

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



ESPAÑA

19 ES	11 21	445187	10 A1
22		FECHA DE PRESENTACION 14 FEB. 1978	

P.- 62.169

PATENTE DE INVENCION

Case No. 29842-(MDB)
75-F-571-MDB

50 PRIORIDADES:		
31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
589.229	23-6-75	EE.UU.
47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H03H	
54 TITULO DE LA INVENCION		
"UN SISTEMA DE FILTRO NO RESONANTE, DE ELEVADA ENERGIA Y POCAS PERDIDAS"		
71 SOLICITANTE (S)		
RAYTHEON COMPANY		
DOMICILIO DEL SOLICITANTE		
141 Spring Street, Lexington, Massachusetts, Estados Unidos de América		
72 INVENTOR (ES)		
Richard Maynard Marshall		
73 TITULAR (ES)		
74 REPRESENTANTE		
D. ALBERTO DE ELZABURU MARQUEZ		

Los generadores de gran potencia de alta frecuencia, tales como los magnetrones, que funcionan en un modo de impulsos, producen característicamente un amplio espectro de frecuencias, que se extiende hasta más allá de la gama de frecuencias deseada que se va a utilizar. Tales frecuencias, habiendo sido previamente absorbidas por unas cargas resistivas, se reflejan volviendo al magnetrón, con resultados perjudiciales, tales como el recalentamiento del cátodo, o bien, como en el caso del radar, salen radiadas a la atmósfera, donde interfieren en otros equipos. Los sistemas para absorber tales frecuencias no deseadas vienen resultando muy costosos cuando se trata de fuentes de gran potencia, y difíciles de alinear y/o de realinear cuando una fuente de altas frecuencias se desplaza ligeramente en frecuencia, como sucede, por ejemplo, en el caso de quemarse un magnetrón y ser sustituido en un equipo existente. Si bien se vienen usando sistemas sensibles a la frecuencia, para acoplar a la misma antena dos o más frecuencias ampliamente separadas, tales sistemas de acoplamiento no filtraron eliminando del sistema, las componentes de frecuencia estrechamente contiguas a la banda de frecuencias deseada. Otros métodos alternativos de tratamiento del problema, tales como los de generar señales de baja potencia, filtrar las componentes de frecuencia deseadas separándolas de las señales generadas y luego amplificar las señales filtradas resultantes, son costosos y requie-

ren complicados procedimientos de sintonizar y/o retocar la sintonía.

Además, si la filtración se efectúa en gran potencia por métodos de resonancia, los nodos de tensión producidos en el sistema resonante requieren un aislamiento propio de tensiones extremadamente altas para el campo radiado, y tal aislamiento es abultado, costoso y difícil de alinear.

Con arreglo a la presente invención, se habilita un sistema combinado de generador de alta frecuencia y de filtro, en el que la frecuencia del espectro procedente del generador es perfilada por el filtro, y las porciones no deseadas de la misma son direccionalmente acopladas a una carga absorbente de energía.

El filtro de salida, en la presente invención, es un filtro esencialmente no resonante, a través del cual pueden transmitirse ondas de señal con niveles de gran potencia sin que se produzcan regiones de una intensidad de campo de ondas propagadas sustancialmente mayor que la del promedio por todo el filtro y, así, se reducen los niveles de tensión disruptiva del medio dieléctrico aislante en tales regiones y, por tanto, las estructuras y/o el aislamiento requeridos son menos voluminosos y/o costosos.

Más concretamente, esta invención proporciona una fuente de suministro de energía de microondas, tal como un magnetrón de impulsos, cuya salida está dirigida por medio

de un primer acoplador híbrido a una pluralidad de canales de señales que alimentan a un segundo acoplador híbrido, estando retardado uno de los canales en una distancia seleccionada con arreglo a la banda de frecuencias que se desee hacer pasar, y utilizándose la salida del segundo acoplador híbrido para alimentar cualquier carga deseada, tal como la antena de un sistema de radar. De preferencia, el retardo entre los dos canales se hace suficiente para producir un cambio de retardo de media longitud de onda, con un cambio a partir de la frecuencia central deseada de la salida del magnetrón y de la frecuencia a la cual se requiere que no salga transmitida esencialmente potencia alguna a través del filtro. En estas circunstancias, a la frecuencia de corte del filtro, toda la potencia emitida desde el magnetrón será transferida a una segunda salida del segundo acoplador híbrido, y absorbida por una carga resistiva. Por ejemplo, si se desea radiar un impulso de un microsegundo de duración, con un espectro de frecuencias de una anchura de banda aproximada de 20 MHz producido con un magnetrón que tenga una anchura de banda mayor de 20 MHz, se necesita entonces una diferencia de retardo, de los dos canales del filtro, igual a un número impar de semilongitudes de onda para la frecuencia central. A diez megahertzios de separación respecto de la frecuencia central, el retardo del canal es un número par de semilongitudes de onda, lo que hace que las frecuencias que estén a

10 MHz o más de separación de la frecuencia central se desplacen desde la salida de guía de ondas deseada hasta la boca de salida destinada a la carga de absorción, lo que hace que efectivamente se corte la transmisión, a las frecuencias no
5 deseadas, a una carga tal como una antena de radar alimentada por medio de la salida deseada.

