de antena hacia el extremo de la conexión con el transmisor, la lectura de la R.O.E. va disminuyendo, ya que las pérdidas normales de la línea en sí van absorbiendo más y más energía

de la onda reflejada a medida que la toma se aleja de la antena.

Naturalmente, si la línea y la carga están perfectamente acopladas (con impedancias iguales no se observará ninguna variación en la lectura de la R.O.E., ya que bajo las condiciones antedichas no existe onda reflejada de la que pueda absorberse energía. Desde el punto de vista práctico, las diferencias de R.O.E. a lo largo de una línea de alimentación de antena de radioaficionado típica pueden despreciarse, excepto cuando se trate de líneas muy largas o de emisión en V.H.F. o en U.H.F. Las tablas I y II muestran numéricamente cuanto se acaba de decir.

TABLA I.

Al utilizar las tablas debe tenerse presente que las pérdidas de potencia, al igual que las ganancias, se expresan normalmente en decibelios y que, en números redondos,

0,25 dB	representan una pérdida de potencia del	7 %
0,50 dB	»	» 12 %
1,00 dB	»	» 20 %
3,00 dB	»	» 50 %
6,00 dB	»	» 75 %
10,00 dB	»	» 90 %

En la tabla I puede observarse que con una pérdida en la línea de 0,5 dB, una lectura de R.O.E. de 2 : 1 en el punto de unión con la antena quedará reducida a una lectura de 1,9 : 1 en el punto de unión de la línea con el emisor. Para la misma pérdida en línea, una R.O.E. de 3 : 1 quedará reducida a 2,7 : 1. De la misma forma, una línea con 1 dB de pérdida dará diferencias de lectura de R.O.E. de 2 : 1 a 1,75 : 1 y de 3 : 1 a 2,3 : 1 aproximadamente, según el extremo de la línea en que se conecte el puente medidor.

no es necesario realizar la medición en el extremo de la antena, la mayoría de las veces inaccesible y, por otra parte, punto propenso a proporcionar lecturas erróneas por los efectos de la propia manipulación del puente y presencia física del operador. Puede perfectamente realizarse la lectura en el extremo del transmisor y referirla a las tablas II y I, indicando aquélla las pérdidas del cable coaxial comúnmente utilizado en las líneas de transmisión para con este dato poder entrar en la tabla I.

TABLA I

VARIACIONES DE LA R.O.E. EN LOS EXTREMOS OPUESTOS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

R.O.E. junto a la antena	R.O.E. junto al emisor cuando las pérdidas en la línea son de				
	0,5 dB	1 dB	2 dB	3 dB	5 dB
2:1	1,9 :1	1,75:1	1,55:1	1,4 :1	1,25:1
3:1	2,7 :1	2,3 :1	1,95:1	1,7 :1	1,4 :1
4:1	3,35:1	2,8 :1	2,25:1	1,85:1	1,5 :1
5:1	3,95:1	3,25:1	2,5 :1	2:1	1,52:1
6:1	4,5 :1	3,6 :1	2,6 :1	2,1 :1	1,6 :1

Dentro de la radioafición no suele ser precisa la corrección indicada para salvar estas diferencias, entre otras cosas porque los mismos puentes de medida utilizados normalmente no poseen suficiente precisión para salvarlas, si bien son totalmente exactos cuando indican el acople perfecto entre antena y línea (R.O.E. de 1 : 1).

TABLA II.

Cuando se desea saber con exactitud la medida real de la R.O.E. en el punto de acople de la línea a la antena,

Por ejemplo, si en 40 m. se halla una R.O.E. de 3,35 : 1 con el puente intercalado en el extremo de línea correspondiente al emisor, y dicha línea está formada por 50 pies de coaxial tipo RG-58/U, se determinará rápidamente que la R.O.E. es de 4 : 1 en el extremo de la carga procediendo de la siguiente forma: La tabla II indica 1 dB de pérdida para una línea RG-58/U de 100 pies de longitud para la frecuencia correspondiente a 40 m.; en consecuencia, las pérdidas por 50 pies (mitad de longitud) serán de 0,5 dB. Trasladando

este dato a la tabla I se observará que una R.O.E. de 3,35 : 1 en el extremo del emisor de una línea de transmisión de 0,5 dB de pérdidas corresponde a una R.O.E. de 4 : 1 en el extremo de la carga (antena).

que en una línea de 100 pies con coaxial RG-58/U sólo un 25 % de la potencia del transmisor alcanzará realmente a la antenna. Con RG-58/AU o RG-58/CU sólo un 16 %, aproximadamente, llegará a la antenna.

TABLA II

PERDIDAS CARACTERISTICAS DEL CABLE COAXIAL UTILIZADO

Tipo de coaxial	potencia Kw. máxima		Zo	Pérdidas en decibelios por cada 100 pies de longitud en bandas de aficionados						
	10 Mc/s.	15 Mc/s.		80 m.	40 m.	20 m.	15 m.	10 m.	6 m.	2 m.
RG8/AU RG8/U	2,9	0,78	52	0,32	0,47	0,68	0,77	1,0	1,5	2,6
RG11/AU RG11/U	2,9	0,78	75	0,40	0,57	0,92	1,0	1,2	1,6	2,7
RG588/AU RG58/CU	0,7	0,2	50	0,93	1,4	2,0	2,3	3,0	4,2	7,8
RG58/U	0,43	0,17	53,5	0,73	1,0	1,4	1,9	2,4	4,2	5,9
RG59/AU RG59/U	0,68	0,25	75	0,68	0,96	1,4	1,5	1,9	2,5	4,2

La repetida tabla II evidencia que, si bien el cable coaxial más ligero puede utilizarse para las bandas de radioaficionado de frecuencias más bajas con pérdidas despreciables, no representa ninguna economía su utilización en 6 y 2 m.

Es posible que en alguna ocasión uno pueda sentirse tentado a emplear, por ejemplo, coaxial del tipo RG-58 para alimentar una antena de poca potencia de radiación en una estación proyectada para trabajar en 2 m. (144 megaciclos), basándose en la relativa poca potencia a utilizar y en el precio bajo del coaxial. Antes de adquirir definitivamente dicho tipo de conductor, será bueno echar un vistazo a las pérdidas que ofrece el mismo en 2 m.: el tipo RG-58/U, 5,9 dB por cada 100 pies de longitud; el RG-58/AU, 7,8 dB al igual que el RG-58/CU. Trasladando estos decibelios a potencias, resultará

Sin embargo, instalando coaxial del tipo RG-8/U o RG-8/AU, el 56 % de la potencia alcanzará a la antena prácticamente el doble que con el RG-58/AU o con el RG-58/CU. Y todavía, eligiendo el nuevo cable de espuma de poliestireno equivalente al RG-8/U, fabricado por Amphenol, Belden, Moslay, etcétera, puede obtenerse una mejora del 15 %.

