

mc/

A.L. Samuel

Caso 43.

175991

22 NO



175991

P A T E N T E D E I N V E N C I O N

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED - domiciliada en
NEW YORK (E. U.) - de nacionalidad norteamericana

por:

" Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de
ondas ".

====:oOo:=====

M e m o r i a D e s c r i p t i v a

El invento se refiere a los circuitos de transmisión
y recepción para sistemas transmisores de ondas, y particular-
mente a los circuitos dotados de una parte común, tal como una
antena, para transmitir ondas a un medio de transmisión de ellas
y recibirlas del mismo.

5

Los circuitos del invento son aplicables particular-

175091

22 NO

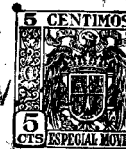


mente a los sistemas de localización de objetos y telemetría provistos de medios para transmitir pulsaciones repetidas, habitualmente de frecuencias muy altas, a un medio transmisor de ondas, y para recibir del mismo medio pulsaciones de retorno (ecos) reflejados por un objeto distante que se trata de localizar, en combinación con aparatos adecuados para indicar en una escala de tiempos el lapso transcurrido entre la emisión de cada pulsación transmitida y la llegada de la correspondiente pulsación reflejada al punto de observación, como medida de la distancia al objeto; pero es aplicable asimismo a sistemas transmisores de señales en dos direcciones, alámbricos o inalámbricos (radio) del tipo dúplex.

Son objetos del invento conseguir que el receptor en tal sistema esté protegido de las altas tensiones propias de las pulsaciones de onda transmitidas; que las pulsaciones recibidas se apliquen al receptor con un minimum de pérdida, y que haya un minimum de atenuación entre el foco generador de ondas locales y la antena u otro transmisor común durante un período de transmisión de ondas.

Otro objeto es reducir las reflexiones en el punto común de conexión del transmisor y del receptor al circuito que conduce a la antena u otro órgano de transmisión común en tal sistema.

Estos objetos se consiguen de un modo sencillo y eficaz con el invento en general, usando derivaciones especiales, debidamente situadas, de las líneas que unen el transmisor de ondas o generador de vibraciones y el receptor con la antena u otro transmisor común, así como una cavidad resonante combinada con un aparato de descarga en atmósfera de gas, convenientemente situado respecto al punto de bifurcación, y que funciona como interruptor para desconectar efectivamente el recep-



tor de la antena u otro órgano de transmisión común durante un período de transmisión de pulsaciones, y volverlo a conectar al final de la pulsación transmitida, manteniéndolo así conectado durante un período de recepción de pulsaciones.

5 En una forma de realización del invento, una línea coaxil conecta el transmisor o generador de ondas a la antena, y el receptor se conecta a la antena por medio de una parte de dicha línea y otra línea derivada coaxil que comprende una cavidad resonante con un tubo de descarga en atmósfera de gas,
10 que se conecta a través de ella, mediante una derivación en serie obtenida acoplando eléctricamente la entrada de la cavidad de resonancia en forma directa a la primera línea coaxil, a través de una ventana o iris situado en la pared lateral de aquella. La parte de cada pulsación transmitida que se aplica
15 a la entrada de la cavidad resonante constituye una tensión de resonancia a través del tubo, suficiente para descargarlo, y así produce un circuito corto efectivo que cruza la cavidad, reduciendo la energía de onda que entra en el receptor a un
20 valor bajo. El tubo de gas vuelve al estado normal al término de la pulsación transmitida, y así se mantiene mientras se recibe la pulsación que viene de la antena, de tensión relativamente baja.

 En una modificación del invento se conecta en forma análoga, a la primera línea coaxil un interruptor de tubo de
25 descarga, de gas, con cavidad de resonancia, en un punto apropiado entre el transmisor y la bifurcación, el cual funciona desconectando efectivamente el transmisor de la antena durante cada período de recepción de pulsaciones.

 Estas y otras características y finalidades del invento se deducirán de la descripción detallada siguiente, con
30 relación a los dibujos adjuntos, en los cuales:



La fig. 1 muestra un esquema simplificado de aplicación de un sistema transmisor y receptor de señales conforme al invento, para una descripción general del modo de funcionar.

5 La fig. 2, en esquema, un sistema transmisor y receptor de señales conforme a un modo de realización del invento, en el que se emplean líneas coaxiales para las derivaciones del transmisor y del receptor.

10 La fig. 3, una perspectiva de parte del sistema de la fig. 2.

La fig. 4, en esquema, una forma modificada de acuerdo con el invento, en la que se utilizan guíaondas para las derivaciones del transmisor y del receptor.

15 Las figs. 5 y 6, circuitos equivalentes a partes de los sistemas de las figs. 2 a 4, para con un análisis matemático de su funcionamiento.

20 Las figs. 7 y 8, respectivamente, modificaciones de los sistemas de línea coaxil y guíaondas de las figs. 2 y 4, que comprenden otro interruptor de tubo de descarga, en cavidad de resonancia, para desconectar efectivamente el transmisor de la antena durante el período de recepción; y

La fig. 9, en esquema, un circuito simplificado equivalente al sistema de las figs. 7 u 8, para explicar el método de funcionamiento.

25 El funcionamiento de todo el sistema del invento se describe de un modo general con relación al esquema de la fig. 1. Durante los periodos de transmisión, pasa energía de onda del transmisor -T-, por la línea coaxil (o el guíaondas) -1- hacia la antena -A-. Parte de esta energía entra por el punto -B- a la derivación -2- que conduce al receptor -R-, pero tro-
30 pieza con el interruptor (de transmisión y recepción) -TR-, que



5
10
15
20
25
30

consiste en una cámara hueca o cavidad construída y calculada en sus dimensiones de modo que resuene a la frecuencia de la onda saliente generada por el transmisor -T- y de la onda entrante recibida de la antena -A-, con un par de electrodos de chispa conectados a través de la misma en un punto apropiado para formar la máxima tensión de resonancia en el espacio intermedio. Este intervalo de chispa queda encerrado en una atmósfera de gas enrarecido, de modo que es fácilmente interrumpido o cortado por la alta tensión procedente de la pulsación del transmisor. Como la tensión a través del intervalo resulta entonces limitada por la tensión de descarga, y la aplicada al receptor -R- se reduce más aún por la relación reductora de la cavidad resonante, la entrada en el receptor se mantiene a un nivel bajo.

15
20
25
30

La energía disipada en el intervalo de chispa, y substraída en consecuencia de la pulsación transmitida, se limita lo suficiente por la acción combinada de la descarga, la cavidad resonante y la longitud $-L_1-$ de la línea coaxil (o del guíaondas) entre la entrada de la cavidad y el punto de bifurcación -B-. El efecto de la descarga es situar una impedancia baja (que se supone predominantemente resistiva) entre los puntos de impedancia máxima de la cavidad. Esto se traduce en la aparición de una impedancia aparente aún menor a través de la entrada a la cavidad. Si la longitud $-L_1-$ entre el punto de bifurcación -B- y la entrada a la cavidad resonante del interruptor -TR- es un número impar de cuartos de longitud de onda, la impedancia aparente, mirando hacia el receptor -R- desde la bifurcación -B-, se hace muy grande, en consecuencia. De suerte que si se emplea entre las líneas del transmisor y del receptor una derivación eléctrica de tipo "paralelo", como suele haber en sistemas de derivación de línea coaxil, el



ramal -2- del receptor sustraerá muy poca energía de la línea
-1- a la antena -A-. En los sistemas del invento que han de
describirse se utiliza una derivación o bifurcación eléctrica
con conexión en "serie". En tales casos, la impedancia del ra-
5 mal del receptor en la bifurcación -B- durante la descarga del
tubo de gas en la cavidad resonante -TR- debe hacerse pequeña.
Para ello hay que reducir $-L_1-$ a cero o a un número par de cuar-
tos de longitud de onda. El hecho de poder reducir $-L_1-$ a cero,
eliminando un ajuste de sintonización, es de un valor práctico
10 considerable.