Otros objetos y ventajas adicionales de la invención se irán desprendiendo de la descripción que sigue con referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

10 - la figura 1 es un esquema funcional de circulación de un sistema de radar realizado con arreglo al presente invento;

- la figura 2 ilustra una variante del sistema de radar de la fig. 1;

15 - la figura 3 da unas gráficas de características de filtro del sistema de las figs. 1 y 2;

- la figura 4 da una gráfica del espectro de frecuencias de un magnetrón activado por impulsos;

20 - la figura 5 ilustra ciertos límites de intensidad de radiación para el espectro de frecuencias de la fig. 4; y

- la figura 6 ilustra el espectro de la fig. 4 después de filtrado, en un sistema de radar con arreglo a la presente invención, para que caiga dentro de los límites de la fig. 5.

25 Con referencia ahora a la fig. 1, se ilustra en

ella un sistema de radar realizado conforme a la invención. Una fuente de oscilaciones, tal como un magnetrón 10, tiene su salida acoplada a la antena 26 por medio de un conmutador usual 12 de emisión-recepción y por medio de un filtro 14 de paso de banda.

5

El filtro 14 comprende un primer acoplador híbrido usual 16 de cuatro bocas o salidas de conexión a guía de ondas, que divide en dos mitades iguales la potencia de oscilación del magnetrón 10. La mitad de la potencia se lleva directamente al canal 18, y la otra mitad de la potencia se acopla, por medio de la bifurcación, a un segundo canal 20 con un desplazamiento de fase que adelante en $\pi/2$ radianes respecto a la potencia que va por el canal 18. La cuarta salida o boca de conexión del acoplador 16 se termina en su impedancia característica Z_0 , del modo indicado en la figura.

10

15

20

25

El canal 18 va conectado a una primera boca de entrada de conexión de un segundo acoplador híbrido 22, y el canal 20 está conectado a una segunda boca de conexión de entrada del acoplador 22 a través de una estructura 24 de retardo de señales que se elige de modo que el canal 20 resulte un número impar de semilongitudes de onda más largo que el canal 18, para la frecuencia central del magnetrón 10. El retardador 24 puede ser un circuito de constantes concentradas o localizadas, o bien puede formarse haciendo que la longitud física de la línea de transmisión 20 sea mayor que la

longitud física de la línea 18, en el número deseado de semilongitudes de onda. Como consecuencia, para dicha frecuencia central, la potencia procedente de las oscilaciones producidas por el magnetrón 10 irá dirigida a una de las bocas de conexión de salida del acoplador 22, y esta boca de salida se lleva, por medio de un sistema usual de alimentador que incluye unas juntas rotatorias y cualquiera otra estructura deseada, a la antena directiva 26; en tanto que las frecuencias de las oscilaciones de potencia procedentes del magnetrón 10, para las que el canal 20 es un número par de semilongitudes de onda más largo que el canal 18, estarán acopladas a la boca de salida del acoplador 22 que se representa terminada por la resistencia o impedancia característica Z_0 .

Un generador 30 de frecuencia de repetición, de modelo usual, suministra impulsos de una frecuencia de repetición de, por ejemplo, 1000 impulsos por segundo a un modulador 32, los cuales hacen funcionar el cátodo del magnetrón 10 a impulsos negativos de alta tensión de, por ejemplo, un microsegundo, lo que da lugar a que la antena 26 produzca una radiación directiva de impulsos de energía de microondas.

Los ecos de reflexión de tales impulsos radiados, ecos procedentes de "blancos" tales como un aeroplano 28, son recibidos por la antena 26 y retransmitidos a través del filtro 14 hasta el conmutador 12 de emisión-recepción, desde donde pasan al receptor 34 de manera usual. La salida del re-

ceptor 34 puede usarse con cualquier fin deseado, tal como el de su presentación visual por medio de un tubo de rayos catódicos 36 de tipo usual. Esta presentación puede ser, por ejemplo, del tipo indicador de posición en un plano (PPI), en el cual hay un generador 38 de barrido de desviación alimentado por el generador 30 de frecuencia de repetición y que excita un juego de bobinas de desviación 42, que desvía el haz del tubo de rayos catódicos 36 y que gira en sincronismo con la antena 26, efectuándose el borrado de retroceso del tubo por medio del circuito 40 alimentado por el generador 30 de frecuencia de repetición.

