

197108

21



*Memoria Descriptiva*

*para*

una Patente de Invención

*a favor de*

Don Georg Johann Ernst GOUBAU,  
de nacionalidad ~~francesa~~ ~~francesa~~ ~~francesa~~  
*alemana*

*residente en*

New York N. Y. (Estados Unidos)

*por:*

" DISPOSICION PARA LA TRANSMISION DE TIPOS DE ONDAS ELECTRO-  
MAGNETICAS "

=====

197108

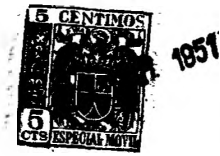


La presente patente se refiere a una disposición para la transmisión de tipos de ondas electromagnéticas cuyo campo de aplicación se encuentra principalmente en la zona de las ondas métricas, decimétricas y centimétricas.

5 El conductor que forma parte de la disposición comprende un medio conductor extendido a lo largo, por ejemplo un alambre, a lo largo de cuya superficie exterior se conduce la energía electromagnética. Como la energía se transmite por ondas superficiales, el nuevo conductor se llama "conductor de ondas superficiales".

10 Las ondas superficiales se han de distinguir de las ondas conocidas que llegan a las antenas de largos alambres. Estas últimas son las explicadas extensamente en la literatura. En ellas no se trata de ondas planas, ni se convertirían tampoco en ondas planas si la antena fuese de longitud infinita. El campo de estas ondas se extiende más y más a partir del punto de alimentación de la antena, mientras se propaga a lo largo de ésta. Un campo así es en realidad un campo de irradiación y únicamente en el contorno del conductor tiene el carácter de una onda dirigida. Cuando esta clase de campo se señala como un "tipo de ondas" (aunque en realidad se trata de una integral de infinitos tipos de ondas) se le puede designar como un "tipo radiante". Las ondas superficiales, para cuya transmisión se presta la disposición, se deben designar por el contrario como "tipos de ondas no radiantes".

25 El objeto de la patente es un conductor de ondas superficiales, que comprende un medio conductor extendido a lo largo, cuya superficie se trata o modifica de modo que la



197108

velocidad de fases de la energía transmitida se reduce y por ello el campo de la "onda superficial" transmitida se concentra en el contorno del conductor.

5 Otro objeto de la patente es una disposición transmisora en el campo de frecuencias de unos 50 Mega Hertz en adelante con amortiguación extraordinariamente pequeña en un campo de frecuencias muy amplio.

10 También constituye un objeto de la patente una disposición transmisora de fabricación y entretenimiento económico, de pequeñas dimensiones y peso reducido, mecánicamente flexible y adaptable.

Otro objeto de la patente es una disposición transmisora resistente a la corrosión y que no se afecta apreciablemente por condiciones atmosféricas desfavorables.

15 La patente se refiere también a un conductor superficial que puede acoplarse con un conductor tubular hueco o con un cable coaxial para recibir energía de una fuente o para ceder energía transmitida a un consumidor.

20 Otro objeto de la patente es la creación de un conductor de ondas superficiales en combinación con medios para excitar una onda superficial y transmitiría al conductor.

25 La patente se refiere especialmente a un conductor de ondas superficiales en combinación con un dispositivo para excitar ondas superficiales con objeto de transmitir a lo largo del conductor, poseyendo el dispositivo excitador un diámetro en la abertura de por lo menos  $1/4$  de longitud de onda.

De modo especial es también objeto de la patente un conductor de ondas superficiales en combinación con un embudo



197108

electromagnético, (antena) pudiendo emplearse un desplazamiento de dicho conductor respecto al ensudo para variar la longitud geométrica del conductor.

5 Una forma preferida de ejecución de la disposición consiste en un conductor de ondas superficiales en el que se prevé un conductor extendido longitudinalmente con una capa dieléctrica en su cara exterior.

10 Otras formas especiales de ejecución del conductor transmisor comprenden un conductor extendido longitudinalmente con una estructura superficial adecuada.

Los adjuntos dibujos y su descripción explican otros objetos y ventajas de la disposición.

15 La fig. 1 a 7 sirve para explicar los fundamentos teóricos y presentan gráficos de resultados teóricos que han de contribuir para la inteligencia de los fundamentos de la disposición.

20 La fig. 8 presenta una sección longitudinal parcial de una forma de ejecución del invento, en la que se emplea un ensudo y una unión conductora entre el conductor de ondas superficiales y el conductor interior de un conductor concéntrico que está unido con una fuente de energía.

25 La fig. 9 presenta una sección análoga a la de la fig. 8, pero aquí existe un contacto desplazable entre el conductor de ondas superficiales y el conductor interior de un conductor concéntrico.

La fig. 10 ilustra una aplicación de la disposición en la que una disposición de antenas se une al extremo de un dispositivo transmisor 9.



APR. 1957

# 197108

La fig. 11 ilustra una forma de ejecución de un conductor de ondas superficiales, estando el conductor extendido longitudinalmente provisto de una resaca en su superficie para reducir la velocidad de fases de las ondas transmitidas.

5

La fig. 12 ilustra otra forma de ejecución del conductor, en la que éste está provisto de estrías o canaladuras también para reducir la velocidad de fases.

10

La fig. 13 presenta una vista análoga a la de la fig. 9, previniéndose un acoplamiento capacitivo entre el conductor interior del conductor coaxial y el conductor de ondas superficiales, de suerte que este último pueda desplazarse respecto al embudo.

15

La fig. 14 presenta una forma de un paso directo de un conductor coaxial o un conductor de ondas superficiales, empleándose un embudo constituido por segmentos.

Las figs. 15 y 16 ilustran otra forma del acoplamiento directo entre un conductor concéntrico y un conductor de ondas superficiales, no siendo necesario ningún embudo.

20

La fig. 17 es una vista en perspectiva y la fig. 18 una sección longitudinal de un acoplamiento de un conductor de ondas superficiales a un conductor de onda tubular.

La fig. 19 indica esquemáticamente cómo la irradación de un embudo y la conformación de ondas electromagnéticas planas se realizan en el conductor de ondas superficiales.

25

La fig. 20 ilustra en forma de curvas el modo cómo el campo dirigido radialmente se contrae mediante una velocidad de fases de las ondas transmitidas.

El año 1899 publicó A. Sommerfeld un trabajo

197108



5 teórico (Anales de Física y Química, nueva serie, 47-1, 1.899, 233) sobre la extensión de las ondas a lo largo de un alambre cilíndrico infinitamente largo y de una conductibilidad finita. aun cuando la amortiguación de estas ondas es teóricamente mucho más pequeña que la de las ondas en conductores concéntricos, las ondas examinadas por Sommerfeld parece que merecieron poca atención ni en la literatura se hizo ninguna indicación respecto a su aprovechamiento en la práctica.

10 Zenneck (Ann. Phys. 23 1907, 846) discutió sobre una onda superficial conducida o guiada por una superficie plana separadora de un medio no conductor y un medio conductor. Esta onda se diferencia de la onda Sommerfeld únicamente porque en la última la superficie separadora es cilíndrica. Hasta ahora sin embargo no se ha dado ninguna respuesta convincente a la pre-  
15 gunta de si existe efectivamente la onda Zenneck aun cuando en la literatura se ha discutido mucho sobre ello.

20 Las dos ondas, la de Sommerfeld y la Zenneck, ondas superficiales, son soluciones posibles de las ecuaciones de Maxwell, que satisface las condiciones marginales dadas. Pero las soluciones son especiales en cuanto se refieren a ondas electromagnéticas planas. Estas ondas podrían ser parte de una solución asintótica de un campo que proceda de una fuente de energía infinitamente alejada. En este caso solamente una porción infinitamente pequeña de la energía total se transformaría en una onda superficial. Estas consideraciones podrían haber sido el motivo  
25 de que ni la onda superficial Sommerfeld ni la Zenneck se hayan utilizado en la práctica, pues el problema de preparar una fuente de energía que pudiera producir uno de estos dos tipos de ondas,



APR. 1951

197108

parecía prácticamente imposible.

La presente patente presenta una solución extraordinariamente práctica de este problema. Empleando una fuente de energía de dimensiones manuales pueden excitarse con elevado rendimiento y propagarse o transmitirse ondas superficiales de carácter análogo a las discutidas por Sommerfeld.

Con auxilio de medios adecuados propuestos en esta patente se concentra el campo en el contorno del conductor. Gracias a ello las dimensiones de los medios necesarios para producir y recibir las ondas superficiales resultan relativamente pequeñas de suerte, que hace posible el aprovechamiento práctico de las ondas superficiales. La reducción de la extensión radial del campo se realiza preferentemente gracias a una modificación adecuada o tratamiento de la superficie del conductor, según después se explica más detenidamente.

Una onda superficial puede propagarse a lo largo de un conductor independientemente de su conductibilidad, cuando se reduce la velocidad de fases de la onda. Esta reducción de la velocidad de fases puede producirse por una modificación adecuada de la superficie del conductor.

El siguiente análisis demuestra cómo una modificación adecuada de la superficie del conductor hace casi independiente de la conductibilidad del conductor la extensión de las ondas superficiales. El campo de una onda superficial sobre un conductor así modificado no tiene una extensión radial tan grande como el de la onda Sommerfeld. La onda Sommerfeld es única y solamente a consecuencia de la conductibilidad finita del conductor se une a éste. Cuando la superficie del conductor se modi-



**MALA REPRODUCCION  
POR DEFECTO DEL ORIGINAL**

**197108**

Poco según la patente se presenta una ulterior unión por efecto de la velocidad reducida de las fases de la onda y por ello se convierte el conductor en un conductor de ondas, en el que la conductibilidad no desempeña ya prácticamente ningún papel.

La Fig. 1 presenta el sistema e coordenadas empleado a continuación con un conductor cilíndrico de radio a. Una onda superficial no amortiguada de simetría axial tiene las siguientes componentes de campo:

$$\begin{aligned}
 E_r &= A \frac{h}{b} H_1^{(1)}(j b r) e^{j(\omega t - h z)} \\
 E_z &= A H_0^{(1)}(j b r) e^{j(\omega t - h z)} \\
 H_\phi &= A \frac{k^2}{\omega \mu b} H_1^{(1)}(j b r) e^{j(\omega t - h z)}
 \end{aligned}$$

en que b es una constante positiva, definida por la ecuación  $b^2 = h^2 - k^2$ .  $E_r$  es la componente radial del campo eléctrico;  $E_z$  es la componente longitudinal del campo eléctrico;  $H_\phi$  es la intensidad del campo magnético que pertenece a un plano perpendicular al conductor; h es la componente de la extensión de las ondas,  $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ , en que  $\omega = 2\pi f$ ;  $\mu$  la permeabilidad y la constante de dieléctricidad.

La función Hankel  $H_1^{(1)}$  es negativamente real para argumento positivo:

$$H_1^{(1)}(j b r) = - \left[ H_1^{(1)}(j b r) \right]$$

La función Hankel  $H_0^{(1)}$  es negativamente imaginaria para argumento positivamente imaginario:

$$H_0^{(1)}(j b r) = - j \left[ H_0^{(1)}(j b r) \right]$$



1957

# 197108

Consiguientemente  $E_z$  posee un desplazamiento de fases de  $90^\circ$  respecto a  $E_r$  y  $H_\phi$ . Las condiciones límite exigen que en la superficie de un conductor de ondas que pueda conducir la onda descrita por la ecuación (1),  $E_z$  y  $H_\phi$  y, por consiguiente, también su relación

$$(4) \quad \left( \frac{E_z}{H_\phi} \right)_{r=a'} = \frac{\omega \mu b}{k^2} \frac{H_0^{(1)}(j b a')}{H_1^{(1)}(j b a')} \approx j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{b^2 a'}{k} \ln 0,89 b a'$$

sean constantes. Sea  $a'$  el radio, con el que el campo interior del conductor de ondas y el campo de la onda superficial (ec.1) coinciden. De la ecuación (4) se desprende que en la superficie del conductor de ondas ( $r = a'$ ) la relación  $(E_z/H_\phi)_{r=a'}$ , debe ser positivamente imaginaria.