La longitud $-L_3-$ entre la salida de la cavidad de
resonancia del interruptor -TR- (fig. 1) y el receptor debe,
pues, hacerse ajustable si ha de mantenerse la protección má-
xima del receptor -R- frente a la alta tensión de la pulsación
15 transmitida. A niveles bajos, la entrada del receptor debe
terminar la porción $-L_3-$ de la línea -2-, pero para niveles
altos la impedancia de entrada del receptor se apartará apre-
ciablemente del valor de nivel bajo. La longitud $-L_3-$ debe
ser tal que esta desproporción refleje la impedancia máxima
20 posible en la salida de la cavidad resonante del interruptor
-TR-.

Al término de la pulsación transmitida, la impedan-
cia interna del transmisor -T-, que es del tipo de magnetron,
descrito con relación al sistema de la fig. 2, cambia rápida-
25 mente, produciendo así una decidida desigualdad con la impe-
dancia característica de la línea coaxil (o del gufaondas).
Las pulsaciones de señales que llegan a la antena -A- encuen-
tran el tubo transmisor que hace el efecto de un obstructor,
cuya posición con respecto a la bifurcación -B- puede ajustarse
30 variando la longitud $-L_2-$. Así, puede encontrarse una lon-
gitud especial $-L_2-$ para hacer entrar en el ramal receptor

-7 15597² NOV



5 esencialmente toda la energía de cada pulsación entrante. El tubo de descarga en atmósfera de gas del interruptor -TR- se hace de modo que el intervalo de descarga no se interrumpa por las tensiones recibidas relativamente pequeñas, aunque se produzca alguna pérdida en la cavidad resonante del interruptor -TR- a causa de sus pérdidas inherentes resistivas y dieléctricas, pero, disponiendo bien las cosas, tales pérdidas pueden mantenerse pequeñas para no perjudicar el rendimiento del sistema.

10 En la modificación del invento que se representa en la fig. 2, el transmisor -T-, que puede ser un pulsador del tipo de magnetron que genere pulsaciones repetidas de frecuencia ultraalta, como el descrito, por ejemplo, en la patente estadounidense 2.063.342, otorgada el 8 de diciembre de 1936 al mismo inventor, se conecta directamente a la antena común -A-
15 de transmisión y recepción mediante un trozo de línea coaxil -1- que consta de los conductores concéntricos interior y exterior habituales. El receptor -R- está conectado por medio de otro trozo de línea coaxil -2- a la salida del interruptor
20 de descarga de gas -TR- en cavidad resonante, que se reproduce con más detalle en la fig. 3, y la entrada de dicha cavidad se acopla directamente ($L_1 = 0$) a la línea coaxil -1- que conecta el transmisor -T- a la antena -A-, a través de un iris o ventanillo situado en el punto -B- de la pared común del
25 conductor exterior de esa línea y de la cavidad resonante, para obtener la derivación en "serie". La longitud - L_3 - de la línea coaxil -2- entre el receptor -R- y la salida de la cavidad resonante del tubo -TR-, y la longitud - L_2 - de la línea coaxil -1- entre el transmisor -T- y la bifurcación -B- se calculan respectivamente para obtener la debida igualdad de impedancia a fin de proteger el receptor -R- de las altas tensiones
30

1 / 5991

22 N



de las pulsaciones de onda transmitidas, y para hacer pasar prácticamente toda la energía de las pulsaciones de onda entrantes de la antena -A- al ramal receptor, como se ha indicado con relación a la fig. 1.

5

En la perspectiva de la fig. 3 se exponen los detalles de una forma de realización del interruptor de descarga en atmósfera de gas -TR- en cavidad resonante, usando en el sistema de la fig. 2, y de las disposiciones para acoplarlo a la línea coaxil -2- de recepción y a la línea coaxil -1- del transmisor.

10

En la fig. 3, una línea coaxil -1- de conductor interno -3- y externo -4- y con una ranura longitudinal -5- en su pared lateral, conecta el transmisor -T- a la antena -A-, según se ha indicado. Un sector de tubo -6- puede deslizarse a lo largo del conductor axil externo -4- que lleva la ranura -5-, y sujetarse en el punto que se quiera entre el transmisor y la antena por medio de las plaquitas -7- y los tornillos de presión asociados a ellas. Una cámara compuesta por la porción superior de caja rectangular -8- y la parte inferior de caja de resonancia cilíndrica -9- se monta por delante del sector de tubo -6-, y se mantiene fija a éste por medio de los dedos de contacto -10- de unas expansiones de la cámara, por el lado inferior del sector de tubo -6-, de modo que se ajuste su posición sobre la ranura -5- de la pared lateral del conductor coaxil externo -4- al ajustar el sector de tubo -6- a lo largo de dicho conductor. Como se indica en líneas de trazos, el resonador hueco tiene una ranurita -11- en un lado, opuesta y abierta dentro de la ranura -5- del conductor coaxil externo -4- a través de una ranura correspondiente del sector de tubo -6-, a fin de formar un ventanillo o iris que une eléctricamente un lado de la cavidad resonante -9- a la línea coaxil -1-

15

20

25

30

22 NOV



- 9 -

175591

comprendida entre el transmisor y la antena. Se observará que la posición del acoplamiento en iris entre la cavidad resonante -9- y la línea coaxil -1- puede ajustarse para dejar la debida distancia -L₂- entre el mismo y el transmisor -T-, de manera que se desvíe al resonador hueco -9- prácticamente toda la energía de las pulsaciones de onda entrantes recibidas de la antena -A-. El tornillo sintonizador -12- que atraviesa la porción rectangular superior -8- de la cámara, para apoyarse contra la porción superior flexible -13- del resonador hueco -9- que funciona como un émbolo al deslizarse por la pared de la porción rectangular -8- de la caja, puede hacerse girar para ajustar las dimensiones del resonador hueco -9-, a fin de cambiar ligeramente su sintonización.

La extremidad fileteada de la derivación coaxil -2- que lleva al receptor -R- entra a fosca en el resonador hueco -9- por un punto situado justamente frente al iris -11- del mismo, de manera que la gaza de acoplamiento -14- aplicada a los conductores concéntricos interno y externo de la línea coaxil -2- y que entra en la cavidad, proporciona el medio de captar energía de la frecuencia de resonancia recibida de la línea coaxil -1-, para transmitirla al receptor.