La magnitud del retardo 24 del filtro 14 depende de la frecuencia de banda lateral del magnetrón 10 para la cual se desea un máximo de supresión de la radiación desde la antena 26. Como ejemplo, si se desea radiar por la antena 26 un impulso de un microsegundo, de oscilaciones que tienen una frecuencia central de 3000 MHz, con un máximo de supresión de frecuencias desplazado de la frecuencia central en 10 MHz, el magnetrón 10 sería entonces activado en impulsos por el modulador 32, dando un impulso de energía de aproximadamente 1 microsegundo de duración. Tal impulso, producido por los magnetrones usuales, tendrá unas bandas laterales que se extienden más allá de la anchura de banda de 20 MHz, o sea separadas a más de ± 10 MHz de la frecuencia central, con niveles de potencia superiores a los niveles aceptables de ra-

diación. Para atenuar dichas bandas laterales, se introduce en el canal 20 un retardo, de tal modo que el retardador 24 intercalado en el canal 20 produce una longitud de onda eléctrica efectiva, a 3000 MHz, que es más larga, en un número impar de semilongitudes de onda, que la longitud de onda eléctrica del canal 18; y a una frecuencia de 3010 MHz, el canal 20 es un número par de semilongitudes de onda más largo que el canal 18, de modo que toda la energía de una frecuencia de 3010 o de 2990 MHz se acopla, a través del acoplador híbrido 22, a la carga resistiva Z_0 . Si bien a una frecuencia distinta en 20 MHz de la frecuencia central se acoplará toda la energía al canal principal 18 y, por tanto, a la antena 26, estas bandas laterales del oscilador de magnetrón 10, para la potencia moderada de los radares comerciales, estarán bien por debajo de los niveles capaces de producir en otro equipo una interferencia recusable.

Para producir un desplazamiento de $\lambda/2$ en el retardador 24 con la variación de frecuencia de 3000 MHz a 3019 MHz, o sea de una parte en 300, el retardo ha de ser de una longitud de $150,5 \lambda$ a la frecuencia de 3000 MHz.

Con referencia ahora a la fig. 2, se ilustra en ella un sistema en el cual hay un sistema de filtro en cascada adecuado para radares de gran potencia o radares en los que, con dos magnetrones de distintas frecuencias, es posible transmitir alternativa o simultáneamente a una sola antena.

Tal sistema puede usarse, por ejemplo, en un sistema de radar con dualidad de frecuencia, en el que cada transmisor de magnetrón tenga su propio conmutador de emisión-recepción y su receptor y presentación por separado, del tipo ilustrado en la fig. 1.

Más concretamente, el receptor-transmisor 50 de magnetrón está directamente conectado, por medio de un canal 52, a una antena 54 que, de preferencia, es del tipo direccional ilustrado en la fig. 1. El receptor-transmisor 56 de magnetrón está conectado, por medio de un canal de transmisión 58, a una terminación 60 absorbente de energía que tiene una impedancia igual a la impedancia característica del canal 58. Los canales 52 y 58 están acoplados entre sí, en puntos separados o espaciados, por medio de unos acopladores direccionales indicados esquemáticamente en 62, 64, 66 y 68. Los acopladores 62, 64, 66 y 68 son, de preferencia, unos acopladores híbridos o de tres decibelios, similares a los acopladores 16 y 22 de la fig. 1 y que acoplan la mitad de la energía de cada canal al otro canal, e introducen un adelanto de fase de $\lambda/4$ radianes en la energía acoplada a través del acoplador desde un canal al otro. Así, como se describe en relación con la fig. 1, si la energía en cada canal es de la misma fase y amplitud en los puntos de acoplamiento, no se produce transferencia neta o resultante alguna de energía entre canales. En cambio, si la fase de la energía que esté ya circu-

lando en el canal al que se ha hecho la transferencia está adelantada en $\lambda/4$ respecto a la energía que circula en el canal primitivo, se sumará en fase con la energía que se esté transmitiendo desde el canal primitivo, en tanto que la energía en el canal al que se ha hecho la transferencia irá $\lambda/4$ radianes en adelanto al hacerse la transferencia al canal primitivo, y diferirá en $\lambda/2$ radianes, o estará en oposición de fase, con respecto a la energía contenida en el canal primitivo y, por tanto, anulará la energía contenida en éste, de modo que toda la energía se propagará por el canal al que se ha hecho la transferencia.

En la fig. 2, se prevén dos secciones de filtro que tienen distinto tiempo de retardo. La primera sección de filtro, que comprende los acopladores direccionales 62 y 64, tiene en el canal 58 una estructura de retardo, intercalada entre los acopladores 62 y 64, para filtrar las bandas laterales de la oscilación de impulso procedente de los magnetrones individuales, más próximas a las frecuencias centrales del magnetrón. La segunda sección de filtro está alimentada por la primera sección de filtro, y tiene una línea de retardo más corta que la de la primera sección de filtro, con el fin de filtrar frecuencias que pasen por la primera sección de filtro.