Para demostrar que puede cumplirse la condición exigida para esta relación cuando se modifica adecuadamente la superficie de un alambre perfectamente conductor, se harán las siguientes consideraciones con referencia a la fig. 2. Consideremos un alambre esencialmente cilíndrico que puede tener cualquier microestructura que sea periódica en la dirección  $z$ . Esté el alambre circundado por un cilindro imaginado coaxial de radio  $a'$ ; el espacio entre el alambre y el cilindro puede estar total o parcialmente relleno de un dieléctrico. Este espacio entre el alambre y el cilindro debe ser pequeño respecto a la longitud de onda, pero suficientemente grande en comparación con la microestructura del alambre, de suerte que siendo  $r = a'$  se ave-



197108

rigüe el efecto de esta estructura superficial. Todo lo que se halle dentro del cilindro de radio  $a'$  representa al "conductor de ondas".

5 Con estos presupuestos puede considerarse casi estacionario el campo dentro del "conductor de ondas".

El campo magnético  $H_p$  se determina por la corriente  $I$  en el alambre. El influjo de la componente eléctrica longitudinal  $E_z$  del campo sobre el campo magnético puede despre- ciarse.

10 La parte principal del campo eléctrico se compone del campo potencial que se provoca por las cargas asentadas en el alambre. Una porción bastante pequeña del campo eléctrico viene representada por el campo de torbellinos inducido por el campo magnético.

15 La corriente  $I$  y la carga  $Q$  por unidad de longitud se enlazan entre sí por la relación:

$$(5) \quad \frac{dI}{dz} + \frac{dq}{dt} = 0$$

20 Como la distribución de la corriente en dirección  $z$  progresa con la velocidad de fases de la onda superficial, la ec.(5) puede escribirse en la forma:

$$(6) \quad -j h I + j \omega q = 0, \quad 0$$
$$q = \frac{h}{\omega} I$$

Las leyes de inducción de Faraday sobre la región situada en un plano axial 1-3-4-2 (fig.2) nos dan:

25

$$(7) \quad \int_z \frac{dq}{dt} = (E_z)_{a'} \int_z \left( \int_1^2 E_r dr - \int_3^4 E_r dr \right)$$



197108

El trayecto  $\int z$  lo mismo que la distancia 1-2 deben ser pequeños respecto a la longitud de onda.

Por  $\phi$  se indica el flujo magnético de inducción por unidad longitudinal de la zona considerada.  $\phi$  es proporcional a  $I$ . En la ecuación

(8)  $Q = L I$

$L$  puede considerarse como la autoinducción por unidad longitudinal.

$(E_z)_{z'}$  en (7) es la componente longitudinal del campo eléctrico con  $r = z'$ .

La integral de la componente eléctrica radial  $E_r$  entre los puntos 1 y 2 es proporcional a la densidad de carga en 1. La porción que administraría la componente del campo eléctrico inducido para la integral, puede despreciarse, pues las irregularidades en la superficie del campo pueden aceptarse como pequeñas frente a las dimensiones de la zona considerada 1-3-4-2. Según esto tenemos

(9)  $\int_1^2 E_r dr = \frac{Q}{C}$

en que  $C$  indica la capacidad por unidad longitudinal.

Con (6) y (9) la diferencia de los dos integrales en la ec. (7) puede escribirse del siguiente modo:

(10)  $\int_1^2 E_r dr - \int_3^4 E_r dr = - \frac{1}{C} \frac{dQ}{dz} \int z = j \frac{h^2}{\omega C} I \int z.$

Si se introducen (8) y (10) en (7), se obtiene:

(11)  $j L I (1 - \frac{h^2}{\omega^2 LC}) = (E_z)_{z'}$



197108

Consideremos ahora un conductor concéntrico de la estructura del "conductor de ondas superficiales" de la Fig. 2, encerrado en un tubo perfectamente conductor de radio  $a'$ . Para un conductor concéntrico de esta clase es  $(E_z)_{z=0} = 0$ . Introduzcamos este valor de  $(E_z)_{z=0}$  en la ec. (11) entonces la constante de propagación  $h_0$  de un conductor concéntrico de esta clase se obtendrá como sigue:

$$(12) \quad 1 - \frac{h_0^2}{\omega^2 L C} = 0, \text{ o}$$

$$h_0^2 = \omega^2 L C.$$

10

Según esto se puede en (11) sustituir  $\omega^2 L C$  por  $h_0^2$ , siendo  $h_0$  la constante de propagación de una onda en un conductor concéntrico, cuyo conductor interior y el dieléctrico se componen del conductor de ondas superficiales de la Fig. 2 y cuyo conductor exterior posee el radio  $a'$ .

15

Con esta obtenemos para el conductor de ondas superficiales de la Fig. 2 la relación:

$$(13) \quad (E_z)_{z=0} = j\omega L I \left( 1 - \frac{h^2}{h_0^2} \right)$$

Como el campo magnético a la distancia  $r = a'$  es  $I/2\pi a'$ , por la relación  $(E_z/H_\phi)_{r=a'}$  se obtiene

20

$$(14) \quad \left( \frac{E_z}{H_\phi} \right)_{r=a'} = j 2\pi a' \omega L \left( 1 - \frac{h^2}{h_0^2} \right)$$

25

Según la ec. (4) la onda superficial, cuya componente eléctrica y magnética de campo se han descrito por la ecuación (1), requiere una relación  $(E_z/H_\phi)$  con un valor positivamente imaginario. Consiguientemente  $h_0$  debe ser  $k$ . Como  $h = \sqrt{k^2 + b^2}$  es mayor que  $k$ , para la existencia de una onda



197108

5 superficial del tipo (1) se obtiene la condición necesaria de que el conductor de ondas superficiales, cuando se lo encierra en un cilindro conductor de radio  $a'$ , forme un conductor concéntrico cuya velocidad de fases sea menor que la de una onda libre en el medio que envuelve al conductor de ondas superficiales.

10 Toda alteración superficial en un conductor o alambre hueco para reducir la velocidad de fases de la onda transmitida, convierte al conductor en un conductor de ondas superficiales. Así por ejemplo un aumento de la trayectoria de la extensión del campo en el conductor puede realizarse por hacer áspera la superficie del mismo conductor o mediante una rosca exterior. Este aumento del recorrido da por resultado una reducción correspondiente de la velocidad de fases de la onda superficial.

15 Advertiremos que también la onda Sommerfeld se hace posible solo gracias a una reducción de la velocidad de fases, pero aquí la reducción de la velocidad de fases no se provoca por un tratamiento o modificación de la superficie del conductor, sino gracias a la conductibilidad finita de dicho conductor. La condición de existencia de una conductibilidad finita no es un presupuesto fundamental, para el funcionamiento del invento.

20 El campo de una onda superficial puede concentrarse en el contorno del conductor mediante adecuada modificación de la superficie del mismo conductor.

25 Después de haber demostrado la existencia de una onda superficial, como se ha descrito por la ecuación (1), debemos examinar ahora la extensión radial del campo. También debe



197108

5 aceptarse aquí el que es despreciable el influjo de las pérdidas

Supongamos colocado alrededor del alambre un cilindro de radio R, cuyo eje coincide con el eje del alambre.

Para determinar la fracción de la energía que se propaga por fuera de este cilindro imaginado, utilizaremos la ecuación:

(15)  $N_R = \text{Re} (2\pi \int_R^\infty r E_r H_\phi^* dr).$

10 en que Re indica que solo la parte real del conductor, estos es la potencia efectiva se toma en consideración. La estrellita \* expresa que se debe tomar el valor complejo conjugado de la magnitud  $H_\phi$ .

Si para  $E_r$  y  $H_\phi$  se sustituyen los valores según la es. (1), entonces, como  $H_1^{(1)}$  ( $jbr$ ) es real, se tendrá:

(16)  $N_R = 2\pi AA^* \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{hk}{b^2} \int_R^\infty r [H_1^{(1)}(jbr)]^2 dr.$

Como para cada x

15 (17)  $\int x [H_1^{(1)}(x)]^2 dx = \frac{x^2}{2} \left\{ [H_1^{(1)}(x)]^2 + [H_0^{(1)}(x)]^2 - \frac{2}{x} H_0^{(1)}(x) H_1^{(1)}(x) \right\}$

Será  $N_R$

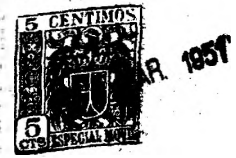
(18)  $N_R = AA^* \pi \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{hk}{b^4} F(bR),$

Siendo

20 (19)  $F(bR) = (bR)^2 \left\{ -\frac{2}{bR} j H_0^{(1)}(j b R) H_1^{(1)}(j b R) - [H_0^{(1)}(j b R)]^2 - [H_1^{(1)}(j b R)]^2 \right\}$

La función F(bR) puede calcularse con auxilio de tablas para funciones Hankel con argumento complejo.

197108



En la zona  $(bR) < 0,1$  pueden las funciones Hankel expresarse con buena aproximación mediante sus representaciones del punto 0. Según esto es

(20)  $F(bR) \approx \frac{8}{\pi^2} [- (\ln 0,89 bR - 0,5)]$  para  $(bR) < 0,1$

5 La función  $F(bR)$  se ilustra en la fig. 3. El parámetro  $m$  indica la decote de  $(bR)$  a la que se refiere la curva momentánea. Para  $m = 0$  se han dibujado las funciones  $10 \times F(bR)$  para poner la curva en el diagrama.

10 El radio  $R_p$  del cilindro, por el que pasa cierto tanto por ciento  $p$  de la energía total de la onda superficial, se deduce de la ecuación:

(21)  $p = 1 - \frac{F(bR)}{F(ba')}$

en la que  $F(ba')$  se calcula del mismo modo que  $F(bR)$  solo que en las anteriores formulas se pone  $a'$  por  $R$ .

15 La fig. 4 presenta la relación  $R_p/a'$  como función de  $(ba')$  para  $p = 50\%$ ,  $75\%$ ,  $90\%$  y  $99\%$ . Para un diámetro previamente dado  $2a'$  del conductor de ondas, el campo se concentra sobre el conductor tanto más cuanto mayor es  $b$ . Este  $b$  puede variar se mediante variaciones en la superficie del conductor. Así es  
20 posible reducir considerablemente la extensión radial del campo mediante modificaciones adecuadas en la superficie del conductor, de suerte que la mayor parte de la energía se encuentre en el contorno más inmediato del conductor.

25 Una parte de la energía se propaga en el campo entre el conductor y la confinación exterior  $a'$  del conductor de ondas (fig.2). Sin embargo esta porción puede despreciarse dentro de la zona  $b$  considerada.

MALA REPRODUCCION  
POR DEFECTO DEL ORIGINAL

197108



Una capa dieléctrica sobre un conductor perfecto reduce la velocidad de las fases y concentra en campo de la onda en el contorno del conductor de ondas.

5 Un método sencillísimo de reducir la velocidad de las fases y la extensión radial del campo consiste en recubrir el conductor de una capa dieléctrica.

El campo en la capa dieléctrica puede describirse por las funciones Bessel  $J_0$ ,  $J_1$  y las funciones Neumann  $N_0$ ,

10  $N_1$ :

$$E_{r_d} = j \frac{h_d}{b_d} \left[ A_d J_1(b_d r) + B_d N_1(b_d r) \right] e^{j(\omega t - h z)}$$

$$(22) \quad E_{z_d} = \left[ A_d J_0(b_d r) + B_d N_0(b_d r) \right] e^{j(\omega t - h z)}$$

$$H_{\phi_d} = j \frac{k_d^2}{\omega \mu_d b_d} \left[ A_d J_1(b_d r) + B_d N_1(b_d r) \right] e^{j(\omega t - h z)}$$

con

$$(23) \quad b_d^2 = k_d^2 - h^2$$

15 y

$$(24) \quad k_d = \omega \sqrt{\epsilon_d \mu_d}$$

El índice  $d$  indica que las magnitudes se refieren a la capa dieléctrica.