Conectado a través de la cavidad del resonador hueco -9-, en los puntos de máxima impedancia, hay un tubo de descarga en atmósfera de gas compuesto de una ampolla exterior de vidrio -15- que limita una atmósfera de gas enrarecido, un par de electrodos principales -16- y -17- con porciones en cono truncado alineadas según su eje y montadas con sus vértices uno en frente de otro, definiendo un intervalo de chispa, y un electrodo auxiliar -18-, denominado encendedor o electrodo avivador, en forma de varilla, que en parte penetra en la porción truncada de uno de los electrodos principales. Mientras funciona el

22 NOV.

175391



tubo, se imprime a este electrodo auxiliar -18- un potencial negativo fijo con respecto a los electrodos principales -16- y -17-, con lo que se mantiene una descarga incandescente entre el electrodo auxiliar y la porción truncada contigua, confinada prácticamente a la región de fuera del campo de alta frecuencia entre los electrodos principales; la función de este anillo de descarga incandescente es reducir la fuerza de dispersión al comenzar a encender el tubo. Los electrodos -16- y -17- de este tubo de gas están conectados, por los collares metálicos -19- y -20-, con paredes opuestas del resonador hueco -9-, en derivación efectiva con el acoplamiento en iris -11-, y la tensión máxima de resonancia formada a través de la cavidad por la energía de cada pulsación de onda transmitida, al pasar del transmisor a la antena, interrumpe el gas en el tubo de descarga y da lugar a una descarga a través del intervalo de chispa, con el fin de producir un corto circuito efectivo para esa energía, de suerte que la porción de ella transmitida así desde la línea coaxil -2- al receptor sea demasiado pequeña para causar daño, Como se describe con relación a la fig. 2, cuando la longitud de la línea coaxil entre el transmisor y el iris -11- en la bifurcación se calcula bien, pasa toda la energía de ondas recibida de la antena, por la cavidad resonante -9- y la línea coaxil -2-, al receptor -R-, siendo insuficiente la tensión relativamente baja de esta energía entrante de baja tensión para que el tubo de gas descargue y ponga en circuito corto la línea del receptor.

En la fig. 4 se expone un sistema transmisor-receptor del tipo de serie, como el de la fig. 2, pero con guíaondas rectangulares en vez de líneas coaxiles. Para el caso de guíaondas conviene revisar los conceptos de "serie" y "paralelo" aplicados a los ramales o derivaciones.

1,5991

- 11 -

22 NOV.



Un ramal de guíaondas a 90°, situado en el plano magnético (en el plano paralelo a las líneas de intensidad magnética en ambos guíaondas unidos), presenta las propiedades de un ramal en paralelo, al menos en cuanto afecta a las relaciones de fase, siempre que se descarte bien de la unión toda discontinuidad en el guía derivado. De manera análoga, un ramal de guíaondas a 90° en el plano eléctrico (en el plano paralelo a las líneas de intensidad eléctrica en ambos guíaondas unidos) corresponde a un ramal en serie. Sin embargo, en uno u otro caso, un núcleo o pistón inserto en el guía derivado para obstruir la conexión con el guía principal pondría evidentemente el ramal "fuera de circuito". En este sentido restringido, uno u otro tipo de ramal puede considerarse un ramal en "serie". Así, un interruptor de transmisión y recepción, del tipo de tubo de gas, de descarga en cavidad resonante, montado en cualquier cara del guía principal y acoplado en el mismo por un ventanillo adecuado abierto en la pared común, funcionará como si estuviese conectado en serie con las impedancias que miran en una u otra dirección a lo largo del guía principal.

En la disposición de guíaondas representada en la fig 4, se emplea un guíaondas rectangular -21- para conectar el transmisor -T- a la antena -A-, y otro guíaondas -22- para conectar el receptor -R- (ilustrado en esquema como de doble detección o heterodino) al primer guíaondas -21-, en ángulo recto, representándose las secciones longitudinales de los dos guíaondas con el lado más corto de la sección transversal rectangular en el plano del papel. La parte de cavidad resonante del interruptor -TR- sintonizado con la onda dominante, esto es, con la onda de frecuencia crítica más baja generada por el transmisor o recibida de la antena, se forma, según se indica, insertando iris en puntos convenientemente espaciados del guía

22 NOV

175891



derivado -22-, y el tubo de descarga de gas se conecta a través de la cavidad resonante en los puntos de máxima impedancia, según se indica en esquema. En el caso representado en la fig. 4, uno de los dos iris finales de la cavidad resonante está inserto en la pared común entre la cavidad resonante y el guíaondas principal para proporcionar acoplamiento eléctrico entre las dos guías, que es del tipo de derivación en "serie". Sin embargo, la derivación en serie puede conseguirse igualmente situando el iris en la entrada de la cavidad resonante a un número par de cuartos de longitud de onda de la unión de ambos guías.

Como en el caso del sistema de la fig. 2, la tensión de resonancia producida a través de la entrada de la cavidad resonante en el sistema de la fig. 4 por cada pulsación transmitida hace que la descarga del tubo de gas ponga efectivamente en circuito corto la entrada al receptor -R-, mientras que calculando bien el tubo de gas, la tensión de resonancia formada a través del resonador hueco por la pulsación entrante recibida de la antena -A- será insuficiente para que el tubo de gas descargue y las ondas recibidas se transmitieran al receptor, con pequeñas pérdidas. Asimismo, como en el caso de la disposición de línea coaxial de la fig. 2, la longitud de la línea -L₂- entre el transmisor -T- y la bifurcación -B- se calculará con respecto a la impedancia del transmisor -T- en el período sin pulsaciones, de modo que prácticamente toda la energía recibida de la antena -A- se haga entrar en el ramal receptor del guíaondas -22-, y el trecho de línea -L₃- entre la salida del resonador del interruptor -TR- y el receptor -R- se determina de modo que la desigualdad o desproporción refleje la impedancia máxima posible en la salida del interruptor -TR-.

A continuación se expone un análisis matemático de

1.5.91 22



los circuitos del tubo interruptor de gas de las figs. 2 a 4, limitado a cavidades del grado de resonancia dominante y próximos al mismo, en que el mecanismo de acoplamiento es de tipo normal, esto es, en que las cavidades se comportan como circuitos de resonancia en derivación cuando se miran en los terminales o bornes de entrada.

Parámetros δ .

La cavidad resonante generalizada se concibe como un circuito de resonancia en derivación al que se han conectado circuitos resistivos de entrada y salida. Cuando la cavidad se excita por energía suministrada del circuito de entrada, existe en ella cierta cantidad de potencia reactiva que se designará por el símbolo $-P_0-$. De esta potencia, cierta fracción δ_0 se disipa como pérdidas en la misma cavidad, de donde

$$\delta_0 = \frac{1}{Q_0} \tag{1}$$

El símbolo $-Q_0-$ con el subíndice se define más adelante como la $-Q-$ intrínseca (razón de inductancia a resistencia), esto es, la $-Q-$ sin carga externa, para diferenciarla de la $-Q_L-$, más general, que es la $-Q-$ medida cuando la cavidad está gravada por acoplamiento exterior. Debe advertirse que esta definición de δ difiere de la disminución logarítmica en un factor π .