TABLA III.

Finalmente, si se desea conocer la pérdida producida por varios valores de R.O.E., la tabla III lo indicará. Ciertamente, una R.O.E. de más o menos 2 : 1 no ofrece un aumento de las pérdidas muy elevado, pero por encima de 3 : 1 las pérdidas aumentan rápidamente. Sin embargo, obsérvese que con 50 pies (aproximadamente 15 m.) de línea de alimentación RG-8/U (tipo de 52 ohmios más corrientemente utiliza-

do) y trabajando en 20 m. ofrece una pérdida propia de 0,34 dB (tabla II), es decir, de pérdida del sistema cuando la R.O.E. sea de 1:1. Aun una R.O.E. de 5:1 ocasionaría un total de pérdidas en la línea de aproximadamente 0,45 dB (menos del 12 % en po-

pérdidas propias muy elevadas, la R.O.E. tendría una importancia capital por el enorme aumento de potencia perdida en la línea que representaría, pérdida que sería mayor a medida que la frecuencia de trabajo fuera más elevada.

TABLA III

COMPARACION DE PERDIDAS EN LA LINEA PARA DIFERENTES VALORES DE R.O.E.

<i>Pérdida en decibelios para R.O.E. 1:1</i>	<i>Pérdidas en decibelios por cada 100 pies de línea para diferentes valores de R.O.E.</i>				
	<i>2:1</i>	<i>3:1</i>	<i>4:1</i>	<i>5:1</i>	<i>10:1</i>
0,25	0,25	0,37	0,52	0,65	1,15
0,50	0,62	0,77	0,97	1,15	2,0
1,0	1,2	1,5	1,82	2,2	2,5
2,0	2,3	2,8	3,3	3,5	5,5
3,0	3,39	4,0	4,3	5,0	7,0
5,0	5,45	6,2	6,7	7,3	9,3
8,0	8,5	9,25	9,8	10,5	12,9
10,0	10,52	11,3	12,0	12,5	17,0

tencia) con un aumento de 0,11 dB sobre las pérdidas propias de la línea, cifra verdaderamente insignificante. Llegando todavía más lejos, una R.O.E. de 10/1 en el mismo caso daría un total de pérdidas de 0,778 dB (un 15 % aproximadamente en potencia) con un aumento de 0,12 dB sobre las pérdidas propias.

Si, en cambio, la línea presentara

Cuando se hallan valores elevados de la R.O.E., deberá utilizarse un acoplador de impedancias (balun de relación fija 4 a 1 o variable para obtener relaciones apropiadas). En tales casos el puente medidor de impedancias deberá conectarse siempre entre el transmisor y el acoplador de antena para el ajuste de la R.O.E. = 1:1 o la más aproximada posible.

Breves consideraciones sobre conectores

Por FRANK MAC KINNIS (WB 2 INM/1) (1)

Traducido de «C. Q.» Junjo de 1966

A veces, cuando se construye un equipo no se suele prestar atención a los conectores de r. f. Su elección se hace a base de los elementos disponibles en la caja de repuesto. El autor de este artículo, una autoridad en conectores coaxiales para r. f., ha señalado los peligros que ofrece el empleo de conectores inadecuados y asimismo ha descrito algunos modelos y aplicaciones que probablemente no les son familiares a algunos radioaficionados.

«¿CONECTORES? ¡Bah, agujerearé el chasis y adaptaré al mismo un acoplador con algunos tornillos!»

Desgraciadamente, con esta desprecupación seleccionan la mayoría de los radioaficionados los conectores coaxiales y de potencia que emplean. Los ra-

dioaficionados no son los únicos responsables del empleo de conectores inadecuados y, a veces, de mala calidad en los aparatos y cables. También algunos fabricantes de equipos dan malos ejemplos, descuidando la calidad de estos artículos de quincalla, cuya importancia no es realmente tan insignificante.

Nadie ha pensado utilizar cinturones de seguridad para aviones y coches con hebillas de hoja de lata, por mucho ahorro que ello le proporcione, porque cuando es necesario que el cinturón trabaje sólo resistirá lo que la hebilla que lo sujeta. Tanto los radioaficionados como los fabricantes de aparatos desprecian esta filosofía cuando se trata de conectores.

Conectores de fonía: causantes de pequeñas averías.

El receptáculo de chasis, tipo, fono

(1) Amphenol Borg Electronic Corp., 33 E. Franklin Street, Danbury, Conn.

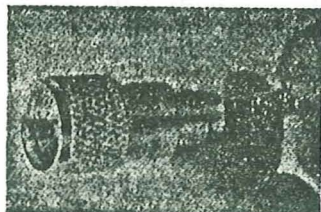


FIG. 1.—Los conectores tipo fono, como el visto al dorso de este transmisor, son adecuados para las aplicaciones de Hi-Fi, pero no para las de R.F. Las averías en el conector y dieléctrico se producen fácilmente y pueden dar lugar a la inutilización del equipo, debido a una salida cortocircuitada.

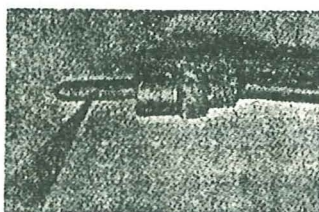


FIG. 2.—Las clavijas débiles de fonía, como ésta, son fuentes de perturbaciones, porque no están calculadas para aplicaciones de R.F.; pueden ocurrir cortocircuitos entre el trenzado y el conductor central debido a la escasa separación entre protector y espiga. Además, la influencia del medio ambiente puede debilitar el encaje del protector en el conector del chasis.

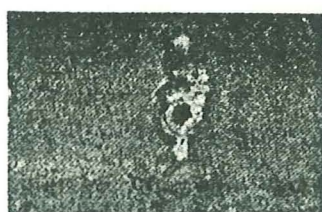


FIG. 3.—Este es uno de los conectores de U.H.F. más populares entre los aficionados conscientes de la necesidad de una conexión adecuada para la R.F. Está bien construido y ofrece buena contactación y ofrece buena contactación desconexion accidental en equipos de baja y media potencia, a pesar de lo cual son baratos y de fácil instalación.