20 sea  $a$  el radio del conductor y  $a'$  el radio de la superficie exterior del conductor de ondas. Entonces tenemos de la condición marginal  $E_z = 0$ , para un conductor de una conductibilidad infinitamente elevada que

$$(25) \quad \frac{A_d}{B_d} = - \frac{N_0(b_d a)}{J_0(b_d a)}$$



197108

y la relación  $E_z/H\phi$  en la superficie exterior de la capa dieléctrica: ( $r = a'$ ) será

$$(26) \quad \frac{E_z}{H\phi} \Big|_{r=a'} = -j \sqrt{\frac{\mu_d}{\epsilon_d}} \frac{b_d}{k_d} \frac{J_0(b_d a') N_0(b_d a) - J_0(b_d a) N_0(b_d a')}{J_1(b_d a') N_0(b_d a) - J_0(b_d a) N_1(b_d a')}$$

esta ecuación puede simplifícarce si nos limitamos a los casos en que la velocidad de ondas solo se reduce un poco. Estas condiciones se presentan: (1) cuando el espesor de la capa dieléctrica es pequeño respecto al radio del conductor o (2) cuando el espesor de la capa es del mismo orden de magnitud que el radio del conductor, pero éste es muy pequeño respecto a la longitud de onda de la onda transmitida.

En el primer caso podemos escribir:

$$(27) \quad J_0(b_d a) \approx J_0(b_d a') + b_d J_1(b_d a')(a' - a)$$

y

$$(28) \quad N_0(b_d a) \approx N_0(b_d a') + b_d N_1(b_d a')(a' - a)$$

Con estas relaciones la ecuación (26) se convierte en:

$$(29) \quad \left( \frac{E_z}{H\phi} \right) \Big|_{r=a'} \approx j \sqrt{\frac{\mu_d}{\epsilon_d}} \frac{b_d^2}{k_d} (a' - a)$$

En el segundo caso podemos emplear la representación del punto cero de la función cilíndrica

$$(30) \quad \left[ J_0(x) \right]_{x \rightarrow 0} \approx 1$$

$$(31) \quad \left[ J_1(x) \right]_{x \rightarrow 0} \approx \frac{x}{2}$$

$$(32) \quad \left[ N_0(x) \right]_{x \rightarrow 0} \approx \frac{2}{\pi} \ln 0,89 x$$

$$(33) \quad \left[ N_1(x) \right]_{x \rightarrow 0} \approx \frac{2}{\pi x}$$

Con esto la ecuación (26) resulta:



197108

$$(34) \left( \frac{E_z}{H_\phi} \right)_{r=a'} = j \sqrt{\frac{\mu_d}{\epsilon_d}} \frac{b_d^2}{k_d} a' \ln \frac{a'}{a}$$

Las dos ecuaciones (29) y (34) se deducen directamente de la ecuación (14). Si el conductor de ondas de la fig. 2 se compone de un alambre de superficie lisa y una capa dieléctrica que llegue hasta  $a'$  y se le imagina encerrado en un tubo metálico de radio  $a'$ , entonces la autoinducción  $L$  por unidad de longitud y la constante de propagación  $h_0$  del conductor coaxial así formado son:

$$(35) \quad L = \frac{\mu_d}{2\pi} \ln \frac{a'}{a}$$

$$(36) \quad h_0 = \omega \sqrt{\epsilon_d \mu_d} = k_d$$

Si introducimos estos valores en la ecuación 14 tendremos:

$$(37) \left( \frac{E_z}{H_\phi} \right)_{r=a'} = j 2\pi a' \frac{\omega \mu_d}{2} \ln \frac{a'}{a} \left( 1 - \frac{h^2}{k_d^2} \right) = j \sqrt{\frac{\mu_d}{\epsilon_d}} \frac{b_d^2}{k_d} a' \ln \frac{a'}{a}$$

Esta ecuación es idéntica a la ecuación (34).

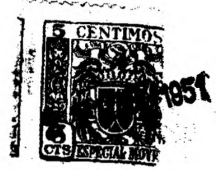
Como la ecuación (14) tiene valor también para  $a$  grande (radio del conductor), presuponiendo que la capa dieléctrica sea tan delgada que  $E_z$  resulte pequeño respecto a  $E_r$ , la ecuación (37) debería ser idéntica a la ecuación (29), cuando

$$\frac{a' - a}{a'} \ll 1$$

Es efectivamente el caso, pues

$$(38) \ln \frac{a'}{a} = \ln \left( 1 + \frac{a' - a}{a} \right) \approx \frac{a' - a}{a} \approx \frac{a' - a}{a'}$$

Por consiguiente podemos considerar a la ecuación



197108

(37) como la fórmula general.

Con  $r = a'$ , cuando el campo interior del conductor de onda y el campo de la onda superficial se entrelazan, la relación  $E_z/H_\phi$  debe ser continua. Comparando las ecuaciones (4) y (37) se obtiene según esto la relación:

$$(39) \quad \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{b_d^2}{k} a' \ln 0,89 ba' = - \sqrt{\frac{\mu_d}{\epsilon_d}} \frac{b_d^2}{k_d} a' \ln \frac{a'}{a}$$

de la cual para la relación  $a'/a$  se deduce la ecuación:

$$(40) \quad \ln \frac{a'}{a} = - \frac{\epsilon_d}{\epsilon} \frac{b_d^2}{b_d^2} \ln 0,89 ba'$$

Como  $b_d^2 = k_d^2 - h^2 = k_d^2 - k^2 - b^2$  (véase ec. (23) y (27))

y  $b^2 = k^2$ , la ec. (40) para  $\mu_d = \mu$  adquiere la forma:

$$(41) \quad \ln \frac{a'}{a} \approx \frac{\epsilon_d}{\epsilon_d - \epsilon} \left( \frac{\lambda}{a'} \right)^2 G(ba')$$

con

$$(42) \quad G(ba') = - \left( \frac{ba'}{2\pi} \right)^2 \ln 0,89 ba'$$

La función  $G(ba')$  se ilustra en la fig. 5.

Ejemplo del cálculo del espesor necesario de la capa dieléctrica.

Consideremos el siguiente ejemplo, en que  $a' = 1$  cm. y la longitud de onda es  $\lambda = 50$  cm. La cuestión propuesta es: qué espesor necesita la capa dieléctrica para concentrar en 90% de la energía transportada por la onda superficial dentro de un radio de 50 cm. ( $R_{90\%} = 50$  cm.), medido desde el eje del conductor, cuando  $\epsilon_d/\epsilon = 4$  ?.

De la fig. 4 tomamos el valor de  $(ba')$  para el que  $R_{90\%} = 50$  cm. Para  $(ba')$  es  $= 1,21 \times 10^{-1}$  cm. El valor correspondiente para  $G(ba')$  es  $= 6,68 \times 10^{-5}$ . Estos valores intro-

197108



ducidos en la ecuación (29) nos dan:

$$\frac{\epsilon_d - \epsilon}{a} \left( \frac{a'}{\lambda} \right)^2 \ln \frac{a'}{a} = 1,68 \times 10^{-5}$$

$$\frac{a' - a}{a} = 5,0 \times 10^{-2}$$

El radio del alambre es según dato  $a = 0,949$  cm. y el espesor de la capa dieléctrica  $0,056$  cm.

5

En general se dará el radio del alambre en lugar de  $a'$ . En tales casos puede determinarse primeramente  $\left( \frac{a'}{a} \right)^2 \ln \frac{a'}{a}$  por la ec.

$$(43) \quad \left( \frac{a'}{a} \right)^2 \ln \frac{a'}{a} = \frac{\epsilon_d}{\epsilon_d - \epsilon} \left( \frac{\lambda}{a} \right)^2 G(ba') = K \left( \frac{a'}{a} \right)$$

10

Luego de la fig. 6 se determina  $\left( \frac{a'}{a} - 1 \right)$  en la que  $K \left( \frac{a'}{a} \right)$  se representa como función de  $\left( \frac{a'}{a} - 1 \right)$ .

Porción de la energía transmitida dentro de la capa dieléctrica

15

La energía que se transmite dentro del mismo conductor de ondas viene determinada, como se ha supuesto un conductor perfecto, por la siguiente relación:

$$(44) \quad W_d = 2\pi \int_a^{a'} r E_r H_\phi dz.$$

$E_r$  y  $H_\phi$ , expresadas por la corriente en el conductor, son:

$$(45) \quad E_r = \frac{Q}{2\pi r \epsilon} = \frac{h}{2\pi \epsilon_d \omega r} I$$

20

$$(46) \quad H_\phi = \frac{I}{2\pi r}$$

Con esto será

$$(47) \quad W_d = \frac{h}{2\pi \omega \epsilon_d} I \quad I^* \int_a^{a'} \frac{1}{r} dr.$$



197108

La energía  $N$  de la misma onda superficial viene dada por la ec. (18) con  $R = a'$ .

Para  $F(ba')$  puede utilizarse la aproximación (20)

Por tanto:

5 (48) 
$$N \simeq - \frac{8}{\pi} AA \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{hk}{b^4} (\ln 0,89 ba' + 0,5)$$

Con auxilio de la ec. tercera puesta en la ec. (1) puede expresarse  $A$  por  $(H_p)_{a'}$ ; y como  $(H_p)_{a'} = \frac{II' I''}{2\pi a'}$ , tendremos:

10 (49) 
$$AA^* = II'' \frac{\omega^2 \mu^2 b^2}{4^2 (a')^2 k^4 [H_1^{(1)}(j b a')]^2} \simeq II'' \frac{\mu b^4}{16 \epsilon k^2}$$

Con (47) y (49) la relación entre  $N_d$  y  $N$  se convierte en:

(50) 
$$\frac{N_d}{N} = - \frac{\epsilon}{\epsilon_d} \frac{\ln \frac{a'}{a}}{\ln 0,89 ba' + 0,5}$$

Si se sustituye  $\ln \frac{a'}{a}$  por la ec. (40) tendremos:

15 (51) 
$$\frac{N_d}{N} = \frac{b^2}{k^2 \left( \frac{\epsilon_d - \epsilon}{\epsilon} \right) - b^2} \frac{\ln 0,89 ba'}{\ln 0,89 ba' + 0,5}$$

Como los precedentes desarrollos se fundan en el supuesto de que la componente longitudinal del campo eléctrico  $E_z$  es pequeña respecto a la componentes radial  $E_r$ , evidentemente según la ec. (1) será  $b = \sqrt{h^2 - k^2}$ , pequeña en comparación con  $k$  y  $h$ . Según esto resulta pequeña la relación  $N_d/N$ .

La energía del campo interior, esto es, la energía que se transporta en la capa dieléctrica, puede despreciarse cuando  $d < 0,1 k$ , pues esta energía interior  $N_d$  es para

197108



los dieléctricos usuales con  $\epsilon_d/\epsilon^2$  menor que 1% de la energía total.

Pérdida de energía de un conductor de conductibilidad finita con capa dieléctrica.

5

La anterior discusión se ha referido a un conductor de ondas superficiales que contienen a un conductor de conductibilidad infinitamente elevada y cuya superficie está modificada. Para un conductor modificado de conductibilidad fi-

10

nita el influjo de las pérdidas puede calcularse del modo usual con la hipótesis simplificadora de que la distribución del campo dentro de un plano de fases es aproximadamente la misma que en el caso de un conductor libre de pérdida. Esto es, las pérdidas se calculan suponiendo como base la distribución no perturbada del campo. A continuación vamos a considerar el caso de un con-

15

ductor con una capa dieléctrica. La pérdida de energía  $d\bar{W}$  que sufre la onda en su propagación a lo largo del conductor desde  $z$  a  $z$  más  $dz$  es proporcional a la energía total ( $\bar{W} = W + W_d$ ) que corre por el plano transversal  $z$ .

(52)  $d\bar{W} = - \alpha \bar{W} dz.$

20

en que  $\alpha$  indica la amortiguación de las ondas en Kerper/cm.

La pérdida de energía  $d\bar{W}$  se compone de dos porciones: la pérdida de energía y la pérdida dieléctrica. La pérdida de energía, expresada por la corriente  $I$  en el conductor viene dada por

25

(53)  $d\bar{W}_0 = - \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \delta_0}} I I dz.$

en que  $\mu_0$ ,  $\delta_0$  representan la permeabilidad y la conductibilidad de los conductores.