La primera sección de filtro tiene, en el canal 58, una estructura fija 70 de retardo y una estructura de retardo

variable 72, tal como un miembro cortocircuitador móvil para dos tramos de línea acoplados con igualdad por medio de un acoplador direccional 74. Un ajustador de línea como éste, mecánicamente movable, es de tipo usual, pudiendo usarse cualquier versión conveniente. El retardo entre los acopladores 66 y 68 de la segunda sección de filtro comprende un extensor o prolongador fijo 80 de línea y un tramo de retardo 82 ajustable que tiene un émbolo cortocircuitador y un acoplador directivo 86, similar a la estructura ajustable 72.

La fig. 3 representa gráficamente la atenuación o pérdida de inserción en unos puntos de prueba situados más allá de los acopladores 64 y 68, respectivamente. La curva 100 de línea llena representa la pérdida de inserción de la primera sección de filtro para con una señal procedente del transmisor 50, en tanto que la curva 102 de trazo interrumpido representa la pérdida de inserción de la primera sección de filtro para con las señales procedentes del transmisor 56, medidas dichas pérdidas en el punto de prueba 94.

La curva 104 representa la pérdida de inserción de la segunda sección de filtro, medida en el punto de prueba 96, para con una señal introducida por el punto de prueba 94 o por el transmisor 50, con la primera sección de filtro sustituida por unas líneas de transmisión de igual longitud. Con ambas secciones de filtro en su sitio, como en la fig. 2, la pérdida o atenuación de inserción en el punto de prueba

94, para con las señales procedentes del transmisor 50, es la suma de las curvas 100 y 104.

La fig. 4 representa un espectro típico 106 de las frecuencias de un impulso de oscilaciones de magnetrón que
5 tiene una frecuencia central de 2,7 GHz, en tanto que la fig. 5 ilustra, en la curva 108, los límites admisibles de la frecuencia de potencia para un sistema particular de radar, con una porción del espectro 106 del magnetrón fuera o más allá de dichos límites. La fig. 6 representa la salida del transmisor 50 a la antena, después de pasar por el filtro de dos secciones de la fig. 2, representada dicha salida como espectro radiado 110, convenientemente dentro de los límites de la curva 108 y también dentro de los límites de la curva 112, lo cual es en general deseable con el fin de evitar la interferencia de radiación con otros radares o equipos de comunicaciones.
10
15

El transmisor receptor 56 de la fig. 2 puede acoplarse a la antena, sin interferencia con el transmisor receptor 50, colocando la frecuencia central del transmisor receptor 50, por ejemplo, a 2,7000 gigahertzios en un punto A cualquiera de la curva 104 de la fig. 3 y la frecuencia central del transmisor receptor 56 a 2,7625 GHz en el punto B de la curva 104, cuyo mínimo de pérdida de inserción corresponda a un punto de mínimo de pérdida de inserción de la
20
25 curva 102. Las señales procedentes de la fuente 56 pasarán

entonces hasta y desde la antena a la frecuencia B y hasta y desde la fuente 50 y la antena a la frecuencia A. El ajuste de los tramos o secciones de retardo se usa para hacer que la frecuencia A deseada de la curva 104 sea la misma de cualquiera de los puntos de frecuencia A de la curva 100 y que el punto de frecuencia B elegido de la curva 104 quede alineado con cualquiera de los puntos de frecuencia B de la curva 102.

Descripción del método preferido de funcionamiento y manejo.

Un radar de ecos de impulsos, como se indica en la fig. 2, tiene impulsos de energía de diferentes frecuencias. La primera sección del filtro 14 está conectada a las fuentes de potencia de microondas 50 y 56 de transmisor de magnetrón, y funciona como "filtro de peine" de banda muy estrecha, que tiene a su salida una característica de rechazo como la representada gráficamente en "T/p-94" en la fig. 3. Esta primera sección sirve también en función doble de emisión-recepción, para dos transmisores y receptores sintonizados para funcionamiento simultáneo a distintas frecuencias. La diferencia de frecuencias entre transmisores es cualquier combinación correspondiente a lugares o valores de baja pérdida de inserción ("depresiones") en la característica periódica del filtro, de tal modo que uno de los transmisores está sintonizado a una depresión de frecuencia A y el otro está sintonizado a una depresión de frecuencia B. La distancia mínima de separación

admisible (Δf) medida en esta disposición de primera sección de filtro es aproximadamente de 12,5 MHz, pero se dispone de separaciones de 37,5 MHz, 62,5 MHz, 87,5 MHz, 112,5 MHz, todas ellas simultáneamente.