(figura 1), que llevan algunos transeceptores de BLU y, prácticamente, todos los transmisores, es el mejor ejemplo de lo costoso que resulta el mal entendido ahorro de unas pesetas. Estos enchufes débilmente protegidos son adecuados para Hi-Fi, en cuyas aplicaciones las tensiones de trabajo son del orden de los microvoltios, para las cuales están calculados dichos enchufes. Pero miles de radioaficionados quieren forzar 200 vatios p. e. p., o más, a través de estos débiles zócalos y clavijas, sin fijarse que tales niveles de potencia sobrepasan las posibilidades del die-

acoplar estas clavijas y zócalos, unido al esfuerzo que el cable transmite sobre los conectores cuando están acoplado, puede resquebrajar los dieléctricos y cortocircuitar los conductores.

Otro peligro existe con los conectores tipo fono: se averían fácilmente, no sólo al realizar el acoplamiento y desacoplamiento, sino también debido a la influencia del medio ambiente y descuidos del usuario. Como la conexión depende de la presión con que el protector de la clavija encaja en el receptáculo del chasis, un protector averiado puede hacer que los conec-



FIG. 4.—Conector manual desconocido para la mayoría de los aficionados; esta clavija U.H.F. en ángulo recto facilita la conexión de los cables a los conectores de los chasis de equipos para baja y media potencia. La figura representa la forma de enchufarlo en la parte posterior de un sintonizador de antenna.

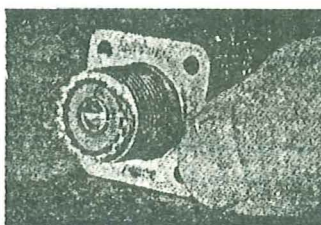


FIG. 5.—El conector de chasis más empleado es el tipo SO-239, que se ve en esta figura. Está relleno de mica y aislado con baquelita. Reune excelentes condiciones para resistir la influencia del medio ambiente. Está construido, como todos los U.H.F., de latón plateado. Estos dos metales proporcionan una combinación fuerte.

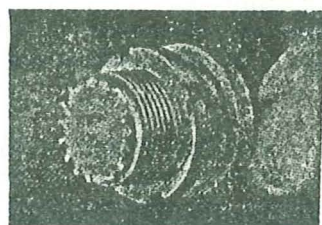


FIG. 6. — Un conector de U.H.F. de gran seguridad que puede sustituir a los conectores de fono de los aparatos. Este receptáculo de tapón puede instalarse en equipos comerciales sin más que agrandar el orificio que queda después de quitar el conector de fono. Es muy fácil de instalar.

léctrico y de las dimensiones del conductor.

Algo mejor son los conectores de fono con dieléctrico de cerámica. Aunque proporciona mejor protección contra las averías, algunas de sus características también los hace inapropiados para las aplicaciones de r. f.

Como la clavija encaja a presión en el receptáculo hembra del chasis, en cuanto se ejerce la más pequeña tracción sobre el cable acoplado a la clavija, se transmite un considerable esfuerzo sobre los dieléctricos de ambos conectores. El proceso de acoplar y des-

conectores se desacoplen sin que sea percibido. Esto no produce avería si los conectores enlazan un receptor a un revelador coaxial, pero si enlazan un amplificador final a una antenna puede ocurrir la avería.

Puede existir otro peligro: la posibilidad de que trenza y conductor queden cortocircuitados. La constitución de la clavija hace prácticamente imposible soldar la trenza al protector sin el riesgo de que se produzca un cortocircuito. La distancia que queda entre la trenza y el conductor, al preparar la unión del cable con la clavija, depende

de la pulcritud de la persona que la prepara. Los diminutos hilillos del trenzado pueden cortocircuitar fácilmente al conector, produciendo una extraña insensibilidad en los receptores y zumbidos en los tubos del amplificador final.

A la vista de lo anteriormente ex-

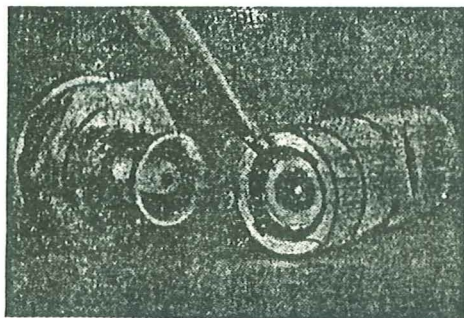


FIG. 7.—Para los aficionados que emplean alta potencia y aun media potencia por encima de 2 m, se recomienda con interés la protección de los conectores tipos «C». El secreto de la baja s.w.r. y de la alta capacidad de potencia de estos conectores está en su dieléctrico. El conector «C» también es bueno para emplearlo con los cables de alimentación de energía y como conector impermeable. La técnica del montaje se muestra en la figura 11.

NOTA: s.w.r. = Standig Wave Relation = relación de onda estacionaria.

puesto, la selección de los conectores debe hacerse teniendo en cuenta las siguientes condiciones.

1. *Eléctricas*: El dieléctrico y las dimensiones del conductor deben ser capaces de admitir, a las frecuencias de trabajo, las máximas tensiones y corrientes de funcionamiento.

2. *Físicas*: La estructura del conector debe resistir las más duras pruebas físicas a que pueda ser sometido durante el funcionamiento, incluyendo los descuidos al enchufar y desenchufar y los malos tratos que pudieran producirse en el manejo de los aparatos.

3. *Medio ambiente*: Impermeabilización (cuando sea necesario).

4. *Velocidad de conexión y desconexión*: Para aplicaciones de alimentación de energía, desconexión rápida. Para aplicaciones de r. f., conexión más positiva.

5. *Tamaño*: El espacio disponible en los chasis para instalar los conectores puede ser reducido, etc.

Probablemente el conector más empleado en baja frecuencia por los radioaficionados —además del tipo fono— es el de la serie de UHF (Amphenol 83-1AP) representado en la figura 3. Está proyectado para aplicaciones de r. f. con impedancia no-constante y potencia media. Es un buen conector para fines generales, cuando no importa el desequilibrio en la línea y una relación de onda estacionaria ligeramente elevada. El conductor central está aislado con mica-baquelita o con Teflón.

Economizadores de espacio y paciencia.

Las clavijas U. H. F. se manejan fácilmente cuando en el aparato hay suficiente sitio para acoplarlas, pero no resulta así cuando el espacio disponible es escaso. En tales casos, resulta muy útil la clavija en ángulo (Amphenol 83-EAP) representada en la figura 4, que, dicho sea de paso, es poco conocida. Con ella se simplifica la conexión de los cables coaxiales en los receptáculos posteriores de los aparatos, pues resulta muy fácil de colocar.