197108

Las pérdidas dieléctricas son para 30 m. de longitud (100 pies ingleses).

$$(54) \quad d\bar{N}_d = - \frac{h^2}{2\pi\omega\epsilon_d} \ln \frac{a'}{b} \tan \delta' I I^* dz$$

$$\frac{h^2}{2\pi\omega\epsilon_d} \tan \delta' \ln 0,89 ba' I I dz$$

5 siendo  $\tan \delta'$  el factor de pérdida del dieléctrico.

La energía total ( $\bar{N} = N + N_d$ ) que se propaga a lo largo del conductor de ondas, se obtiene de las ec. (48), (49) y (50):

$$(55) \quad \bar{N} = - \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{h}{k} \left\{ \left[ 1 + \frac{b^2}{b_d^2} \right] \ln 0,89 ba' + 0,5 \right\} I I^*$$

10 Para el factor de amortiguación  $\beta_o$ , que se presenta por las pérdidas de energía, y para el factor de amortiguación  $\beta_d$ , que se provoca por las pérdidas dieléctricas, las ec. (52), (53) y (55) nos dan:

$$(56) \quad \beta_o = - \frac{1}{2\pi} \frac{\omega \epsilon \mu_o}{2 b_o \mu} \frac{1}{\ln 0,89 ba' + 0,5} \text{ Neper/cm.}$$

$$(57) \quad \beta_d = \frac{1}{2} \frac{h^2}{k} \frac{b^2}{b_d^2} \left( 1 - \frac{0,5}{\ln 0,89 ba' + 0,5} \right) \tan \delta'$$

$$\approx \frac{1}{2} \frac{\epsilon}{\epsilon_d - \epsilon} \frac{b^2}{k} \left( 1 - \frac{0,5}{\ln ba' + 0,38} \right) \tan \delta' \text{ Neper/cm.}$$

Por las ec. (56) y (57) se deduce la pérdida total de transmisión en db (decibel) por 100 pies:

$$(58) \quad \text{Pérdida 100 pies} = \frac{F(ba')}{\sqrt{\lambda}} + \frac{\epsilon}{\epsilon_d - \epsilon} \tan \delta' \frac{\lambda}{(a')^2} Q(ba')$$

con

$$(59) \quad F(ba') = -1,33 \times 10^4 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \sqrt{\frac{\pi \mu_o}{b_o \mu}} \frac{1}{\ln ba' + 0,38}$$



APR 1952

197108

$$(60) \quad Q(ba') = 2,11 \times 10^3 \left( 1 - \frac{0,9}{\ln ba' + 0,38} \right) (ba')^2$$

Para un alambre de cobre provisto de una  $\epsilon$  dieléctrica es en el aire:

$$(61) \quad P(ba') = 1,60 \frac{-1}{\ln ba' + 0,38}$$

5 Las funciones  $P(ba')$  para el cobre y  $Q(ba')$  se ilustran en la fig. 7. Si en el anterior ejemplo lo examinamos con los siguientes valores dados y calculados,  $\lambda = 50$  cm,  $a' = 1$  cm,  $\epsilon_d/\epsilon = 4$ ,  $a' = 1,21 \times 10^{-1}$  y  $a = 0,94$  cm. Con el valor para  $ba'$  obtenemos de la fig. 6  $P = 0,38$  y  $Q = 0,29$ . La pérdida de energía a consecuencia de la conductibilidad finita del conductor viene dada para 30 m. de longitud por el primer término de la ec. (58):

$$\text{Pérdida}_{100 \text{ pies}} = \frac{1}{0,94} \frac{0,38}{\sqrt{50}} = 0,057 \text{ db.}$$

Si tomamos el factor de pérdida del dieléctrico en  $\tan \delta = 10^{-3}$  cm entonces por la pérdida dieléctrica con el término segundo de la ec. (58) tendremos para 30 m.

$$\text{Pérdida}_{100 \text{ pies}} = \frac{1}{4-1} \times 10^{-3} \times \frac{50}{1} \times 0,29 = 0,005 \text{ db.}$$

Por consiguiente, la pérdida total por 30 m. de longitud de energía es de 0,062 db.

20 Advertiremos todavía que en este conductor de ondas según la fig. 4 se propaga el 50% de la energía dentro de un radio de 7,6 cm. (medido desde el eje) y el 75% de la energía, dentro de un radio de 22,5 cm.

Acoplamiento de la energía de ondas de un conductor concéntrico al conductor de ondas superficiales.



197108

5 Las anteriores disquisiciones se han limitado al conductor modificado. Nos ocuparemos ahora de las disposiciones practicamente ejecutables y a continuación descritas para acoplar energía electromagnética de ondas en el conductor modificado.

10 La fig. 8 presenta una disposición para el acoplamiento de un conductor provisto de una capa dieléctrica a una fuente de transmisión. La energía de señales se introducirá mediante un conductor tubular ordinario 11, al que se acopla un conductor concéntrico 12. En la figura examinada la tubería posee sección transversal rectangular y el acoplamiento con el conductor concéntrico se establece por el hecho de que el extremo de dicho conductor concéntrico curvado en un bucle, se une con la tubería. Esta clase de acoplamiento que es generalmente conocida y que por ejemplo se ilustra en el libro "Fields and Waves in Modern Radio" de Rame y Whinnery, p. 366 fig.9 lic, debe servir solo para ilustración, sin intención alguna de pretender imitar a ella en presente invento.

15 El conductor interior 13 del conductor concéntrico penetra por un orificio en el extremo tubiforme de un embudo electromagnético 18 y por su otro extremo se une con el conductor 16, que representa el conductor de ondas superficiales. La unión 17 puede ser soldada o realizarse por un dispositivo aprisionador adecuado.

20 El conductor exterior del conductor concéntrico está unido con la parte tubiforme del embudo electromagnético 18. Una caña de un cuarto de longitud de onda colocada por detrás de la unión 17, hace posible continuar el conductor





1971 08

buena y se reduce el rendimiento. Tampoco la abertura del embudo deberá ser mucho mayor que la zona en que el campo de la onda superficial cae aproximadamente según una ley  $1/r$ . En otro caso la abertura efectiva del embudo se reduce y pueden crecer las pérdidas de la misma.

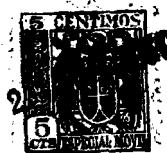
Para un sistema de transmisión de ondas superficiales, especialmente cuando deba ser adecuado en un campo de frecuencias muy amplio, es conveniente emplear un embudo con línea curvada en el mento. Hacia la boca debe el ángulo de la abertura ser mayor que al principio del embudo. Para frecuencias más altas el ángulo de abertura debe ser pequeño para lograr una buena adaptación, mientras que para frecuencias más bajas puede adoptarse una abertura mayor. Por eso un embudo con ángulo variable de abertura, que comience con un pequeño ángulo en la misma y luego se ensanche en una abertura grande, se presta bien tanto para frecuencias más altas como para más bajas, sin que el embudo sea deforme demasiado largo.

Cuando el conductor está también modificado dentro del embudo o bocina, es posible desarrollar ya dentro de la bocina el tipo de ondas que aparece en el conductor abierto.

El conductor modificado tiene dentro de la bocina también la tendencia a concentrar el campo, de suerte que hacia el extremo de la bocina el campo se determina principalmente por la modificación superficial del conductor y no así por el embudo o bocina.

En lugar de los contactos fijos 17 y 18 de la figura 8 pueden preverse contactos deslizantes, con lo que se hace posible variar la longitud geométrica del conductor de on-

197108



das superficiales. Una disposición de esta clase se ilustra en la fig.9. Dentro de la parte tubiforme de la bocina el conductor interior del conductor coaxial 13 está provisto de un cilindro metálico 20, que encierra al conductor de ondas superficiales 15 y hace contacto con el mismo. Esta disposición produce un acoplamiento conductor de energía entre el conductor interior coaxial 13 y el conductor 15 de ondas superficiales y permite cierto desplazamiento deslizante del conductor 15 con relación a la bocina. El extremo libre del conductor 15 se extiende más allá del extremo trasero de la bocina y puede arrollarse sobre un tambor giratorio. Un tambor de esta clase u otros medios cualesquiera pueden emplearse para crear una disposición mecánica cónica destinada a variar la longitud geométrica del conductor 15 de ondas superficiales.

Una varilla 21 desplazable de cortacircuito crea una caída de un cuarto de longitud de onda, la cual puede ajustarse para diversas frecuencias de servicio. Como sabe todo especializado en la materia, una caída de un cuarto de longitud de onda, como se ilustra en la fig.8 (fija) o en la fig.9 (variable) no origina adaptación errónea en el sistema de transmisión de energía, en el que se intercala.

La disposición para desacoplar la energía del conductor 15 por el lado de recepción es idéntica al montaje por el lado de transmisión: un embudo o bocina terminada en punta y un conductor concéntrico sirve para llevar la energía de las ondas al aparato requerido. Advertiremos que en el extremo de recepción se recibe la parte de la energía de la onda que se propaga dentro de la extensión de la abertura de la bocina receptora



APR 1954

# 197108

La energía de las ondas que se propaga fuera de esta zona se pierde.

5 Advertiremos también que para la disposición de la fig. 9 no se necesita para la parte del conductor de ondas superficiales situadas dentro de la bocina, ninguna capa dieléctrica u otra modificación superficial para reducir la velocidad de fases.

10 Cuando converge la apertura de la bocina en la fig. 8 o 9 puede cubrirse mediante una capa dieléctrica, que se extiende sobre toda la apertura de la bocina y en el centro posee un agujero por el que atraviesan el conductor de ondas superficiales. Esta cubierta tiene dos ventajas: en primer lugar protege el interior de la bocina de influjos atmosféricos perjudiciales, como la lluvia, y en segundo lugar, centra al conductor con respecto a la bocina. La colocación de esta cubierta no origina pérdidas apreciables en el sistema.

15 El rendimiento de una bocina excitadora, como se ilustra en las figs. 8 o 9 puede calcularse con suficiente exactitud cuando la apertura de la bocina no es mucho mayor que la zona en que se encuentra con  $1/r$ . Cuando son conocidos el parámetro  $b$  y el radio  $a'$  del conductor de ondas abierto, puede determinarse  $F(ba')$ . Cuando se conoce el radio de la bocina  $R_H$  en el extremo abierto, puede de la fig. 7 obtenerse el valor de  $F(bR_H)$ . El rendimiento de la bocina viene dado por  $1 - \frac{F(bR_H)}{F(ba')}$   
25 en lugar de un acoplamiento conductor entre el conductor de ondas superficiales y el conductor interior del conductor concéntrico, puede emplearse un acoplamiento capacitivo. Como indica la fig. 13 el conductor de ondas superficiales 15 tiene dentro



197108

5 de la bobina una capa dieléctrica. Un tubo metálico 20 esencialmente cilíndrico, situado dentro de la parte tubiforme de la bobina coaxialmente a ésta, envuelve estrechamente al conductor 15 provisto de una capa. El tubo 20 está retorcido por atrás en forma de anillo (véase 30) La longitud del retorcido trasero 30 es de una longitud de cuarto de onda. La disposición produce un acoplamiento capacitivo de energía entre el tubo 20 y el conductor 15 de ondas superficiales. El tubo 20 puede unirse con el conductor interior de un conductor concéntrico, como se ilustra en la fig. 9.

10

La fig. 10 ilustra esquemáticamente una forma de ejecución del sistema total previniéndose una antena en el extremo de recepción. Las ondas excitadas por el transmisor se transmiten mediante un conductor concéntrico y el acoplamiento electromagnético de bobina antes descrito, al conductor 16 de ondas superficiales. En el extremo de recepción se emplea una disposición idéntica, compuesta de bobina 24 y conductor concéntrico para llevar la energía de las ondas a una antena 25, por la que se irradia. Para este sistema de alimentación por antena puede preverse un tambor rotatorio 22 para poder variar la longitud geométrica del conductor de ondas superficiales. El acoplamiento capacitivo de la fig. 13 se presta muy bien para esta disposición con longitud ajustable. Las ventajas de esta disposición se manifiestan claramente cuando se examina el problema de la alimentación de una antena montada sobre una torre que oscila bajo el influjo del viento. Un conductor de alimentación de la antena, que posea esta disposición, puede seguir las variaciones de longitud que se producen por los movimientos de la antena.