Acoplado a los circuitos externos, el δ cargado aumenta. Suponiendo que los efectos de carga de los iris de entrada y salida sean independientes, podemos escribir

$$\delta_L = \delta_0 + \delta_1 + \delta_2 \tag{2}$$

donde δ_L es el δ cargado, y δ_1 y δ_2 son respectivamente los parámetros de pérdida debidos a las cargas de entrada y salida. Físicamente, el supuesto en que se basa esta expresión es que la distribución de los campos electromagnéticos dentro de la



cavidad no se altera seriamente por los 6rganos de acoplamiento de carga y descarga. Este supuesto debera ser v6lido ciertamente en tanto los valores absolutos de los δ sean muy pequefios en comparaci6n con la unidad. Como los δ habitualmente encontrados son del orden de 10^{-3} o menores, el supuesto parece estar justificado.

La ecuaci6n (2) puede escribirse asf:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \delta_1 + \delta_2 \quad (3)$$

10

Los valores de δ_1 y δ_2 dependen evidentemente de la relaci6n entre la resistencia aparente en serie que el acoplamiento externo introduce en la cavidad resonante y la reactivancia efectiva de la cavidad, esto es

15

$$\delta_1 = \frac{k_1^2 R_1}{X} \quad (4)$$

donde $-k_1-$ es la raz6n de transformaci6n del acoplamiento de carga $-R_1-$ la resistencia en el circuito de carga y $-X-$ la reactivancia de la cavidad. An6logamente

20

$$\delta_2 = \frac{k_2^2 R_2}{X} \quad (5)$$

25

Los valores de los δ pueden considerarse asf mismo como las relaciones entre la conductancia acoplada $-G-$ y la susceptancia en derivaci6n $-B-$ de la cavidad considerada como un circuito de resonancia en derivaci6n, de modo que las ecuaciones (4) y (5) pasan a ser

30

$$\delta_1 = \frac{G_1}{k_0^2 B} \quad (6)$$

y



$$\delta_2 = \frac{G_2}{k_0^2 B} \quad (7)$$

5 donde las -R- y las -X- están reemplazadas por sus recíprocas y transformada de un circuito en derivación a otro en serie.

El circuito de resonancia en derivación equivalente para la cavidad se expone en la fig. 5, donde, por conveniencia, todo está referido a la cavidad, y el foco se representa como un generador de corriente constante.

10 Transmisión de bajo nivel.

Estamos ya en situación de expresar la transmisión en la cavidad de la señal de bajo nivel recibida. La potencia disponible se expresa por

$$15 \quad P_{disp} = \frac{I_0^2}{4 \delta_1 B} \quad (8)$$

en tanto que la potencia que realmente entra en la carga es

$$P_{efect} = \frac{I_0^2 \delta_2 B}{(\delta_0 + \delta_1 + \delta_2)^2 B^2} \quad (9)$$

20 y la relación de transmisión definida como -T- se representa así

$$T = \frac{4 \delta_1 \delta_2}{(\delta_0 + \delta_1 + \delta_2)^2} \quad (10)$$

25 Se desea una expresión adicional. Esta es la relación entre la resistencia de entrada de la cavidad y la resistencia del circuito de carga designada por σ . Evidentemente, es la recíproca de la razón de conductancia, y está dada por

$$\sigma = \frac{\delta_1}{\delta_0 + \delta_2} \quad (11)$$

30 El compartimiento a bajo nivel de la cavidad se define, pues, por tres ecuaciones:



1,5591

$$\delta_L = \delta_0 + \delta_1 + \delta_2 \quad (2)$$

$$T = \frac{4 \delta_1 \delta_2}{(\delta_0 + \delta_1 + \delta_2)^2} \quad (10)$$

5

$$\sigma = \frac{\delta_1}{\delta_0 + \delta_2} \quad (11)$$

Funcionamiento a nivel alto.

10

La actuación de transmisión de señales a nivel alto, de la cavidad provista de descarga en atmósfera de gas puede expresarse directamente en términos de nuestras definiciones originales. La energía que llega al circuito de descarga es por definición igual a $-P_0 \delta_2$. Cuando el tubo de gas llega a ser conductor, el valor de $-P_0$ se fija por el carácter de la descarga, y la potencia de dispersión se expresa por

15

$$P_2 = P_0 \delta_2 \quad (12)$$

Cuando el tubo funciona como interruptor para desconectar el receptor, el circuito equivalente se convierte en el representado en la fig. 6. La potencia disipada en las paredes del resonador, la descarga de gas y el circuito de descarga pueden tener esta expresión:

20

$$P_1 = \frac{I}{2} V_c = (P P_0 \delta_1)^{1/2} \quad (13)$$

si $V_c \ll I / \delta_1 B$.

25

De esta potencia, una cantidad denominada potencia de excitación

$$P_e = P_0 \delta_0 \quad (14)$$

se pierde en las paredes de la cavidad. La pérdida neta de potencia en la descarga de gas se representa por

30

$$P_g = P_1 - P_r - P_e \quad (15)$$



1,5591

o bien por

$$P_g = (P P_0 \delta_1)^{1/2} - P_0(\delta_0 + \delta_2) \quad (16)$$

5 Como este último término suele ser muy pequeño comparado con el primero, podemos escribir

$$P_g = (P P_0 \delta_1)^{1/2} \quad (17)$$

Parámetros -g- derivados.

10 Para algunos fines conviene eliminar δ_0 de las expresiones de -T- y - σ -. Esto puede hacerse definiendo

$$\epsilon_1 = \frac{\delta_1}{\delta_0} \quad (18)$$

y

15
$$\epsilon_2 = \frac{\delta_2}{\delta_0} \quad (19)$$

Introduciendo estos nuevos parámetros, las ecuaciones se convierten en

20
$$\frac{Q_0}{Q_L} = 1 + \epsilon_1 + \epsilon_2 \quad (20)$$

$$T = \frac{4\epsilon_1\epsilon_2}{(1 + \epsilon_1 + \epsilon_2)^2} \quad (21)$$

25
$$\sigma = \frac{\epsilon_1}{1 + \epsilon_2} \quad (22)$$

$$P_r = P_e \epsilon_2 \quad (23)$$

30
$$P_g = (P P_e \epsilon_1)^2 \quad (24)$$

175591



Los parámetros -g- son particularmente útiles para definir el comportamiento de una combinación de tubo y cavidad cuando δ_0 es una cantidad fija, mientras que los efectos de los cambios de δ_0 se aprecian mejor cuando se usan los parámetros δ . Los parámetros -g- pueden determinarse experimentalmente, usando las ecuaciones (21) y (22) sin conocer el valor de δ_0 , esto es, de $-Q_0-$. En cambio, los -g- se alteran al reemplazar un tubo por otro que dé un valor $-Q_0-$ distinto, mientras que los δ son propiedades intrínsecas de los mecanismo de acoplamiento y permanecen fijos en tanto la cavidad y el tubo sintonicen a la misma frecuencia y tenga la misma reactancia efectiva.

Transmisión sin resonancia.

El análisis puede ampliarse hasta predecir la transmisión cuando la cavidad se desajusta de resonancia introduciendo el término de susceptancia necesario en la ecuación (9), y hallando -T-. Esto da para el valor absoluto (fase de omisión)

$$T = \frac{4 \delta_1 \delta_2}{\left[\delta_0 + \delta_1 + \delta_2 \right]^2 + \left[\frac{\lambda}{\lambda_0} - \frac{\lambda_0}{\lambda} \right]^2} \quad (25)$$

donde λ_0 y λ son respectivamente la longitud de onda resonante y la longitud de onda operativa.