5 La periodicidad y la poca anchura de banda, tan significativas, de las depresiones de la primera sección de filtro fueron establecidas por el retardo de la primera sección de filtro. La característica de depresiones sirve para filtrar ambas frecuencias de señal simultáneamente. Esta característica periódica global se ajusta subiendo y bajando en
10 frecuencia por medio del cambiador de longitud de línea que consta de un acoplador híbrido y la pareja de terminaciones de cortocircuito equilibrado (reflexión) mecánicamente ajustables.

15 La segunda sección de filtro es esencialmente idéntica a la primera sección, con la salvedad de que la entrada de frecuencia doble a la segunda sección se hace a través de una sola boca de conexión de entrada y, por tanto, el brazo de entrada acompañante de la segunda sección está terminado
20 resistivamente por medio de una impedancia adaptada Z_0 y el retardo de transmisión es más breve que en la primera sección de filtro. Como consecuencia, se tiene una mayor anchura de banda de la depresión y una periodicidad a mayor distancia de separación. Esta característica de la segunda sección del
25 filtro se elige de modo que, una vez alineada con la primera

sección, como se indica en "T/p-96" en la fig. 3, el máximo de frecuencia de rechazo de la segunda sección aparece aproximadamente en la segunda depresión de baja pérdida de inserción de la primera sección de filtro, a uno y otro lado de la frecuencia.

5

Con esto se termina la descripción de las formas de realización del invento aquí presentadas. Ahora bien, es de notar que hay muchas variantes o modificaciones de la invención que resultarán evidentes para las personas entendidas en la materia, sin salirse del ámbito ni apartarse del espíritu de esta invención. Por ejemplo, la estructura de filtro podría usarse en enlaces de comunicaciones por microondas, y los detalles de los acopladores podrían alterarse según la aplicación del filtro. Por todo ello, se tiene la intención de que el invento no esté limitado a los detalles particulares de las formas de ejecución aquí descritas, salvo en lo definido por las reivindicaciones que siguen.

10

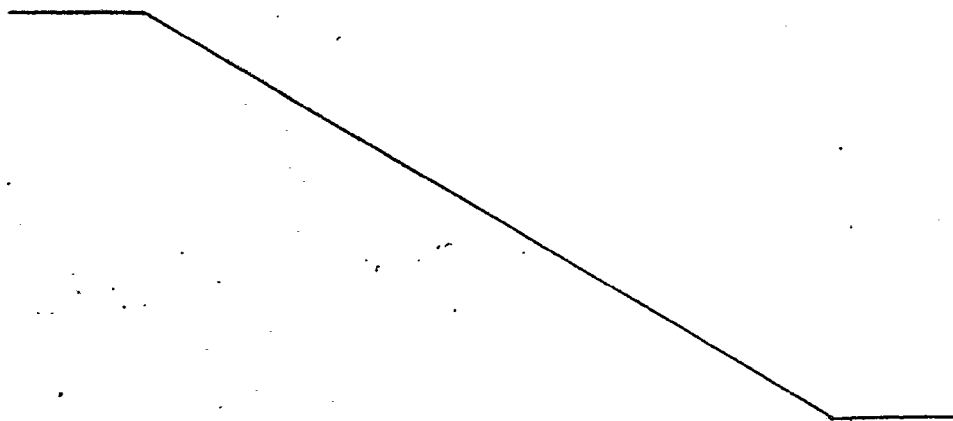
15

20

25

9-2-76

-16-



REIVINDICACIONES

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

1ª.- Un sistema de filtro no resonante, de elevada energía y pocas pérdidas, que comprende, en combinación: una fuente de oscilaciones; unos medios de filtro sensibles a la frecuencia, para acoplar las oscilaciones de dicha fuente a una carga que comprende una pluralidad de canales acoplados entre sí por medio de una pluralidad de acopladores híbridos, en lugares repartidos o espaciados a lo largo de dichos canales, teniendo uno de dichos canales un tiempo de tránsito sustancialmente distinto de los demás canales citados; y acoplando dicho filtro la mayor parte de las oscilaciones procedentes de dicha fuente a una primera salida, y una parte minoritaria o secundaria de dichas oscilaciones a una segunda salida.

2ª.- El sistema de la reivindicación 1ª, en el que dicha fuente de oscilaciones es un magnetrón.

3ª.- El sistema de la reivindicación 2ª, en el que dicho magnetrón genera impulsos de oscilaciones.

4ª.- El sistema de la reivindicación 1ª, en el que el espectro de frecuencias de dichas oscilaciones excede

del paso de banda de los citados medios de filtro.

5 5ª.- El sistema de la reivindicación 1ª, en el que dicho filtro acopla la energía de fuera del pa- so de banda de dicho filtro, a través de la segunda sa- lida citada, a una carga aparte o por separado.