15

20

25

197108



en el viento. Por lo demás se ha comprobado que el sistema de alimentación de antena ilustrado en la fig. 10 posee un rendimiento mayor que un conductor alimentador concéntrico o de tubo hueco.

5

En lugar de una bocina o embudo cónico como puede verse en las figs. 8, 9 y 10, puede emplearse una constituida por segmentos. La fig. 14 presenta una bocina de esta clase, en la que los segmentos metálicos triangulares 31 forman la parte cónica de la bocina. Con una disposición de esta clase puede realizarse un paso directo a un conductor concéntrico pues los segmentos 31 únicamente representan la continuación del conductor exterior 32 del conductor concéntrico. El conductor 15 de ondas superficiales es la continuación del conductor interior del conductor concéntrico, para el cual el aire forma el dieléctrico entre el conductor interior y el exterior. Los segmentos 31 aguzados tienen una longitud de algunas longitudes de onda y pueden fabricarse por recortes de trozos triangulares del extremo del conductor de antena 32. Los segmentos 31 remanentes se doblan hacia afuera y se moldean en la bocina segmentaria. Es evidente que los segmentos 31 pudieran también construirse de forma rectangular, haciendo simplemente en el conductor exterior coaxial 31 varios cortes distribuidos en la periferia y extendidos paralelamente con preferencia al eje y doblando hacia fuera los segmentos formados.

10

15

20

25

Puede también hacerse una bocina segmentaria de modo que cierto número de varillas metálicas o de chapas de forma conveniente se fije en el extremo del conductor coaxial exterior de tal modo que estas varillas o chapas se separen



# 197108

desde el punto de fijación en el conductor exterior coaxial.

La superficie del conductor de ondas 15 solo necesita modificarse por fuera de la bocina segmentaria, por ejemplo mediante una capa dieléctrica, de modo análogo a como se hace en las formas de ejecución con bocina metálica enteriza. Del mismo modo que en una bocina enteriza, en el caso de un conductor 15 modificado por la aplicación de una capa dieléctrica, es conveniente aumentar el espesor de la capa directamente por delante de la bocina.

Las figs. 15 y 16 ilustran una forma especial de un paso directo de un conductor concéntrico a un conductor de ondas superficiales. En esta forma de ejecución no se emplean ninguna porción cónica en la bocina. El conductor coaxial se compone del conductor exterior 23, del dieléctrico 25 y del conductor interior 15. El extremo del conductor exterior 23 se forma por cierto número de índices 34 que tienen aquí forma triangular y se extienden en varias longitudes de ondas. Más allá del extremo de los índices 34 el dieléctrico, como se indica en 36, decrece gradualmente hacia el conductor interior 15, hasta que la capa dieléctrica 16 que es necesaria para el conductor de las ondas superficiales desaparecen en el conductor 15. La porción cónica del dieléctrico 25 se extiende preferentemente en varias longitudes de onda.

Acoplamiento de un conductor de onda tubular a un conductor de ondas superficiales.

Las figs. 17 y 18 ilustran un método para el acoplamiento directo de un conductor de ondas superficiales con un conductor de onda tubular.

197108



5 El conductor 31 de onda tubular que en la figura se supone rectangular, posee en una pared un orificio 38. La antena o bocina 18 se une alrededor de este orificio con el conductor tubular. El conductor 15 de ondas superficiales atraviesa por el orificio y en 39 se une con la pared opuesta del conductor tubular. En la proximidad del orificio 38 se encuentra un émbolo reflejable y desplazable, que se monta bien adaptado y sirve para fines de adaptación.

10 Es evidente que en lugar de unir el conductor 15 por la abertura 38 con el conductor tubular de ondas, puede unirse conductoramente un trozo de tubo metálico, como se indica en 20 en las figs. 9 y 13 con el conductor tubular, o como se indica en la fig. 9, puede preverse una unión conductora, o como se indica en la fig. 13 un acoplamiento capacitivo entre el conductor 15 de ondas superficiales y el tubo 20.

Otras formas de modificar el conductor de ondas superficiales, distintas a la capa dieléctrica.

20 Como anteriormente se ha indicado, pueden realizarse en la superficie del conductor otras alteraciones superficiales para reducir la velocidad de fases de las ondas transmitidas y para concentrar el campo alrededor del conductor.

25 Una de estas posibilidades de modificación se ilustra en la fig. 11. En la superficie del conductor se han practicado roscas exteriores con lo que se realiza la reducción perseguida de la velocidad de fases.

Otra posibilidad consiste en aplicar a lo largo del conductor salientes y gargantas alternantes, como se ilustra en la fig. 12.

197108



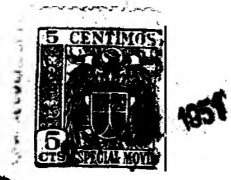
5 Se logra un efecto análogo haciendo simplemente ápera la superficie del conductor o por el hecho de que el conductor se hace de un conductor único con sección transversal no circular, y el cual se retuerce a lo largo o porque si el conductor se forma de cierto número de ramales, se retuercen entre sí de manera que formen un conductor con superficie irregular.

10 Aún cuando solo para un conductor con sección transversal circular y bocina o antena cónica se ha hecho un análisis detenido, la patente no se limita a estas formas especiales de ejecución. La distribución del campo de la onda propagada no se altera esencialmente para otras formas de sección transversal del conductor. Por eso puede también emplearse un embudo cónico para conductores de ondas superficiales con sección transversal no circular.

15 En la aplicación de mi nuevo sistema de transmisión, en el que se emplea una bocina para transmitir y recibir la onda superficial, se ha comprobado que una caja metálica o dieléctrica alrededor de la bocina y de una parte o de todo el conductor no manifiesta influjos perjudiciales apreciables. Sin embargo cuando el conductor descubierto atraviese por la caja, la abertura debe ser en la caja por lo menos tan grande como la abertura de la bocina.

20 Comparación con un conductor concéntrico y un conductor coaxial.

25 Para la transmisión de energía electromagnética se emplean hoy con frecuencias elevadas conductores concéntricos y conductores tubulares.



197108

El inconveniente esencial de un conductor coaxial se encuentra en la amortiguación relativamente elevada que crece fuertemente al crecer la frecuencia. La patente presenta un medio de transmisión con rendimiento considerablemente mejor que el conductor coaxial. Esto se pone de manifiesto por los siguientes resultados de experiencias realizadas en un gran campo de frecuencia con un conductor monoalámbrico de ondas superficiales.

La longitud del conductor entre los dos embudos era de 120 pies ( unos 36 m.). Las frecuencias de servicio se encontraban entre 1.600 Mega Hertz y 4.700 Mega Hertz. El diámetro del alambre era de 0,080 pulgadas (0,2 cm), la capa de esmalte tenía un espesor de 0,002 pulgadas (0,05 mm.); el diámetro exterior del cilindro 20 era de 0,25 pulgadas (6,3 mm) y el diámetro interior de la parte cilíndrica del embudo era de 0,63 pulgadas (16,2 mm) La porción cilíndrica de la bocina, medida desde la unión entre el conductor coaxial interior 13 y el cilindro 20 era de 3,5 pulgadas (8,9 cm). Desde este punto la bocina se ensancha, siendo la longitud axial de esta porción cónica de 22 pulgadas (56 cm). El diámetro del extremo abierto de la sección cónica era de 13 pulgadas (33 cm). Con esta disposición las pérdidas efectivamente medidas para 1.600 Mega Hertz, fueron de 2,2 db (decibel), para 3.300 Mega Hertz de 2,3 db y para 4.700 Mega Hertz de 4,5 db. Las pérdidas medidas para el conductor antes descrito de ondas superficiales con las frecuencias bajas se encuentran en buena coincidencia con las calculadas. Sin embargo para la frecuencia más alta las pérdidas efectivas fueron mayores que las esperadas, pues el ángulo de abertura de los embudos era demasiado grande para estas frecuencias, lo que condujo a un rendimiento considerablemente más bajo de los embudos.



197108

5 Pero aún en estas condiciones de ensayos nada ideales, la amortiguación de mi conductor descubierto de ondas fué considerablemente menor que en un conductor concéntrico. La flexibilidad de la disposición se desprende del hecho de que la misma antena o bocina, el mismo diámetro de alambre y el mismo espesor de una capa dieléctrica puede emplearse para un campo amplísimos de frecuencias sin pérdidas excesivas. Esto ocurre aún cuando por adaptarse inconvenientemente, la bocina al conductor se originen pérdidas aumentadas.

10 Cuando la anterior instalación dispuesta prácticamente para el servicio, se emplee con una capa dieléctrica delgadísima en el conductor, debe esperarse que la amortiguación en el servicio sea mayor, pues el rendimiento de los embudos resulta pequeño. Existe un espesor óptimo de la capa intermedia, para el que la amortiguación en el servicio resulta un mínimo. Si el espesor de la capa dieléctrica se aumenta sobre el antes indicado, entonces debe esperarse un ligero aumento de la pérdida total, que debe atribuirse a un aumento de las pérdidas de conductibilidad y de las pérdidas dieléctricas.

20 Los resultados de la experiencia demuestran que la dependencia esperada de las pérdidas respecto al espesor de la capa, existe realmente. Empleando los mismos embudos arriba descritos se aplicaron con un pincel varias capas sucesivas de polisterina (trolitul) a un alambre de cobre de 0,26 cm. de diámetro y 120 pies de longitud. La frecuencia medida fué de 25 1.600 Mega Hertz. La pérdida al principio decreció, hasta que se alcanzó un mínimo de 1,7 db. Un aumento ulterior del espesor de la capa dieléctrica originó un ligero aumento de las pérdidas

**MALA REPRODUCCION  
POR DEFECTO DEL ORIGINAL**



en próximamente 0,2 db.

**1971 08**

Mediante ensayos se comprobó que el espesor de la capa dieléctrica a lo largo del conductor puede variar en más de 10:1 sin originar efectos perjudiciales verdaderos.

5 Se ha comprobado que es muy conveniente aumentar inmediatamente por delante del orificio de la bocina el espesor de la capa dieléctrica. La capa dieléctrica más espesa tiene tendencia a concentrar el campo más hacia el conductor de ondas superficiales, de suerte que una mayor porción de la energía corriente a lo largo del conductor descubierto de ondas se recibe por la abertura de la bocina. Ensayos realizados con un conductor de ondas superficiales de 600 pies de longitud, demuestran que la suspensión mecánica de un conductor de esta clase no ofrece dificultades. El conductor se suspendió de cordones encerados a distancia de unos 30 pies, oscilando la distancia al suelo entre 4 y 8 pies. Las mismas retenciones y las flexiones producidas por ellas en el conductor no tuvieron influjo notable en la amortiguación en el servicio.

10 El conductor de ondas superficiales arriba descrito con capa dieléctrica se ha comportado excelentemente frente a condiciones atmosféricas desfavorables. Durante la lluvia solo se presentó un ascenso mensurable de la amortiguación cuando se adhirieron al conductor series de grandes gotas. El mayor aumento de la amortiguación medido para 1.600 Mega Hertz fué inferior a 1,5 db para el conductor de 120 pies de longitud. Una delgada película de agua no originó aumento en la amortiguación, pues actuó únicamente como un aumento del espesor de la capa dieléctrica. La película de agua se comporta como un buen dieléct-



197108

trico, pues la relación del factor de pérdida a  $(\epsilon-1)$ , que determina las pérdidas, es muy pequeño.

5 En comparación con el conductor tubular de ondas conocido, la amortiguación de un sistema de transmisión según la patente, es del mismo orden de magnitud que el de un conductor tubular de ondas en el campo de frecuencias para el que se ha calculado. Pero el campo de frecuencias de una misma instalación de transmisión según la patente es muchísimo mayor que el de un conductor comparable tubular de ondas.

10 También la disposición es mucho más manejable y de peso más ligero. Por ejemplo para 3.000 Mega Hertz un conductor tubular rectangular con una sección transversal de 1,5x3 pulgadas tendría aproximadamente las mismas pérdidas que un alambre de 0,32 cm. de diámetro con una capa dieléctrica delgada en conformidad con la patente.