El receptáculo comúnmente empleado con las clavijas U. H. F. es el que lleva la designación militar SO-239 (Amphenol 83-1R) representado en la figura 5. Necesita cuatro orificios de fijación de 1/8 de pulgada (3,25 mm.) y un orificio, para el receptáculo en sí, de 5/8 de pulgadas (16 mm.).

La perforación y fijación del SO-239 exige cierta habilidad cuando se realiza en un chasis nuevo y aún más habili-

dad cuando hay que instalarlo en alguna parte ya en servicio de un equipo. Antes de perforar los cinco orificios en una pieza de un aparato comercialmente construido debe comprobar si, en efecto, se necesitan *todas* las características del SO-239. Los cuatro orificios de fijación permiten receptáculo quede instalado con una cubierta protectora (la pestaña) en su parte posterior. Si el receptáculo ha de ser utilizado en alguna pieza de la sección V. H. F. o U. H. F. y puede quedar junto a cables de alimentación sin apantallamiento, o junto a un conexionado entre pasos, esta cubierta protectora es importante. Sin ella, el circuito de r. f. no queda realmente aislado.

Pero si el acoplamiento con el conexionado entre pasos no es probable y los cables de alimentación quedan a suficiente distancia, el SO-239 y la cubierta protectora son innecesarios, pudiendo emplearse un receptáculo tipo tapón (Amphenol 4575) dotado de una gran tuerca roscada en vez de la placa de fijación, que lo sustituye excelentemente. Como su instalación sólo exige un orificio, puede desmontarse un receptáculo fono existente en cualquier equipo comercial y sustituirlo por otro del tipo tapón (ver figura 6), para lo cual basta atornillar éste en el orificio que queda en el chasis, convenientemente agrandado hasta 5/8 de pulgadas. Hay que tener la precaución de colocar el suficiente número de arandelas entre el chasis y la tuerca, y entre el chasis y el dorso del receptáculo para que al enchufar y desenchufar no pueda desenroscarse el receptáculo.

Existen más de un tipo.

Aunque los conectores de los tipos de U. H. F. son los más utilizados universalmente por los radioaficionados no sirven para todas las aplicaciones, como muchos creen. Las características de los conectores típicos U. H. F. son las siguientes:

Eléctricas:

- Impedancia..., no constante (pero buen acoplamiento en las bandas inferiores de radioaficionado).
- Margen de frecuencia... 0-200 Mc, (0-500 Mc con precaución).
- Tensión... 500 voltios de pico.

En relación con el medio ambiente.

- Temperaturas límites... —67° F a 300° F (—55° C a 150° C).
- Climatización... Sin impermeabilizar.

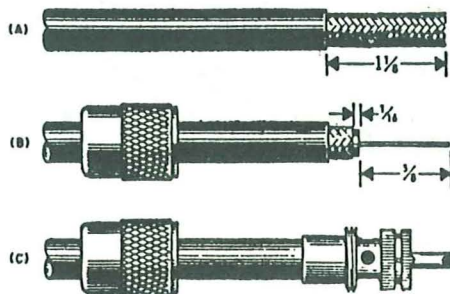


FIG. 8.—Instrucciones para adaptar los conectores tipos U.H.F. a los cables coaxiales RG-8/U (superior) y RG-58/U. En la figura se describen las clavijas 83-1SP y 83-822. En (A) aparece el cable sin el trozo de la cubierta de vinilo que debe quitarse (para 21 83-1SP quitar 1 y 1/4 de pulgada. Preparar el conductor central, el aislante y el trenzado como se representa en (B). Introducir el anillo de acoplamiento en el cable y soldarlo al trenzado por los orificios de soldadura. Soldar también el conductor central a la patilla de la junta. No aplicar un calor excesivo. Atornillar el anillo de acoplamiento a la junta.

Claramente se ve que los conectores de U. H. F. no son los óptimos para utilizarlos por encima de los 220 Mc, ni apropiados para aplicar las tensiones de placa a equipos de un kilovatio. Y por no ser impermeables resultan inadecuados en sitios no protegidos contra las inclemencias atmosféricas.

Para los amantes de la U. H. F., que emplean alta potencia, existen conectores sin las limitaciones de frecuen-

cia que ofrece un conector coaxial U. H. F. Un conector tipo «C» como el 82-530 de Amphenol (figura 7) ofrece baja v. s. w. r. hasta 10.000 Mc, así como una impedancia constante de 50 ohmios, lo cual proporciona un acoplamiento mucho mejor con el cable coaxial de 52 ohmios. La combinación de estos factores, junto con las tensiones admisibles de 1,500 voltios de pico y 3,000 voltios eficaces (?), hacen al co-

camente desconocido entre los radioaficionados, aun cuando en muchos casos pueden simplificar una labor normalmente difícil.

Consideramos la forma de resolver el viejo problema de introducir una línea de alimentación coaxial a la sala de trabajo. Los radioaficionados han trabajado mucho, atravesando gruesas paredes de mampostería con complicadas y enormes tuberías alquitranadas, para introducir la línea. Pero introducir una línea continua de una parte a otra del muro no es la solución.

La solución es un conector de tapón impermeable, instalado en la siguiente forma: se perfora el bastidor de la ventana con un orificio de una pulgada de diámetro de forma que profundice en el bastidor hasta quedar a 1/4 de pulgada de final; a continuación se prosigue la perforación con un orificio de 3/4 de pulgada de diámetro, debidamente centrado en el orificio anterior, hasta atravesar el 1/4 de pulgada restante. Un conector «C» de tapón se acoplará perfectamente en el orificio de 3/4 de pulgada, ofreciendo una adaptación impermeable a ambos lados de la ventana. La lluvia, ventisca y nieve no afectarán a la conexión y se podrá conectar una nueva línea al adaptador de tapón en el momento preciso.