10 6ª.- Un método de filtrar oscilaciones proce- dentes de una fuente, el cual comprende las etapas de: acoplar dichas oscilaciones desde la citada fuente a una pluralidad de canales, con un primer acoplador hí- brido; y acoplar dichos canales a una carga con un se- gundo acoplador híbrido, siendo los tiempos de trási- to de dichos canales diferentes entre sí y dirigiendo de ese modo a la citada carga la porción de dichas os- cilaciones contenida dentro de un espectro prefijado, y absorbiendo la porción de dichas oscilaciones que
15 cae fuera del citado espectro.

7ª.- El método de la reivindicación 6ª, en el que dicha fuente de oscilaciones es un magnetrón.

20 8ª.- El método de la reivindicación 7ª, en el que dicho magnetrón engendra oscilaciones a impul- sos.

9ª.- El método de la reivindicación 6ª, en el cual el espectro de frecuencias de dichas oscilacio- nes excede del paso de banda de dicho filtro.

25 10ª.- El método de la reivindicación 6ª, en

el que dicho filtro acopla la energía de fuera del pa-
so de banda de dicho filtro a una carga aparte o por
separado.

5 11ª.- Un sistema de filtro no resonante, de
elevada energía y pocas pérdidas.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que
antecede, representado en los dibujos que se acompañan
y para los fines que se han especificado.

10 Esta Memoria consta de diecinueve hojas es-
critas a máquina por una sola cara.

Madrid, 31.JUL.1976

15 P.A. Alberto de Linares
Por Fedes

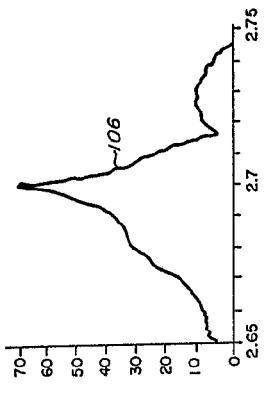


FIG. 4

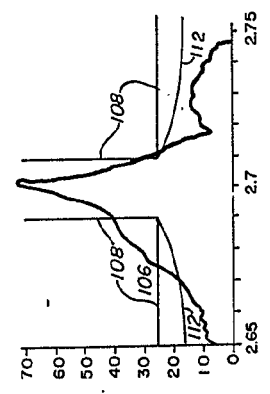


FIG. 5

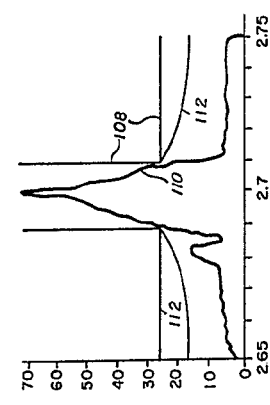


FIG. 6

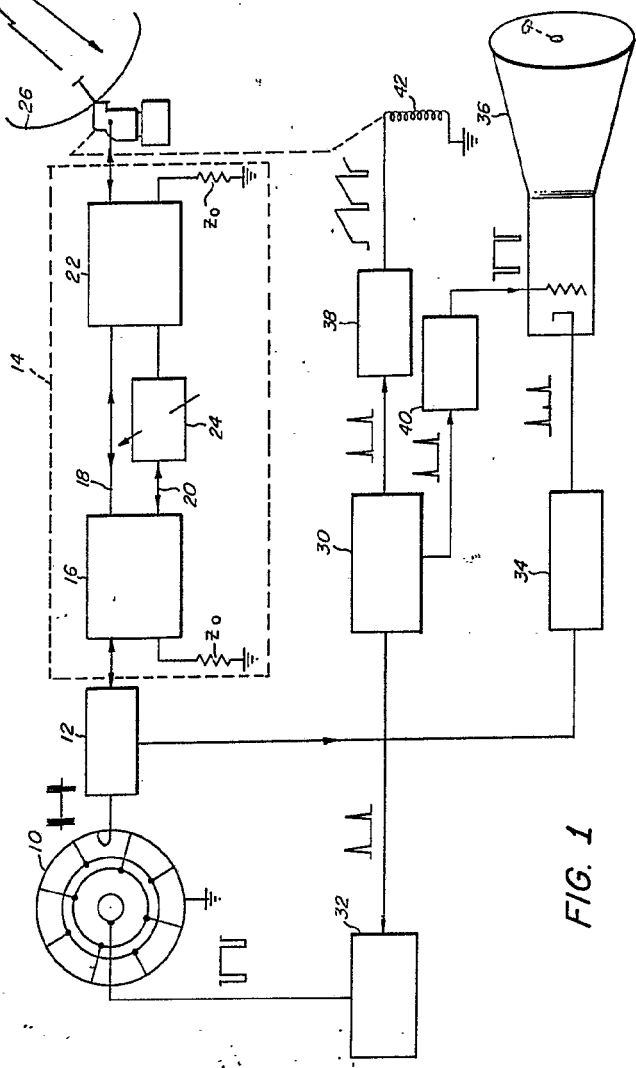
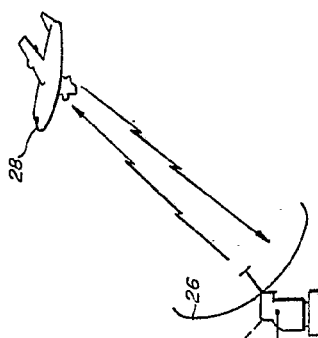