15 Mientras que en un conductor tubular de ondas la corrosión da por resultado una reducción considerable del rendimiento, para el conductor de ondas superficiales carece de importancia esencial, especialmente cuando el conductor descubierto se prevé de una capa dieléctrica protectora.

20 Aplicando la disposición puede reducirse notablemente las pérdidas del conductor cuando se aumenta el diámetro del alambre. Por el contrario cuando se aumenta la sección transversal de un conductor tubular de ondas, se presentan otros tipos de ondas que reducen considerablemente el rendimiento del sistema de conductor tubular, prescindiendo de que el conductor resulta entonces imposible de manejar.

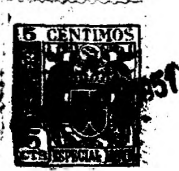
25 Conductor no modificado.



197108

Resultados suficiente para muchas aplicaciones aunque menos favorables pueden lograrse con un alambre desnudo no modificado en combinación con una antena o bocina excitadora según las figs. 8 y 9. De hecho todo conductor desnudo recubier-  
5 to de una capa dieléctrica microscópicamente delgada que actúe en el sentido de concentrar el campo de la energía, transmitida alrededor del conductor. Para frecuencias inferiores a 5.000 Mega Hertz es insuficiente una capa delgada para contraer sufi-  
cientemente la extensión radial del campo y así hacer posible el  
10 empleo de un alambre desnudo con una bocina de magnitud maneja- ble. Sin embargo con frecuencias más altas el espesor de la capa dieléctrica necesario para una cierta concentración del campo es menor y se hace factible el empleo de un conductor desnudo en unión con un embudo cónico. Naturalmente con frecuencia pre-  
15 viamente dada de la energía transmitida, para un conductor no mo- dificado se necesita una bocina esencialmente mayor que para un conductor con superficie no modificada. La razón es que el grado de contracción del campo en la extensión radial depende del es-  
pesor de la capa dieléctrica en la superficie del conductor o  
20 de la intensidad de la modificación superficial.

La fig. 20 indica cómo decrece el campo con la distancia al alambre. Las curvas presentan la relación de la intensidad del campo magnético a cualquier distancia del alambre respecto a la intensidad del campo magnético en la superficie  
25 del alambre, como función de la distancia al eje del alambre, medida en múltiplos del radio del mismo alambre. Ambas escalas son logarítmicas. La línea de trazos indica la caída  $1/r$ , como existiría en el caso de un alambre desnudo de conductibilidad



1971 08

infinitamente elevada. En este caso la velocidad de las fases sería igual a la velocidad de la luz y, como se ha indicado anteriormente la energía con intensidad finita del campo sería infinitamente grande. Las curvas llenas demuestran cómo decrecen el campo cuando la velocidad de las fases se reduce en 1%, 5% y 10%. En el contorno inmediato del alambre las curvas siguen el decrecimiento  $1/r$  y a mayores distancias, un decrecimiento exponencial. Cuanto más intensamente se reduce la velocidad de fases, tanto más pronto se inicia la caída exponencial.

5

10

Aunque el invento se ha explicado con referencia a formas posibles especiales de ejecución, existen para el especializado otras múltiples formas de ejecución del mismo objeto sin separarse por ello de la idea fundamental del mismo. Por consiguiente las formas de ejecución explicadas deben considerarse únicamente como ilustrativas y en ninguna forma como limitadores de las siguientes reivindicaciones. Solo han de servir para indicar el alcance de la patente.

15

=====  
 =====  
 =====  
 =====



N O T A

La presente patente de invención comprende las siguientes reivindicaciones:

5 1.- Disposición para la transmisión de tipos de ondas electromagnéticas preferentemente no radiantes y de frecuencias superiores a 50 Mega Hertz a lo largo de un conductor extendido longitudinalmente, caracterizado porque la superficie del conductor tiene tal conformación que el campo de la energía propagada se concentra principalmente alrededor del conductor.

10 2.- Disposición según lo reivindicado en el punto 1, caracterizado porque la superficie del conductor se pone en tal estado que se reduce la velocidad de las fases de las ondas transmitidas.

15 3.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 o 2 para transmitir energía (ondas) electromagnéticas dirigidas en el campo de las ondas métricas, decimétricas, centimétricas y milimétricas, caracterizado por la transmisión de ondas magnéticas transversales a lo largo de un conductor, cuya superficie se modifica de tal forma que se reduce la velocidad de las fases de las ondas transmitidas.

20 4.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 3, caracterizado porque mediante una fuente de energía se excitan tipos de ondas no radiantes con el fin de transmitir a lo largo del conductor.

25 5.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 4, caracterizado por un órgano conductor extendido a lo largo, cuya superficie exterior se conforma de manera que



197108

se reduce la velocidad de las fases de la energía transmitida y por ello se concentra el campo en el contorno del conductor.

5 6.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 5, caracterizado porque mediante una conformación superficial predeterminada del conductor la mayor parte de la energía transmitida se concentra en una zona de radio previamente dado alrededor del conductor.

10 7.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 6, caracterizado porque la conformación superficial predeterminada del conductor se compone de un dieléctrico que se apoya sobre la superficie del conductor y lo circunda.

15 8.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 7, caracterizado porque la estructura superficial predeterminada se compone de una alteración estructural de la superficie exterior del conductor.

20 9.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 1 a 8, caracterizado porque el conductor extendido longitudinalmente se compone de un elemento único y porque la estructura superficial predeterminada se compone de partes de la superficie exterior del conductor provista de rosca.

25 10.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 6 a 9, caracterizado por un conductor de ondas abierto para transmitir ondas planas especialmente por un conductor extendido a lo largo con un dieléctrico, que se apoya sobre la superficie exterior del conductor y lo encierra, siendo las dimensiones transversales del dieléctrico pequeñas respecto a la longitud de onda de la energía transmitida.

11.- Disposición según lo reivindicado en los

1971 08



1957

puntos 6 o siguientes, caracterizado porque el conductor se compone de un solo elemento, que posee una sección transversal no circular y se retuerce a su largo.

5 12.- Disposición según lo reivindicado en el punto 6 o siguientes, caracterizado por ue el conductor se compone de cierto número de elementos conductores que se retuercen entre sí.

10 13.- Disposición según lo reivindicado en el punto 6 o siguientes, caracterizado por un conductor extendido a lo largo, de periferia circular y una capa dieléctrica, la cual envuelve al conductor y está en contacto con él, siendo el espesor de la capa dieléctrica, pequeña en comparación con la longitud de onda de la energía transmitida y estando el radio del conductor y el espesor de la capa dieléctrica determinados de modo que

$$\ln \frac{a'}{a} = - \frac{\epsilon_d}{\epsilon_d - \epsilon} \left( \frac{\lambda}{a'} \right)^2 \left( \frac{ba'}{2\eta} \right)^2 \ln 0,89 ba'$$

15 en que  $a$  indica el radio del conductor,  $a'$  el radio del conductor incluido el espesor de la capa dieléctrica,  $\epsilon_d$  la constante dieléctrica de la capa,  $\epsilon$  la constante dieléctrica del medio que  
20 circunda al conductor de ondas y  $\lambda$  la longitud de onda, y en la que  $b$  es un número positivo ue determina la extensión radial del campo y se señala por la relación  $b^2 = h^2 - \omega^2 \epsilon \mu$ , siendo  $h$  la constante de propagación sobre el conductor de ondas,  $\omega$  la frecuencia circular y  $\mu$  la permeabilidad del medio que envuelve  
25 al conductor de ondas.

14.- Disposición según lo reivindicado en el punto 4 y siguientes, caracterizado porque por medio de órganos



197108

5 adecuados se excita y transforma energía ondulada de un tipo de ondas transversales magnéticas, concéntricas con el conductor y de simetría de rotación y porque el conductor posee una estructura superficial predeterminada, de tal modo que la velocidad de las fases de la energía ondulada se reduce a un valor situado algo por bajo de la velocidad de la luz y porque la energía ondulada se transmite principalmente sin radiación.

10 15.- Disposición según lo reivindicado en el punto 4 o siguientes, caracterizado por ue el conductor se acopla con medios coaxilmente simétricos con objeto de transmitir tipos de ondas no radiantes a lo largo del conductor.

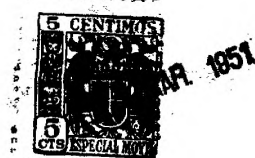
15 16.- Disposición según lo reivindicado en el punto 4 o siguientes, caracterizado porque la energía se lleva al conductor o se evacua del mismo conductor por medio de una bocina o embudo electromagnético.

20 17.- Disposición según lo reivindicado en el punto 16, caracterizado por una bocina o embudo electromagnético preferentemente desmochado, cuyo diámetro de abertura eficaz es por lo menos de una longitud de cuarto de onda.

20 18.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 16 o siguientes, caracterizado por ue se acopla eléctricamente una bocina o embudo electromagnético con un conductor de ondas superficiales coaxil con la bocina.

25 19.- Disposición según lo reivindicado en el punto 16 o siguientes, caracterizado porque el conductor de ondas superficiales y la bocina son desplazables recíprocamente.

20.- Disposición según lo reivindicado en el punto 16 o siguientes, caracterizado porque el conductor apoya-



197108

do por fuera de la boca de la bocina o embudo sobre su periferia y sobre la superficie posee una capa dieléctrica, cuyo espesor es pequeño respecto a la longitud de onda de la energía transmitida.

5

21.- Disposición según lo reivindicado en el punto 16 o siguientes, caracterizado porque un conductor concéntrico se une eléctricamente por su conductor exterior con una bocina o embudo electromagnético, preferentemente por su extremo estrecho, el cual se ensancha desde el punto de unión y por su conductor interior se une eléctricamente con un conductor de ondas superficiales extendido a lo largo y que se extiende a lo largo del eje de la bocina y más allá de su embocadura.

10

15

22.- Disposición según lo reivindicado en el punto 21, caracterizado porque una bocina o embudo electromagnético, cuyo extremo trasero tiene una sección transversal esencialmente única y una abertura lateral que se une con el conductor exterior del conductor concéntrico, atravesando el conductor interior por la abertura y estando unido con el conductor de ondas superficiales.

20

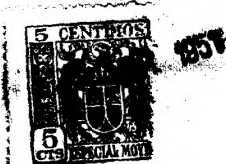
23.- Disposición según lo reivindicado en los puntos 21 o 22, caracterizado porque dentro de la bocina se acoplan desplazables el conductor de ondas superficiales y el conductor inferior del conductor concéntrico.

25

24.- Disposición según lo reivindicado en el punto 21 o siguientes, caracterizado porque en la parte cilíndrica de la bocina o embudo se forma una caída con longitud de un cuarto de onda.

25.- Disposición según lo reivindicado en el pun-

197108



to 4 o siguientes, caracterizado por un conductor de onda tubular, el cual está acoplado con una fuente de energía electromagnética o con un conductor de ondas superficiales.

5 26.- Disposición según lo reivindicado en el punto 4 y siguientes, caracterizado por que el conductor extendido longitudinalmente se une con el conductor interior de un conductor concéntrico preferentemente como una unidad.

10 27.- Disposición según lo reivindicado en el punto 26, caracterizado porque el conductor interior sale más allá del extremo del conductor exterior.

15 28.- Disposición según lo reivindicado en el punto 27, caracterizado porque el conductor interior desde un punto situado a varias longitudes de ondas del extremo del conductor exterior se provee de una delgada capa dieléctrica de suerte que el conductor interior actúa por fuera de aquel punto como conductor de ondas superficiales.

20 29.- Disposición según lo reivindicado en el punto 26 o siguientes, caracterizado por un conductor concéntrico estando lleno de un dieléctrico el espacio entre el conductor interior y el exterior.

25 30.- Disposición según lo reivindicado en el punto 29, caracterizado porque el conductor se provee por su superficie exterior de una capa dieléctrica, cuyo espesor es pequeño respecto a la longitud de onda y porque una sección dieléctrica extendida cónicamente une sin saltos al dieléctrico del conductor concéntrico y a la delgada capa dieléctrica del conductor de ondas superficiales.