Otra aplicación de los conectores impermeables es su empleo entre el tope de fijación de una antena de estación móvil y el cuerpo del transporte. Bastantes radioaficionados dejan de impermeabilizar la base de una antena montada a tope porque el hacerlo les supondría, cuando han de variarla para su utilización, una tarea difícil. Por esto dejan la conexión de base expuesta y hacen un orificio en el fondo del cuerpo del transporte para el cable de antena. El resultado es que, tanto la base de la antena como el orificio se oxidan. La oxidación de éste no deja de ser un inconveniente, pero es más grave que la antena se oxide porque

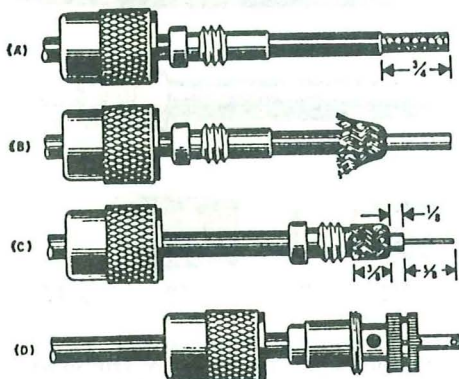


FIG. 9.—Instrucciones para adaptar los conectores 83-1SP, 83-822 y 83-750 de Amphenol al RG-58/U mediante el adaptador 83-168 u 83-185. En (A) aparecen colocados en el cable el anillo de fijación y el adaptador, y la cubierta de vinilo separada. En (B), la trenza se ha abierto y replegado. Poner el adaptador según las dimensiones vistas en (C) y plegar el trenzado en la forma indicada. Atornillar la clavija en el adaptador y soldar el trenzado al cuerpo de la clavija por los orificios de soldadura. Asegurarse de aplicar suficiente calor para que trenza y cuerpo queden bien unidos. Soldar el conductor central a la patilla de contacto y atornillar el anillo de acoplamiento a la clavija.

nectar «C» excelente para aplicaciones con alta potencia en U. H. F. y en las proximidades de las microondas. El conector «C» es solamente uno de los muchos conectores catalogados con tensiones mayores que los del tipo de H. U. F.

Conectores impermeables.

El conector impermeable es prácti-

ello hace que la carga sea inestable y produce una s. w. r. elevada debido al moho y a las fugas de r. f., especialmente en las zonas costeras.

La solución es simple: basta impermeabilizar la conexión de la base de antena con algún compuesto impermeabilizante y llevar la corta longitud de coaxial, terminada en un conector impermeable, hasta un sitio apropiado debajo del cuerpo del transporte. Instalando en este sitio un receptáculo de tapón impermeable se podrá poner en servicio a la antena fácilmente y preservarla contra los efectos de la oxidación.

Conectores sin soldadura.

Actualmente se están fabricando una gran variedad de conectores para r. f. y para energía que pueden acoplarse a los cables sin necesidad de soldadura. La razón de esta nueva fabricación es clara: una de las causas más corrientes de que se cortocircuiten los conectores es la aplicación de demasiada soldadura. Con los nuevos conectores se elimina la necesidad de soldar la conexión del trenzado al protector del conector y, en algunos casos, la del conductor central a la patilla de contacto.

Muchos radioaficionados prefieren los conectores sin soldadura porque en sus trabajos anteriores con los modelos con soldadura ha fracasado. La técnica del montaje no es complicada con ninguno de los dos tipos, pero ambos requieren más cuidado que el que normalmente se les presta.

Las variedades corrientes de conectores de U. H. F. están proyectadas para emplearlas con cables coaxiales de media pulgada de diámetro aproximadamente, tal como el RG-8/U. La figura 8 representa la forma de acoplar una clavija soldada al RG-8/U, y la figura 8 muestra el cable tipo RG-59/U. El adaptador reductor empleado para el RG-58/U de la figura 8B es muy importante porque aprieta firmemente al

cable y distribuye el esfuerzo ejercido sobre el trenzado y el conductor entre la cubierta y el conjunto de la clavija.

La figura 10 muestra el procedimiento de acoplar adecuadamente los conec-

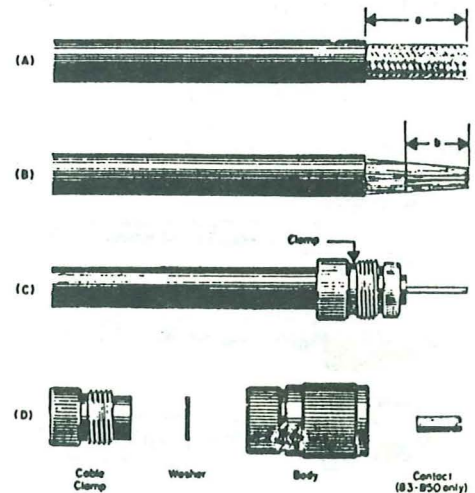


FIG. 10.—Instrucciones para acoplar adecuadamente conectores sin soldar y semisoldados Amphenol 83-850 y 83-851. Recortar la cubierta de vinilo del cable como se ve en (A). Para el 83-850, la dimensión a es de 15/16 de pulgada y para el 83-851 de 31/32 de pulgada. Peinar el trenzado como se ve en (B) y cortar el dieléctrico de forma que la dimensión b sea de 35/64 de pulgada para el tipo 83-850 y de 5/8 de pulgada para el 83-851. (Estañar, solo en el 83-851, previamente el conductor central.) Poner el trenzado en forma de punta, como se ve. Atornillar la abrazadera a la cubierta del cable hasta que sus salientes interiores topen contra el extremo de la cubierta. Plegar el trenzado hacia la abrazadera, amoldándolo a ésta y alisándolo hasta que quede como se ve en (C). Colocar una arandela dentro de la cavidad del cuerpo y atornillar éste fuertemente en la abrazadera. Para el 83-850 solo atornillar la patilla de contacto de forma que encaje en su interior al conductor central. Para el 83-851 soldar suavemente el conductor central a la patilla de contacto con rapidez y cuidado para no destruir el aislante.

tores sin soldadura y semi-soldados. En ambos casos se emplea una arandela para apretar firmemente a la trenza peinada contra el casco del conector, pero la clavija sin soldadura emplea