Esto puede transcribirse del siguiente modo:

$$T = \frac{T_0}{1 + Q_L^2 \left[\frac{\lambda}{\lambda_0} - \frac{\lambda_0}{\lambda} \right]^2}$$

donde $-T_0-$ es la transmisión en sintonismo y $-Q_L-$ es la -Q- cargada, si se supone que los δ y las $-Q_L-$ permanecen sin variar para desviaciones pequeñas de la longitud de onda resonante.

En algunos sistemas localizadores de objetos puede



convenir insertar un segundo interruptor -TR- en los circuitos de derivación en serie del tipo representado en las figs. 2 a 4, para desconectar el transmisor de la antena durante el período de recepción. Tal situación puede surgir si el tubo del transmisor no produce la deseada desigualdad de impedancia. Aunque no sea este el caso, el uso de un segundo tubo de gas puede convenir aún, porque elimina la necesidad de ajustar la longitud de la línea entre el transmisor y el interruptor -TR-. En sistemas que usen guíasondas o líneas coaxiales de mayor diámetro, este ajuste puede ser muy inconveniente, sobre todo con longitudes de onda mayores.

Las figs. 7 y 8 respectivamente muestran los sistemas de las figs. 2 y 4 modificados para añadir el segundo tubo de descarga de gas en cavidad resonante en el punto debido, a los fines ya indicados. Para mayor conveniencia, el interruptor que desconecta el transmisor se llamará "interruptor -T-", en contraste con el "interruptor -R-", que desconecta el receptor de la antena.

Con referencia a la fig. 7, se observará que la disposición representada difiere esencialmente de la expuesta en la fig. 2 sólo por la adición del "interruptor -T-" entre el transmisor -T- y el "interruptor -R-". Ambos se representan esquemáticamente y son idénticos al interruptor de tubo de descarga de gas en cavidad resonante denominado interruptor -TR- en el sistema de la fig. 2. Durante la transmisión, la energía que circula desde el transmisor -T-, por la línea coaxil -l-, hacia el receptor -R- y la antena -A-, primero encuentra el "interruptor -T-", que se enciende en virtud de la alta tensión de resonancia aplicada. Si este interruptor está bien ajustado, la desigual impedancia resultante limitará la potencia disipada en su cavidad de resonancia a un valor mínimo que se calcula más adelante. La energía transmitida en-

115991

22 NOV



5 cuenta luego el "interruptor -R-", que también se enciende, como se ha descrito antes con relación a la fig. 2, de suerte que la mayor parte de la energía llega a la antena -A- para ser radiada. Durante la transmisión, los ajustes requeridos del circuito del "interruptor -T-" serán análogos a los necesarios para el circuito del "interruptor -R-".

10 Durante la recepción, la energía que llega desde la antena -A-, por la línea coaxial -l-, encontrará primero el "interruptor -R-", pero, a menos que se cumplan ciertas condiciones, parte de su energía seguirá por la línea de transmisión -l- y se disipará en el "interruptor -T-" y en el transmisor -T-. Es función del "interruptor -T-" poner efectivamente en circuito corto la línea de transmisión justamente más allá del "interruptor -R-". Como el circuito del "interruptor

15 -T-" está en serie con el transmisor -T-, cuya impedancia no puede suponerse de un valor fijo determinado, el único modo de conseguirlo es hacer grande y real la impedancia de entrada del circuito del "interruptor -T-", e introducir entre él y el circuito del "interruptor -R-" un trecho de línea de longitud

20 igual a un cuarto de longitud de onda o un múltiplo impar del mismo $(\frac{2n+1}{4} \lambda$, donde -n- es cero o cualquier número entero). La relación entre la impedancia de entrada y la impedancia de línea se llamará - σ - . Debe observarse que - σ - es también la relación permanente de onda (tensión o corriente) en la

25 línea entre "T" y "R", y esta relación es cierta sólo para el caso especial en que - σ - sea real. Cuanto mayor sea el valor de - σ - , tanto mayor será la fracción de la energía total recibida que entra en el ramal del receptor. El rendimiento del circuito del "interruptor -T-" puede especificarse, pues, en

30 términos de la pérdida de potencia en la descarga de gas, que debe ser pequeña, y de la - σ - no encendida, que debe ser gran-



17591

de. El primer requisito es idéntico a otro análogo correspondiente al "interruptor -R-", mientras que el segundo contrasta con el relativo al circuito del "interruptor -R-", donde se pide la condición = 1.

5 Circuito ideal de "interruptor -T-" de descarga en atmósfera de gas.

Será instructivo considerar un circuito ideal de "interruptor -T-" en que la descarga de gas sirve para mantener una baja tensión constante durante el período de transmisión, y en que las pérdidas de bajo nivel sean pequeñas y causadas en su totalidad por efectos de resistencia óhmica. La acción de recuperación retardada del gas se pasará por alto. En la fig. 9 se representa el circuito para tal aparato. Dicho circuito es de los de derivación en serie, con el transmisor -T- el circuito del "interruptor -T-" el del "interruptor -R-" y la antena, todo en serie. Los circuitos del "interruptor -T-" y del "interruptor -R-" están separados por una línea de un cuarto de longitud de onda. Para fines de computación, se han usado circuitos equivalentes de las partes de circuito expuestas en las figs. 7 y 8. Las razones de transformación $-K_1-$ y $-\hat{K}_1-$ representan los transformaciones de tensión proporcionadas por los iris de entrada que acoplan los circuitos de los interruptores de descarga de gas -T- y -R-, respectivamente, al guía principal, y la razón de transformación $-K_2-$ representa la transformación de tensión suministrada por el iris de descarga que conecta el circuito del interruptor -R- de descarga de gas a la carga $-R_r-$ del receptor.

30 Durante la fase de recepción, se supone constante al foco $-V_s-$ que representa la señal recibida. El valor $-K_1-$ se ajusta hasta obtener la desproporción deseada, que se expresa por $-o-$. Sin apreciar el efecto del tubo de transmisión, el valor de $-o-$ viene dado

22 NOV



$$\sigma = \frac{Q_0}{Q_L} - 1 \quad 715591 \quad (27)$$

donde $-Q_0-$ es la $-Q-$ descargada del circuito del "interruptor $-T-$ ", y $-Q_L-$ la $-Q-$ una vez acoplada a la entrada. El factor $-F-$ por el cual se reduce la señal recibida se expresa por

5

$$F = \frac{\sigma}{1 + \sigma} \quad (28)$$

Si la impedancia del tubo de transmisión medida en la unión del "interruptor $-T-$ " no es cero, pero, es real, el valor efectivo de $-\sigma-$ que ha de usarse en la ecuación (28) excederá del dado por (27), por la adición de un término $-\sigma_m-$ dado por la relación entre la impedancia del tubo de transmisión medida en la unión del circuito "T" y la impedancia de carga. Si la impedancia del tubo de transmisión es compleja, el valor resultante de $-\sigma-$ será complejo, y la ecuación (28) ya no sirve. Pero si el tubo "T" se ajusta bien, su $-\sigma-$ es real, y mínimo el valor de $-F-$ dado por (28).

10

15

20

Durante la fase de transmisión, la tensión $-V_0-$ que atraviesa el circuito del "interruptor $-T-$ " se fija por el carácter de la descarga. La potencia disipada en el tubo de gas viene entonces dada por

25

$$P_g = \left[\frac{P_L V_0^2 F}{R_0 (1 - F)} \right]^{1/2} \quad (29)$$

30

donde $-P_L-$ es la potencia que pasa a la carga, $-V_0-$ la caída de tensión a través del tubo de gas, $-R_0-$ la impedancia resonante descargada del circuito del tubo de gas, y $-F-$ el factor de pérdidas por bajo nivel antes definido. La magnitud $-P_g-$ será en general pequeña comparada con $-P_L-$, y por eso tendrá un efecto casi insignificante sobre la señal transmitida.



Sin embargo, es de gran importancia por su efecto sobre la vida del tubo de gas.

La ecuación (29) es análoga a la expresión de la potencia disipada en el "interruptor -R-" en su dependencia de la potencia del transmisor y de las características intrínsecas del tubo de gas y de su circuito asociado, pero difiere de dicha expresión en que se introduce $(\frac{F}{1-F})^{1/2}$ en vez de $(\frac{1}{1-T})^{1/2}$.

10 Aplicación práctica del circuito del "interruptor -T-".

Un procedimiento sistemático razonable puede ser el que dependa de utilizar el transmisor para ayudar al circuito del "interruptor -T-" a reducir las pérdidas de bajo nivel. Conociendo las variaciones en la impedancia del tubo de transmisión, es posible fijar la longitud de la línea de transmisión es posible fijar la longitud de la línea de transmisión entre este tubo y el circuito del "interruptor -T-" a tal valor que el tubo de transmisión corriente aumente la razón permanente de onda. Por ejemplo, si un tubo de transmisión ordinario da un valor $-\sigma_m-$ de 10 decibels, entonces con un circuito de "interruptor -T-" ajustado para tener un valor $-\sigma-$ de 14 decibels la pérdida de bajo nivel con el tubo de transmisión típico será de 0,26 decibel, pero puede ser hasta de 0,80 con ciertos tubos. La potencia de descarga de gas será la misma que en el circuito del "interruptor -R-" ajustado para una pérdida de bajo nivel de 1 decibel, que es una cifra probable. La pérdida total de bajo nivel achacable a la acción duplex variará entonces entre 1,26 decibels para un tubo de transmisión bueno y 1,8 decibels para otro que tenga exactamente la longitud de línea efectiva indebida.

El interruptor -TR- completo puede construirse como



una sola unidad, pues el ajuste de la distancia entre las uniones del "interruptor -T-" y del "interruptor -R-" no es crítica o precisa. Esta unidad contendría tres series de bornes (para el transmisor, para el receptor y para la antena, respectivamente), y dos ajustes de sintonización, uno en cada cavidad. La necesidad de secciones de trombón, uniones corredizas, etc. desaparece por completo. Estas ventajas pueden compensar la necesidad de la segunda cavidad y del segundo tubo.

Pueden ocurrirse diversas modificaciones de los circuitos representados y descritos a personas expertas en la materia, dentro del espíritu y alcance del invento.

-----: N O T A :-----

Se reivindica como objeto de esta patente:

1.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas para la transmisión de señales en dos sentidos, caracterizada por la disposición de un generador de ondas de señales alternantes, un receptor de señales, un elemento común de transmisión para transmitir a una línea u otro medio de transmisión las ondas de señales producidas por el generador, y para recibir de dicho medio de transmisión ondas de señales alternantes; una primera línea de conexión que une el generador de ondas al elemento común de transmisión; otra línea de conexión derivada con una cavidad resonante o resonador hueco sintonizado a la frecuencia de las ondas de señales producidas por el mencionado generador y a la de las recibidas por el elemento común de transmisión desde el indicado medio de transmisión, con su entrada directamente acoplada a la primera línea de conexión y su salida conectada al receptor; un intervalo de chispa en el resonador hueco, apropiado para descargarse produciendo un corto circuito

175991

- 25 -

175991



efectivo a través del mismo y reduciendo así la entrada de tensión al receptor, en respuesta a la tensión de resonancia aplicada a la entrada del mencionado resonador por las ondas salientes transmitidas desde el generador a lo largo de la línea de
5 conexión referida en primer lugar, y que se mantiene sin descargar, respondiendo a la tensión relativamente inferior de resonancia aplicada a la entrada del resonador por las ondas entrantes de señales que por la citada primera línea se reciben desde el elemento común de transmisión, con el fin de poder transmitir las ondas entrantes por dicha segunda línea y con escasa
10 pérdida al receptor.

2.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas, según la reivindicación 1, caracterizada por-que el elemento común de transmisión comprende una antena
15 para radiar las pulsaciones de señales producidas por el generador y captar las pulsaciones de ondas incidentes.

3.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según las reivindicaciones 1 o 2, caracterizada porque la longitud de la primera línea de conexión desde
20 el generador al punto de bifurcación con la segunda línea está proporcionada respecto a la impedancia del generador de modo que la impedancia efectiva de derivación de dicho generador cuando no produce pulsaciones, haga desviar prácticamente toda la energía de las ondas entrantes, por la derivación, a la segunda
25 línea que conduce al receptor.

4.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según las reivindicaciones 1 o 2, caracterizada porque la primera línea de conexión comprende una porción intermedia a la que está acoplada la segunda línea de conexión, y
30 que es igual a un número entero de medias longitudes de onda, pudiendo moverse longitudinalmente dicha porción intermedia con

175191

- 26 -



respecto a las otras partes de dicha primera línea de conexión para ajustar la distancia desde el generador al punto de bifurcación de ambas líneas, al valor óptimo que asegure la máxima entrada de energía de ondas de señales en la segunda línea y en el receptor durante los intervalos de recepción de señales.

5.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque la primera y la segunda líneas de conexión comprenden sendos conductores tubulares, y el conductor tubular de la segunda línea tiene una cámara que forma en su entrada el resonador hueco, limitado por iris de dimensiones adecuadas para formar dicho resonador hueco o cavidad resonante.

6.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según la reivindicación 5, caracterizada porque uno de los iris de la mencionada cámara está situado en la pared común a la primera línea de conexión y a la entrada de dicha cámara.

7.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según las reivindicaciones 1 a 4, caracterizada porque la primera línea de conexión comprende un guía-ondas tubular hueco, y la segunda otro similar con una cámara que constituye la cavidad resonante, cuya entrada se conecta eléctricamente en forma directa con el primer guía-ondas tubular hueco, mediante un iris dispuesto en una de sus paredes, con el fin de reducir la impedancia del ramal receptor en la bifurcación, durante la descarga a través del intervalo de chispa.

8.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según las reivindicaciones 1 a 4, caracterizada porque las líneas de conexión primera y segunda comprenden cada una una línea coaxil o concéntrica que consta de un conductor interno y otro externo, y porque la conexión en serie de ambas líneas

175091

- 27 -



concéntricas se consigue colocando el resonador hueco en la entrada de la segunda línea coaxil derivada y acoplándole directamente a la primera línea coaxil mediante un iris dispuesto en la pared lateral del conductor externo de la primera línea citada.

5 9.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque la impedancia de la segunda línea derivada de conexión en el punto de bifurcación de ambas líneas se reduce durante la descarga en el intervalo de chispa, haciendo
10 do prácticamente igual a cero la distancia entre la bifurcación y la entrada del resonador hueco.

10.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, caracterizada porque la impedancia de la segunda línea derivada de conexión en la bifurcación de ambas líneas se reduce haciendo
15 la distancia entre la bifurcación y la entrada de la cavidad resonante igual a un número par de cuartos de longitud de onda.

11.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque la longitud de la segunda línea de
20 conexión entre el resonador hueco y el receptor, se calcula de modo que la desproporción de impedancia entre ambos refleja la impedancia máxima posible en la salida del mencionado resonador hueco.

12.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas para un sistema de transmisión y recepción de alta frecuencia, caracterizada por la disposición de un generador de alta frecuencia conectado a un elemento radiante, un receptor, un guíaondas dieléctrico conectado entre el receptor
25 y el elemento radiante y provisto de medios para producir una región de partículas cargadas que regula la característica de propagación del guía, y de medios para regular los anteriores
30

175391

- 28 -



medios y graduar la excitación del receptor.

5 13.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas para un sistema de transmisión y recepción de alta frecuencia, caracterizada por la disposición de un sistema transmisor, un sistema de antena, un sistema conductor, un par de circuitos de resonancia acoplados al sistema conductor, un intervalo de chispa en cada uno de los circuitos de resonancia, un receptor acoplado a uno de los circuitos de resonancia, estando los acoplamientos de los circuitos de resonancia al sistema conductor, separados por una distancia substancialmente igual a un pequeño múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda, y estando el circuito de resonancia a que se asocia el receptor, acoplado al sistema conductor en un punto más distante del transmisor que el acoplamiento entre el otro circuito de resonancia y el sistema transmisor.

10

15

14.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas para un sistema de transmisión de señales en dos sentidos, caracterizada por la disposición de un generador para producir pulsaciones de señales de una frecuencia dada; un receptor para recibir pulsaciones de señales; una antena común para radiar las pulsaciones producidas por el generador y recibir pulsaciones entrantes de frecuencia correspondiente; una línea de conexión que comprende un conductor tubular entre la salida del generador y la antena; un interruptor compuesto de una cavidad que resuena a la frecuencia indicada y un tubo de descarga de gas conectado a través de ella; una segunda línea de conexión que conecta eléctricamente la salida de la cavidad resonante al receptor; un ramal de acoplamiento eléctrico en serie entre la primera línea de conexión y la cavidad de resonancia, con una pared común entre la entrada de esta última y el conducto tubular, y un iris en la pared común; pudiendo descargar el tubo

20

25

30



de gas de modo que ponga en corto circuito dicha cavidad en respuesta a la tensión de resonancia aplicada a la cámara por medio del mencionado acoplamiento durante cada período de transmisión de pulsaciones, mientras que se mantiene sin descargar en respuesta a la tensión relativamente menor aplicada a dicha cámara por medio del acoplamiento citado durante cada período de recepción de pulsaciones, con el fin de desconectar efectivamente el receptor de la antena durante cada período de transmisión de pulsaciones y volverlo a conectar al término del mismo y durante los períodos de recepción de pulsaciones; otro interruptor idéntico al reseñado y conectado a la primera línea de conexión de modo análogo, en un punto situado entre el generador y la unión del primer interruptor a la línea, a la distancia de este último, de un cuarto de longitud de onda o de un pequeño múltiplo impar de un cuarto; funcionando el segundo interruptor en respuesta a las pulsaciones de señales recibidas para desconectar efectivamente el generador de la antena durante cada período de recepción.

15.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según la reivindicación 14, caracterizada por que la línea de conexión que comprende un conductor tubular es una línea coaxil y consta de un conductor interno y otro externo concéntricos, estando el iris que acopla el resonador hueco de cada interruptor a la línea coaxil, situado en la pared común entre el conductor externo de dicha línea y la entrada de la cavidad de resonancia.

16.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas según la reivindicación 14, caracterizada por que la línea de conexión que comprende un conductor tubular es un guíaondas, y por que el pequeño múltiplo impar del intervalo entre el centro del iris que comunica con el guíaondas de un

175591

- 30 -



interruptor y el centro del iris que comunica con el guíaondas del segundo interruptor, es menor de cinco.

17.- Una mejora en los circuitos de transmisión y recepción de ondas,

5

Esta memoria consta de treinta páginas, escritas por una sola cara.

BARCELONA, 22 de Noviembre de 1946

P. A.

175991



FIG. 1

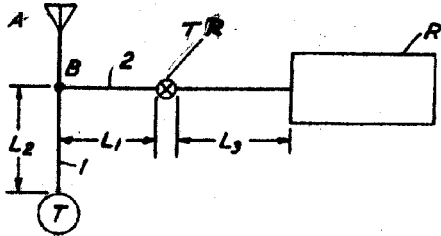


FIG. 2

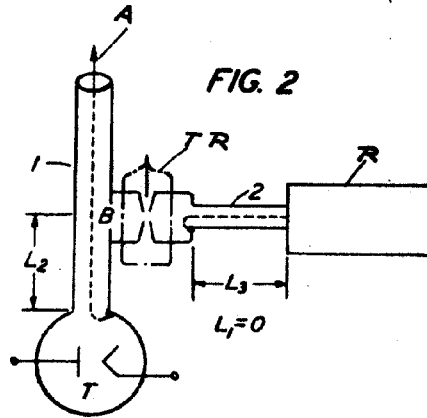


FIG. 4

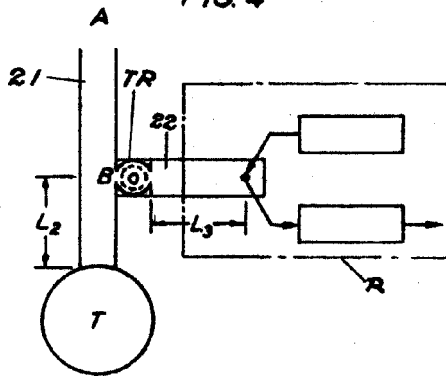


FIG. 5

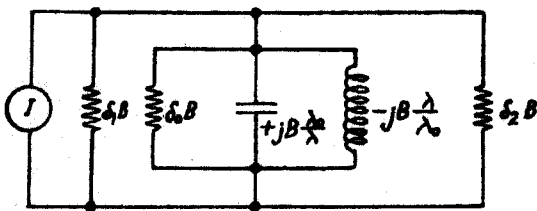
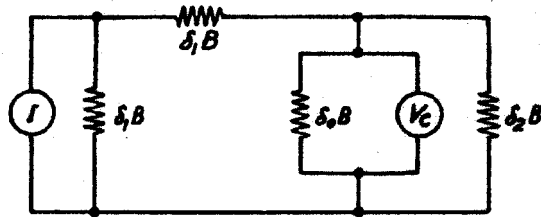


FIG. 6



H. R.,
[Handwritten signature]

175991

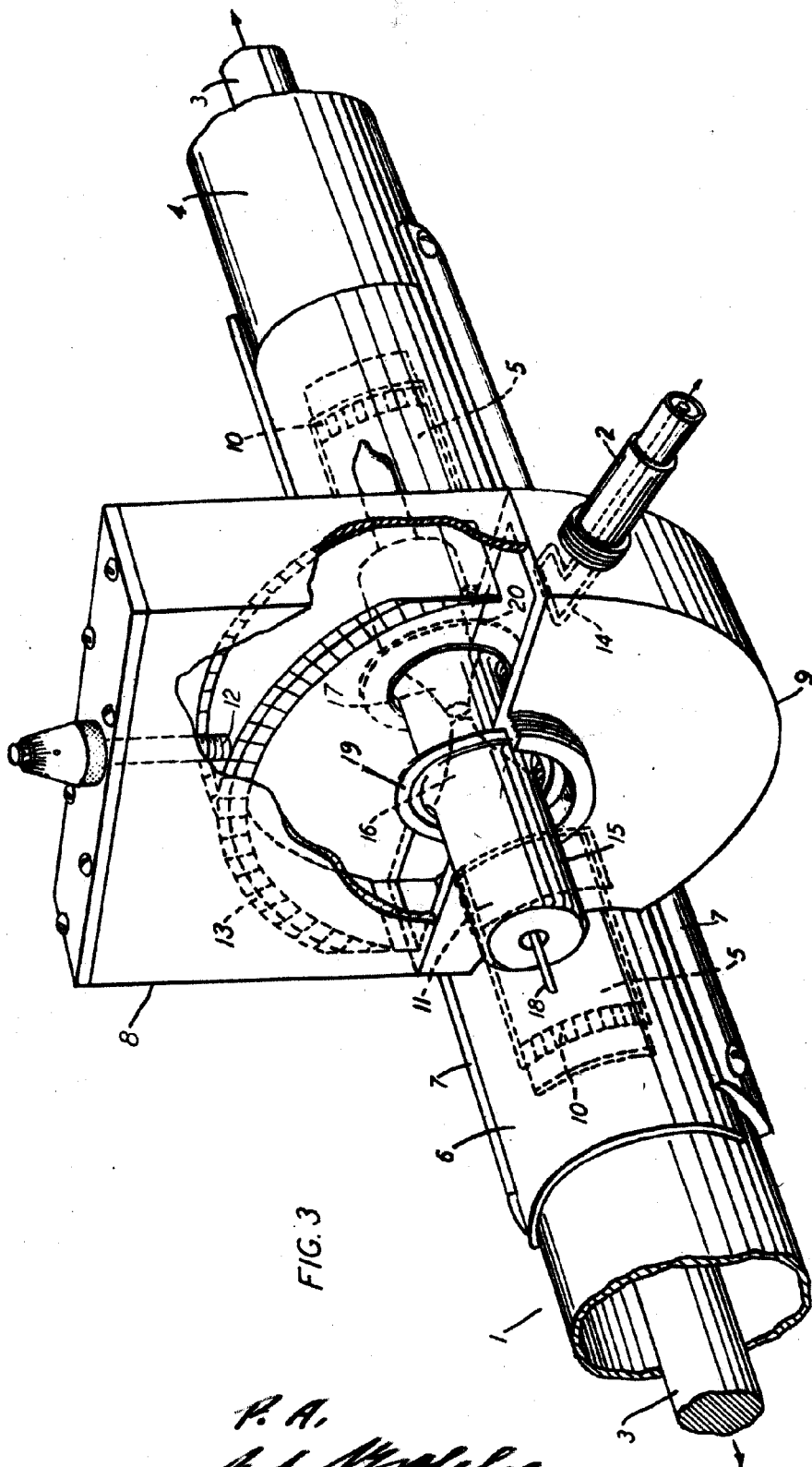
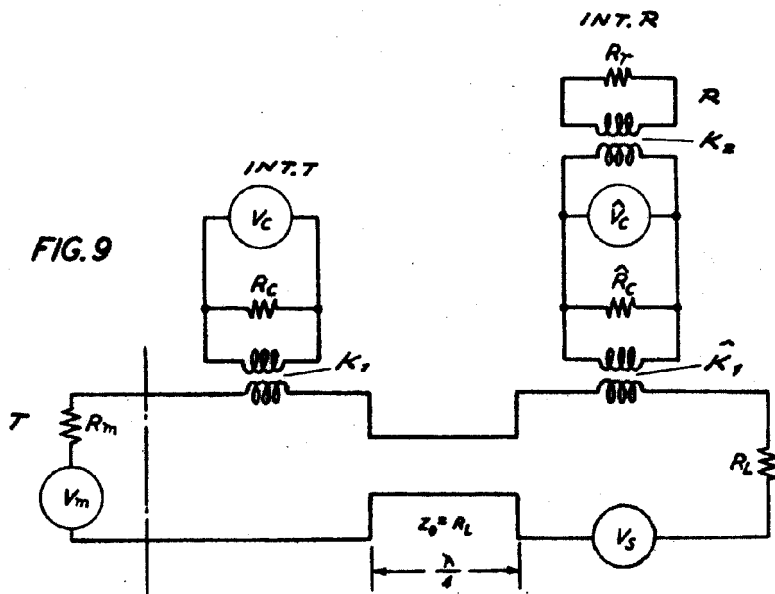
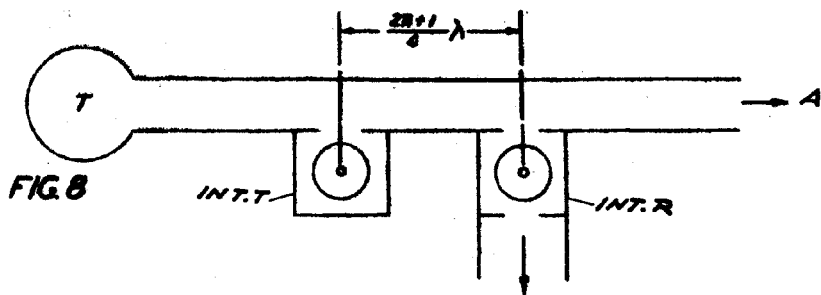
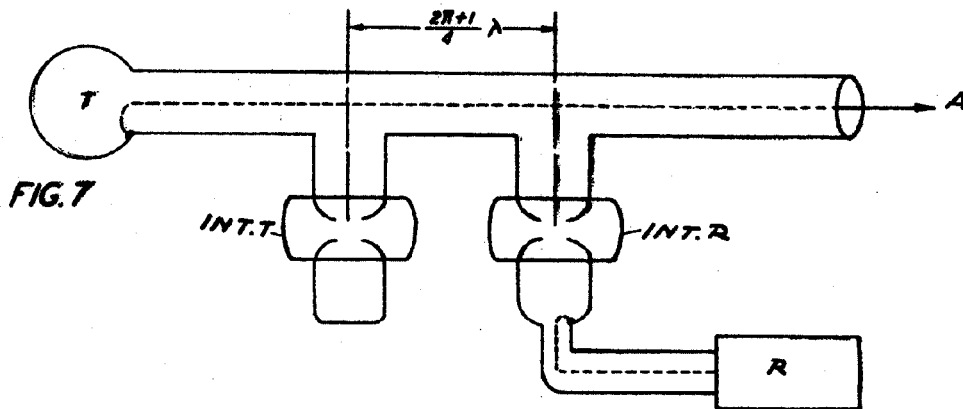


FIG. 3

P. A.

[Handwritten signature]

145991



P. R.