31.- Disposición según lo reivindicado en el



197108

5 puntos 26 y siguientes, caracterizado porque cierto número de elementos conductores extendidos a lo largo se unen en una unidad con el extremo del conductor exterior, de tal manera que los elementos vistos desde el eje del conductor concéntrico se alimentan hacia afuera a lo largo del conductor de ondas superficiales.

10 32.- Disposición según lo reivindicado en el punto 31, caracterizado porque el conductor de ondas superficiales por fuera de los extremos libres de los elementos conductores poseen una estructura superficial adecuada para reducir la velocidad de fases de las ondas transmitidas.

33.- "Disposición para la transmisión de tipos de ondas electromagnéticas".

15 según se describe y reivindica en la presente memoria descriptiva y se ilustra con los planos que a la misma se acompañan.

Consta la presente memoria de cuarenta y seis hojas foliadas y escritas a máquina por una sola de sus caras.

Madrid, 21 de Marzo de 1951.

197108



Fig. 1.

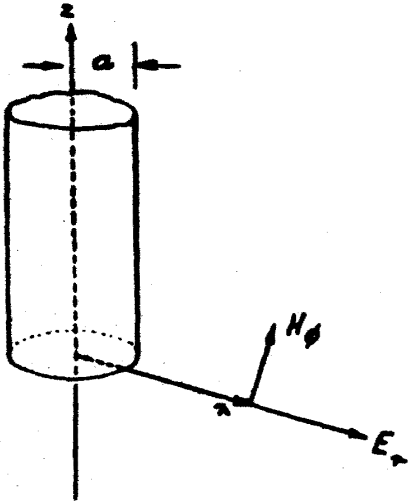


Fig. 3.

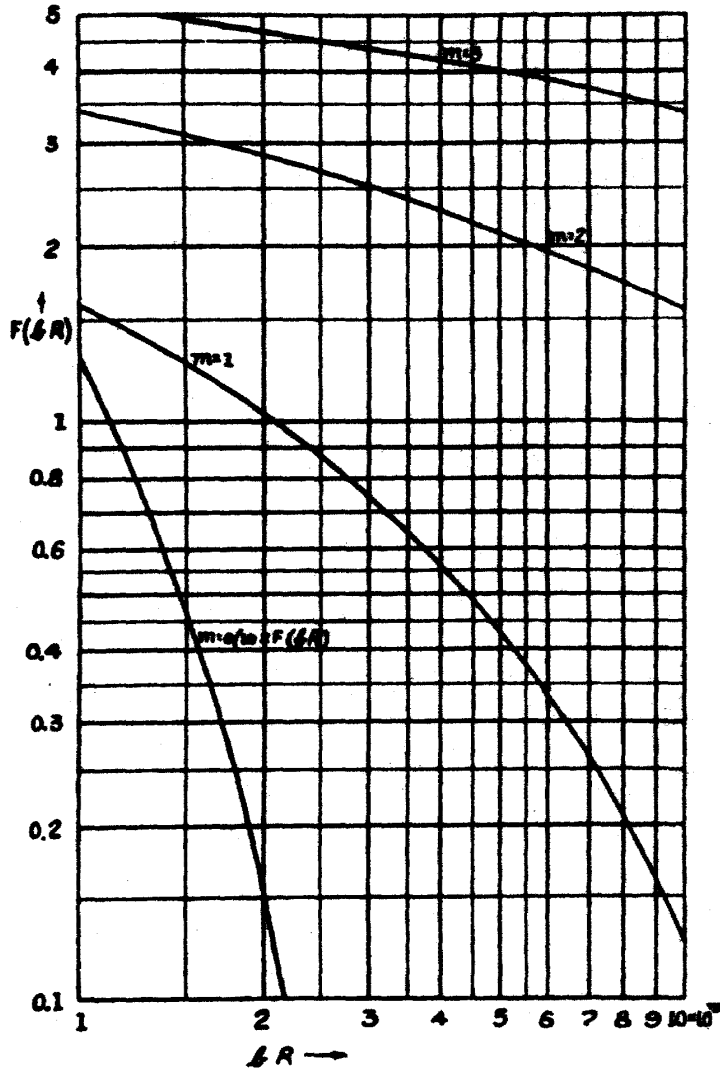
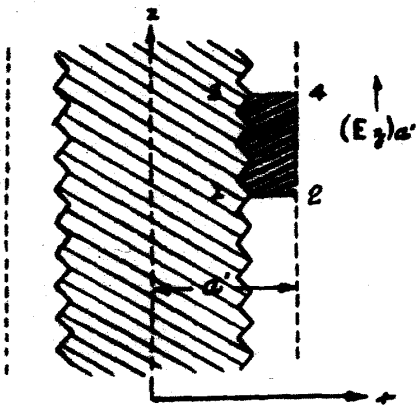


Fig. 2.



ESCALA VARIABLE

197108

Fig. 4.

$\uparrow$   
 $\frac{R_p}{a'}$

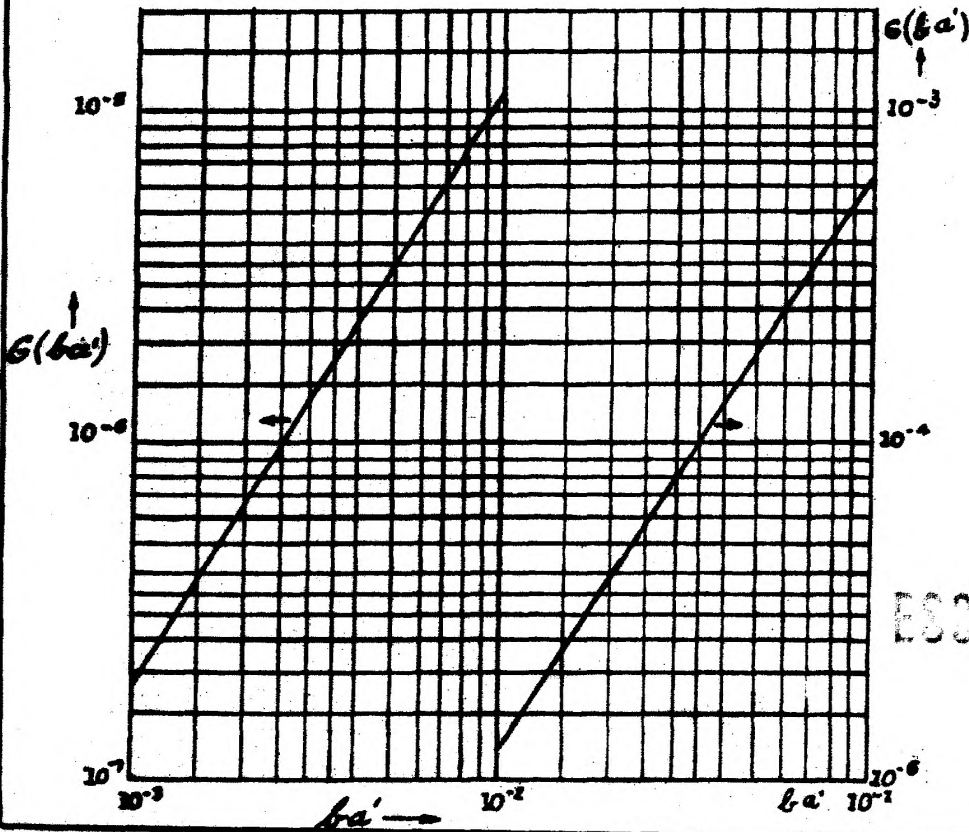
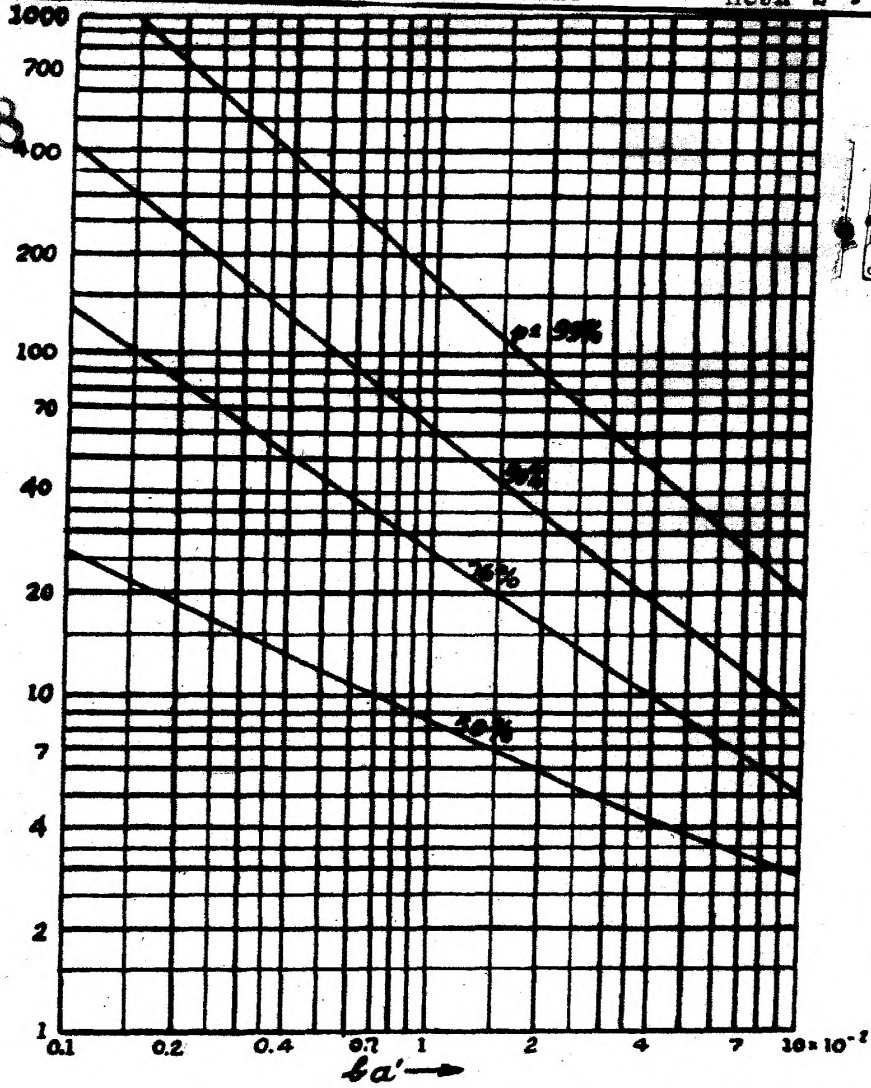
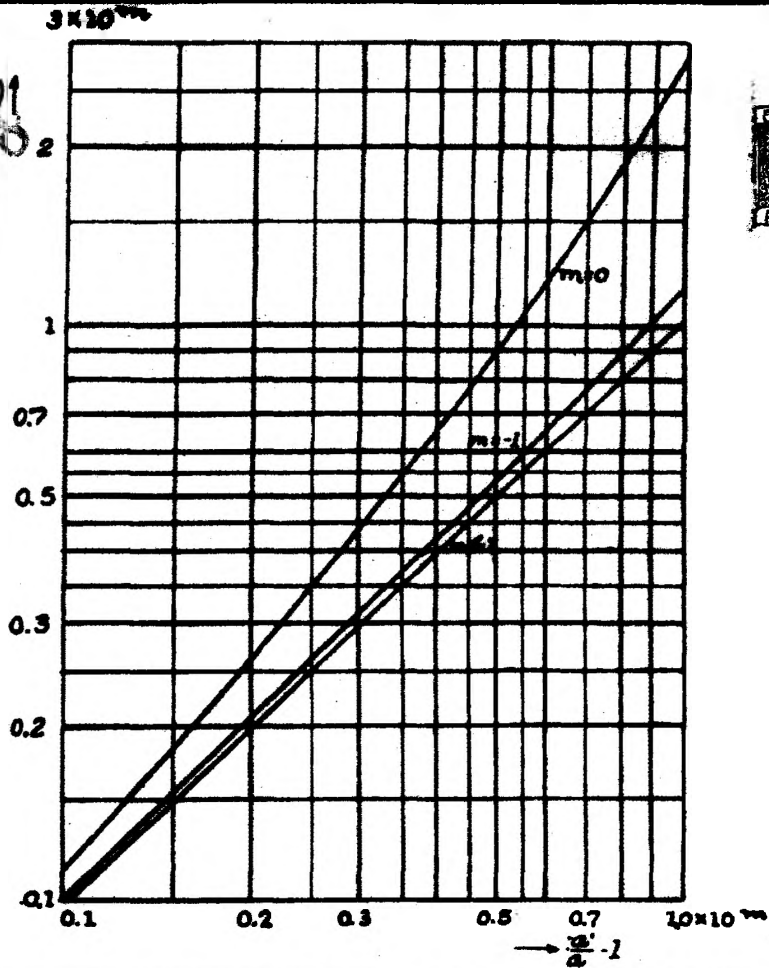


Fig. 5.