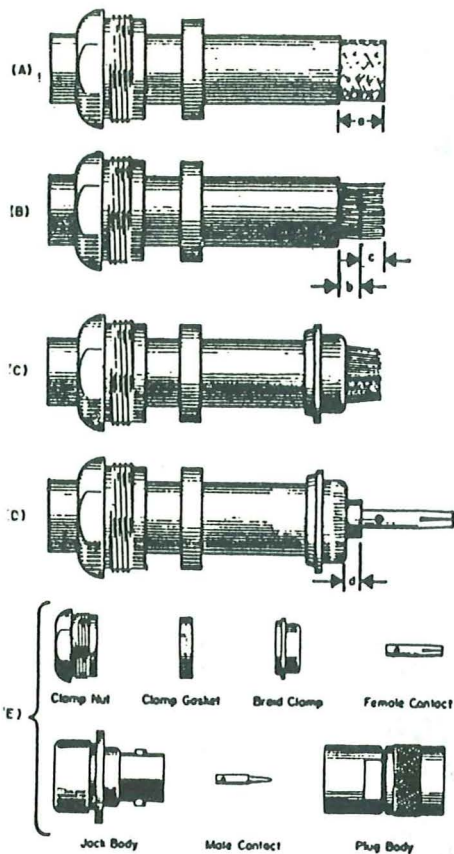


FIG. 11.—Instrucciones para el acoplamiento del conector tipo «C» de Amphenol. Este tipo es apropiado para alta potencia por encima de 2 m y es el conector impermeable ideal. Introducir el cable en la tuerca y en la arandela de unión, como se ve en (A), y quitar una longitud de cubierta igual a la representada por *a*. Esta es, para el RG-8/U, de 5/16 de pulgada y para el RG-58/U, de 3/8 de pulgada. Peinar el trenzado como se representa en (B) y cortar el aislante. Para el RG-58/U, *b* mide 7/32 de pulgada, mientras que para el RG-58/U, *b* mide 7/32 de pulgada y *c* 5/32 de pulgada. Tirar de los hilos de punta con el conductor central. Colocar la abrazadera del trenzado sobre éste y apretarla hacia la cubierta del cable hasta que quede como se ve en (C). En (D) se muestra cómo queda el trenzado después de replegarlo, ajustarlo y amoldarlo sobre la abrazadera. Después se suelda el contacto al conductor central. La dimensión *d* será, para el RG-8/U, de 3/16 de pulgada, y para el RG-58/U de 9/16 de pulgada. Insertar el cable y demás elementos de que el cuerpo del conector, asegurándose de que el extremo aguzado de

una patilla de contacto atornillada para fijar el conductor central, mientras que en el semi-soldado se fija con soldadura blanda. Como las clavijas totalmente soldadas, las que carecen de soldadura y las semi-soldadas están proyectadas para cables del tipo RG-8. Cuando se emplean cables del tipo RG-59/U debe hay que reducirlos con el adaptador apropiado.

Desde el punto de vista de la seguridad es lo mismo elegir conectores con soldadura que sin soldadura. En ambos casos, el dieléctrico y las dimensiones del conductor son similares, y ninguno de ellos es impermeable. Lo importante es estudiar bien las condiciones en que se utiliza el aparato, considerando las siguientes cuestiones:

1. ¿Está el aparato protegido con los conectores convenientemente especificados?

2. ¿Se emplean conectores proyectados para audio, con los cables de r. f.?

3. ¿Pueden resistir los conectores de los cables los descuidos corrientes, tales como ser pisados o las instalaciones de emergencia que hay que emplear en salidas al campo, sin peligro de que se produzcan cortocircuitos?

4. ¿Puede resistir los conectores del aparato y los cables los descuidos corrientes al enchufar y desenchufar?

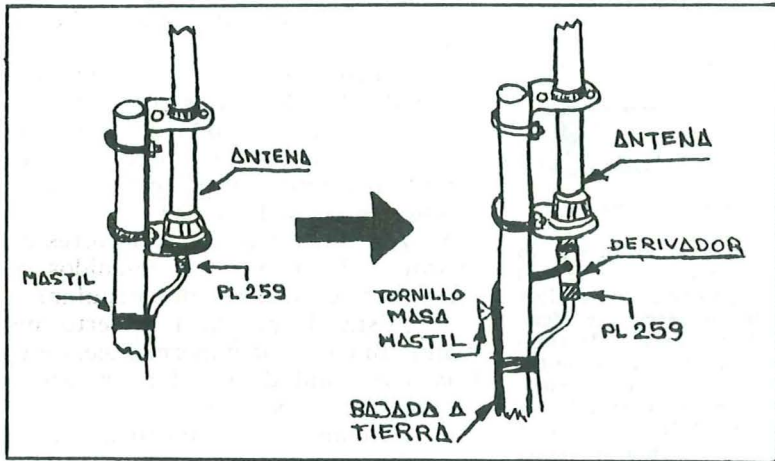
5. ¿Está el aparato a cubierto, mediante un conector impermeable, de un final con zumbido en el peor caso, o de una elevada s. w. r.?

6. ¿Dudamos en gastar unas pesetas más al comprar conectores apropiados para proteger un aparato de miles de pesetas?

Si existen dudas de que alguna de estas cuestiones sean contestadas convenientemente, es de sentido común instalar conectores cuyas características se adapten a la aplicación que del mismo queremos hacer.

la abrazadera del trenzado encaja debidamente en la arandela de unión; apretar la tuerca. Los elementos componentes deben disponerse en el orden representado en (E).

CONECTORES DERIVADORES DE ESTATICAS: QUE SON, PARA QUE SIRVEN Y COMO SE USAN



◦ COLOCACION DE UN DERIVADOR EN UNA VERTICAL. ◦

Existen en el mercado diversas clases de conectores como los que se ilustran en el gráfico adjunto, cuya utilidad es importante de cara a la derivación de corrientes estáticas en las antenas y en sus líneas de alimentación. Este artículo pretende tratar este tema y su eliminación o derivación mediante estos conectores.

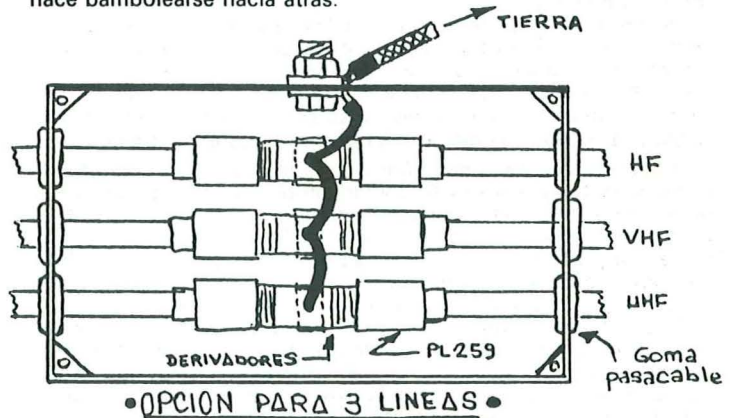
Las corrientes estáticas en nuestras antenas se producen por dos vías fundamentales, la primera y más importante debida a la ionización del aire con motivo de las tormentas; este fenómeno atmosférico, como sabemos, va acompañado de una mayor o menor cantidad de aparato eléctrico que motiva fuertes corrientes estáticas en las antenas y líneas de alimentación y cuyos efectos



pueden ser perjudiciales para nuestros equipos si no están debidamente protegidos; la segunda vía de producción de corrientes estáticas se debe al frotamiento del aire con la antena y con el cable coaxial (PVC), así como en el caso del automóvil por frotamiento de la carrocería con el viento.