FIG. 1

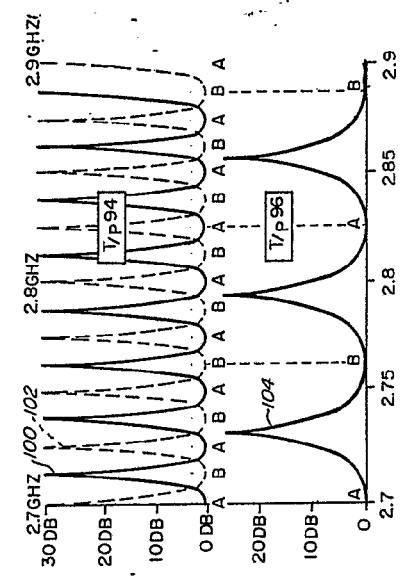


FIG. 3

Alberto de Elaburu
 For Patent

RAYTHEON COMPANY

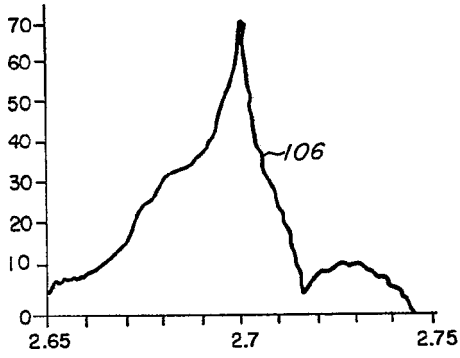


FIG. 4

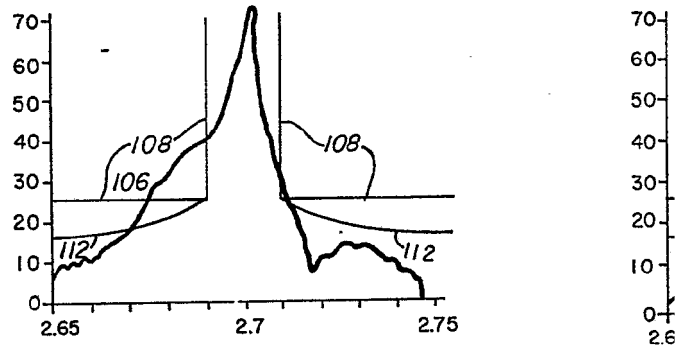


FIG. 5

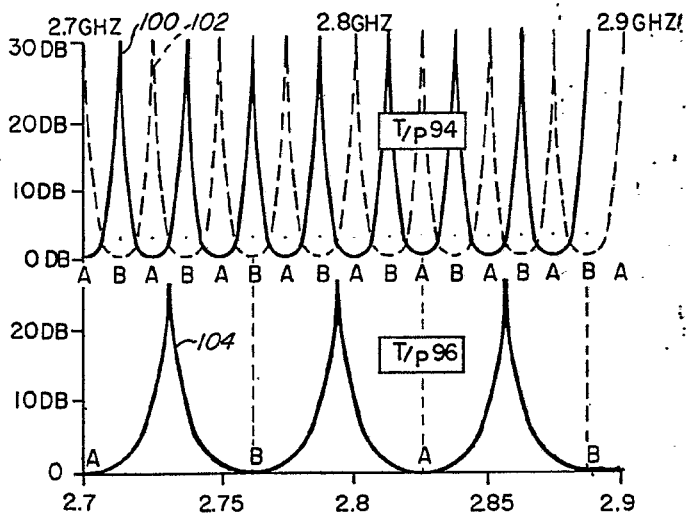


FIG. 3

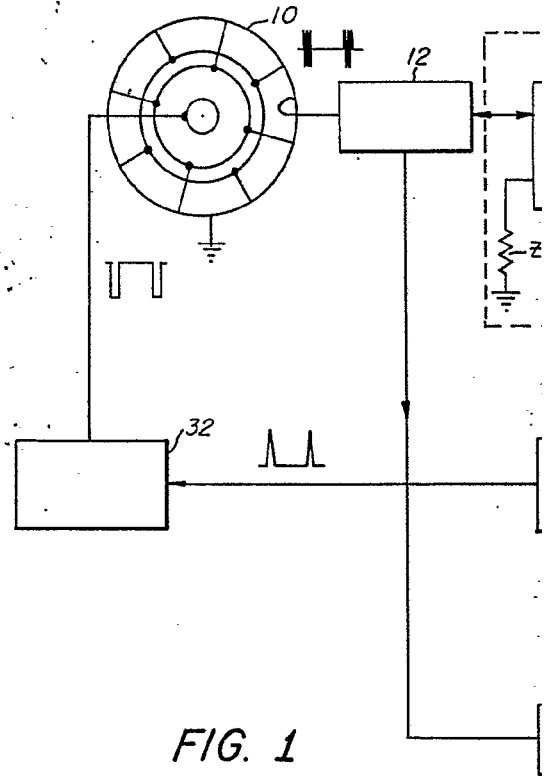


FIG. 1

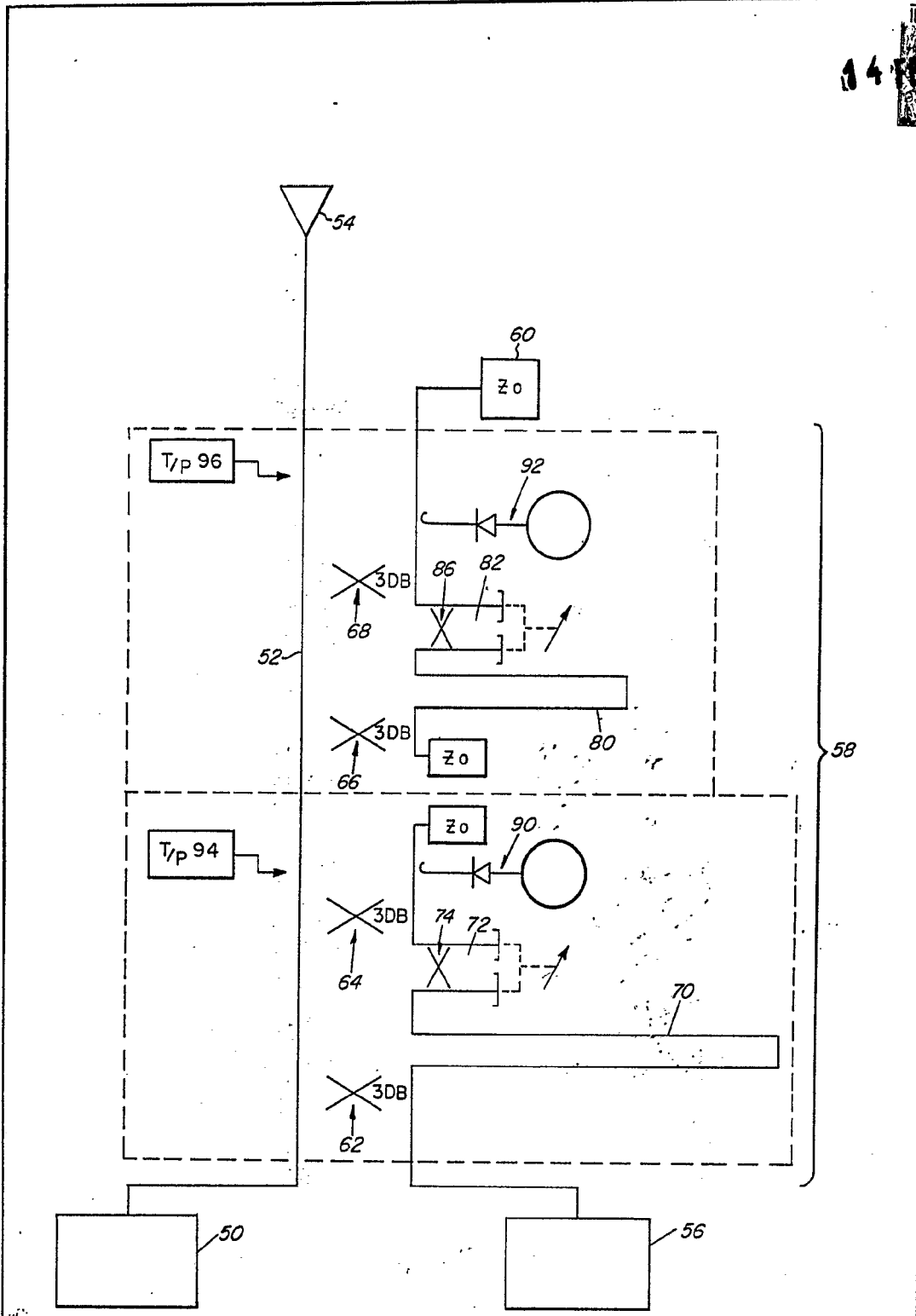


FIG. 2

Alberto de SIZENFU
For Federal