ESCALA VARIABLE

1971 082  
 $K(\frac{a'}{a})$

Fig. 6.



1951

Fig. 7.

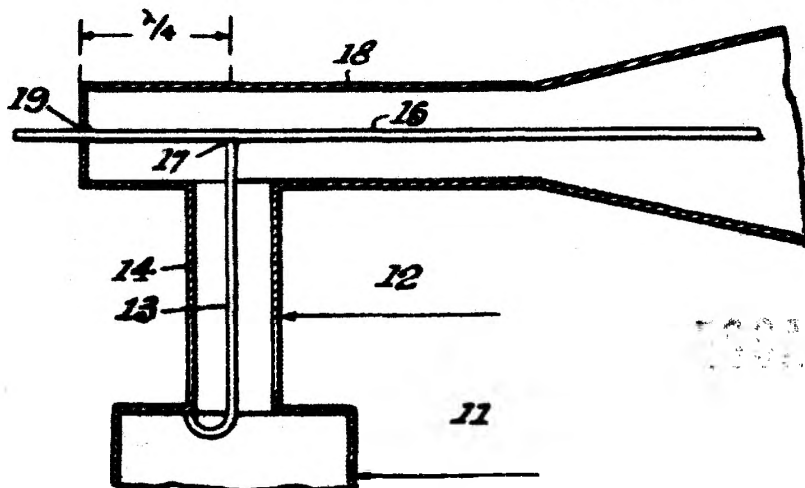
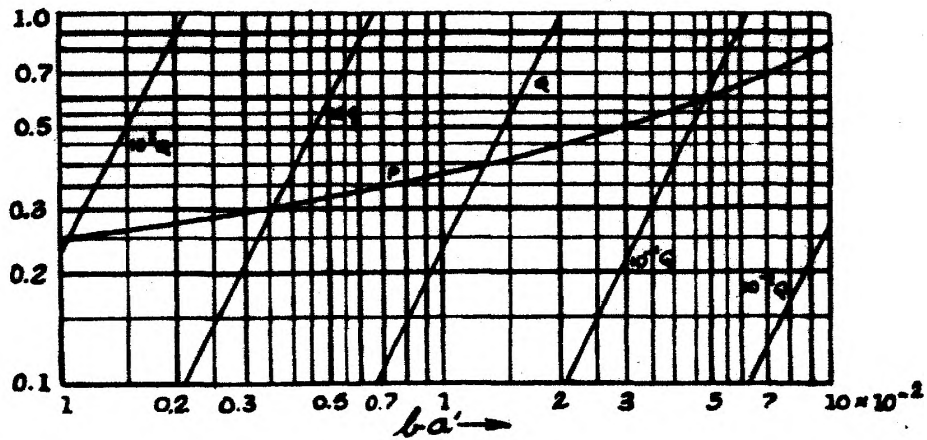


Fig. 8.

TOSILE VARIABLE

197108



Fig. 9.

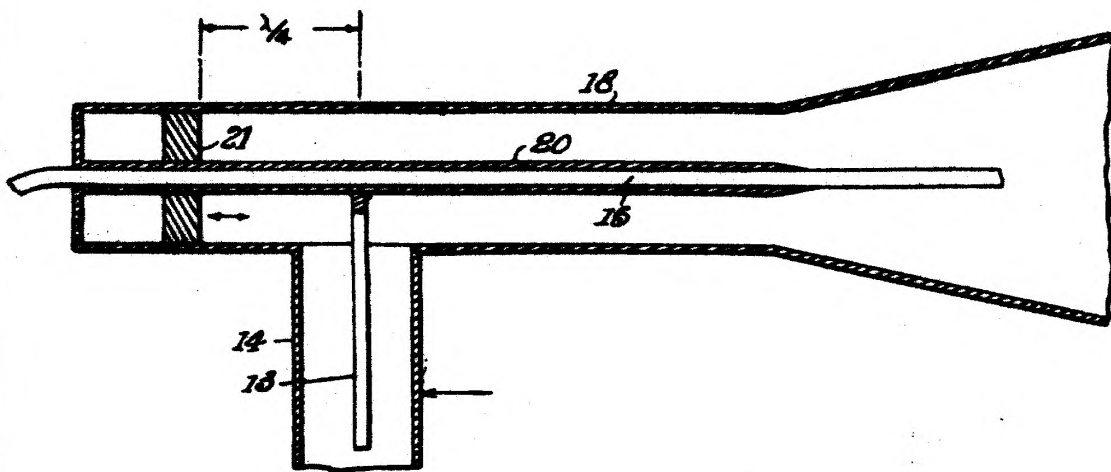


Fig. 10.

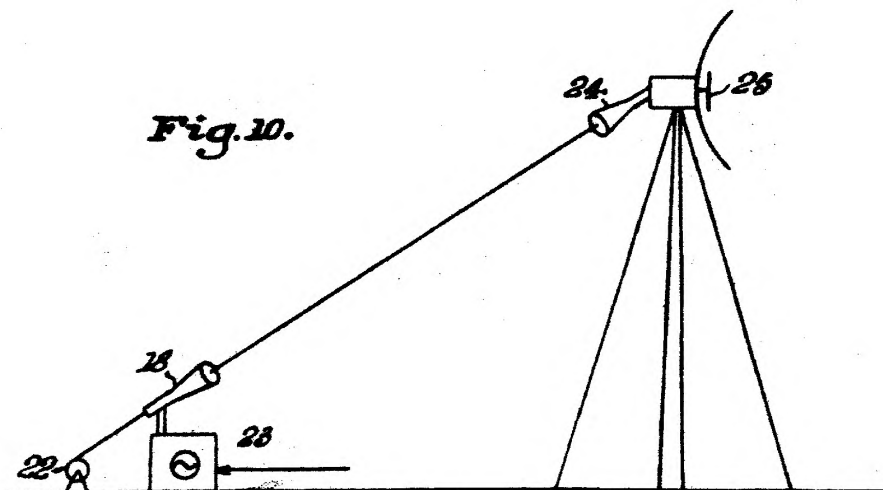


Fig. 11.



Fig. 12.

ESCRITA VARIABLE

197108

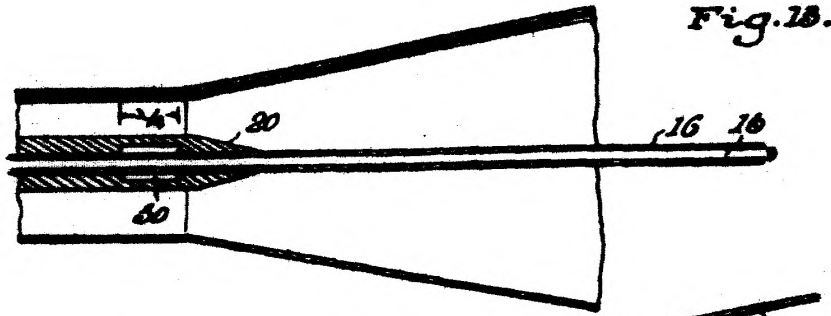


Fig. 13.

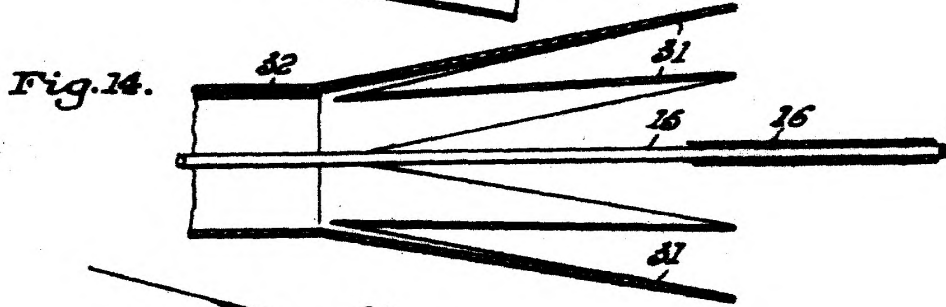


Fig. 14.

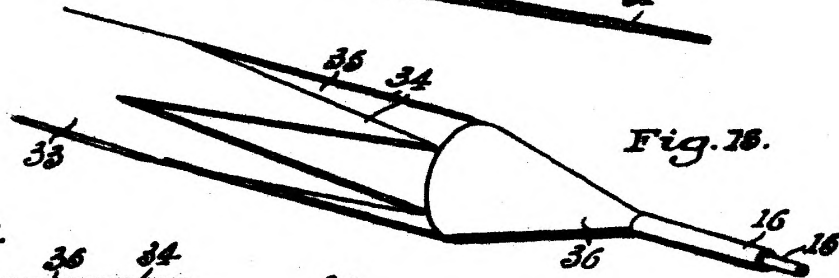


Fig. 15.

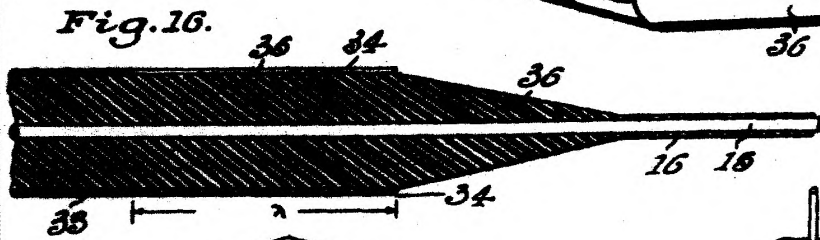


Fig. 16.

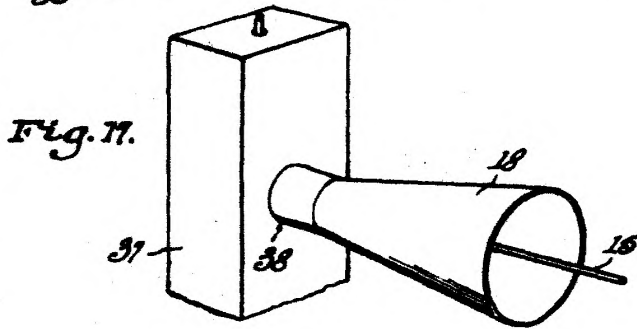


Fig. 17.

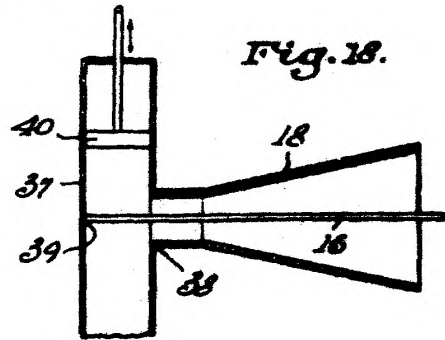


Fig. 18.

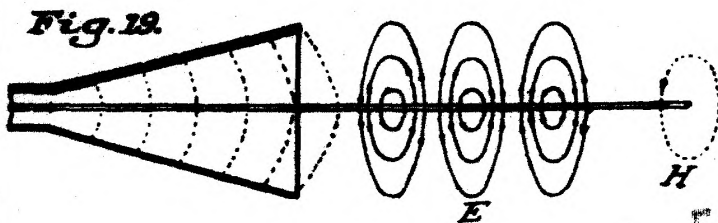


Fig. 19.

ESCALA VARIABLE

197108

21



Fig. 20.