Hay determinados tipos de antenas para exteriores de edificios y para instalación en móvil que llevan una protección, generalmente en forma de bobina interior, que mantiene un cortocircuito a tierra para este tipo de fenómeno, debiendo, por tanto, contar con una buena toma de tierra en el mástil o torreta para que se deriven estas corrientes estáticas. Pero hay algunos otros tipos de antenas (dipolos, direccionales, verticales, móviles, etc.) que no disponen de este tipo de protección.

Al respecto de las corrientes estáticas producidas en el automóvil he de manifestar que una forma de descargarlas es con una cadena que va arrastrando por el pavimento y que debe ser colocada en la parte baja de la carrocería, firmemente sujeta a ella y lo más adelante del vehículo posible; asimismo, debo manifestar que las clásicas cintas de goma que venden en las tiendas de repuestos de automóvil y que suelen ir marcadas con la palabra «feliz» (?) no valen absolutamente para nada, no porque sean de goma (que es algo conductora), sino porque está de sobra comprobado que aun con ellas las personas siguen descargando el coche de corrientes al bajar o subir a él; hecho que se pone de manifiesto con el clásico calambrazo. Por otro lado, de nada o de poco sirve poner una correa en la parte posterior del vehículo cuando ya todas las corrientes han atravesado su carrocería desde adelante hasta atrás; es más lógico ponerla adelante o, si se prefiere, una en cada situación. Por otra parte, esta cadena de la que hablo debe rozar siempre con el pavimento, y no como las cintas, que el viento las hace bambolearse hacia atrás.



No obstante, la utilización del sistema mencionado de descargar corrientes estáticas en el automóvil no impide que circulen corrientes estáticas a través del coaxial de alimentación que pueden perjudicar a nuestros equipos, lineales, previos, etc.

Muchos transmisores-receptores llevan en su paso de entrada de RF una protección de diodos en contraposición, para impulsos parásitos y análogos, pero no todos los equipos los llevan, incluso de moderna concepción.

Tanto en unos casos (circuitos protegidos) como en otros (circuitos sin proteger) son necesarios dispositivos que deriven las corrientes estáticas a tierra; entre estos dispositivos se encuentra el tipo de conectores a que hago referencia y cuya apariencia es muy similar a un conector corriente al que se hubiere añadido un terminal de masa.

Pero la realidad es muy otra, estos conectores, a los que llamaremos derivadores de estáticas, no son meros adaptadores con un terminal de masa; su constitución interna es distinta y merece nuestra atención, ya que poseen un electrodo que, introducido íntimamente dentro del conector hasta situarse a unos 0,5 mm. del vivo del mismo, provoca que, ante cualquier corriente estática que circule a lo largo del conector, salte la chispa a masa y por su terminal se derive a tierra hacia donde no nos perjudique, impidiendo su circulación a lo largo de la línea y su perjuicio consiguiente.

Estos conectores, como puede apreciarse en el gráfico, los hay, fundamentalmente, de dos tipos: macho-hembra y hembra-hembra, ambos con un terminal para soldar un grueso cable de derivación a la mejor tierra que nos sea posible.

Describiré aquí dos procedimientos para su utilización, aunque existen otros dependiendo de la imaginación de cada cual.

Debe tenerse en cuenta que la protección es efectiva cerca del punto de alimentación de la antena, con objeto de que la corriente estática no circule a lo largo del coaxial, es, por ello, que el conector o conectores deben procurarse instalar lo más cerca posible de la antena.

Si sólo es una antena a proteger y ésta lleva un conector tipo SO-239, usaremos el conector macho-hembra, intercalándolo entre nuestro conector PL y la antena, vemos, por tanto, que la instalación es rápida y práctica, puesto que no hay más que desenroscar nuestro conector PL e intercalar el derivador, al que previamente habremos soldado un grueso cable en su terminal de masa para derivar por él esas corrientes estáticas a tierra; recordemos que hay que poner a tierra la torreta o el mástil que soporta la antena.

Si son varias las antenas a proteger, podemos realizar una instalación compacta y sólida intercalando conectores derivadores de estáticas tipo doble hembra en los coaxiales, todos juntos y protegidos por una caja estanca de las que se suministran en las tiendas de electricidad para instalaciones al aire libre, con gomas pasacables y toma exterior para el terminal de tierra; habremos de unir los terminales de los conectores entre sí mediante un grueso cable y, a su vez, a la mejor toma de tierra que encontremos.

El que suscribe lleva dos años con la instalación protegida con estos conectores y jamás ha tenido problemas con la estática, a pesar de que tengo la precaución (cuando me acuerdo) de desconectar los equipos en caso de tormenta. Pero es que esto solo no basta, porque la estática es capaz de perforar el dieléctrico de PVC de nuestro coaxial, dejando su huella en él y perjudicándolo para el uso al que lo destinamos, ya que se producen fugas.

En el automóvil, donde también se produce este fenómeno y que se manifiesta por unos chasquidos que desaparecen en tiempo húmedo o a coche parado, es conveniente utilizar estos conectores para eliminar la estática que no llega a derivar la cadena o la correa (ineficaz, repito) y que, por tanto, capta la antena.

CARACTERÍSTICAS DE LINEAS DE TRANSMISIÓN ORDINARIAS

	Atenuación dB por 100 pies. Relación ondas estac. = 1			Factor de velocidad V	Capacidad p.f. por pie	Observaciones
	30 MHz	100 MHz	300 MHz			
Línea aérea hilo cobre número 12.	0,15	0,3	0,8	0,96-0,99	—	Separación: por debajo de 50 MHz, 4 pulgadas; por encima de 50 MHz, 2 pulgadas. Incluidas pérdidas radiación: Aisladores cerámicos bajas pérdidas y limpios. Alta radiación por encima de 150 MHz.
Línea en cinta tipo recepción, 300 ohmios (conductores 7/28).	0,86	2,2	5,3	0,82*	6*	Para línea seca y limpia. Comportamiento más bien pobre en tiempo húmedo. La mejor línea es la ligeramente cóncava. Evitar línea que tenga dieléctrico cóncavo. Conveniente para transmisión pero de baja potencia. P. aumentan con el tiempo. Admite 400 W a 30 MHz si R.O.E. es baja.
Tubular «Twin Lead» tipo recepción, 300 ohmios, diám. exterior 5/16 pulg. Amphenol tipo 14-271.	—	—	—	—	—	Características análogas al tipo de cinta para recepción, excepto que tiene mucho mejor comportamiento en tiempo húmedo.
Línea en cinta tipo transmisión, 300 ohmios.	—	—	—	—	—	Características varían algo con el constructor, pero son parecidas al tipo de cinta para recepción excepto que admite mayor potencia y tiene mejor comportamiento con el tiempo.
Tubular «Twin Lead» tipo transmisión, Diám. exterior 7/16 pulg. Amphenol 14-076.	0,85	2,3	5,4	0,79	6,1	A emplear cuando la tubular «Twin Lead» tipo recepción es de insuficiente potencia. Admite 1 kW a 30 MHz si la R.O.E. es baja.
Línea en cinta tipo recepción, 150 ohmios.	1,1	2,7	6	0,77*	10*	Util para secciones adaptadoras en cuarto de onda. No suele emplearse como línea.
Línea en cinta tipo recepción, 75 ohmios.	2	5	11	0,68*	19*	Util especialmente en margen alta frecuencia debido a excelesas pérdidas a m.a.f. y u.s.f. Menos afectada por el tiempo que la cinta de 300 ohmios.
Línea en cinta tipo transmisión, 75 ohmios.	1,5	3,9	8	0,71*	18*	Muy satisfactoria para emisión por debajo de 30 MHz y potencia hasta 1 kW. No está afectada apenas por tiempo húmedo.
Coaxial RG-8/U, 52 ohmios	1	2,1	4,2	0,66	29,5	Admite 2 kW a 30 MHz, si R.O.E. es baja; diám. ext. 0,4 pulg. Conductor 7/21.
Coaxial RG-11/U, 75 ohmios	0,94	1,9	3,8	0,66	20,5	Admite 1,4 kW a 30 MHz, si R.O.E. es baja; diám. ext. 0,4 pulg. Conductor 7/28.
Coaxial RG-17/U, 52 ohmios	0,38	0,85	1,8	0,66	29,5	Admite 7,8 kW a 30 MHz, si R.O.E. es baja; diám. ext. 0,87 pulg. Diám. conductor 0,19 pulg.
Coaxial RG-58/U, 53 ohmios	1,95	4,1	8	0,66	26,5	Admite 430 vatios a 30 MHz, si R.O.E. es baja; diám. ext. 0,2 pulg. Conductor 20.
Coaxial RG-59/U, 73 ohmios	1,9	3,8	7	0,66	21	Admite 680 vatios a 30 MHz, si R.O.E. es baja; diám. ext. 0,24 pulg. Conductor 22.
Coaxial RG-59, 72 ohmios.	2	4	7	0,66	22	V. «comercial» del RG-59/U; para aplicaciones de poca exactitud. Más barata.
Par apantallado RG-22/U, 95 ohmios.	1,7	3	5,5	0,66	16	Para aplicaciones apantalladas, equilibradas respecto a tierra. Muy baja captación de ruidos; diám. ext. 0,4 pulg.
Par apantallado K-111, 300 ohmios.	2	3,5	6,1	—	4	Para bajada antena televisión en emplazamientos con ruidos eléctricos. P. más altas que con cable/cinta ordinario 300 ohmios, pero no aumentan tanto con malas condiciones atmosféricas.

* Valor aproximado. El exacto varía ligeramente con el constructor; P. = Pérdidas; R.O.E. = Relación ondas estacionarias. 1 pulgada = 25,4 mm; 1 pie = 30,48 cm; 1 metro = 3,28 pie.

Figura 21

Las líneas coaxiales de tipos más antiguos tienen una vida útil de tres a seis años; después aumenta gradualmente la atenuación, especialmente en clima cálido. Los cables más modernos (designados por el sufijo A : RG-8A/U por ejemplo) tienen una vida útil de doce años aproximadamente. Los cables de la serie de 52 ohmios han sido reemplazados recientemente por cables de 50 ohmios, siendo ahora designado el RG-8A/U por RG-213/U. Las versiones de larga duración de la familia del RG-58 son RG-58B/U (53,5 ohmios) y RG-58C/U (50 ohmios).

RG TYPE COAXIAL CABLES

Non-Contaminating Low Temp. Black Jacket	Vinyl & Poly. Jackets		Armor O.D.	Jacket O.D.	Vinyl Jacket	Shields		Dielectric O.D.	Center Conductor	V.P. %	Cap. M.Mid. /Ft.	Max. Oper. Volts Rms.	Nom. Imp. Ohms
	Number RG-/U	Cat. No.				No. RG/U	Cat. No.						
5B	4432			.332	Black	5	C	.185	16	65.9	28.5	3000	52.5
6A	4433			.332	Black	5	S	.185	.053S	65.9	29.5	3000	50
				.370	Black	7	C	.185	21C+W	65.9	20.	2700	75
				.405	Black	8	C	.250**	19	84	12.5	1000	97
8A	4435			.405	Black	8	C	.285	7/21	65.9	29.5	4000	52
				.420	Grey	9	C	.285	7/0296	65.9	30.5	4000	50
9A	4437			.420	Grey	9	S	.280	7/21S	65.9	30	4000	51
9B	4438			.425	Black	9	S	.285	7/0296S	65.9	30.5	4000	50
10A	4439		.475	.405	Black	11	C	.285	7/0296	65.9	30.5	4000	50
				.405	Black	11	C	.285	7/26T	65.9	20.5	4000	75
11A	4440			.405	Black	11	C	.285	7/26T	65.9	20.5	4000	75
12A	4441		.475	.405	Black	13	C	.285	7/26T	65.9	20.5	4000	75
				.425	Black	13	C	.285	7/26T	65.9	20.5	4000	75
13A	4443			.425	Black	13	C	.285	7/26T	65.9	20.5	4000	75
14A	4467			.545	Grey	14	C	.370	10	65.9	29.5	5500	52
14A	4468			.545	Black	14	C	.370	.105	65.9	30	5500	52
17A	4482			.870	Black	17	C	.680	.188C	65.9	29.5	11000	52
18A	4483		.945	.870	Black	18	C	.680	.188C	65.9	29.5	11000	52
				.322	Grey	21	S	.185	16N	65.9	29	2700	53



UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑÓLES