

*Este 28099*

**409994**



15 DIC 1972

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

por VEINTE años

cuyo privilegio se solicita para España, sus territorios y plazas de soberanía, a favor de:

SOCIETE D'ETUDE ET D'APPLICATION DES TECHNIQUES  
NOUVELLES "NEO-TEC"

sociedad francesa de responsabilidad limitada,  
domiciliada en 96 Boulevard Haussmann, 75 Pa-  
ris 8, Francia, relativa a:

"PERFECCIONAMIENTOS EN LOS SISTEMAS DE RADIOLO-  
CALIZACION"

=====

Inventores: Etienne Augustin Henri Honore y Emile  
Léon Gabriel Torcheux

Prioridades: Solicitudes de patente en Francia, Nos.  
PV 71 45 492, PV 72 27 058 y PV 72 27 059,  
de fechas 17 diciembre 1971, 27 julio 1972  
y 27 julio 1972, respectivamente.

409994'

F-C 26-9-75



15 DIC 1975

Int. C. .... H04H

MEMORIA DESCRIPTIVA

La presente invención se refiere a la radiolocalización por medida de fase. - - - - -

Se sabe que el principio de base de la radiolocalización por medida de fase consiste en utilizar el defasaje de propagación que tiene lugar en una onda sinusoidal pura de frecuencia conocida, emitida por una estación emisora, en función de la distancia de propagación de esta onda desde dicha estación emisora a un lugar de recepción, para sacar de ello una información relativa a esta distancia de propagación. Son necesarias varias estaciones emisoras de tales ondas para que la posición de un receptor pueda ser determinada en un punto. Tal conjunto de estaciones emisoras se llama comúnmente "cadena de radiolocalización". - - - - -

El defasaje de propagación que tiene lugar en una onda de frecuencia conocida es función de la distancia de propagación, y también de esta frecuencia conocida, y de la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas. Se denominará "factor de sensibilidad" o, más brevemente, "sensibilidad" al factor de proporcionalidad que relaciona un defasaje de propagación expresado en vueltas y fracciones de vuelta

409994

15 1972



de fase (medido en la frecuencia conocida) con la distancia de propaga-  
ción correspondiente. Esta sensibilidad es igual al cociente de la fre-  
cuencia conocida de la onda electromagnética por la velocidad de propa-  
gación. - - - - -

5. Se sabe igualmente que la fase de una señal eléctrica de frecuen-  
cia conocida está definida, con la aproximación de un múltiplo entero de  
 $2\pi$ , es decir con la aproximación de un número de vueltas de fase. Este  
es el origen del fenómeno conocido con el nombre de "ambigüedad". De ello  
resulta en general que a un valor de fase medido corresponde, no una lí-  
nea de posición para el receptor, sino una pluralidad de líneas de posi-  
ción. La ambigüedad de una medida de fase aumenta cuando aumenta la sensi-  
bilidad, lo que corresponde a una mejora en la precisión absoluta de la  
localización. - - - - -

15. La realización técnica del principio de base de la radiolocaliza-  
ción, tal como se acaba de exponer, es efectuada de forma más compleja de-  
bido a un cierto número de razones técnicas. - - - - -

20. En efecto, la puesta en práctica de la radiolocalización consiste  
en establecer una referencia de fase, para medir los defasajes de propaga-  
ción antes citados. Se ve inmediatamente que este problema está relacionado  
con la estabilidad de las fuentes u osciladores utilizados para engendrar  
las ondas destinadas a la radiolocalización. Respecto a este punto, hay  
que recordar que en los razonamientos teóricos se suponen conocidas a  
priori la frecuencia y la fase de las ondas emtidas. En la práctica, para

409994



15 DIC. 1979

la recepción, se puede admitir que la frecuencia de las ondas emitidas es conocida sin que sea necesario prever enlaces para ello. Por el contrario, la fase de las ondas emitidas no es, en general, conocida de forma absoluta.

5. La mayor parte de las soluciones actuales están fundadas en el hecho de que la referencia de fase antes mencionada se establece de forma relativa para las diversas señales emitidas. Los modos de radiolocalización así realizados utilizan una medida de diferencia de los defasajes de propagación entre el lugar de recepción y dos estaciones emisoras. Ello proporciona un haz de líneas hiperbólicas cuyos focos comunes son las dos estaciones emisoras. - - - - -

10. La patente francesa 790 386 y su adición 45 780 (HONORE; 1934) describen la primera solución técnica realizable de los problemas de medida de fase; esta solución puede resumirse como sigue: dos estaciones emisoras radían ondas a dos frecuencias respectivas que difieren entre ellas en una baja frecuencia. Esta baja frecuencia es captada en una estación receptora fija y reemitida bajo forma de modulación de amplitud de una onda portadora. Se ve claramente que las dos estaciones emisoras pueden emitir ondas que no tengan ninguna relación preestablecida con respecto a una misma escala de tiempo. - - - - -

20. Entre otros intentos efectuados posteriormente se ha propuesto en la patente británica 579 346 (MITCHELL y KILVINGTON; 1944) un modo (o "sistema") de radiolocalización según el cual varias estaciones emisoras radían ondas que tienen una misma frecuencia. Solamente una de las estacio-



15

409994

15 DIC. 1972

nes emisoras emite tal onda en un instante dado. Es pues necesario que se establezca una relación entre las estaciones emisoras para que las frecuencias y las fases queden fijas al menos en forma relativa. Este modo de radiolocalización se designará en lo que sigue por la palabra "secuencial",

5. debido a que cada frecuencia de medida es emitida secuencialmente por las diversas estaciones emisoras. - - - - -

Los problemas debidos a la ambigüedad han sido objeto de una solución técnica general expuesta en la patente francesa 1 010 811 (HONORE TORCHEUX; 1948). Se propone en esta patente hacer radiar, por cada estación emisora, al menos dos ondas en frecuencias próximas. La diferencia de los defasajes de propagación obtenidos en estas dos frecuencias próximas tiene un factor de sensibilidad igual a la diferencia de los factores de sensibilidad respectivos de las dos frecuencias emitidas y por consiguiente más pequeño que estos últimos factores. Este factor de sensibilidad

10. más pequeño permite eliminar la ambigüedad presente en la medida de fase efectuada en la una y/o en la otra de las frecuencias de medida. Este procedimiento será llamado en adelante "eliminación de ambigüedad por sensibilidad diferencial". - - - - -

15.

Las instalaciones de radiolocalización según un modo o sistema secuencial tienen la ventaja principal de que las frecuencias emitidas son idénticas para todas las estaciones emisoras, lo que reduce el número necesario de frecuencias de emisión y, por consiguiente, facilita la obtención de asignaciones de frecuencias. - - - - -

20.

409994

15 DIC.



No obstante, la realización de este sistema secuencial está sometida a dos requisitos técnicos contradictorios. - - - - -

5. El primero estriba en el hecho de que, siendo momentáneas las emisiones para cada estación emisora, es necesario esperar el final de los regímenes transitorios de los filtros antes de utilizar las señales recibidas. La duración de cada emisión momentánea debe pues sobrepasar ampliamente la de los regímenes transitorios. - - - - -

10. El segundo requisito estriba en el hecho de que los receptores están colocados generalmente sobre móviles. Como las informaciones de fase llevadas por las ondas son únicamente válidas en el instante de la recepción, y dado que debe realizarse una medida de defasaje, para cada frecuencia de medida, sobre ondas que no son emitidas en el mismo instante, resulta de ello que una instalación de radiolocalización en modo o sistema secuencial no proporciona informaciones utilizables mas que con 15. la condición de que el intervalo de tiempo que separa dos emisiones sucesivas de la misma frecuencia de medida por el mismo emisor sea suficientemente débil. - - - - -

20. Ahora bien, el período de la secuencia de las emisiones, es decir el intervalo de tiempo que separa dos emisiones de la misma frecuencia por el mismo emisor, es proporcional a la duración de cada emisión momentánea según un factor que depende del más alto de los números siguientes: número de frecuencias de medida utilizadas y número de estaciones emisoras que entran en la constitución de una cadena. - - - - -

409994



15 DIC. 1972

Mientras el número total de estaciones emisoras solamente tiene influencia sobre la riqueza de las posibilidades de explotación, el número total de las frecuencias utilizadas está en relación directa con el hecho de que la eliminación de ambigüedad es más completa y más segura. - -

5. Un primer inconveniente de los sistemas de radiolocalización secuenciales es pues que, para aligerar el primer requisito, es necesario hacer los regímenes transitorios breves adoptando amplitudes de banda elevadas en la recepción. Ello supone grandes potencias de emisión e implica una congestión considerable del éter. - - - - -

10. Un segundo inconveniente de estos sistemas es que, para satisfacer a la vez los dos requisitos contradictorios, es prácticamente necesario limitar el número de estaciones emisoras y el número de frecuencias de medida. De ello resulta especialmente una imposibilidad práctica de prever una eliminación de ambigüedad que sea a la vez completa y segura, siendo esto tanto más cierto cuanto más elevados son los valores de las frecuencias. - - - - -

20. Otro inconveniente de estos sistemas es la necesidad de emplear programas de recepción finamente sincronizados con el programa de emisión con el fin de limitar las pérdidas de tiempo que resultarían de los decajes entre los programas. Generalmente son previstas, pues para este fin, señales especiales de sincronización. Aunque los principios de tal sincronización sean sencillos, el empleo de estas señales ocasiona prácticamente problemas de alcance o de potencia. - - - - -

409994



La presente invención se refiere a un nuevo modo o sistema de radiolocalización del tipo hiperbólico de medida de fase destinado a reducir prácticamente de forma completa los inconvenientes antes citados. La invención se refiere igualmente a instalaciones de emisión y a receptores para la realización de este sistema de radiolocalización. - - - -

5.

Un primer objetivo de la invención es proporcionar un sistema de radiolocalización en el cual las amplitudes de banda necesarias para la recepción son extremadamente estrechas. Además de una mejor protección contra las emisiones vecinas y contra el ruido en general, esto permite una reducción considerable de las potencias de emisión y por consiguiente de la congestión del éter. - - - - -

10.

Además, debido a las pequeñas amplitudes de banda mencionadas, es fácil realizar según la invención varias cadenas de instalaciones de emisión cuyas frecuencias en correspondencia respectiva son extremadamente próximas, y utilizar tales emisiones selectivamente en la recepción por medio de conmutaciones muy sencillas. - - - - -

15.

Un segundo objetivo de la invención es proporcionar un sistema de radiolocalización que permite prever un gran número de estaciones emisoras por cadena de radiolocalización. Ello proporciona una gran flexibilidad en la implantación geográfica de estaciones emisoras y en su utilización en la recepción. - - - - -

20.

Un tercer objetivo de la invención es proporcionar un modo de radiolocalización en el cual el número de frecuencias de medida puede



15 DIC 1972

409994

ser suficientemente elevado para que la eliminación de ambigüedad sea completa y segura. La precisión puede ser aumentada aún utilizando una sensibilidad proporcionada por el conjunto de las frecuencias de medida, que aumenta con el número de estas frecuencias. - - - - -

5. Un cuarto objetivo de la invención es proporcionar un sistema de radiolocalización en el cual la sincronización de los programas de emisión y de recepción admite una tolerancia de varios segundos, fácilmente accesible con ayuda de guardatiempos de uso corriente, y, a fortiori, con ayuda de las señales horarias. - - - - -

10. Un quinto objetivo es proporcionar un receptor de radiolocalización en el cual un dispositivo único trata sucesivamente una pluralidad de ondas secuenciales, siendo engendradas las señales locales secuencialmente según las necesidades. - - - - -

15. Un sexto objetivo de la invención es proporcionar un receptor de radiolocalización en el cual la ambigüedad se elimina por separado con respecto a cada estación emisora recibida. - - - - -

Un séptimo objetivo de la invención es proporcionar un receptor de radiolocalización en el cual un solo dispositivo elimina la ambigüedad secuencialmente con respecto a cada estación emisora recibida. - - - - -

20. Se caracterizará ahora el modo o sistema de radiolocalización según la invención. - - - - -

-10-  
409994



Previamente, es necesario precisar que es lo que se entiende por "señal local". - - - - -

En la acepción conocida de esta expresión, una señal local es una señal eléctrica engendrada localmente con un ruido negligible y representativa de una señal sinusoidal pura, y posee una frecuencia, una fase y una estabilidad de frecuencia definidas que son las de la señal sinusoidal. La señal representativa puede ser especialmente una señal cuadrada o una señal constituida por impulsos cuyo frente de ascenso (o de descenso) corresponde a un instante característico de una senoide, por ejemplo al paso por cero en un sentido determinado. - - - - -

En lo que sigue de la presente descripción y de las reivindicaciones, se utilizan la expresión "señal local" o "señal local compleja" con un significado mucho más general. Una señal local compleja o, más brevemente, señal local, presenta una o varias señales representativas engendradas localmente tales como las definidas más arriba; a cada una de ellas se asocia un coeficiente o peso que puede ser un número real de valor cualquiera pero conocido. Cada una de estas señales representativas es una señal componente o una componente de la señal local compleja. - -

La señal local compleja es igualmente representativa de una señal sinusoidal pura y tiene una frecuencia y una fase que son las de esta señal sinusoidal. - - - - -

La frecuencia de una señal local compleja tiene por valor la suma algebraica de las frecuencias de las sinusoides puras representadas por

409994



5. cada señal componente, multiplicadas respectivamente por el coeficiente o peso asociado. Igualmente, la fase de una señal local compleja tiene por valor la suma algebraica de las fases de las sinusoides puras representadas por cada señal componente, multiplicadas respectivamente por el mismo coeficiente o peso asociado que para la frecuencia correspondiente. La frecuencia y la fase de una señal compleja serán llamadas respectivamente "frecuencia compleja" y "fase compleja" en los casos que puedan llevar a equívoco. - - - - -

10. Debe entenderse en la presente descripción y las reivindicaciones que las señales locales complejas pueden ser o no ser señales verdaderamente complejas; en otras palabras: que una señal compleja puede presentar únicamente una sola señal componente. Una señal compleja que tenga siempre varias señales componentes será denominada "señal compleja verdadera". - - - - -

15. Se llama "componente compleja" a un grupo de señales componentes o componentes simples de una señal local compleja. Se utiliza igualmente la expresión "componente compleja verdadera" para designar una componente compleja que comprende siempre varias componentes simples. - - - - -

20. Ejemplos de señales complejas son dados por las figuras 9 y 10 y por la descripción correspondiente o también por las figuras 11 y 12, siendo los coeficientes o pesos iguales a  $\frac{1}{2}$ . - - - - -

En las figuras 9 y 10, las salidas de los circuitos contadores di-



409994

visores 7 231 A a 7 231 C y 7 741 proporcionan las componentes simples de una señal compleja. Cuando la señal  $R'_5$  es nula, y admitiendo que no hay ningún defasaje en los filtros y la señal  $O_5$  es sinusoidal pura, la señal compleja en cuestión es representativa de la señal sinusoidal pura  $O_5$ . Si se toman las componentes en la entrada de los contadores divisores mencionados, entonces están afectadas respectivamente por pesos iguales al inverso de los factores de división. - - - - -

5.

El modo o sistema de radiolocalización según la invención presenta en la emisión una pluralidad de estaciones emisoras  $E_i$  en número  $N$  al menos igual a 2 y, ventajosamente, fijas. Se sabe que en radiolocalización de tipo hiperbólico de dos dimensiones son suficientes dos estaciones emisoras para permitir determinar una línea de posición en la cual se encuentra un receptor. - - - - -

10.

Cada estación emisora debe ser apta para: - - - - -

15.

\* engendrar permanentemente una primera señal local  $S_i$  que tiene una frecuencia  $F_{s_i}$ , llamada "frecuencia específica", diferente para cada una de las  $N$  estaciones emisoras, y un número  $n$ , al menos igual a 1, de segundas señales locales  $S_{ij}$  que tienen cada una una frecuencia respectiva  $F_j$ , llamada "frecuencia de medida", siendo los valores de las  $n$  frecuencias de medida  $F_j$  comunes a todas las estaciones emisoras; - - - - -

20.

\* radiar permanentemente, a partir de la primera señal local  $S_i$ , una onda pura  $O_i$ , que tiene la frecuencia específica  $F_{s_i}$ ; - - - - -



409994

5. <sup>x</sup> radiar de forma momentánea y repetitiva, según un programa conocido, a partir de cada segunda señal local  $S_{ij}$ , una onda pura  $O_{ij}$  que tiene la frecuencia de medida  $F_j$ , siendo el programa tal que, para cada frecuencia de medida  $F_j$  y en todo momento, hay como máximo una estación emisora de dicha pluralidad que radía una onda que tiene esta frecuencia de medida  $F_j$ . - - - - -

10. Las ondas permanentes  $O_i$  que tienen las frecuencias específicas  $F_{s_i}$ , diferentes para cada una de las  $N$  estaciones emisoras, permiten, en la recepción, obtener permanentemente una señal representativa del efecto Doppler que se ejerce en toda onda entre cada estación emisora y el receptor. El número  $n$  de ondas momentáneas y repetitivas  $O_{ij}$  que tienen las frecuencias de medida  $F_j$ , emitidas por cada estación emisora  $E_i$  da un caracter más o menos preciso, seguro y completo a la determinación de la posición y a la eliminación de ambigüedad. Una sola frecuencia de medida, de valor común para todas las estaciones emisoras, es suficiente para efectuar una determinación de posición con, sin embargo, una ambigüedad importante.-

20. El programa de emisión de las ondas momentáneas  $O_{ij}$  que tienen las frecuencias de medida debe ser tal que en todo momento haya como máximo una estación emisora que radíe una onda en una frecuencia de medida dada. Siendo así, cada estación emisora  $E_i$  puede radiar las ondas momentáneas  $O_{ij}$  de toda forma respetando esta condición y que esté adaptada a cada caso particular. - - - - -

Según la invención, la recepción es posible para un número ilimi-

409994



tado de receptores, instalados generalmente a bordo de un móvil tal como un barco. - - - - -

5. Cada receptor debe recibir, en forma elegida, por ejemplo mandada por un operador, las ondas de al menos dos estaciones emisoras, para proporcionar al menos una información de línea de posición hiperbólica. - - -

Cada receptor debe por una parte ser apto para: - - - - -

10. <sup>x</sup> engendrar permanentemente para cada una, entre un número  $N'$ , al menos igual a 2, de frecuencias específicas  $F_{s_k}$  escogidas entre las  $N$  frecuencias específicas  $F_{s_i}$ , una primera señal local compleja  $S'_k$  de frecuencia compleja  $F'_{s_k}$  que tiene el mismo valor nominal que la frecuencia específica  $F_{s_k}$ , siendo las frecuencias reales  $F'_{s_k}$  de cada una de las primeras señales complejas  $S'_k$  susceptibles de variaciones respectivas independientes en la proximidad de sus valores nominales; - - - - -

15. <sup>x</sup> recibir permanentemente, para cada frecuencia específica  $F_{s_k}$ , la onda  $O_k$  radiada permanentemente en esta frecuencia específica, siendo esta recepción efectuada según la técnica de la recepción síncrona utilizando cada primera señal local compleja  $S'_k$ , y proporcionando residuos respectivos  $R'_k$ , llamados "residuos de frecuencia específica". - - - - -

20. <sup>x</sup> obligar (la palabra "obligar" y sus derivados se utiliza en la presente para traducir la palabra francesa "asservir" y sus derivados) permanentemente, utilizando el residuo de frecuencia específica  $R'_k$  correspondiente a cada frecuencia específica  $F_{s_k}$ , a la frecuencia  $F'_{s_k}$  de



409994

.150

la primera señal local compleja  $S'_k$  correspondiente, a ser igual a la frecuencia de la onda permanente  $O_k$  tal como es recibida. - - - - -

5. Cada señal local  $S'_k$  puede presentar una o varias señales componentes. Muy ventajosamente, presenta más de una, las señales componentes de frecuencias más elevadas son señales locales de cambio de frecuencia y la última señal componente, que tiene en general la frecuencia más baja, sirve para la detección síncrona. Se ha llamado "recepción síncrona" a una detección síncrona que puede estar o no acompañada de cambios de frecuencia. - - - - -

10. El residuo de frecuencia específica  $R'_k$ , obtenido en la salida de la detección síncrona, es utilizado para actuar o reaccionar sobre una al menos de las señales componentes de la primera señal local  $S'_k$  de forma que la frecuencia compleja  $F's_k$  sea obligada a ser igual a la frecuencia de la onda permanente  $O_k$  correspondiente tal como es recibida. - - - - -

15. Como las frecuencias  $Fs_k$  de las ondas permanentes  $O_k$  tales como son recibidas son susceptibles de variaciones respectivas independientes, especialmente en razón del efecto Doppler consecutivo a los desplazamientos del receptor relativamente a las estaciones emisoras, es de importancia que los valores reales de las frecuencias respectivas  $F's_k$  de cada una de las primeras señales locales  $S'_k$  puedan variar igualmente de forma independiente. - - - - -

20. Por otra parte, cada receptor debe ser apto para: - - - - -



409994

15 DIC. 1972

- \* engendrar permanentemente, para cada una de las  $N'$  frecuencias específicas  $F_{s_k}$ , un número  $n'$ , comprendido entre 1 y  $n$ , de segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  de frecuencias complejas  $F'_{km}$  que tengan respectivamente el mismo valor nominal que  $n'$  frecuencias de medida  $F_m$  escogidas entre las  $n$  frecuencias de medida  $F_j$ , estando sujeta cada frecuencia  $F'_{km}$  a ser proporcional a la frecuencia obligada  $F'_{s_k}$  de la primera señal local compleja  $S'_k$  que corresponde a la misma frecuencia específica  $F_{s_k}$ , según una relación de proporcionalidad igual a la relación de los valores nominales de la frecuencia de medida correspondiente  $F_m$  y de la frecuencia específica  $F_{s_k}$ , siendo las fases reales de cada una de las segundas señales complejas  $S'_{km}$  susceptibles de variaciones respectivas independientes;
- 5.
- 10.

- \* recibir para cada frecuencia específica  $F_{s_k}$ , durante los períodos en los que son emitidas respectivamente, las ondas  $O_{km}$  radiadas de forma momentánea y repetitiva por la estación emisora correspondiente a esta frecuencia específica  $F_{s_k}$  y que tienen respectivamente las  $n'$  frecuencias de medida  $F_m$ , siendo efectuada esta recepción según la técnica de la recepción sincrónica utilizando para cada una de las  $n'$  ondas  $O_{km}$  la segunda señal local compleja  $S'_{km}$  correspondiente, y proporcionando residuos respectivos  $R'_{km}$ , denominados "residuos momentáneos de fase"; -
- 15.

- \* obligar, utilizando cada residuo momentáneo de fase  $R'_{km}$ , a la fase compleja de la segunda señal local compleja  $S'_{km}$  correspondiente a ser igual a la fase de la onda momentánea  $O_{km}$  cuando es recibida y tal como es recibida, con la aproximación de una constante que tenga el mismo valor para todas las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  correspondien
- 20.

409994



tes a la misma frecuencia de medida  $F_m$ . - - - - -

De esta forma, cada receptor puede tratar frecuencias de medida  $F_m$  en número escogido según el grado de eliminación de ambigüedad deseado. Por ser conocidos los valores de las frecuencias de medida escogidas  $F_m$ ,

- 5. no hay particulares dificultades en engendrar en la recepción segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  cuyas frecuencias  $F'_{km}$  tienen el mismo valor nominal que las frecuencias de medida escogidas. Es importante que en todo momento cada frecuencia  $F'_{km}$  esté sujeta a ser proporcional a la frecuencia obligada  $F's_k$  de la primera señal local compleja  $S'_k$  correspondiente a la misma frecuencia específica  $Fs_k$ , según una relación de proporcionalidad igual a la relación de los valores nominales de la frecuencia de medida correspondiente  $F_m$  y de la frecuencia específica  $Fs_k$ . Como se verá más adelante, esto implica que las señales locales complejas de la recepción que tienen el mismo índice  $k$  estén relacionadas en frecuencia. - - - - -

- 15. Las frecuencias  $F'_{km}$  de estas señales  $S'_{km}$  son entonces correctas para permitir una recepción sincrónica de las ondas momentáneas  $O_{km}$  tales como son recibidas y cuando son recibidas. De ello resulta que la banda pasante de la recepción sincrónica de las ondas momentáneas  $O_{km}$  puede ser extremadamente pequeña. En efecto, una diferencia entre una frecuencia  $F'_{km}$  y la frecuencia de la onda  $O_{km}$  correspondiente sólo puede aparecer debido a perturbación en la propagación; esta diferencia es pues, en la práctica, extremadamente pequeña. - - - - -

La señal de salida de cada detector sincrónico es pues un residuo

409994



momentáneo de fase  $R'_{km}$  utilizado para obligar a la fase compleja de cada segunda señal local compleja  $S'_{km}$  a ser igual a la fase de la onda momentánea  $O_{km}$  tal como es recibida y cuando es recibida. Esta obligación de fase puede presentar una constante de fase que debe entonces tener el

5. mismo valor para todas las segundas señales complejas  $S'_{km}$  que corresponden a una misma frecuencia de medida. - - - - -

Las segundas señales complejas  $S'_{km}$  están pues constreñidas a ser la imagen exacta en frecuencia y en fase de las ondas momentáneas recibidas  $O_{km}$  cuando son recibidas. Además, en el exterior de los intervalos

10. de tiempo de recepción de estas ondas momentáneas  $O_{km}$ , las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  proporcionan una información prácticamente equivalente a la que daría cada onda momentánea  $O_{km}$  si fuera emitida permanentemente, es decir una información que tiene en cuenta el efecto Doppler debido a los desplazamientos del móvil, y ello por medio de la  
15. puesta en frecuencia que tiene lugar a partir de la onda permanente  $O_k$  que tiene el mismo valor del índice k. - - - - -

Las separaciones de fase que existen entre las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$ , de igual índice m, son representativas de informaciones ambiguas de línea de posición hiperbólica del receptor con relación a las estaciones emisoras  $E_k$  que tienen las frecuencias específicas  
20.  $F_{s_k}$ . - - - - -

Estas informaciones ambiguas representativas de líneas de posi-

409994

15 DIC.



ción hiperbólicas pueden ser utilizadas por ejemplo en cualquier forma conocida para obtener la posición de forma no ambigua, sea por medio de un operador sea por medio de un tratamiento automático. - - - - -

5. La emisión según la invención de una onda permanente en una frecuencia específica para cada estación emisora es la base de la mayor parte de las ventajas del nuevo modo de radiolocalización. En efecto, al nivel de cada receptor, se dispone permanentemente, en esta frecuencia específica, de una información de variación de esta frecuencia específica por efecto Doppler, en relación con la velocidad de desplazamiento imprimida al receptor. El hecho de que esta información esté presente permanentemente hace posible su utilización en todo momento, lo que no sucede con señales momentáneas y secuenciales, debido a los regímenes transitorios de los circuitos electrónicos. - - - - -

15. Esta información de variación de frecuencias tiene la misma relación con respecto a las variaciones de fase que las velocidades de desplazamiento con respecto a las posiciones o a las líneas de posición. - - - -

20. Una integración de las informaciones de variación de frecuencia a partir de una posición conocida permite, en principio, conocer la posición (o, más exactamente, las líneas de posición) del receptor en todo momento, puesto que estas informaciones de variación de frecuencia están disponibles en todo momento. Se ve pues claramente que, en la presente invención, el papel esencial, en el plano de la radiolocalización, lo llevan a cabo las ondas permanentes que tienen las frecuencias específicas,

409994



debido a su caracter permanente. - - - - -

El papel de cada onda momentánea que tiené una frecuencia de medida es proporcionar, de forma momentánea, una información de fase, en instantes repetitivos. Esta información de fase momentánea es utilizada para corregir más o menos rápidamente la información de fase permanente resultante de la integración mencionada. - - - - -

5.

Otras características y ventajas de la invención aparecerán con la lectura de la descripción de detalle que seguirá, realizada con referencia a los planos anexos (véase la Observación de la página 163), dados únicamente a título de ejemplo no limitativo y en los cuales: - - - - -

10.

- la figura 1 es un croquis esquemático que ilustra de manera general instalaciones de emisión con sus interconexiones y receptores de radiolocalización; - - - - -

15.

- la figura 2 es una gráfica que ilustra en una parte de un eje de las frecuencias un ejemplo de repartición de 10 frecuencias específicas según la invención; - - - - -

- la figura 3 es un cuadro en correspondencia con un eje de los tiempos que ilustra un período de un programa de emisión de las ondas momentáneas, dado a título de ejemplo y para 10 estaciones emisoras; - - -

20.

- la figura 4 es el esquema de principio de un modo de realización de una estación emisora según la invención; - - - - -

409994

15 DIC



- la figura 5 es el esquema detallado de un modo de realización del circuito 521 de la figura 4; - - - - -

- la figura 6 ilustra el esquema detallado de una variante de realización del circuito 521 de la figura 5; - - - - -

5. - la figura 7 es el esquema de principio general de un receptor de radiolocalización según la invención; - - - - -

- la figura 8 es el esquema de principio de un primer modo de realización de receptor según la invención; - - - - -

10. - las figuras 9 y 10 representan respectivamente los esquemas detallados de la vía de recepción con cambios de frecuencia 7 271 y de la vía de detección síncrona 7 780 de la figura 8, estando reagrupadas las figuras 9 y 10 para hacer ver mejor un ejemplo de primera señal local en la recepción; - - - - -

15. - las figuras 11 y 12 representan respectivamente los esquemas detallados de la vía de recepción con cambios de frecuencia 7 274 y del circuito de detección síncrona y de obligación de fase 7 781 de la figura 8, estando reagrupadas estas dos figuras 11 y 12 para hacer ver mejor un ejemplo de segunda señal local en la recepción; - - - - -

20. - la figura 13 ilustra una variante del primer modo de realización del receptor de la invención, en la cual las segundas fuentes 7 710, 7 810, 7 910 de la figura 8 son sacadas de la primera fuente 7 220 de la figura 8 por medio de circuitos de modificación de frecuencia (o

409994

15 DIC.



cajas +/-) respectivos; - - - - -

5. - la figura 14 ilustra, para el primer modo de realización de receptor, el circuito 68, no detallado, de medida de diferencia de fase y de determinación de líneas de posición, y el circuito 69, detallado, de indicación de las informaciones de posición utilizando señales sacadas en la recepción de las frecuencias específicas; - - - - -

10. - la figura 15 ilustra parcialmente un segundo modo de realización de receptor según la presente invención, bajo una forma que hace ver el funcionamiento del circuito de obligaciones 77<sup>x</sup>, por comparación con las figuras 9 a 12; - - - - -

- la figura 16 es el esquema eléctrico detallado de los bloques 7 720<sup>x</sup> y 7 745<sup>x</sup> del circuito de obligaciones 77<sup>x</sup> de la figura 5; - - - - -

15. - la figura 17 es el esquema eléctrico detallado del circuito de puesta en frecuencia Af51 de la figura 5, que recibe el residuo de frecuencia R'<sub>5</sub> que viene del detector 7 745<sup>x</sup>; - - - - -

- la figura 18 ilustra el esquema eléctrico detallado de otra parte (bloques 7 721<sup>x</sup>, 7 751<sup>x</sup> y 7 771<sup>x</sup>) del circuito de obligaciones 77<sup>x</sup> de la figura 15; - - - - -

20. - la figura 19 es el esquema eléctrico general del segundo modo de realización de receptor según la invención; - - - - -

- la figura 20 es un esquema eléctrico parcial de una variante

409994

15 DIC. 1972



de la figura 19 en la cual la frecuencia de la fuente única  $7\ 220^x$  es objeto de una corrección de frecuencia antes de ser aplicada a la central de frecuencia  $7\ 230^x$ ; - - - - -

5. - la figura 21 ilustra el esquema detallado de un dispositivo del segundo modo de realización de receptor para transformar los residuos de frecuencia específica tales como  $R'_5$  para una utilización a fin de proporcionar una información de diferencia de distancias del receptor a dos estaciones emisoras; - - - - -

10. - la figura 22 es el esquema eléctrico general de una variante del segundo modo de realización de receptor según la invención, en la cual la frecuencia de la fuente única está modificada según la obligación efectuada sobre una de las primeras señales complejas; - - - - -

15. - la figura 23 es el esquema eléctrico general de otra variante del segundo modo de realización de receptor, en la cual las obligaciones de frecuencia y de fase se producen sobre las componentes complejas de las primeras y segundas señales locales complejas; y - - - - -

20. - las figuras 24 a 31 ilustran en detalle una variante muy preferida del segundo modo de realización de receptor según la invención, refiriéndose la figura 24 al esquema detallado de los generadores de frecuencias, la figura 25 al de los cambios de frecuencia, la figura 26 al de las detecciones síncronas y de las obligaciones de frecuencia, la figura 27 al esquema detallado de los circuitos que elaboran las componentes únicas

409994

15 DIC



de las segundas señales locales y que efectúan las obligaciones de fase, la figura 28 al esquema detallado de los circuitos de eliminación de ambigüedad, la figura 29 al esquema de los circuitos de salida, y siendo las figuras 30 y 31 gráficas que ilustran señales de programa respectivamente para las figuras 24 a 27 y para la figura 28. - - - - -

5.

Ahora se va a especificar, con referencia a las figuras 1 a 3, un modo de radiolocalización particular según la presente invención. - -

10.

En la figura 1, se han representado esquemáticamente tres estaciones emisoras A, B y C. Se sabe que dos estaciones emisoras son suficientes en un modo de radiolocalización hiperbólica para definir una línea de posición. Tres estaciones emisoras permiten, pues, obtener una posición. Se observará que si la localización debe hacerse con tres coordenadas, son precisas, no tres, sino cuatro estaciones emisoras al menos para determinar una posición. En lo que sigue de la presente descripción de detalle, se supondrá que tres estaciones emisoras permiten determinar una posición. - - - - -

15.

En la figura 1 están igualmente representadas una estación de escucha R y una pluralidad de receptores móviles r. El número de los receptores móviles no es limitado, lo que se expresa en general calificando un modo de radiolocalización como siendo "no saturable". - - - - -

20.

La estación de escucha representada R está conectada por cualquier medio adaptado a las estaciones emisoras A a C, para mantener una relación de fase conocida entre las distintas ondas emitidas por estas estacioo

409994

15 DIC.



nes. En la figura 1, unas líneas 53 y 55 constituyen una representación esquemática de estos enlaces. Su papel según la presente invención será expuesto más adelante. - - - - -

5. Las instalaciones de emisión se suponen fijas en lo que sigue de esta descripción. Se comprenderá que pueden ser móviles en todo o en parte para ciertas aplicaciones. Para un modo de radiolocalización no saturable, es suficiente que su posición sea conocida con una precisión suficiente. La posición de las instalaciones de emisión debe entonces ser completamente definida, al menos con relación al campo geográfico donde se desplazan los receptores. - - - - -

Las instalaciones de emisión comprenden una cadena de estaciones emisoras en número al menos igual a dos y que tienen frecuencias específicas diferentes, para formar una cadena de radiolocalización. - - - - -

15. Es muy ventajoso prever al menos una estación de escucha para una cadena de estaciones emisoras. - - - - -

20. El conjunto de estaciones de escucha asociado a una cadena de estaciones emisoras está dispuesto para que cada estación emisora de la cadena sea recibida al menos por una estación de escucha. Cada estación de escucha recibe pues las ondas momentáneas de ciertas estaciones emisoras. En la medida en que la estación de escucha es fija con relación a las estaciones emisoras, no hay problema de efecto Doppler en la recepción a nivel de esta estación de escucha. Por consiguiente, esta estación



409994

15 DIC

de escucha puede estar equipada con un receptor relativamente sencillo que tenga una precisión suficiente. - - - - -

5. En un primer tipo de instalaciones de emisión (no representado), las estaciones de escucha pueden reemitir informaciones de referencia para todos los receptores de radiolocalización, en un campo cuyo alcance debe ser sensiblemente igual al de las estaciones emisoras afectadas por la reemisión de las informaciones de referencia (modo de radiolocalización biseñal). - - - - -

10. En un segundo tipo de instalaciones de emisión (figura 1), las estaciones de escucha pueden estar enlazadas a las estaciones emisoras para transmitirles informaciones de mando destinadas a mantener las ondas momentáneas radiadas por las diversas estaciones emisoras en relaciones de fase conocidas, ventajosamente fijas, para cada una de las frecuencias de medida (modo de radiolocalización monoseñal). - - - - -

15. Se van a exponer ahora dos ejemplos, ligeramente distintos entre sí, de cadenas de radiolocalización particulares según la invención. En los dos casos, los valores nominales de las frecuencias emitidas están estrictamente definidos, es decir tienen valores muy precisos. En el primero, designado por I, que corresponde al primer modo de realización de receptor descrito más adelante, los valores de las frecuencias presentan numerosas cifras significativas, en general distintas de cero. En el segundo, designado por II, que corresponde al segundo modo de realización de receptor y a su variante muy preferida, que se describirá más adelante,

20.

409994

15 DIC. 1977



los valores nominales de las frecuencias son próximos a los primeros,  
pero son rigurosamente iguales a valores redondeados. - - - - -

En cada caso, las frecuencias de medida  $F_j$ , es decir las que son  
emitidas de forma secuencial sucesivamente para cada una de las estaciones  
5. emisoras, pero por una sola a la vez, son seis y tienen los valores del  
cuadro que sigue: - - - - -

j	I - $F_j$ (kHz)	II - $F_j$ (kHz)
1	332,015 703	332
2	406,006 566	406
3	392,086 897	392
4	403,130 494	403
5	405,250 357	405,250
6	405,846 835	405,750

Es preciso observar que las "frecuencias de medida" antes cita-  
das han recibido esta denominación porque sus valores definen los facto-

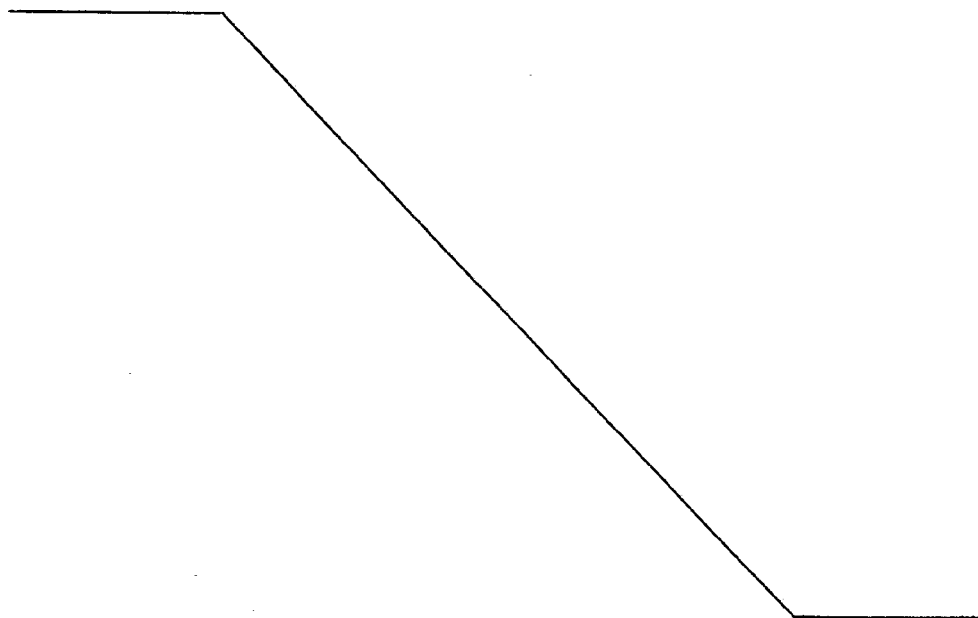


409994

15 DIC. 1979

res de sensibilidad de las medidas de fase. No obstante, las medidas de fase que tienen estas sensibilidades se realizarán, la mayor parte de las veces, sobre señales de bajas frecuencias inferiores a las frecuencias de medida, como se verá más adelante. - - - - -

- 5. La figura 2 ilustra esquemáticamente, sobre un eje parcial de las frecuencias, la posición de las frecuencias específicas emitidas permanentemente según la invención a razón de una para cada estación emisora. Estas frecuencias específicas  $F_{s_i}$  han sido escogidas a título de ejemplo en número de 10, repartidas en la banda comprendida entre las frecuencias de medida  $F_6$  y  $F_2$ . Por supuesto, no hay ninguna necesidad de correspondencia geográfica entre los valores de las frecuencias específicas y la posición geográfica de las estaciones emisoras correspondientes. Los valores de las frecuencias  $F_{s_i}$ , expresados en kilohertz pueden establecerse como sigue: - - - - -
- 10.



409994



i	I - $F_{s_i}$ (kHz)	II - $F_{s_i}$ (kHz)
1	405,860 934	405,781 250
2	405,875 114	405,796 875
3	405,889 377	405,812 500
4	405,903 724	405,828 125
5	405,918 156	405,843 750
6	405,932 673	405,859 375
7	405,947 276	405,875 000
8	405,961 966	405,890 625
9	405,976 744	405,906 250
10	405,991 610	405,921 875

409994



Se describirá ahora un ejemplo de repartición en el tiempo de las ondas emitidas sobre las frecuencias de medida (o programa de emisión) para una cadena de radiolocalización que tenga 10 estaciones emisoras  $E_i$  (variando  $i$  de 1 a 10). - - - - -

5. Cada estación emisora  $E_i$  radia en forma repetitiva ondas momentáneas  $O_{ij}$ , siendo el índice  $i$  el mismo que el de la estación emisora.

Cada onda  $O_{ij}$  tiene un índice  $j$  correspondiente a una de las frecuencias de medida  $F_j$  ( $j = 1$  a  $6$ ) antes citadas. La emisión se realiza según el programa de emisión ilustrado por la figura 3. En esta figura, el tiempo

10. está esquematizado sobre un eje de los tiempos graduado en minutos y medios minutos. El medio minuto (30 segundos) es la duración elemental de emisión de las frecuencias de medida. El programa de emisión representado en la figura 3 se establece para el caso en que el número de las estaciones emisoras es igual a 10. En el modo de realización particular

15. ilustrado en esta figura, cada estación emisora emite sucesivamente durante tiempos elementales de 30 segundos las frecuencias de media  $F_1$  a  $F_6$ . La emisión está decajada en un tiempo o intervalo elemental cuando se pasa de una estación emisora a la de la línea inmediatamente siguiente en el cuadro de la figura 3. - - - - -

20. Una condición necesaria para permitir que cada frecuencia sea emitida por una sola estación emisora a la vez es que la duración de la secuencia o del ciclo de emisión sea al menos de 10 veces 30 segundos, es decir 5 minutos. Para el programa representado en la figura 3, esta duración es efectivamente igual a 5 minutos. - - - - -

409994



Se ve claramente en la figura 3 que el programa de emisión se obtiene efectuando una substitución circular a partir de la primera línea del cuadro de esta figura. Evidentemente cualquier otra distribución que permita que cada frecuencia de medida sea emitida por una sola estación a la vez, es decir esté presente a lo más en un solo cuadrado de

5. una columna de dicho cuadro, entra en el alcance de la presente invención. Si el número de las frecuencias de medida es muy inferior al de las estaciones emisoras, puede ser ventajoso no hacer emitir las frecuencias de medida en sucesión próxima para cada emisor. Ello permite en efecto llegar a que, en una zona geográfica dada, las ondas momentáneas que afectan

10. a un receptor sean recibidas a razón de una cada vez. - - - - -

A continuación se describirán, con referencia a las figuras 4 a 6, unas formas de realización de las instalaciones de emisión. - - - - -

La figura 4 ilustra el esquema de principio de un modo de realización de una estación emisora según la invención. Se recordará que el

15. valor del índice  $i$  es fijo para una estación emisora  $E_i$  dada. - - - - -

La estación emisora de la figura 4 presenta una fuente única formada por un oscilador libre 51 cuya salida está conectada a un circuito de puesta en frecuencia 54 apto para modificar, entre límites predeterminados, la frecuencia de la señal proporcionada por el oscilador 51. La

20. salida del circuito 54 proporciona una señal puesta en frecuencia a una central de frecuencia 52 que proporciona, por una parte, mediante un circuito 520, una primera señal local  $S_i$  que tiene la frecuencia especí-



409994

5. fica  $F_{s_i}$  sobre la línea 411 y, por otra parte, mediante circuitos tales como 521 a 526, segundas señales locales  $S_{ij}$  que tienen las frecuencias de medida  $F_j$  ( $j = 1$  a  $6$ ). Unos circuitos defasadores tales como 531 a 536 están interpuestos respectivamente entre las salidas de la central de frecuencias 52 que proporciona las frecuencias de medida  $F_j$  ( $j = 1$  a  $6$ ) para ajustar la fase de las segundas señales locales  $S_{i1}$  a  $S_{i6}$ . - - -

10. El circuito 54 de puesta en frecuencia está conectado a una línea 55 de mando de puesta en frecuencia. La línea 55 permite mandar la puesta en frecuencia para el conjunto de frecuencias que comprende la frecuencia específica  $F_{s_i}$  y las frecuencias de medida  $F_j$  ( $j = 1$  a  $6$ ). Los defasadores 531 a 536 permiten ajustar la fase de las segundas señales locales  $S_{ij}$ , por lo tanto, de cada una de las ondas momentáneas  $O_{ij}$  emitidas por la estación emisora, con el fin de obtener entre el conjunto de estaciones emisoras la relación de fase conocida, ventajosamente fija, mencionada, para cada frecuencia de medida (modo de radiolocalización monoseñal). - - -

20. Las segundas señales locales  $S_{ij}$  ( $j = 1$  a  $6$ ) presentes en las salidas de los defasadores 531 a 536 son transmitidas separadamente a un circuito conmutador electrónico 43 representado esquemáticamente en el cuadro en líneas de trazos de la figura 4. La conexión a masa del conmutador 43 representa la ausencia de emisión de toda onda  $O_{ij}$  en una frecuencia de medida por la estación emisora. El conmutador 43 representado es tal que su salida 431 esté conectada en todo momento a una sola de sus entradas. Las conmutaciones están mandadas por un circuito de progra-



409994

ma 44, lo que está esquematizado en el interior del conmutador 43 por una corta línea de trazos. El circuito de programa 44 es apto para realizar, en función del tiempo, en el conmutador 43, las conexiones que corresponden por ejemplo a las que están representadas sobre una de las líneas del cuadro de la figura 3. Recibe con este fin informaciones de tiempo que emanan por ejemplo de la central de frecuencias 52, como se ha representado en la figura 4. Ello proporciona un patrón cronométrico muy estable que está dividido para proporcionar el tiempo a escala macroscópica, de forma conocida en sí. La puesta en hora del circuito de programa 44, que puede hacerse una vez para siempre, puede así ser efectuada, o corregida, por una entrada 441, por ejemplo por intervención manual sobre un instrumento de indicación o por un guarda-tiempo (no representado) o también a partir de señales horarias. - - - - -

La salida 411 de la central de frecuencias 52 y la salida 431 del conmutador electrónico 43 son enviadas separadamente a las entradas de un circuito de emisión 45 que presenta unos medios de amplificación 451 y 452, respectivamente para la primera señal local permanente  $S_i$  que emana del circuito 520 y para las segundas señales locales  $S_{ij}$  hechas momentáneas por el conmutador 43. El circuito de emisión 45 presenta igualmente un circuito de mezcla y de acuerdo de antena 454 con una antena 455 para reunir las señales de salida de los medios de amplificación 451 y 452, para emitir así una onda  $O_i$  que tiene la frecuencia específica  $Fs_i$ , permanentemente, y ondas  $O_{ij}$  ( $j = 1$  a  $6$ ) que tienen las frecuencias de medida, de forma momentánea y repetitiva, según el programa mandado

409994



por el circuito 44. - - - - -

Para el modo de realización de la figura 6, el circuito 454 presenta además una salida para suministrar las señales proporcionales a las ondas emitidas ( $O_i; O_{ij}$ ), por ejemplo por medio de un condensador de capacidad débil conectado a la base de la antena. - - - - -

5.

Se ha representado en la figura 4 el conmutador 43 y el circuito de emisión 45 en una disposición tal que a lo más una sola frecuencia de medida sea emitida en cada instante por una estación emisora. Por supuesto cae igualmente en el alcance de la presente invención realizar estaciones emisoras en las cuales varias frecuencias de medida sean emitidas a la vez. Igualmente, es posible prever un programa de emisión en el cual, en el intervalo de tiempo que separa dos emisiones de una onda momentánea sobre la misma frecuencia de medida para una misma estación emisora, sólo algunas de las otras frecuencias de medida son objeto de una emisión de ondas momentáneas. Como se ha dicho anteriormente, la condición fundamental es que, para una cadena dada, no haya nunca dos estaciones emisoras que radien al mismo tiempo una onda momentánea en una misma frecuencia de medida. - - - - -

10.

15.

20.

Por otra parte, se ha representado en la figura 4 un circuito de emisión 45 que presenta una sola antena. Debe entenderse en lo que sigue que una variante de la invención consiste en utilizar dos antenas separadas para radiar respectivamente las ondas permanentes y las ondas momentáneas, o de forma más general, antenas en número a lo más igual al

409994



número máximo de frecuencias distintas susceptibles de ser emitidas simultáneamente. - - - - -

5. Un ejemplo de modo de realización detallado del dispositivo de puesta en frecuencia 54 se ilustra en la figura 24 y será descrito más adelante, cuando se hable del receptor. Se recordará únicamente que proporciona una frecuencia muy estable igual a 9,6 Mhz para los valores de frecuencia del grupo II y 5 Mhz para los valores de frecuencia del grupo I. - - - - -

10. Un ejemplo de modo de realización detallado del circuito 521 de la central de frecuencias se ilustra en la figura 5 y se describirá más adelante. - - - - -

15. Previamente, se recuerda que, para obtener en una central de frecuencias un valor de frecuencia deseado con una gran estabilidad, es conocido utilizar un oscilador ajustado o acordado a esta frecuencia deseada y obligarlo con relación a una fuente de frecuencia de gran estabilidad. - - - - -

20. Es preciso pues comparar una frecuencia derivada del oscilador en cuestión con una frecuencia derivada de la fuente de frecuencia. Los sintetizadores son en el momento actual el medio más flexible para realizar tal comparación. No obstante, su ruido de salida, habida cuenta de las limitaciones sobre su frecuencia de entrada, los hace prácticamente inutilizables para las frecuencias de la cadena de radiolocalización particular expuesta más arriba, que se extienden de 332 a 406 kHz. - - - - -

409994

15 DIC 1972



En la patente francesa 72 27 060 a nombre del solicitante, cuyas enseñanzas se han incorporado a la presente descripción, se propone medios de cambio de frecuencia destinados a ser utilizados para altas frecuencias tomadas en una gama preestablecida, con frecuencias de heterodino derivadas de una fuente única de gran estabilidad. - - - - -

5.

En esta patente francesa 72 27 060 se describe en particular una etapa tipo de cambio de frecuencia que comprende por una parte medios para dividir la frecuencia de una fuente de gran estabilidad a fin de proporcionar una frecuencia de heterodino tomada entre múltiplos sucesivos de un valor de frecuencia  $f$ , estando asociado el valor de  $f$  a la etapa de cambio de frecuencia y, por otra parte, un circuito mezclador de la señal de entrada con la frecuencia de heterodino escogida. Se prevén además eventualmente unos medios de filtrado. - - - - -

10.

La frecuencia de heterodino es tomada entre dichos múltiplos de forma tal que la señal de salida del circuito mezclador tenga una frecuencia comprendida entre  $f/2$  y  $f$ . - - - - -

15.

Preferentemente, los múltiplos sucesivos del valor de frecuencia  $f$  asociado a la etapa de cambio de frecuencia se escogen entre los múltiplos que van del orden 2 al orden 6; constituyen pues un subconjunto del conjunto de los múltiplos  $2.f$ ,  $3.f$ ,  $4.f$ ,  $5.f$ ,  $6.f$ . Se admitirá que tal es el caso en lo que sigue de la presente descripción. - - - - -

20.

El equivalente de la fuente de frecuencia de la patente francesa 72 27 060 está constituido por la fuente 51 y el circuito de puesta en

409994

15 DIC.



frecuencia 54 de la figura 4. Por el contrario, los osciladores destinados a elaborar las frecuencias a emitir ( $F_{s_i}$  y  $F_j$ ) deben ser considerados como proporcionando señales de entrada para los cambios de frecuencia descritos en dicha patente francesa. - - - - -

5. La señal proporcionada por cada oscilador sirve para obligar a este oscilador. Es pues deseable que cada señal producida por un oscilador tenga su propia vía de cambio de frecuencia, para evitar mezclar dos magnitudes de obligación. - - - - -

10. Por el contrario, la fuente de la frecuencia muy estable  $F_0$  (circuitos 51 y 54) es la misma para todas las señales de los osciladores. Cada frecuencia de heterodino, para una vía de cambio de frecuencia destinada a una frecuencia a emitir de entre  $F_{s_i}$  y  $F_j$ , es dada por un factor de división de la frecuencia  $F$ . - - - - -

15. Se consideran ahora de nuevo los circuitos tales como 521 (figuras 4 y 5) que producen la frecuencia de medida  $F_1$ . Se tendrá presente que cada estación emisora comprende seis circuitos de este tipo para las frecuencias de medida respectivas  $F_1$  a  $F_6$  y otro para una frecuencia específica  $F_{s_i}$ . - - - - -

20. El valor de la frecuencia a emitir es distinto para cada uno de estos circuitos. Tomando el conjunto de estos circuitos se aclara la aplicación de las enseñanzas de la patente francesa mencionada aunque únicamente el circuito destinado a la frecuencia de medida  $F_1$  sea descrito en detalle, con un fin de simplificación. - - - - -

409994



La gama de frecuencias preestablecida que contiene las frecuencias a emitir para la cadena de radiolocalización particular se extiende de 332 a 406 kHz. - - - - -

5. Se ha admitido que el límite superior de la gama de las frecuencias preestablecida es a lo más igual a  $6.f_1$ , estando asociado el valor de la frecuencia  $f_1$  a una primera etapa de cambio de frecuencia. Es preciso pues que el valor de frecuencia  $f_1$  sea al menos igual a  $406 : 6 = 67,6$  kHz. A título de ejemplo, se supondrá que el valor de frecuencia  $f_1$  es igual a 80 kHz. - - - - -

10. Por consiguiente, bastan múltiplos de orden 4, 5 y 6 de la frecuencia  $f_1$ , es decir frecuencias de heterodino 320 kHz, 400 kHz y 480 kHz para realizar un primer cambio de frecuencia sobre cualquier frecuencia escogida en la gama de frecuencia preestablecida de 332 a 406 kHz, obteniéndose a la salida de esta primera etapa de cambio de frecuencia una frecuencia de salida comprendida entre 40 y 80 kHz, escogiéndose la frecuencia de heterodino entre los múltiplos de  $f_1$  antes mencionados.-

20. Esta elección, expuesta en la patente francesa antes citada 72 27 060, se efectúa como sigue: la frecuencia de heterodino se escoge de modo que sea igual al múltiplo de  $f_1$  que es el límite superior o el límite inferior del intervalo en que se encuentra la frecuencia escogida de la señal de entrada de cambio de frecuencia en la gama preestablecida, según que la frecuencia escogida de la señal de entrada se encuentre en la mitad inferior o en la mitad superior de dicho intervalo, respectiva-

409994

15 DIC. 1972



mente. - - - - -

En la figura 5 una primera etapa de cambio de frecuencia 5 218 recibe una señal de entrada procedente de un oscilador 5 215, del tipo mandado; esta señal de entrada debe tener una frecuencia igual a la frecuencia de medida  $F_1$ . - - - - -

5.

Las frecuencias de heterodino son derivadas de la frecuencia  $F_0$  proporcionada por el circuito de puesta en frecuencia 54. Esta frecuencia  $F_0$  se supone igual a 9 600 kHz. La frecuencia  $F_0$  es aplicada a un contador-divisor 52 181 de la etapa de cambio de frecuencia 5 218.

10. La salida del contador-divisor 52 181 proporciona una señal de heterodino  $H_1$  que se aplica a un mezclador 52 182. - - - - -

En la cadena de radiolocalización particular, del grupo II, la frecuencia  $F_1$  aplicada a la entrada del mezclador 52 182 tiene por valor 332 kHz. Esta frecuencia está situada en la primera mitad del intervalo  $(4.f_1, 5.f_1)$ , es decir 320 kHz, 400 kHz. Por consiguiente el factor de división  $k_1$  del contador-divisor 52 181 debe ser tal que su frecuencia de salida  $H_1$  sea igual al límite inferior de este intervalo  $(4.f_1, 5.f_1)$ , o sea 400 kHz. - - - - -

15.

Se ve inmediatamente que para otros valores de frecuencia de entrada a emitir, es decir en los circuitos tales como los 520, 522 y otros, la frecuencia de heterodino puede ser igual a otro múltiplo del valor de frecuencia  $f_1$ . Los factores de división  $k_1$  de las primeras etapas res-

20.

409994



pectivas de cambio de frecuencia pueden ser diferentes, pero la frecuencia  $f_1$  asociada a estas primeras etapas es siempre la misma. - - - - -

5. Por consiguiente, para una frecuencia  $f_1$  igual a 80 kHz, es preciso disponer, a la salida del circuito 54, de una frecuencia  $F_0$  que permita por división de frecuencia obtener los múltiplos de orden 4, 5 y 6 de la frecuencia  $f_1$ . El valor de la frecuencia  $F_0$  debe pues ser igual o múltiplo del producto de 80 kHz por el mínimo común múltiplo en el sentido matemático de los números 4, 5 y 6. Este mínimo común múltiplo es, en el ejemplo escogido, igual a 60. De ello resulta que la frecuencia  $F_0$

10. debe ser igual o múltiplo de 4,8 MHz. Se observará que el valor de  $F_0$  indicado anteriormente, es decir 9,6 MHz, es perfectamente adecuado. - - -

Se comprende ahora que, cualquiera que sea la frecuencia a producir en el grupo de frecuencia que comprende una frecuencia específica  $F_{s_i}$  (que tiene un valor determinado de  $i$ ) y las frecuencias de medida

15.  $F_j$  ( $j = 1$  a  $5$ ), una primera etapa de cambio de frecuencia tal como 5 218 que tiene una frecuencia de heterodino escogida como se ha indicado anteriormente entre los múltiplos de  $f_1$ , iguales a 320 kHz, 400 kHz y 480 kHz, proporciona una señal de salida cuya frecuencia está comprendida entre 40 y 80 kHz. - - - - -

20. Volviendo pues al circuito 521 de la figura 5 que se refiere a la frecuencia de medida  $F_1$ , la frecuencia de salida de la primera etapa de cambio de frecuencia 5 218 está comprendida entre 40 y 80 kHz. Por supuesto, sucede lo mismo para las salidas de todas las primeras etapas

409994



tales como 5 218 utilizadas respectivamente para elaborar las otras frecuencias a emitir. En la tecnología actual una frecuencia comprendida entre 40 y 80 kHz no puede ser proporcionada con un ruido aceptable por la salida de un sintetizador seguido de un divisor de frecuencia, por lo

5. cual el circuito 521 de la figura 5 presenta una segunda etapa de cambio de frecuencia 5 219, constituida, de la misma forma que la primera, por un contador-divisor 52 191, por un mezclador 52 192 y, además, el filtro 52 193. De forma en sí conocida, el filtro 52 193 sólo deja pasar hacia el mezclador de la etapa 5 219 la señal útil para esta etapa de cambio

10. de frecuencia. Se observará que no hay normalmente ningún problema de frecuencia imagen en los dispositivos de la figura 5, puesto que la señal de entrada es una señal local sinusoidal pura, contrariamente a lo que sucedía en la patente francesa 72 27 060. - - - - -

Teniendo en cuenta la gama de frecuencias 40 a 80 kHz y las

15. posibilidades de los sintetizadores, las segundas etapas de cambio de frecuencia, tales como 5 219, están asociadas por ejemplo a un valor de frecuencia  $f_2$  igual a 16 kHz, es decir un quinto de la frecuencia máxima de la gama, a saber 80 kHz. Otros valores de frecuencia  $f_2$  para las segundas etapas se dan en la patente francesa 72 27 060, en la que se

20. observará que los valores numéricos que definen las gamas de frecuencia de las etapas de cambio de frecuencia sucesivas son los mismos que en la presente descripción. - - - - -

En el caso presente, resulta que el factor de división  $k_2$  del contador-divisor 52 191 está escogido para proporcionar uno de los múl-

409994 15 DIC. 1952



tiplos de orden 4 y 5 de la frecuencia  $f_2$  igual a 16 kHz. Estos múltiplos son 64 kHz y 80 kHz. - - - - -

5. Se ha visto anteriormente que la frecuencia  $F_1$  es igual a 332 kHz y que la frecuencia de heterodino de la primera etapa 5 218 de la figura 4 es igual a 400 kHz. Resulta pues que la frecuencia  $F'_1$  de la señal útil de salida de la primera etapa 5 218 es igual a 68 kHz. - - - -

10. El valor de frecuencia  $f_2$  asociado a la segunda etapa de cambio de frecuencia es 18 kHz; el múltiplo  $4.f_2$  es igual a 64 kHz, mientras que el múltiplo  $5.f_2$  es igual a 80 kHz. La frecuencia de entrada de la segunda etapa 5 219, que es igual a 68 kHz, está en la mitad inferior del intervalo  $(4.f_2, 5.f_2)$ . La frecuencia de heterodino de la segunda etapa 5 219 es pues igual al límite superior  $5.f_2$  de este intervalo, es decir 80 kHz. El factor de división  $k_2$  del contador-divisor 52 191 es entonces igual a 120, siendo la frecuencia  $F$  a aplicarle 9,6 MHz. - - - - -

15. En estas condiciones, la señal de frecuencia  $F''_1$  disponible a la salida de la etapa 5 219 (o a la salida del filtro 52 165 que sigue inmediatamente a esta segunda etapa) tiene pues una frecuencia igual a 12 kHz; de forma general, la frecuencia de salida de las segundas etapas tales como 5 219 está comprendida entre 8 y 16 kHz. - - - - -

20. La frecuencia  $F''_1 = 12$  kHz se aplica a un detector 5 213 cuya función es una detección de diferencia de frecuencia y que está constituido por ejemplo por un detector de fase. La otra entrada del detector 5 213 recibe una señal proporcionada a partir de la frecuencia  $F_0 = 9,6$  MHz

409994



por un sintetizador 5 211 seguido de un contador-divisor 5 212. - - - -

5. Un sintetizador posee por construcción un número característico  $K$  y es apto para proporcionar en su salida un múltiplo de orden  $p$  del submúltiplo de orden  $K$  de la frecuencia  $F_0$  aplicada a su entrada, siendo el orden del múltiplo  $p$  a lo más igual a  $K - 1$ . Tal sintetizador puede ser utilizado en dos formas: o bien en modo prerreglado, en cuyo caso el orden del múltiplo  $p$  es fijo por la construcción del circuito; o bien el orden del múltiplo  $p$  es ajustable de forma mandada, por ejemplo en respuesta a informaciones numéricas. - - - - -

10. El valor máximo de la frecuencia  $F''$  susceptible de ser aplicada al detector 5 213 es 16 kHz. El factor de división  $N_1$  del contador-divisor 5 212 es pues ventajosamente escogido igual a 600, de forma que el reglaje máximo del sintetizador 5 211 permita obtener una frecuencia igual a 16 kHz, a partir de la frecuencia  $F_0 = 9,6$  MHz. - - - - -

15. La frecuencia  $F''_1$  es igual a 12 000 Hz. De este valor se deriva el prerreglaje del número  $p_1$  del sintetizador 5 211, para que se halle disponible una frecuencia igual a 12 000 Hz en la salida del contador-divisor 5 212. - - - - -

20. Por el contrario, el número característico  $K_1$  común a los sintetizadores tales como 5 211 depende de la resolución según la cual sean definidas las frecuencias a emitir ( $F_{s_i}$  y  $F_{j_j}$ ). Entre las frecuencias del grupo II, las frecuencias de medida  $F_{j_j}$  son todas múltiplos de 250 Hz, mientras que las frecuencias específicas  $F_{s_i}$  son todas múltiplos de 250/16

409994



Hz. De ello resulta que el número K1 de los sintetizadores afectados a las frecuencias de medida es igual a  $16\ 000/250 = 64$ , mientras que el número K1 de los sintetizadores afectados a las frecuencias específicas es igual a  $64 \times 16 = 1\ 024$ . - - - - -

5. Para las frecuencias del grupo I, el número K1 de los sintetizadores es mucho más elevado, siendo los valores indicados múltiplos de 0,001 Hz. - - - - -

10. La salida del detector 5 213 es aplicada por mediación de un circuito de constante de tiempo 5 217 para obligar al oscilador 5 215 de forma que la frecuencia de medida  $F_1$  esté ligada a la frecuencia F, muy estable. - - - - -

15. La señal de salida del oscilador 5 215 se utiliza como suministradora de la frecuencia de medida  $F_1$ . Se sabe además que cada frecuencia de medida tal como  $F_1$  es objeto de un defasaje en un circuito 531 antes de la emisión. Como se ilustra en la figura 5, el circuito defasador 531 consiste simplemente en una caja +/- inserta entre el sintetizador 5 211 y el contador-divisor 5 212. El funcionamiento como defasador de la caja +/- es debido al factor de división N1. La señal de salida del oscilador 5 215 es transmitida directamente al circuito conmutador 43 como segunda  
20. señal compleja  $S_{i1}$ . - - - - -

La entrada de mando de la caja +/- recibe las señales de mando de fase transmitidas por una línea 53. La caja +/- permite añadir o sustraer (por inhibición) impulsos a los que son proporcionados por una



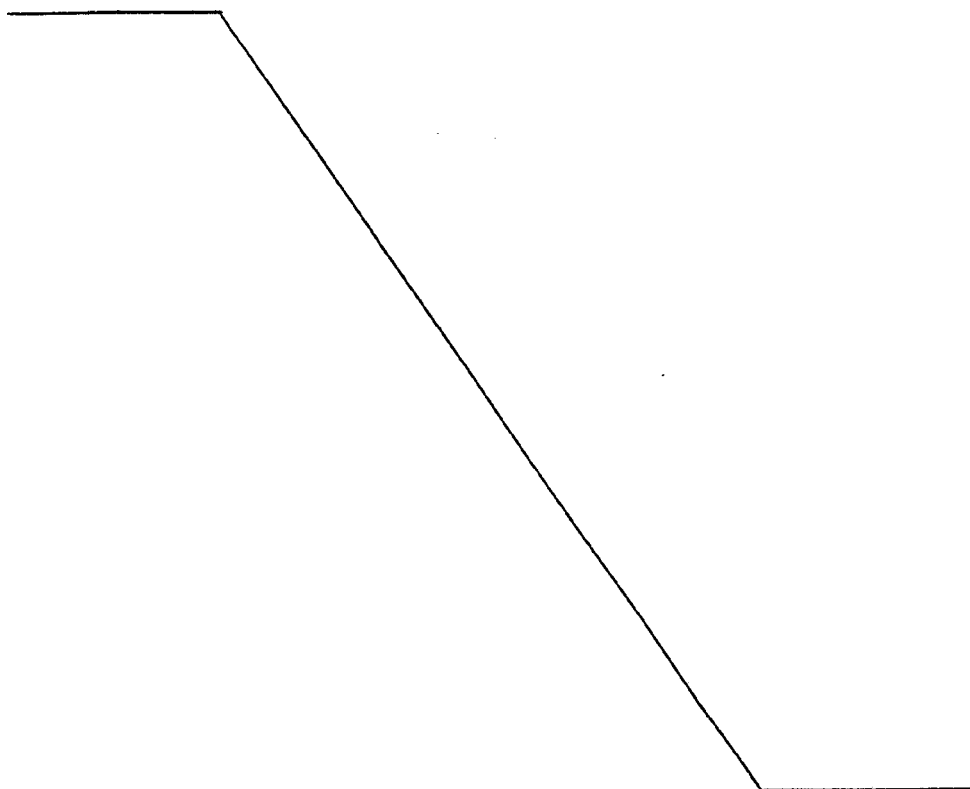
409994

fuente de frecuencia. La caja +/- está realizada ventajosamente como se indica en las figuras 7 a 9 del primer certificado de adición 69 21 986 (publicado bajo el nº 2 050 932) de la patente francesa 1 586 676. La salida del sintetizador de la figura 5 corresponde a las líneas 36

5. HORLOGE de las figuras 7 y 9 de dicho primer certificado de adición. - -

A continuación se da un cuadro que resume la realización de los circuitos de la central de frecuencias de una estación emisora, con los valores de frecuencia de la cadena de radiolocalización particular del grupo II expuesto anteriormente. Para los valores de frecuencia del grupo I, sólo se modifican los números p y K característicos de los sintetizadores. - - - - -

10.



409994

15 DIC. 1972



kHz	1ª etapa $f_1 = 80 \text{ kHz}$			2ª etapa $f_2 = 16 \text{ kHz}$		3ª etapa sintetizador
	$4f_1$ 320 kHz	$5f_1$ 400 kHz	$6f_1$ 480 kHz	$4f_2$ 64 kHz	$5f_2$ 80 kHz	
$F_0 = 9600$	:30	:24	:20	:150	:120	$N_1 = 600$
$F_{s_i} (i = 2)$ 405,796 875			x	x		$K_1 = 1024$ $p_1 = 653$
$F_1$ 332		x			x	$K_1 = 64$ $p_1 = 48$
$F_2$ 406			x	x		$K_1 = 64$ $p_1 = 40$
$F_3$ 392	x			x		$K_1 = 64$ $p_1 = 32$
$F_4$ 403			x	x		$K_1 = 64$ $p_1 = 52$
$F_5$ 405,250			x	x		$K_1 = 64$ $p_1 = 43$
$F_6$ 405,750			x	x		$K_1 = 64$ $p_1 = 41$

409994



La primera columna de este cuadro se refiere en diferentes líneas a los valores de frecuencia a emitir. No se ha considerado mas que una sola frecuencia específica  $F_{s_i}$  igual a 405,796 875 kHz ( $i = 2$ ). Los valores para las otras estaciones emisoras se deducen fácilmente de ello (únicamente varía el número p). - - - - -

5.

La segunda columna ilustra la frecuencia de heterodino (múltiplo del valor  $f_1 = 80$  kHz) que se escoge entre tres posibilidades  $4.f_1$ ,  $5.f_1$ ,  $6.f_1$  para las primeras etapas de cambio de frecuencia afectadas a los diferentes valores de frecuencia a emitir. La tercera columna ilustra la frecuencia de heterodino (múltiplo del valor  $f_2 = 16$  kHz) que se escoge entre dos posibilidades  $4.f_2$ ,  $5.f_2$  para las segundas etapas de cambio de frecuencia afectadas a los diferentes valores de frecuencia a emitir. - -

10.

La cuarta columna se refiere al prerreglaje de número p del sintetizador que proporciona la frecuencia aplicada al detector tal como 5 213 según los diferentes valores de frecuencia a emitir. Cada frecuencia proporcionada por un sintetizador seguido de un divisor puede ser considerada como la frecuencia de heterodino de una última etapa de cambio de frecuencia del segundo tipo según la patente francesa 72 27 060. - - - -

15.

Las disposiciones de la figura 5 permiten efectuar todos los cambios de frecuencia, para obligar diferentes osciladores que proporcionan las frecuencias a emitir, a partir de una fuente única de frecuencia  $F_0$ . No obstante, como se efectúa una corrección de fase ventajosamente además de la corrección de frecuencia efectuada en el circuito 54, puede

20.

409994



servir para una de las frecuencias de emisión, ventajosamente para la frecuencia específica  $F_{s_i}$ . Por ello en la figura 4 no hay defasador representado en la línea 411, corriente abajo del circuito 520. Realizando el circuito 520 según la figura 5, se puede, en algunos casos, no utilizar un defasador tal como la caja +/- 531 de la figura 5. El cuadro anterior ilustra claramente que, en cada estación emisora, para siete frecuencias distintas a emitir, son suficientes cinco divisores de frecuencia para proporcionar las frecuencias de heterodino de todas las primeras y segundas etapas de cambio de frecuencia, y siete conjuntos sintetizador-divisor de frecuencia. - - - - -

Con los circuitos de referencia a las figuras 4 y 5, a partir de la salida de la fuente 51, las señales son bajo forma de señales cuadradas o de impulsiones, en las que por ejemplo el frente de descenso corresponde a un instante característico del período de una senoide. La conformación y el filtrado de estas señales de impulsión para obtener señales cuadradas y, luego las ondas sinusoidales al nivel de la antena son consideradas como conocidas por el técnico y debe entenderse que el circuito 45 es el esquema simbólico, o bloque diagrama de los medios utilizados a este efecto. - - - - -

La figura 6 ilustra una variante ventajosa de estación emisora según la invención, bajo forma de complementos a los circuitos 521 y 531 de la figura 5. Se encuentran también en la figura 6 todos los elementos de la figura 5, con las mismas referencias. - - - - -

Además, la salida de la caja +/- 531 está conectada al contador-di

409994

15 DIC



visor por  $N_1$  5 212 por mediación de otra caja +/- 468; otro contador-divisor por  $N_1$  5 212 A está unido directamente a la salida de la caja +/- 531. Se observará igualmente que los contadores-divisores 52 181 y 52 191 de la figura 5 se encuentran a la izquierda de la figura 6 mientras que

5. los mezcladores 52 182 y 52 192, los filtros 52 193 y 52 165 y el detector de fase 5 213 están dispuestos en un cuadro de líneas de trazos a la derecha de la figura 7. - - - - -

Unos elementos idénticos a los de este último cuadro están dispuestos en otro cuadro 46 de líneas de trazos en el centro de la figura, respectivamente los mezcladores 462 y 464, los filtros 463 y 465 y el detector de fase 466. - - - - -

10.

Las señales proporcionales a las ondas  $O_i$  y  $O_{ij}$ , que vienen del circuito 454 de la figura 4, se aplican a un filtro 461, el cual aísla la señal  $O_{i1}$  que tiene la frecuencia de medida  $F_1$ , que corresponde al

15. circuito 521. - - - - -

La señal  $O_{i1}$  a la frecuencia  $F_1$ , que viene de la antena, experimenta pues, en el cuadro de líneas de trazos 46, exactamente el mismo tratamiento que la señal a la frecuencia  $F_1$  del oscilador 5 215 en el cuadro de líneas de trazos de la derecha. No obstante, el detector de fase 466 posee una entrada P de inhibición enlazada con el circuito de programa

20. 44 y su salida está enlazada con el circuito 467, que responde a la salida del detector de fase 466 para mandar la caja +/- 468 de manera que se anule la separación de fase detectada. - - - - -

409994

15 3



Ciertamente para la señal  $O_i$  (circuito 520), no hay inhibición del detector de fase tal como 466. Se puede incluso, como variante, suprimir completamente los cambios de frecuencia en la fuente 5 205 (tal como 5 215). - - - - -

5. Cuando la onda  $O_{i1}$  no es radiada, el circuito de programa 44 inhibe el detector de fase 466, la caja +/- 468 deja pasar una señal no cambiada, y el circuito de la figura 6 funciona como el de la figura 5.-

10. Por el contrario, durante la emisión de la onda  $O_{i1}$  (teniendo en cuenta los regímenes transitorios), los circuitos situados en el cuadro 46 actúan o reaccionan por la caja +/- 468 sobre el oscilador 5 215, de forma que es la misma onda  $O_{i1}$  la que está directamente controlada por la frecuencia F que viene del circuito 54. La condición a respetar es una separación de fase constante en el detector de fase 466. - - - - -

15. El montaje de la figura 6 permite reducir considerablemente la inestabilidad residual de las frecuencias emitidas (debida a las conmutaciones en particular), con relación a la frecuencia F de la fuente única, disponible en la salida del circuito de puesta en frecuencia 54. Las señales representativas de las ondas  $O_i$  y  $O_{ij}$  pueden obtenerse de otras muchas formas, por ejemplo por una antena auxiliar dispuesta en la proximidad de la antena principal del circuito 454. - - - - -

20. Con referencia a las figuras 4 y 5, se ha descrito una estación emisora que presenta un circuito 54 de puesta en frecuencia y defasadores tales como los 531 y 532. Entra igualmente en el alcance de la presente

409994

153



invención prever una estación emisora que comprenda un oscilador libre único 51 sin circuito de puesta en frecuencia ni defasador. Es igualmente posible realizar una estación emisora con circuito de puesta en frecuencia 54 y sin defasadores tales como los 531 y 532. - - - - -

5. De estas distintas variantes, dependen, por una parte, la estabilidad requerida para el oscilador libre 51, y, por otra parte, el modo de funcionamiento de las estaciones de escucha, tales como R en la figura 1, como se expondrá seguidamente. - - - - -

10. En el caso (no representado) en el que no hay ni circuito de puesta en frecuencia 54 ni defasadores 531 a 536, las frecuencias de medida son proporcionadas directamente a partir de la fuente 51 por la central de frecuencias 52. Cada estación de escucha recibe al menos las ondas momentáneas procedentes de varias estaciones emisoras, y proporciona, preferentemente por reemisión, informaciones sobre las fases  
15. relativas de estas ondas momentáneas  $O_{ij}$  (i variable) para cada una de las frecuencias de medida  $F_j$ . En el grado en que cada estación de escucha es fija con relación a las estaciones emisoras que recibe, estas medidas de fase no están afectadas por ningún efecto Doppler y sirven de referencia para tener en cuenta la estabilidad de los osciladores de las estacio-  
20. nes emisoras y eventualmente de ciertas perturbaciones de propagación. - -

Las informaciones de referencia sobre las fases relativas son transmitidas de cualquier forma adecuada, con un alcance geográfico sensiblemente igual al de las estaciones emisoras afectadas (modo de radiolo-

409994

15 01



calización biseñal). - - - - -

En estas condiciones, la lección de la estabilidad propia del oscilador libre de cada estación emisora depende esencialmente del período del programa de emisión de las ondas momentáneas, teniendo en cuenta la precisión deseada para la determinación de posición. - - - - -

5.

En el caso (igualmente no representado) en el que únicamente es utilizado un circuito de puesta en frecuencia 54, la estabilidad requerida para la fuente 51 es menos buena en la medida de las posibilidades de corrección de la frecuencia de esta fuente. En efecto, una vez que la puesta en frecuencia de todas las estaciones emisoras ha sido efectuada por el circuito 54, las frecuencias específicas y de medida pueden ser consideradas como equivalentes a las proporcionadas en el caso precedente. Cada estación de escucha puede entonces aún funcionar de la manera descrita anteriormente para las informaciones de referencia de fase (modo biseñal). - - - - -

10.

15.

Finalmente, en el caso en el que las estaciones emisoras comprenden un circuito de puesta en frecuencia 54 y defasadores 531 a 536, las estaciones de escucha tales como R (figura 1) hacen también medidas o comparaciones de frecuencia sobre las ondas permanentes  $O_i$  que tienen las frecuencias específicas (de preferencia), además de las medidas de diferencia de fase entre las ondas momentáneas  $O_{ij}$  que tienen cada frecuencia  $F_j$  de medida proporcionadas por las diferentes estaciones emisoras  $E_i$  (A, B, C en la figura 1 por ejemplo). Muy ventajosamente, las

20.

409994



estaciones de escucha presentan entonces un receptor de la presente invención descrito más adelante. - - - - -

5. El mando de puesta en frecuencia por las líneas 55 de la figura 1 actúa sobre un circuito 54 en cada estación emisora. La magnitud de corrección es elaborada sea por comparación de las frecuencias específicas (o de medida) de las estaciones emisoras entre ellas, sea por relación con un patrón de frecuencias, pudiendo estar dispuesto al nivel de una estación de escucha, sea por relación con la media de las frecuencias reales radiadas por un cierto número de estaciones emisoras, sea por una

10. combinación ponderada de toda o parte de estas distintas informaciones. El mando de puesta en frecuencia se realiza, con ayuda de cualesquiera medios conocidos, de tal forma que la relación del valor real al valor nominal de cada frecuencia específica  $F_{s_i}$  sea el mismo para todas las estaciones emisoras de la cadena. - - - - -

15. A partir de las medidas de diferencia de fase, el mando para las líneas tales como 53 (figura 1) de los defasadores tales como 531 a 536 de cada estación emisora para obtener relaciones de fase conocidas, ventajosamente fijas, puede ser hecho ya sea con relación a una de las estaciones emisoras tomada como maestra, ya sea con relación a un patrón

20. de referencia absoluto enlazado con las estaciones de escucha, ya sea con relación a una media de estas medidas de fase, ya sea por una combinación ponderada de toda o parte de estas diversas informaciones. - - - - -

La ventaja de este último tipo de emisión (monoseñal) es que no

409994

15 DIC.



es necesario transmitir informaciones de referencia de fase, sin que por ello las estabilidades requeridas sean extremadamente elevadas. - - - -

El solicitante ha encontrado que, en este último caso, un oscilador libre 51 que tiene una estabilidad de  $10^{-8}$  permite obtener resultados

5. satisfactorios. - - - - -

Si se examina de nuevo el cuadro que da el grupo II de frecuencias de medida, aparece que las frecuencias utilizadas, consideradas desde el punto de vista de las asignaciones de frecuencia, son cuatro frecuencias puras y una banda de 250 Hz entre 405,750 y 406 kHz. - - - - -

10. Se verá más adelante que la utilización de las ondas permanentes en la recepción proporciona una reducción considerable de anchuras de banda necesarias para la recepción de las señales momentáneas. Si las frecuencias escogidas son del orden de 400 kHz, la anchura de banda necesaria es inferior a 0,1 hertz. - - - - -

15. Cuando las frecuencias de emisión son del orden de 400 kHz (varios centenares de kHz), es suficiente, habida cuenta de la extrema estrechez de las anchuras de banda, una potencia radiada muy inferior a 1 Watt para obtener en el mar alcances útiles de 400 km de noche y 800 km de día.-

20. Las estaciones emisoras están repartidas ventajosamente a lo largo de una costa, estando comprendida la distancia entre dos estaciones emisoras vecinas entre 100 y 300 km. - - - - -

409994

15



La sensibilidad más débil, obtenida por diferencia de las frecuencias  $F_2$  y  $F_6$ , corresponde a una frecuencia de 250 Hz en el grupo II y por lo tanto a una longitud de onda de alrededor de 1.200 km. Es conocido por el técnico que, para que pueda suprimirse la ambigüedad, la longitud de onda correspondiente a la sensibilidad más débil debe ser al menos igual al doble de la distancia entre dos estaciones emisoras utilizadas conjuntamente. Esta distancia debe pues ser a lo más igual a 600 km. Las frecuencias de medida mencionadas anteriormente permiten pues eliminar totalmente la ambigüedad, por ejemplo de la forma descrita más adelante. - - - - -

Por otra parte, existe una banda de frecuencias de alrededor de 14 Hz entre dos frecuencias específicas vecinas. Ahora bien, la banda de frecuencia de recepción es, como se ha visto anteriormente, inferior a 0,1 Hz. - - - - -

A partir de la cadena de radiolocalización particular cuyos valores de frecuencias han sido dados anteriormente, se pueden construir, pues, otras cadenas distintas modificando proporcionalmente todas las frecuencias emitidas, para llegar a separaciones de alrededor de 3 Hz, por ejemplo. - - - - -

Se observará que el material de emisión puede ser fácilmente adaptado por el circuito 54 del oscilador libre 51, que sirve de base a todas las frecuencias. Como se verá seguidamente, sucede lo mismo para el material de recepción. - - - - -



409994

15 Dic 1972

Se describe a continuación la estructura general del receptor según la presente invención, con referencia a la figura 7. - - - - -

De forma general, este receptor de radiolocalización presenta, por una parte, para la recepción de las ondas permanentes: - - - - -

5. - un primer circuito generador 61 para engendrar permanentemente  $N'$  primeras señales locales complejas  $S'_k$  cuyas frecuencias complejas respectivas  $F's_k$  tienen valores nominales iguales a los de las frecuencias específicas escogidas  $Fs_k$ , que comprende medios de modificación de forma independiente de la frecuencia real  $F's_k$  de cada una de las primeras señales locales complejas  $S'_k$  en la proximidad de su valor nominal; - - - - -

10. - un primer circuito de recepción sincrona 62, para ondas permanentes  $O_k$  que tienen dichas frecuencias específicas escogidas  $Fs_k$ , por medio de las primeras señales locales correspondientes  $S'_k$ , que proporciona residuos de frecuencia específica respectivos  $R'_k$ ; - - - - -

15. - un primer circuito de obligación de frecuencia 63 que responde a los residuos de frecuencia específica  $R'_k$  y conectado con los medios de modificación de la frecuencia de cada una de las primeras señales locales complejas  $S'_k$  para obligar las frecuencias reales  $F's_k$  de estas primeras señales locales complejas  $S'_k$  a ser iguales a las frecuencias de las ondas permanentes  $O_k$  correspondientes tal como son recibidas. - -

20.

Estos primeros circuitos afectan las ondas permanentes  $O_k$  recibidas en las frecuencias específicas  $Fs_k$  escogidas. Debe entenderse que

409994



5. cada receptor es apto para tratar  $N'$  frecuencias específicas  $F_{s_k}$  entre las  $N$  frecuencias específicas  $F_{s_i}$  disponibles, pudiendo ser estas  $N'$  frecuencias cualesquiera de las  $N$  frecuencias específicas. A continuación, se describirá primeramente un receptor apto para tratar  $N'$  frecuencias específicas determinadas. - - - - -

Por otra parte, por lo que se refiere a la recepción de las ondas momentáneas, el receptor según la invención presenta: - - - - -

10. - un segundo circuito generador 64 conectado al primer circuito generador, para engendrar permanentemente, en correspondencia con cada primera señal local compleja  $S'_k$ , un número  $n'$  comprendido entre 1 y  $n$  de segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  cuyas frecuencias complejas respectivas  $F'_{km}$  tienen valores nominales iguales a las de  $n'$  frecuencias de medida  $F_m$  escogidas entre las  $n$  frecuencias de medida  $F_j$ , estando sujeta, cada frecuencia  $F'_{km}$  a ser proporcional a la frecuencia obligada  $F'_{s_k}$  de la primera señal local compleja  $S'_k$  correspondiente a la misma frecuencia específica  $F_{s_k}$ , según una relación de proporcionalidad igual a la relación de los valores nominales de la frecuencia de medida correspondiente  $F_m$  y de la frecuencia específica  $F_{s_k}$ , comprendiendo el segundo circuito generador medios para modificar la fase de cada segunda señal local  $S'_{km}$ ; - - - - -

15.

20.

- un circuito de programa 65 apto para proporcionar señales de mando de utilización  $P_{km}$  de cada onda momentánea  $O_{km}$  recibida en una frecuencia de medida  $F_m$  y correspondiente a una frecuencia específica

409994

15 0



$F_{s_k}$ , de forma tal que cada mando de utilización de una onda momentánea  $O_{km}$  se sitúe temporalmente en el interior de un intervalo de tiempo de emisión de esta onda momentánea; - - - - -

- un segundo circuito de recepción sincrona 66, conectado al circuito de programa 65, para las ondas momentáneas  $O_{km}$  que tienen dichas frecuencias de medida escogidas  $F_m$ , apto para efectuar la recepción sincrona de cada onda momentánea  $O_{km}$  por medio de la segunda señal local  $S'_{km}$  correspondiente, de forma mandada por la señal de mando de utilización  $P_{km}$  correspondiente, y para proporcionar residuos de fase momentáneos respectivos  $R'_{km}$ , correspondientes a cada segunda señal local  $S'_{km}$ ; - - - - -

- un segundo circuito de obligación de fase 67 que recibe los residuos momentáneos de fase  $R'_{km}$  y conectado a los medios de modificación de la fase de cada una de las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  para obligar a las fases de estas segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  a ser iguales a las fases de las ondas momentáneas correspondientes  $O_{km}$  tal como son recibidas, con la aproximación de una constante de fase, que es la misma para todas las segundas señales locales  $S'_{km}$  correspondientes a la misma frecuencia de medida  $F_m$ . - - - - -

- Las ondas momentáneas  $O_{km}$  corresponden cada una a una estación emisora que tiene una frecuencia específica  $F_{s_k}$  particular. El circuito de programa es utilizado para reestablecer en la recepción la correspondencia entre cada onda  $O_{km}$  momentánea y repetitiva de frecuencia  $F_m$  y la frecuencia específica  $F_{s_k}$  afectada a la estación emisora que radía esta onda.-

409994



Ventajosamente, el receptor presenta un circuito 68 de tratamiento de las fases de las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$ . En efecto, estas segundas señales locales tienen fases relativas que son representativas de informaciones ambiguas de líneas de posición hiperbólicas del receptor con relación a las estaciones emisoras. - - - - -

5.

Según la invención, informaciones sobre las variaciones de distancia relativa son obtenidas a partir de las primeras señales locales  $S'_k$ , en el circuito 69 de la figura 7. - - - - -

Se describirán más adelante distintos modos de realización del dispositivo de eliminación de ambigüedad, que proporciona informaciones de posición calculadas, a partir de las fases de las segundas señales locales complejas, siendo estas fases periódicamente reajustadas durante una recepción de la onda momentánea correspondiente. - - - - -

10.

Por su parte, el circuito 69 proporciona informaciones de línea de posición obtenidas permanentemente por integración a partir de las variaciones extraídas de los pares de primeras señales locales  $S'_k$ . Los valores de estas informaciones de líneas de posición del circuito 69 son comparados periódicamente (por ejemplo en el circuito 68) con los valores calculados a partir de las fases medidas correspondientes. Las informaciones de línea de posición del circuito 69 que son las informaciones de salida son corregidas para anular la separación dada por la comparación, con una constante de tiempo de valor más o menos alto según las necesidades de la explotación. - - - - -

15.

20.

409994



En todas las formas de realización preferentes que se describirán a continuación en detalle, se hace uso de cambios de frecuencia para la recepción sincrona. - - - - -

5. Se va a describir ahora un primer modo de realización de receptor en el cual los valores de las frecuencias  $F_{s_i}$  y  $F_j$  son los del primer grupo antes definido. - - - - -

10. En este primer modo de realización de receptor, cada una de las primeras y segundas señales complejas ( $S'$ ), de las que se designará la frecuencia de forma general por la variable discreta  $F$ , presenta una componente compleja ( $G'$ ) de frecuencia nominal sensiblemente igual a  $(1 - x)F$ , y una componente única ( $g'$ ) de frecuencia nominal sensiblemente igual a  $x.F$ , siendo el coeficiente  $x$  el mismo para todas estas señales. Es evidente que la componente compleja  $G'$  puede comprender una sola señal componente, en el caso en que se realice un solo cambio de frecuencia. - - - - -

15. Como se verá seguidamente, el coeficiente  $x$  es de pequeño valor con relación a la unidad, por ejemplo  $10^{-5}$ . En las relaciones entre frecuencias de esta descripción la palabra "sensiblemente" significa que las igualdades se realizan según la precisión escogida para la localización, teniendo en cuenta las posibilidades tecnológicas de los circuitos  
20. electrónicos. - - - - -

Las componentes únicas  $g'$  (ó  $x.F$ ) de las primeras y segundas señales locales complejas están pues relacionadas entre sí con relaciones de proporcionalidad que respetan sensiblemente las relaciones de proporcio-

409994

15 DIC.



alidad existentes entre las frecuencias complejas mismas, designadas anteriormente por la variable genérica F. - - - - -

El primer modo de realización preferente particular de receptor es ilustrado por el esquema de principio de la figura 8 al cual se va a hacer referencia ahora. - - - - -

5.

En la figura 8 se representa un esquema completo de receptor, que presenta una primera fuente de frecuencia 7 220 y tres segundas fuentes de frecuencia 7 710, 7 810 y 7 910, constituidas cada una por un oscilador de cuarzo, por ejemplo. - - - - -

10.

En la figura 8, la antena 71 del receptor está conectada a un circuito de cambios de frecuencia 72. Este circuito efectúa un cambio de frecuencia de todas las ondas recibidas, es decir de las ondas permanentes  $O_k$  que tienen las frecuencias específicas escogidas  $F_{s_k}$  y de las ondas momentáneas y repetitivas  $O_{km}$  que tienen las frecuencias de medida escogidas  $F_m$ . Los heterodinos son las componentes complejas  $G'_k$  y  $G'_{km}$  asociadas respectivamente a las señales locales complejas. - - - - -

15.

Estas componentes  $G'_k$  y  $G'_{km}$  son engendradas a partir de la fuente de frecuencia 7 220 del circuito de cambios de frecuencia 72. Tres vías de cambio de frecuencia 7 271 a 7 273 son utilizadas por las ondas permanentes  $O_k$  que tienen las frecuencias específicas escogidas  $F_{s_k}$  (se ha supuesto en la figura 8 que los índices k tienen para estas vías valores respectivos 5, 6 y 9 de forma mandada en las entradas E). Las vías 7 271 a 7 273 reciben pues respectivamente las ondas  $O_5$ ,  $O_6$  y

20.



409994

5.  $O_9$  procedentes de la antena 71, así como cada una la señal de la fuente 7 220, para constituir los heterodinos  $G'_k$  correspondientes. (Se hace notar que la selección de estas ondas  $O_5, O_6, O_9$  entre las ondas permanentes recibidas  $O_k$ , se hace por filtrados en el interior de las vías 7 271 a 7 273). Las salidas de las vías 7 271 a 7 273 son las líneas 721 a 723 de la figura 8. Estas líneas transmiten las señales derivadas de las ondas  $O_5, O_6$  y  $O_9$  después de los cambios de frecuencia, señales designadas respectivamente por los símbolos  $f_5, f_6$  y  $f_9$ . - - - - -

10. Las ondas momentáneas  $O_{km}$  que tienen las frecuencias de medida  $F_m$ , recibidas por la antena 71 no son distinguidas con respecto a la frecuencia específica  $F_{s_k}$  a la cual corresponden, es decir al índice k de la estación emisora que las ha engendrado. Se designan pues por los símbolos  $O_{k1}$  a  $O_{k6}$  las señales captadas por la antena 71 en las frecuencias de medida  $F_1$  a  $F_6$ . - - - - -

15. El circuito 72 presenta vías de cambios de frecuencia 7 274 a 7 279 respectivamente para las ondas  $O_{km}$  es decir  $O_{k1}$  a  $O_{k6}$ , realizándose la distinción según el valor del índice m en el interior de estas vías. Cada una de estas vías recibe la señal de la fuente 7 220 para constituir los heterodinos  $G'_{km}$  correspondientes. Las vías 7 274 a 7 279 tienen salidas respectivas 724 a 729 que proporcionan señales momentáneas  $f_{k1}$  a  $f_{k6}$  derivadas de las ondas momentáneas  $O_{km}$  después de los cambios de frecuencia.

20.

En la figura 8, se representa igualmente el circuito de programa 73 que presenta, por una parte, una entrada para recibir señales de reloj de alta frecuencia, por ejemplo de la fuente 7 220. El circuito de programa

409994



ma 73 presenta, por otra parte, una entrada H para la puesta en hora del programa y una entrada E (que puede presentar varias líneas conductoras) para la elección de las estaciones emisoras, es decir de las frecuencias específicas. Este circuito de programa 73 presenta una pluralidad de líneas de salida P, a razón de una línea de salida  $P_{km}$  asociada a la vez a una frecuencia específica escogida  $F_{sk}$  y a una frecuencia de medida  $F_m$ . Estas líneas de salida están conectadas a los circuitos de detección de fase individuales para proporcionar cada una una señal  $P_{km}$  (la misma referencia que la línea) de mando de utilización de una onda momentánea  $O_{km}$  que tiene una frecuencia de medida  $F_m$  procedente de una estación emisora  $E_k$ , asociada pues a una frecuencia específica elegida  $F_{sk}$ . - - -

Las salidas 721 a 723 del circuito 72 transmiten las señales  $f_5$ ,  $f_6$  y  $f_9$  a circuitos de obligaciones respectivos 77, 78 y 79. Cada uno de estos circuitos de obligaciones recibe igualmente las señales  $f_{km}$  de las líneas 724 a 729 de salida del circuito 72. Como se ha indicado anteriormente, estas señales  $f_{km}$  están disponibles en líneas diferentes para los diferentes valores de 1 a 6 del índice m, sin distinción para cada línea según el índice k. Por el contrario, cada circuito de obligaciones está asociado a una frecuencia específica escogida y efectúa la primera obligación (de frecuencia) y las segundas obligaciones (de fase) correspondientes. - - - - -

Es por ello que las líneas 724 a 729 se envían hacia cada circuito de obligaciones 77 a 79. Por el contrario, los circuitos de obligaciones 77 a 79 reciben respectivamente las líneas 721 a 723. - - - - -

409994



Los circuitos de obligaciones 77 a 79 tienen por función reali-  
zar cada uno: - - - - -

5. - una primera obligación de frecuencia utilizando la componente  
única  $g'_k$  de una  $S'_k$  de las primeras señales locales para una detección  
síncrona con la señal permanente  $f_k$  afectada; - - - - -

10. - segundas obligaciones de fase utilizando las componentes úni-  
cas  $g'_{km}$  (k fijado; m variable) de las segundas señales locales  $S'_{km}$   
de igual índice k para detecciones síncronas respectivas con las seña-  
les momentáneas  $f_{km}$  correspondientes, siendo concretada la corresponden-  
cia por las señales  $P_{km}$  del circuito de programa. - - - - -

15. El circuito de programa 73 está dispuesto de forma que propor-  
cione para cada onda momentánea  $O_{km}$  correspondiente a una frecuencia  
específica escogida, (elección que se materializa en la línea de entra-  
da E del circuito 73), una señal de mando de utilización  $P_{km}$ , comprendida  
en el interior del intervalo de tiempo durante el cual es emitida dicha  
onda momentánea  $O_{km}$ . Siendo periódico el programa de emisión, la reali-  
zación de un tal circuito de programa es fácil para el técnico. Cada se-  
ñal de mando de utilización está ventajosamente retardada con relación  
al inicio de la onda  $O_{km}$ , para tener en cuenta los regímenes transitorios  
20. que intervienen al principio de la emisión, y sobre todo al principio  
de la recepción, de las ondas momentáneas, así como de los decalajes  
de programa posibles. - - - - -

El circuito de programa presenta tres pluralidades de salidas:

409994



una pluralidad 74 de salidas 744 a 749, conectadas al circuito de obligación 77, una pluralidad 75 de salidas 754 a 759, conectadas al circuito de obligación 78 y una pluralidad 76 de salidas 764 a 769, conectadas al circuito de obligación 79. - - - - -

5. Los circuitos de obligaciones 77, 78 y 79 de la figura 8 presentan cada uno una segunda fuente respectiva 7 710, 7 810 y 7 910. Cada una de estas segundas fuentes está asociada a una frecuencia específica escogida  $F_{s_k}$  y es utilizada para engendrar la componente única  $g'_k$  (de frecuencia nominal  $x.F_{s_k}$ ) de una primera señal local compleja  $S'_k$  y las componentes únicas  $g'_{km}$  (de frecuencia nominal  $x.F_m$ ) de las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  asociadas a la misma frecuencia específica  $F_{s_k}$ . Por otra parte, siendo los circuitos 77, 78, 79 de concepción idéntica, no se describirá más que el circuito 77 con referencia a la figura 8. - - - - -

15. En el circuito de obligación 77, la segunda fuente 7 710 proporciona en una línea 770 una señal que es transmitida en particular a una vía de detección síncrona 7 780. En el interior de esta vía 7 780 es elaborada la componente única  $g'_5$  de la primera señal local  $S'_5$  correspondiente a la frecuencia específica  $F_{s_5}$ . La vía de detección síncrona 7 780 recibe por la línea 721 la señal  $f_5$  antes citada derivada, después de los cambios de frecuencia, de la onda permanente  $O_5$  que tiene la frecuencia específica  $F_{s_5}$ . La salida de la vía 7 780 proporciona un residuo  $R'_5$  para actuar sobre la segunda fuente 7 710 de forma que dicha componente única  $g'_5$  tenga exactamente la misma frecuencia que la señal  $f_5$ . - - - - -

409994

15 u



De esta forma, la segunda fuente 7 710 está permanentemente subordinada en frecuencia con relación a la señal  $f_5$ . - - - - -

5. Si se considera ahora que la primera señal compleja  $S'_5$  presenta una componente compleja  $G'_5$  elaborada en la vía de cambio de frecuencia 7 271 y una componente única  $g'_5$  elaborada en la vía de detección síncrona 7 780, se ve que la primera señal compleja  $S'_5$  en su totalidad está puesta en frecuencia con relación a la onda permanente  $O_5$  tal como se recibe, por medio de la vía de recepción constituida por la vía de cambios de frecuencia 7 271 y la vía de detección síncrona 7 780. - - - - -

10. Las ondas  $O_{k1}$  a  $O_{k6}$  recibidas, que tienen respectivamente las frecuencias de medida  $F_1$  a  $F_6$  son objeto de cambios de frecuencia con frecuencias de heterodino sacadas de la primera fuente 7 220, igual que las ondas permanentes  $O_k$  que tienen las frecuencias específicas  $F_{s_k}$ . Por consiguiente, las componentes complejas  $G'_{km}$  ( $m = 1$  a  $6$ ) de las segundas  
15. señales locales complejas correspondientes tienen frecuencias que están en relación de proporcionalidad que se expresa bajo forma de un número racional con relación a las frecuencias de las componentes complejas  $G'_k$  que intervienen para las ondas permanentes  $O_k$  que tienen las frecuencias específicas escogidas  $F_{s_k}$ . - - - - -

20. Como se ha explicado anteriormente, si la misma relación de proporcionalidad según el coeficiente  $x$  es respetada en los circuitos de obligaciones 77 a 79, a la vez para las componentes únicas  $g'_k$  y para las componentes únicas  $g'_{km}$ , las componentes únicas  $g'_{km}$  de las segundas

409994



5. señales locales complejas  $S'_{km}$  se encuentran puestas en frecuencia con relación a las ondas momentáneas  $O_{km}$ , desde que la segunda fuente asociada a la frecuencia específica  $F_{s_k}$  afectada está puesta en frecuencia con relación a la onda permanente  $O_k$  que tiene esta frecuencia específica  $F_{s_k}$ . - - - - -

Se continuará ahora la descripción del circuito de la figura 8 en lo que se refiere a la recepción (detección síncrona), teniendo las ondas momentáneas  $O_{5m}$  las frecuencias de medida  $F_m$  (m varía de 1 a 6), considerando primeramente el caso de la onda  $O_{5,1}$ . - - - - -

10. La segunda fuente 7 710 está conectada por la línea 770 a una vía de detección síncrona y de obligación de fase 7 781 asociada a la frecuencia de medida  $F_1$  y la onda momentánea  $O_{5,1}$ . La componente única  $g'_{5,1}$  es elaborada en el circuito 7 781. Los instantes en que la onda momentánea  $O_{5,1}$  es utilizada son mandados por la señal  $P_{5,1}$  en la línea 15. 744 procedente del circuito de programa 73. Cuando la línea 744 es activada (por ejemplo,  $P_{5,1}$  presente), la señal  $f_{k1}$  presente en la línea 724 corresponde a la onda  $O_{5,1}$ , es decir que se trata de la señal  $f_{5,1}$ . Por lo tanto, cuando la línea 744 es activada, el circuito 7 781 proporciona en su salida 771 una componente única  $g'_{5,1}$  de fase obligada con 20. relación a la señal  $f_{5,1}$ . - - - - -

Preferentemente, la duración de activación de la línea 744 es inferior a la duración de la señal momentánea  $f_{5,1}$ , para eliminar la influencia de los regímenes transitorios y de las separaciones eventuales en la puesta en hora del circuito de programa de recepción. - - - - -

409994



5. Cuando la línea 744 no está activada, la obligación de fase queda bloqueada en el último valor utilizado y la señal presente en la línea 771 es entonces únicamente pilotada por la segunda fuente 7 710 y sigue pues las variaciones de frecuencia de la onda permanente  $O_5$ , que procede de la misma estación emisora  $E_5$  que la onda momentánea  $O_{5,1}$ .

Se obtiene pues, en la línea 771, una señal permanente que tiene la misma calidad de información de radiolocalización que la que proporcionaría la onda momentánea  $O_{5,1}$  si fuera emitida permanentemente.

10. Se hace observar que la segunda señal compleja  $S'_{5,1}$  está permanentemente puesta en frecuencia a partir de la segunda fuente 7 710; está controlada periódicamente y ajustada eventualmente en fase con relación a la onda momentánea  $O_{5,1}$ , por medio de la vía de recepción constituida por la vía de cambios de frecuencia 7 274 y la vía de detección síncrona 7 781. - - - - -

15. Los circuitos 7 782 a 7 786 funcionan de la misma forma que el circuito 7 781 pero, para las ondas momentáneas  $O_{5,2}$  a  $O_{5,6}$ , en respuesta a las señales de programas  $P_{5,2}$  a  $P_{5,6}$  de las líneas 745 a 749 respectivamente. Las salidas de estos circuitos son las líneas 772 a 776 respectivamente. - - - - -

20. Los circuitos de obligaciones 78 y 79 funcionan de la misma forma que el circuito 77, pero están asociados respectivamente a otras dos frecuencias específicas, que tienen en la figura 8 los índices  $k$  iguales a 6 y 9 respectivamente. - - - - -



409994

Se observará que en el modo de realización representado en la figura 8 las componentes complejas  $G'_{k1}$  de las señales locales complejas  $S'_{k1}$  son engendradas independientemente del índice k. Las ondas momentáneas  $O_{k1}$  son distinguidas en lo que se refiere a la estación emisora de origen, es decir el índice k, solamente a partir de las vías de detección síncronas y de obligación de fase, tales como el circuito 7 781. Puesto que los cambios de frecuencia  $G'_{km}$  son comunes para todas las ondas momentáneas  $O_{km}$  que corresponden a la misma frecuencia de medida  $F_m$ , la comparación directa de las fases de las componentes únicas  $g'_{km}$  disponibles a la salida de las vías de detección síncrona y de obligación de fase es pues idéntica por construcción a una medida de diferencia de fase entre las ondas  $O_{km}$  tales como serían recibidas, si fueran permanentes y si fuera posible distinguirlas, y ello para cada valor del índice m. - - - - -

15. Puede verse que el primero y el segundo circuitos generadores antes mencionados presentan partes comunes. Estas partes comunes comprenden principalmente la primera fuente 7 220 y las segundas fuentes tales como 7 710. Cada primera señal local  $S'_k$  presenta una componente  $G'_k$  (eventualmente compleja verdadera) de alta frecuencia producida a partir de la primera fuente 7 220, y una componente única  $g'_k$  de baja frecuencia producida a partir de una de las segundas fuentes tales como 7 710. Cada segunda señal local  $S'_{km}$  presenta una componente  $G'_{km}$  (eventualmente compleja verdadera) de alta frecuencia, producida a partir de la fuente de frecuencias 7 210 independientemente de la frecuencia específica  $F_{s_k}$  y, por lo tanto, del valor del índice k a la cual está asociada,

409994



y una componente única de baja frecuencia  $g'_k$  producida a partir de una de las segundas fuentes de frecuencia tales como 7 710, según la frecuencia específica escogida  $Fs_k$  a la cual está asociada. - - - - -

5. Se van a describir seguidamente ejemplos de esquemas de realización detallados de algunos elementos de la figura 8. - - - - -

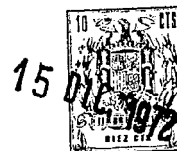
10. Las figuras 9 y 10 ilustran respectivamente la vía de cambios de frecuencia 7 271 y la vía de detección síncrona asociada 7 780. Estas dos figuras han sido reagrupadas para hacer ver mejor el conjunto de las componentes de la primera señal local compleja  $S'_5$ , y su utilización en la vía de recepción. - - - - -

15. El circuito de cambios de frecuencia 72 presenta la fuente de señales 7 220, denominada primera fuente, constituida ventajosamente por un oscilador de cuarzo, y dispuesta de manera que proporcione señales cuadradas o de impulsos, tales que, por ejemplo, su frente de descenso corresponda a un instante característico del período de la sinusoidal. - - - - -

20. En el modo de realización detallado de la figura 9, se emplean varios cambios de frecuencia. La señal de la fuente 7 220 es objeto de tres divisiones de frecuencia en circuitos contadores-divisores 7 231 A, 7 231 B y 7 231 C. La salida de cada uno de los contadores-divisores 7 231 A á 7 231 C proporciona una componente simple de la componente compleja de alta frecuencia  $G'_5$  de la primera señal local compleja  $S'_5$ . -

En la figura 9, la onda  $O_5$  es objeto de un filtrado en el cir-

409994



cuito 7 241, después lo es de un primer cambio de frecuencia, por mezcla en el circuito 7 251 A con la componente simple de alta frecuencia proporcionada por el contador-divisor 7 231 A, lo es después de un segundo filtrado en el circuito 7 241 A, después lo es de un segundo cambio de frecuencia en el circuito de mezcla 7 251 B utilizando la componente simple proporcionada por el contador-divisor 7 231 B, después lo es de un filtrado en el circuito 7 241 B, después lo es de un tercer cambio de frecuencia en el circuito 7 251 B utilizando la componente simple proporcionada por el contador-divisor 7 231 C, después lo es de un último filtrado en el circuito 7 261, para proporcionar la señal  $f_5$  citada, en la línea 721. Muy ventajosamente, el circuito 7 261 realiza también un descrestado, de forma que la señal  $f_5$  sea una señal cuadrada. - - - - -

En la figura 9, se ve claramente que la componente compleja  $G'_5$  está constituida por las componentes simples proporcionadas respectivamente por los circuitos 7 231 A á 7 231 C. La frecuencia y la fase de la componente compleja  $G'_5$  son respectivamente iguales a la suma algebraica de las frecuencias y de las fases respectivamente de las componentes simples, dependiendo cada signo de la realización del cambio de frecuencia correspondiente. - - - - -

La conformación de las señales entregadas por los contadores-divisores tales como 7 231 A á 7 231 C para su utilización en circuitos de cambios de frecuencia es considerada como conocida por el técnico. - -

Uno de los contadores-divisores tiene un módulo de contaje



409994

mandado por entradas E de elección de estaciones emisoras. Por ejemplo, se trata en la figura 9 del contador-divisor 7 231 G. La realización de este mando es considerada como conocida por el técnico. - - - - -

5. La señal  $f_5$  se transmite por la línea 721 a la vía de detección síncrona 7 780, asociada a la segunda fuente 7 710 del circuito de obligaciones 77. - - - - -

La segunda fuente 7 710 presenta por ejemplo un oscilador de cuarzo y está dispuesta de manera que proporcione señales cuadradas o de impulsos de la misma manera que la primera fuente 7 220. - - - - -

10. En la figura 10, la señal de la segunda fuente 7 710 es dividida en un contador-divisor 7 741 para proporcionar la componente única  $g'_5$  de la primera señal local  $S'_5$ . Esta componente única  $g'_5$  y la señal  $f_5$  son aplicadas a un detector síncrono 7 745, el cual proporciona permanentemente un residuo de frecuencia específico  $R'_5$  utilizado para reac-

15. cionar sobre la frecuencia de la fuente 7 710 de forma que la frecuencia de la señal  $g'_5$  sea igual a la de la señal  $f_5$ . Cuando se realiza esta condición, la señal proporcionada por la fuente 7 710 es representativa de la componente  $g'_5$ , con un peso igual al factor de división del contador 7 741. Esta señal representativa es enviada a la línea 770. Esta

20. señal es pues utilizada, por una parte, para engendrar las componentes únicas  $g'_{5m}$  ( $m = 1 \text{ á } 6$ ) de las segundas señales locales asociadas a la misma frecuencia específica y, por otra parte, en el circuito 69 como se ha mencionado anteriormente. - - - - -

409994



Se va ahora a reemprender la descripción de las figuras 9 y 10 utilizando valores precisos de frecuencia. - - - - -

En el grupo I, el valor preciso de la frecuencia específica  $F_{s_5}$  es 405,918 156 kilohertz. - - - - -

- 5. La primera fuente 7 220 tiene una frecuencia de 5 MHz, supuesta precisa con un error menor de  $10^{-9}$ ; los divisores 7 231 A, 7 231 B y 7 231 C tienen factores de división respectivos iguales a 14, 114 y 1 018; proporcionan pues respectivamente frecuencias iguales a 357, 142 857 khz, 43,859 649 khz y 4,911 591 khz. La suma de estas tres frecuencias es igual a 405, 914 097 kilohertz, que es la frecuencia de la componente compleja  $G'_5$ . La señal  $f_5$  tiene pues una frecuencia igual a 405 918,156 - 405 914,097 = 4,059 hz. - - - - -

- 15. La segunda fuente 7 710 tiene entonces una frecuencia tal que la división de frecuencia en el circuito 7 741 proporciona una componente única  $g'_5$  de frecuencia igual a 4,059 hertz. El coeficiente  $x$  citado es igual a  $10^{-5}$ . - - - - -

- 20. El detector síncrono 7 745 reacciona por el residuo  $R'_5$  en la fuente 7 710 de forma que la frecuencia de esta fuente es modificada a fin de que la señal  $f_5$  y la componente única  $g'_5$  sean rigurosamente síncronas en frecuencia. - - - - -

Muy ventajosamente, el detector síncrono 7 745 es del tipo detector de fase. Sin embargo, el residuo permanente  $R'_5$  es utilizado

409994



para reaccionar sobre la frecuencia de la segunda fuente 7 710, de forma tal que el conjunto de la primera señal local  $S'_5$  constituido por la componente compleja  $G'_5$  y por la componente única  $g'_5$  sea rigurosamente síncrono en frecuencia y en fase con la onda permanente  $O_5$  tal como es recibida. Por ello el residuo  $R'_5$  se llama "residuo de frecuencia específica". - - - - -

5.

Hay que señalar que el divisor 7 231 C proporciona, de forma mandada por las entradas E, un factor de división variable según valores discretos comprendidos entre 1 000 y 1 033, para la elección de las frecuencias específicas. - - - - -

10.

Por otra parte, cada segunda fuente tal como 7 710 debe ser susceptible de variaciones relativas de  $10^{-3}$  al menos en la proximidad de su valor nominal, si se admite una velocidad del receptor de 3 m/seg en la dirección de un emisor. Siendo la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas  $3 \cdot 10^8$  m/seg, el efecto Doppler es entonces de  $10^{-8}$  para las señales locales y por lo tanto de  $10^{-3}$  para sus componentes únicas, siendo el valor del coeficiente  $x$  sensiblemente igual a  $10^{-5}$ . - - - - -

15.

Muy ventajosamente, el factor de división del contador-divisor 7 741 es proporcional a la longitud de onda  $Ls_5$  correspondiente a la frecuencia específica  $Fs_5$  preferentemente según una potencia de 10 de la unidad de medida de longitud utilizada. - - - - -

20.

El factor de división es aproximado por razones tecnológicas.

409994



Corrientemente basta que la aproximación hecha sea del orden de  $10^{-3}$ , puesto que para una duración de secuencia de 5 minutos, una velocidad de 3 m/seg supone un desplazamiento de 1 000 m aproximadamente y el error correspondiente es entonces del orden del metro. - - - - -

5. En estas condiciones, es posible tomar el mismo factor de división para todos los contadores tales como 7 741, puesto que las frecuencias específicas tienen el mismo valor con una aproximación de  $3 \cdot 10^{-4}$ . - - - - -

10. Las figuras 11 y 12 ilustran respectivamente la vía de cambios de frecuencias 7 274 y la vía de detección síncrona y de obligación de fase 7 781. Estas dos figuras se han reagrupado para hacer ver mejor el conjunto de la segunda señal local compleja  $S'_{5,1}$ . - - - - -

15. La figura 11 ilustra la vía 7 274 que comprende tres divisores de la frecuencia de la señal de la primera fuente 7 220. Esta vía 7 274 está constituida de forma análoga a la vía de cambios de frecuencia de la figura 10. No será pues descrita en detalle. Se observará únicamente que el divisor 7 734 C no presenta entrada de mando de elección de estaciones emisoras, puesto que las frecuencias de las ondas momentáneas son las mismas cualquiera que sea la estación emisora que las radíe. - -

20. La frecuencia de medida  $F_i$  común a las ondas momentáneas  $O_{k1}$  tiene como valor exacto 332, 015 703 kilohertz. Los divisores 7 234 A á 7 234 C tienen factores de división respectivos iguales a 17, a 152 y a 1 000 y proporcionan pues a partir de la frecuencia de 5 megahertz

409994



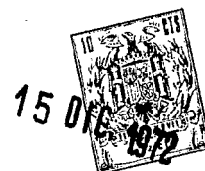
exactamente de la primera fuente 7 220 frecuencias respectivamente igua-  
les a 294, 117 647 kilohertz, a 32,894 736 kilohertz y a 5,000 000  
kilohertz. - - - - -

5. La componente compleja  $G'_{5,1}$  de la segunda señal local  $S'_{5,1}$  tiene pues una frecuencia igual a 332,012 383 kilohertz de lo que resulta que las señales  $f_{k1}$  tienen una frecuencia sensiblemente igual a 3,320 hertz (lo que es correcto, puesto que el coeficiente  $x$  es igual a  $10^{-5}$ ). - - - - -

10. En la figura 12, la señal de la segunda fuente 7 710 se aplica al circuito 7 751 que produce la componente única  $g'_{5,1}$  con un defasaje mandado. El circuito 7 751 comprende a este efecto una caja +/- 7 761, utilizada como defasador mandado, y un contador-divisor 7 791. Muy ventajosamente y de la misma manera que para los contadores tales como 7 741, el factor de división del contador-divisor 7 791 es proporcional  
15. a la longitud de onda  $L_{m1}$  correspondiente a la frecuencia de medida  $F_1$ . La salida del contador-divisor proporciona dicha componente única  $g'_{5,1}$  a un detector síncrono 7 771, del tipo detector de fase, el cual recibe igualmente las señales  $f_{k1}$  de la línea 724 y es activado por la señal de programa  $P_{5,1}$  por la línea 744. - - - - -

20. En ausencia de señal de programa en la línea 744, el detector síncrono 7 771 proporciona un residuo  $R'_{5,1}$  nulo. En consecuencia, la caja +/- 7 761 no añade ni suprime impulsión alguna entre las de la señal de la segunda fuente 7 710. Por consiguiente, la fase de la com-

409994



ponente única  $g'_{5,1}$  es únicamente pilotada por la señal de la fuente 7 710, de forma relacionada con la onda permanente  $O_5$  tal como se recibe. - - - - -

5. Cuando una señal de programa está presente en la línea 744, ello representa el hecho de que la señal  $f_{k1}$  presente en la línea 724 es la señal  $f_{5,1}$  y que hay que hacer su detección síncrona. En este instante, puede aparecer un residuo de fase  $R'_{5,1}$ , siendo aplicado este residuo a la caja +/- 7 761 para añadir o suprimir impulsiones (o por ejemplo frentes de descenso) a la señal proporcionada por la

10. fuente 7 710. De ello resulta una modificación duradera de la fase de la componente única  $g'_{5,1}$  de forma que esta última sea síncrona en fase con la señal  $f_{5,1}$ . (Se recuerda que el sincronismo en frecuencia entre  $g'_{5,1}$  y  $f_{5,1}$  está ya asegurado por la sincronización de la segunda fuente 7 710 por medio de la onda permanente  $O_5$ ). - - - - -

15. Se observará que la modificación de fase de la componente es igual a la modificación de fase de la señal de la fuente 7 710, dividida por el módulo del contador 7 791. La adición o la supresión de un impulso modifica, en una vuelta de fase, la fase de la señal que atraviesa la caja +/-.

20. Si ahora se considera la segunda señal local compleja  $S'_{5,1}$  que comprende la componente compleja  $G'_{k1}$  (común, sea el que fuere k) y la componente única  $g'_{5,1}$ , se ve claramente que esta señal es pilotada permanentemente a partir de la onda permanente  $O_5$  por medio de la segunda fuente 7 710, y que, periódicamente, esta señal está



409994

obligada en fase para ser rigurosamente sincrónica en frecuencia y en fase de la onda momentánea  $O_{5,1}$  tal como se recibe y cuando es recibida. - - - - -

5. La acción de pilotaje de la segunda señal compleja  $S'_{5,1}$  a partir de la onda permanente  $O_5$  corresponde a una integración de las variaciones de fase sacadas de la onda permanente  $O_5$ , siendo el punto de partida de esta integración el último valor de fase obtenido para la segunda señal local  $S'_{5,1}$  a partir de la onda momentánea  $O_{5,1}$ . En efecto, según este pilotaje, se aplican a la segunda señal local  $S'_{5,1}$  variaciones de frecuencia y de fase proporcionales a las que se manifiestan en

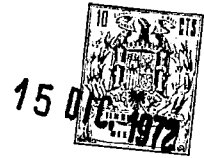
10. la onda permanente  $O_5$ , siendo igual la relación de proporcionalidad a la relación de las frecuencias nominales. - - - - -

15. Cuando la onda momentánea  $O_{5,1}$  es recibida nuevamente, los errores que se han manifestado eventualmente en la integración se corrigen, de forma que la segunda señal local  $S'_{5,1}$  sea llevada (corrientemente con una constante de tiempo) a ser sincrónica de la onda momentánea  $O_{5,1}$  tal como se recibe. - - - - -

20. Los errores debidos al pilotaje o a la integración son generalmente muy pequeños y, en general, debidos a causas extrañas a la propagación de las ondas, tales como por ejemplo la limitada precisión de las fuentes y las aproximaciones inevitables para la realización práctica de los factores de división, por ejemplo. - - - - -

Una ventaja esencial de la invención es que la obligación de

409994



5. fase, efectuada periódicamente sobre cada segunda señal compleja tal como  $S'_{5,1}$  por medio de la onda momentánea correspondiente tal como  $O_{5,1}$ , asegura la calidad de las informaciones de radiolocalización llevadas por cada segunda señal local, mientras que los errores de integración serían considerables a plazo largo con relación a la precisión deseada. - - - - -

10. De ello resulta que cada señal local tal como  $S'_{5,1}$  es una señal permanente que tiene sensiblemente la misma calidad en el plano de la radiolocalización que la que proporcionaría la onda momentánea  $O_{km}$  correspondiente si fuera emitida permanentemente, lo que es, desde luego, imposible de realizar, puesto que dos ondas permanentes  $O_{km}$  que tengan el mismo valor del índice m no podrían ser distinguidas en la recepción. - - - - -

15. La obligación de las frecuencias de las primeras señales locales complejas  $S'_k$  con relación a las frecuencias específicas  $Fs_k$  de las ondas  $O_k$  tales como son recibidas, se realiza solamente sobre su componente única  $g'_k$ . Las componentes únicas  $g'_{km}$  de las segundas señales locales complejas y la componente  $g'_k$  de la primera señal local compleja (que corresponden todas a la misma frecuencia específica  $Fs_k$ ) son extraídas de la misma fuente, respetando las relaciones de proporcionalidad  $F_m/Fs_k$  anteriormente indicadas. - - - - -

Se tienen pues las relaciones siguientes:- - - - -

- primeras señales locales complejas: - - - - -

409994



$$S'_k = G'_k + g'_k$$

lo que es de hecho válido para las frecuencias de estas señales: - - -

$$F'_{s_k} = (1 - x)F'_{s_k} + x.F'_{s_k}$$

- segundas señales locales complejas: - - - - -

$$S'_{km} = G'_{km} + g'_{km} \quad \text{o sea: - - - - -}$$

5.

$$F'_{km} = (1 - x)F'_{km} + x.F'_{km}$$

A continuación se van a expresar estas relaciones teniendo en cuenta los valores nominales de las frecuencias, suponiendo que el índice k tiene un valor fijo. - - - - -

10. Las componentes complejas  $G'_k$  y  $G'_{km}$  tienen frecuencias nominales respectivamente iguales a  $(1 - x)F_{s_k}$  y  $(1 - x)F_m$ , puesto que los valores nominales de las frecuencias  $F'_{s_k}$  y  $F'_{km}$  son respectivamente  $F_{s_k}$  y  $F_m$ . Estas componentes son sacadas de la misma fuente para un valor del índice k (o mejor cualquiera que sea el índice k, como se ilustra en la figura 8). Si se llama G a la frecuencia nominal de esta  
15. fuente y dG a la separación instantánea de la frecuencia real de esta fuente con relación a su valor nominal, resulta que las frecuencias nominales de las componentes  $G'_k$  y  $G'_{km}$  deben multiplicarse por  $(1 + dG/G)$  para que se obtengan las frecuencias reales. - - - - -

20. De la misma forma, las componentes únicas  $g'_k$  y  $g'_{km}$  tienen frecuencias nominales respectivas  $x.F_{s_k}$  y  $x.F_m$  (siendo fijo el índice

409994



k y variable el índice m). Son extraídas de la misma fuente de frecuencia nominal  $g_k$  y cuya separación instantánea es  $dg_k$  incluyendo la obligación de frecuencia, siendo esto únicamente cierto para un valor del índice k. - - - - -

5. Las frecuencias nominales de las componentes  $g'_k$  y  $g'_{km}$  deben multiplicarse por  $(1 + dg_k/g_k)$  para obtener las frecuencias reales. - - - - -

Por otra parte, las frecuencias de las ondas recibidas son modificadas con relación a las frecuencias de emisión en razón del efecto Doppler. Si se designa por  $v_k$  la velocidad del receptor en la dirección de la estación emisora  $E_k$  (k fijado) que emite permanentemente la frecuencia específica  $F_{s_k}$  y, en forma momentánea y repetitiva, las frecuencias de medida  $F_m$  (ondas  $O_{km}$ ), y si se designa por c la velocidad de propagación de las ondas, las frecuencias reales recibidas son: - - - - -

10.

15.

$$F_k (1 + v_k/c)$$

y

$$F_m (1 + v_k/c)$$

20.

Se observará que ello supone que las frecuencias de emisión son estrictamente iguales a sus valores nominales respectivos. Esta suposición es correcta puesto que las separaciones eventuales respetan las relaciones de valores nominales (ver más arriba). Estas separaciones se traducen pues en errores en las velocidades  $v_k$  que desapa-

409994



recen puesto que únicamente son utilizadas diferencias de velocidades  $v_k$  para determinar las líneas de posición al final de la operación de explotación. - - - - -

5. La obligación permanente de frecuencia aplicada a la primera señal compleja  $S'_k$  realiza la igualdad: - - - - -

$$Fs_k (1 + v_k/c) = (1 - x) \cdot Fs_k (1 + dG/G) + x \cdot Fs_k (1 + dg_k/g_k)$$

siendo el primer miembro la frecuencia real de la onda  $O_k$  recibida y siendo el segundo miembro la frecuencia real de la primera señal local  $S'_k$ . - - - - -

10. Esta relación se simplifica para dar: - - - - -

$$v_k/c = (1 - x) dG/G + x \cdot dg_k/g_k$$

La obligación permanente de frecuencia en la primera señal local  $S'_k$ , que se ejerce sobre la componente única  $g'_k$  (fuente  $g_k$ ) realiza permanentemente esta condición. - - - - -

15. Las segundas señales locales  $S'_{km}$  tienen frecuencias reales respectivas (k fijado; m variable) que se expresan como sigue: - - - - -

$$F'_{km} = (1 - x) F_m (1 + dG/G) + x \cdot F_m (1 + dg_k/g_k)$$

20. La condición para que estas frecuencias reales (permanentes)  $F'_{km}$  sean respectivamente iguales a las frecuencias  $F_m (1 + v_k/c)$  de las ondas  $O_{k1}$ , tales como son recibidas y cuando son recibidas, se ex-

409994



presa como sigue: - - - - -

$$F_m (1 + v_k/c) = (1 - x) F_m (1 + dG/G) + x \cdot F_m (1 + dg_k/g_k)$$

que se simplifica para dar: - - - - -

$$v_k/c = (1 - x) dG/G + x \cdot dg_k/g_k$$

5. Realizándose esta condición por la obligación permanente de frecuencia en la primera señal local  $S'_k$ , es evidente que las segundas señales locales  $S'_{km}$  tal como son engendradas son ya puestas en frecuencia para recibir las ondas  $O_{km}$ . Se observará que la inestabilidad  $dG$  de la fuente de frecuencia  $G$  es compensada por la obligación  $dg_k$  de la fuente de frecuencia  $g_k$ .
- 10.

Por otra parte, la condición mencionada anteriormente puede escribirse: - - - - -

$$dg_k/g_k = \frac{1}{x} v_k/c - \frac{1 - x}{x} dG/G$$

- Si se dan ahora a  $k$  dos valores distintos, 5 y 6 por ejemplo, y se sustraen las dos ecuaciones correspondientes y si la fuente  $G$  es común para todos los valores de  $k$ : - - - - -
- 15.

$$dg_5/g_5 - dg_6/g_6 = \frac{1}{x \cdot c} (v_5 - v_6)$$

Hasta ahora se han considerado  $g_5$  y  $g_6$  como los valores nominales (cualesquiera) de las frecuencias de las fuentes  $g$ . - - - - -

409994



Se ha visto que las frecuencias nominales de las componentes  
únicas  $g'_5$  y  $g'_6$  son respectivamente iguales a: - - - - -

$$x.Fs_5 = x.c/Ls_5 \quad \text{y} \quad x.Fs_6 = x.c/Ls_6,$$

siendo  $Ls_5$  y  $Ls_6$  las longitudes de onda respectivamente asociadas a  $Fs_5$   
y  $Fs_6$ . - - - - -

5.

Es ventajoso según la invención tomar todas las frecuencias  
nominales, tales como  $g_5$  y  $g_6$ , iguales entre sí; por ejemplo, la frecuen-  
cia  $g_5$  es entonces proporcional en una relación  $z$  á  $Ls_5 \cdot x \cdot Fs_5$  y la fre-  
cuencia  $g_6$  es proporcional en la misma relación  $z$  á  $Ls_6 \cdot x \cdot Fs_6$ . (Se re-  
cuerda que los productos tales como  $Ls_5 \cdot Fs_5$  son todos iguales á  $c$ ). - -

10.

De ello resulta inmediatamente que la expresión  $dg_5/g_5 -$   
 $dg_6/g_6$  puede escribirse: - - - - -

$$\frac{dg_5 - dg_6}{z \cdot x \cdot c}$$

15.

Por consiguiente la ecuación anterior se convierte en: - - - - -

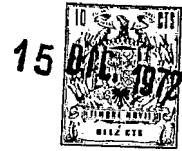
$$dg_5 - dg_6 = z (v_5 - v_6)$$

La integración de tal diferencia en función del tiempo propor-  
ciona pues una información sobre la diferencia de las distancias del re-  
ceptor a las estaciones emisoras  $E_5$  y  $E_6$ . - - - - -

20.

Como la componente única  $g'_{5,1}$  tiene una frecuencia proporcio-  
nal, según el mencionado coeficiente  $x$ , a la frecuencia de medida  $F_1$  de

409994



la onda momentánea  $O_{5,1}$ , que es igualmente la de la segunda señal local  $S'_{5,1}$ , resulta de ello que esta componente única  $g'_{5,1}$  lleva por sí sola la información de fase de radiolocalización, como se ha expuesto más arriba. - - - - -

5. Como se ha expuesto anteriormente, la componente única  $g'_{5,1}$  está ya puesta en frecuencia con relación a la señal  $f_{5,1}$  momentánea, en razón de la acción permanente sobre la segunda fuente 7 710 por medio de la onda permanente  $O_5$ . Por ello el residuo  $R'_{5,1}$  se denomina "residuo de fase momentánea". - - - - -

10. De forma general, se emplea en la presente descripción la palabra "residuo" en un sentido poco corriente. En efecto, se trata de una señal residual resultante de la recepción sincrónica de una onda y utilizada para obligar a una señal local a ser rigurosamente sincrónica (en frecuencia y/o en fase) de la onda recibida. El residuo es pues una señal de error proporcionada por la detección sincrónica y utilizada en la recepción sincrónica. La naturaleza o forma de esta señal de error depende esencialmente de la concepción del circuito de detección sincrónica y de los medios utilizados para obligar a la señal local. - - - - -

20. Debe entenderse pues que las obligaciones llamadas de frecuencia que utilizan los residuos de frecuencia específica como señal de error son ventajosamente obligaciones del segundo orden. Además, todas las obligaciones presentan casi siempre constantes de tiempo (algunos segundos) que son obtenidas ventajosamente con la ayuda de contadores-divisores cuando los residuos son bajo forma de trenes de impulsos. - - -

409994



En lo que se refiere a las obligaciones llamadas de fase, hay que observar que estas obligaciones pueden ser del primer orden. En efecto, admitiendo que el receptor se desplaza a velocidad constante y cualquiera que sea el orden de las obligaciones llamadas de frecuencia, las obligaciones de fase no están afectadas por ningún retraso cualquiera que sea la constante de tiempo utilizada. - - - - -

5.

La figura 13 ilustra un modo de realización preferente de las segundas fuentes 7 710, 7 810 y 7 910. - - - - -

La primera fuente 7 220 proporciona señales que tienen por ejemplo una frecuencia de 5 Megahertz. Estas señales son enviadas, eventualmente por mediación de una caja +/- 7 221, en dirección de las segundas fuentes respectivas 7 710, 7 810 y 7 910. Cada una de estas segundas fuentes está constituida a su vez por una caja +/- mandada por el circuito de obligación de frecuencias respectivamente asociado, es decir 7 780, 7 880 y 7 980. De esta forma, las segundas fuentes son extraídas directamente de la primera fuente por medio de circuitos de modificación de frecuencia respectivos constituidos por cajas +/-.

10.

15.

Si se suprime la caja +/- 7 221, las variaciones de frecuencia de la primera fuente 7 220 deben compensarse completamente por las obligaciones de frecuencia que actúan sobre las segundas fuentes 7 710, 7 810 y 7 910, y ello con el coeficiente multiplicador  $1/x$  del orden de  $10^5$ . La fuente 7 220 debe pues tener una estabilidad excelente. - - -

20.

Por ello, según la forma de realización representada en la

409994

15 DIC.



5. figura 13, es muy ventajoso combinar en todo o en parte informaciones de modificaciones de frecuencia proporcionadas por los circuitos 7 780, 7 880 y 7 980 en un circuito 7 222, que proporciona una señal de mando de la caja +/- 7 221. De esta forma, la fuente 7 220 es pilotada por la media de todas o parte de las frecuencias de las ondas permanentes recibidas, lo que disminuye la estabilidad requerida para esta primera fuente 7 220 y hace el funcionamiento de todo el receptor más seguro, habida cuenta de los parásitos y otras fuentes de ruido. - - - -

10. Una variante interesante del montaje que se ilustra en la figura 13 consiste en hacer actuar una sola de las señales proporcionadas por los circuitos 7 780, 7 880 y 7 980 sobre la caja +/- 7 221 en unas proporciones y con una constante de tiempo convenientes. Si, por ejemplo, la señal del circuito 7 780 se utiliza así, la caja +/- de la fuente asociada 7 710 puede ser suprimida; en efecto, entonces la misma señal de la primera fuente 7 220 está puesta en frecuencia con relación a la onda permanente correspondiente al circuito 7 780 (onda O<sub>5</sub> en el ejemplo escogido). Las otras obligaciones de frecuencia son efectuadas como anteriormente. - - - - -

20. Las variantes descritas con referencia a la figura 13 presentan igualmente la ventaja de que todas las señales locales de recepción son extraídas de la misma fuente 7 220. En la descripción de un ejemplo del modo de radiolocalización de la invención, se ha precisado que las amplitudes de banda necesarias son muy estrechas, y que por consiguiente es posible obtener varias cadenas de radiolocalización diferen-

409994



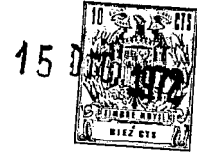
tes modificando ligeramente en la misma relación todos los valores de las frecuencias de emisión. Con las variantes descritas con referencia a la figura 13 basta, en la recepción, modificar ligeramente en correspondencia la frecuencia de la primera fuente 7 220 para recibir a elección una de las cadenas de radiolocalización. Ello permite además obtener fácilmente segundas fuentes que tengan la misma frecuencia nominal.

5. En las figuras 7 y 9 del certificado de adición frances 69 21 986 ya citado se describen e ilustran formas de realización de cajas +/- . Las figuras 3A, 4A y 5A de este mismo certificado de adición representan formas de realización de detectores de fase que podrán ser ventajosamente utilizadas para la realización de la invención. La figura 6 de la patente francesa 1 586 676 representa un modo de realización igualmente interesante de detectores de fase. En lo que se refiere a la producción de los residuos bajo forma de trenes de impulsos para las obligaciones, se dan circuitos y diagramas temporales en las figuras 4 y 4a de la patente francesa 1 586 676 y en la figura 6 del certificado de adición 69 21 986. Se hará referencia en cada caso a la descripción hecha con referencia a las figuras mencionadas. - - - - -

15. Se describirá a continuación la utilización de las señales proporcionadas en las líneas 770 a 776, 780 a 786 y 790 a 796 de la figura 8. Hay que tener presente que estas señales están bajo forma lógica, es decir señales cuadradas o impulsionales, siendo el frente de descenso (por ejemplo) representativo de un instante característico del período de una senoide. - - - - -

20.

409994



Para proporcionar informaciones de línea de posición, las señales disponibles en las líneas conductoras cuyas últimas cifras de las referencias son idénticas de 1 a 6 pueden ser objeto de medidas de diferencias de fase, por ejemplo utilizando las enseñanzas de la

5. patente 69 08 755 ya citada. Como se ha dicho anteriormente, los valores de las diversas frecuencias de medida están escogidos para proporcionar "sensibilidades diferenciales" de valores deseados. Se observará igualmente que la suma de todos los valores de frecuencia de medida

10. proporciona una sensibilidad de valor muy superior a la sensibilidad de cada una de entre ellas. - - - - -

Estas informaciones de diferencias de fase, disponibles bajo forma numérica, son tratadas en un conjunto calculador. Es necesario que estas informaciones sean muestreadas antes de cada tratamiento por el calculador. - - - - -

15. Muy ventajosamente, el calculador funciona según el principio descrito en la patente francesa 1 586 676 y en su primer certificado de adición 69 21 986 publicado con el número 2 050 932. - - - - -

Las enseñanzas de esta patente y de su certificado de adición serán recordadas ahora brevemente. - - - - -

20. La mayor parte de los procesos conocidos de eliminación de ambigüedad utilizan señales que tienen entre ellas relaciones de frecuencia y de fase bien establecidas. Sensibilidades diferenciales sacadas de tales señales permiten el paso de las informaciones de radiolocaliza-

409994



ción de gran precisión a informaciones de radiolocalización que son a la vez menos precisas y menos ambiguas, no siendo estas últimas, sin embargo, independientes de las primeras: en efecto, es necesario que las sensibilidades de las medidas menos precisas sean submúltiplos de sensibilidades de las medidas precisas. - - - - -

5.

Según las enseñanzas de estas patentes, se utiliza ventajosamente un proceso distinto que hace igualmente uso de sensibilidades diferenciales, pero siguiendo un "afinado progresivo" por aproximaciones sucesivas que permite el paso de las medidas menos precisas a las que son más precisas. La ventaja principal de este proceso de "afinado progresivo" es que permite hacer desaparecer en parte la ambigüedad de una medida de radiolocalización con ayuda de otra medida efectuada en una sensibilidad más débil, que tiene una relación matemática cualquiera con la de la primera medida, siempre que las sensibilidades sean todas conocidas. - - - - -

10.

15.

Se hará la distinción entre el modo biseñal de estas patentes, que corresponde en la presente invención al caso en el que las estaciones de escucha reemiten informaciones de fase de referencia para todos los receptores, y el modo monoseñal, que corresponde en la presente invención al caso en el que las estaciones de escucha son utilizadas para reaccionar sobre las estaciones emisoras, de forma que se realice una relación de fase conocida entre las ondas momentáneas radiadas por estas estaciones. - - - - -

20.

409994



Para aplicar el procedimiento de la patente francesa 1 686 876 y de su primer certificado de adición 69 21 986, hay que distinguir totalmente el papel de las señales locales (que se denominarán "señales locales calculadas" en la presente descripción) utilizadas en estos dos documentos y el papel de las señales locales denominadas "complejas" en la presente invención. Las señales locales calculadas y las señales locales complejas tienen únicamente en común la designación de "locales", puesto que son engendradas localmente, con vistas a ser comparadas con las señales recibidas. - - - - -

5.

Se ha expuesto anteriormente que las segundas señales locales complejas de la presente invención son la imagen exacta de lo que serían las ondas momentáneas que tuvieran las frecuencias de medida si estuvieran emitidas permanentemente. - - - - -

10.

Según el procedimiento de la patente francesa 1 686 876 y de su certificado de adición 69 21 986, se utilizan señales locales calculadas que llevan una información de línea de posición expresada por una magnitud  $x$ , teniendo estas señales locales calculadas defasajes de la forma  $k + Kx$ , con relación a una referencia de fase. - - - - -

15.

Según la presente invención, cada defasaje medido, para una frecuencia de medida, entre dos segundas señales locales complejas correspondientes, es también de la forma  $k + Kx$ , adoptando las notaciones de las dos patentes citadas. - - - - -

20.

Es pues posible calcular cada magnitud  $x$  que define una línea

409994



de posición hiperbólica según las enseñanzas de la patente francesa  
1 686 876 y del certificado de adición 69 21 986. - - - - -

Además, la presente invención permite prever una eliminación  
de ambigüedad total. En este caso, el valor estimado inicial de cada  
5. magnitud x es proporcionado directamente por el calculador. - - - - -

En la descripción de las patentes citadas, los valores calcu-  
lados de las magnitudes x son indicados directamente. Según la presente  
invención, estos valores calculados son objeto de un tratamiento ulte-  
rior antes de la indicación. - - - - -

10. Se va a describir seguidamente con referencia a la figura 14  
el funcionamiento general del circuito 68 y una forma de realización,  
según la invención, del circuito 69. - - - - -

Con este fin, el circuito 68 es apto además para comparar las  
informaciones de línea de posición x obtenidas por tratamiento de las  
15. medidas de defasaje efectuadas sobre las segundas señales complejas  
(líneas 771 a 776; 781 a 786; 791 a 796) con informaciones de línea  
de posición disponibles en sus entradas 681, procedentes del circuito  
69 y para proporcionar en salidas 685 informaciones de corrección se-  
gún el resultado de esta comparación. - - - - -

20. Como se ha expuesto anteriormente, las informaciones de fase  
disponibles en las entradas 771 a 776; 781 a 786; 791 a 796 a partir  
de las segundas señales locales complejas son periódicamente muestreadas;

409994



las informaciones de línea de posición proporcionadas por el circuito 69 son muestreadas en el mismo momento. - - - - -

5. En el calculador 68, las informaciones de fase anteriores son tratadas para eliminar en todo o en parte la ambigüedad y proporcionar informaciones de líneas de posición. Estas informaciones de línea de posición son comparadas con las proporcionadas por el circuito 69. - - - - -

10. Estas comparaciones proporcionan "separaciones" o diferencias entre las informaciones de línea de posición del circuito 69 y las informaciones de línea de posición calculadas a partir de las informaciones de fase en el circuito 68. Estas separaciones se utilizan en forma conveniente para corregir más o menos rápidamente las informaciones de línea de posición proporcionadas por el circuito 69. - - - - -

15. Muy ventajosamente, y como se ha indicado anteriormente, el circuito 69 recibe permanentemente las primeras señales locales  $S'_k$  o por lo menos sus componentes únicas  $g'_k$ , con un peso conveniente. Preferentemente, las segundas fuentes respectivas tienen una misma frecuencia nominal, y las señales de estas segundas fuentes son aplicadas respectivamente por las líneas 770, 780 y 790 al circuito 69. - - -

20. Para simplificar lo expuesto, se considerará que la estación emisora correspondiente a la línea 780, es común a las dos medidas de diferencia de distancia efectuadas. - - - - -

Si se hace abstracción por el momento de la existencia en la

409994



figura 14 de los circuitos 691 y 692, cada una de las señales de las segundas fuentes es transmitida desde las líneas 770, 780 y 790 respectivamente a contadores-integradores 693, 694 y 695; estos contadores cuentan el número de frentes de descenso (por ejemplo) en las señales de las segundas fuentes, es decir el número de períodos de estas señales, o también hacen una integración de la frecuencia de estas señales. - - - - -

5. Cada contador integrador tiene salidas distintas para todas sus etapas. Las salidas de los contadores 693 y 694 están conectadas respectivamente en correspondencia a entradas de un sustractor paralelo 696. Asimismo, las salidas de los contadores 695 y 694 están conectadas a entradas de un sustractor paralelo 697. - - - - -

10. Los sustractores 696 y 697 proporcionan cada uno una diferencia del contenido de los contadores a los cuales está conectado. - - -

15. La diferencia de los contenidos de dos contadores tales como 693 y 694 es (siempre haciendo abstracción del circuito 691) igual a una diferencia de número de períodos en las señales de la línea 770 y de la línea 780 que tienen la misma frecuencia nominal, - - - - -

20. El efecto de las frecuencias nominales desaparece pues sobre estas diferencias, puesto que implican la sustracción de dos números de períodos iguales. - - - - -

Por lo tanto las variaciones de las diferencias contenidas

409994



en los sustractores 696 y 697 están en relación con las diferencias de las frecuencias reales de las segundas fuentes que hacen intervenir su estabilidad y el efecto Doppler. - - - - -

5. Se ha demostrado anteriormente que el efecto de las inestabilidades desaparece por diferencia, debido a las primeras obligaciones denominadas "de frecuencia" y porque la primera fuente G es común. - -

Queda pues el efecto Doppler, lo que ya se ha expresado por la relación enunciada más arriba: - - - - -

$$dg_5 - dg_6 = z (v_5 - v_6)$$

10. El sustractor 696 proporciona una diferencia de las integra- ciones de  $(g_5 + dg_5)$  y de  $(g_6 + dg_6)$ , respectivamente en los contadores 693 y 694. Las frecuencias nominales de las fuentes  $g_5$  y  $g_6$  son iguales; queda pues: - - - - -

$$\int (dg_5 - dg_6) = \int z (v_5 - v_6) dt = z (D_5 - D_6) + Q$$

15. siendo  $D_5$  y  $D_6$  las distancias del receptor a las estaciones emisoras  $E_5$  y  $E_6$  y Q una constante de integración. La diferencia de las distancias  $D_5 - D_6$  es una información de línea de posición x, proporcionada por el sustractor 696 con la aproximación de una constante. - - - - -

20. Estas informaciones de línea de posición se aplican a las en- tradas 681 del circuito 68, el cual aplica señales de corrección adecua- das a los circuitos 691 y 692, que son aptos para añadir o suprimir frentes de descenso en las señales de las segundas fuentes. Las constan-

409994



tes de tiempo con las cuales se engendran las señales de corrección dependen de las condiciones de explotación en cada caso particular. - - -

5. Cuando tiene lugar la puesta en marcha del receptor, el circuito 68 actúa primeramente corrigiendo por los circuitos 691 y 692 (con preferencia con gran rapidez) las informaciones de línea de posición proporcionadas por los sustractores 696 y 697, a fin de llevar la constante de integración Q a un valor escogido para el haz de hipérbolas considerado. - - - - -

10. Las informaciones de línea de posición son fijadas o indicadas en los circuitos de indicación 698 y 699. Como se ha dicho anteriormente, los contadores-divisores, tales como 7 741, tienen un factor de división proporcional, según una potencia de 10, a una longitud de onda con la unidad de medida deseada. En este caso las diferencias de distancias son indicadas directamente con esta unidad de medida. - - - - -

15. Seguidamente el receptor funciona "enganchado", pudiendo ser entonces las correcciones, hechas por el circuito 68, mucho más lentas y por lo tanto más complejas. - - - - -

20. Como se ha indicado anteriormente, el receptor que acaba de ser descrito es utilizado ventajosamente en las estaciones de escucha, con excepción de los circuitos de explotación 68 y 69 que son de función distinta en este caso. Ello es interesante sobre todo cuando deben ser elaboradas informaciones sobre las frecuencias específicas. - - - - -

409994



En una segunda forma de realización del receptor de radio -  
 localización de la invención, cada una de las primeras y segundas seña-  
 les complejas ( $S'_k$ ;  $S'_{km}$ ) cuya frecuencia se designa en forma general  
 por F presenta una componente compleja H' y una componente única f' que  
 5. tiene una frecuencia de valor sensiblemente igual a f. El valor de la  
 frecuencia f es común para todas las señales locales complejas y, por  
 ejemplo, igual a 4 Hertz. Por el contrario, las frecuencias  $F - f$  de  
 cada componente compleja difieren entre sí. - - - - -

Los valores de las frecuencias anteriores son denominados  
 10. "sensiblemente iguales" en el sentido de que los circuitos electrónicos  
 utilizados para engendrar las señales locales tienen posibilidades limi-  
 tadas en materia de precisión de obtención de frecuencia. - - - - -

La figura 15 es el esquema general parcial de un receptor  
 que presenta cambios de frecuencia, realizados con ayuda de un circuito  
 15. de cambios de frecuencia 72\*, en el cual una fuente única de frecuencias  
 sirve para proporcionar no solamente las componentes complejas, sino  
 también las componentes únicas de las primeras y segundas señales loca-  
 les complejas. En la figura 15, esta fuente única lleva la referencia  
 7 220\*. - - - - -

En particular, la central de frecuencia presenta una etapa  
 20. suplementaria 7 210\* destinada a proporcionar una frecuencia U múltiplo  
 de la frecuencia f común a todas las componentes únicas, en una línea  
 720\* en dirección de los circuitos de obligaciones 77\*, 78\*, 79\*. De for-

409994



ma general, la frecuencia U puede estar únicamente relacionada con la frecuencia f común a todas las componentes únicas y no es necesariamente múltiplo de la misma. - - - - -

5. Para facilitar la distinción con el primer modo de realización de receptor, se dispone el símbolo \* después de todas las referencias numéricas de este segundo modo de realización, mientras que las mismas referencias numéricas designan en lo posible los mismos circuitos.

10. Además, las componentes complejas y las componentes únicas son diferentes de las del primer modo de realización; por ello se designarán ahora por H' las componentes complejas ( $H'_k$ ;  $H'_{km}$ ) y por f' las componentes únicas ( $f'_k$ ;  $f'_{km}$ ). - - - - -

15. Por supuesto, el cambio que resulta de ello en las componentes complejas tiene una influencia sobre las frecuencias de las señales  $f_k$  y  $f_{km}$  que son derivadas de las ondas recibidas, después del cambio de frecuencia teniendo por frecuencias de heterodino, las componentes complejas de las primeras y segundas señales locales complejas. No obstante, los símbolos  $f_k$  y  $f_{km}$  se conservan, pues el valor de las frecuencias cambia, pero la definición intrínseca permanece igual. - - -

20. En la figura 15, se ha representado el circuito de cambios de frecuencia 72\* y el circuito de obligaciones 77\* limitándose a las partes que se refieren a la onda permanente  $O_5$  y a la onda momentánea  $O_{5,1}$ . - - - - -

409994



1072

La figura 15 muestra que la señal  $O_5$  es objeto primeramente de uno o varios cambios de frecuencia con ayuda de la componente compleja  $H'_5$ , derivada de la fuente única  $7\ 220^*$  por mediación de un circuito  $7\ 231^*$  que es ventajosamente un divisor de frecuencia. - - - - -

5. Otro circuito  $7\ 210^*$ , ventajosamente del tipo divisor de frecuencia, proporciona a partir de la fuente  $7\ 220^*$  una frecuencia  $U = N.f$ , en la línea  $720^*$ . La frecuencia  $N.f$  es el múltiplo de orden  $N$  de la frecuencia  $f$  común a todas las componentes únicas. - - - - -

10. La frecuencia  $U = N.f$  es aplicada a un circuito de modificación y de división de frecuencia  $7\ 720^*$ , que tiene una entrada para recibir el residuo de frecuencia específica  $R'_5$ . - - - - -

15. La señal de salida del circuito  $7\ 720^*$  se aplica a un detector de diferencia de frecuencias  $7\ 745^*$  que recibe en otra entrada la señal  $f_5$  de la línea  $721^*$ , derivada de la onda permanente  $O_5$  después de cambios de frecuencia con la ayuda de la componente compleja  $H'_5$ .

20. La salida del detector de diferencia de frecuencias  $7\ 745^*$  proporciona el residuo de frecuencia específica,  $R'_5$ , que se aplica, por una parte, al circuito de modificación y de división de frecuencia  $7\ 720^*$  y, por otra parte, a otros circuitos de modificación y de división de frecuencia  $7\ 721^*$  a  $7\ 726^*$ , relativos a las señales  $f_{5m}$  derivadas, después de cambios de frecuencia, de las ondas momentáneas  $O_{5m}$ . - - - - -

La señal de salida del circuito  $7\ 720^*$  es la componente única

409994



$f'_5$  de la primera señal local  $S'_5$ . Su frecuencia nominal es  $f$ , próxima a 4 Hertz, y su frecuencia real depende del residuo de frecuencia específica  $R'_5$ . Cuando la obligación es realizada, se tiene  $f_5 = f'_5 = f + df_5$  (estos símbolos representan las frecuencias, en la igualdad). - -

- 5. Para simplificar la exposición, sólo se considera en el bloque 77\* la parte que se refiere a la frecuencia de medida  $F_1$  y a la onda momentánea  $O_{5,1}$ , que se convierte, después del cambio de frecuencia por la componente compleja  $H'_{5,1}$ , en una señal de baja frecuencia  $f_{5,1}$ , presente en la línea 724\*. Una señal de programa  $P_{5,1}$ , presente en la línea 744\* que viene del circuito de programas 74\*, indica por ejemplo los momentos en que es normalmente recibida la onda momentánea  $O_{5,1}$ .

- 15. El circuito de modificación y de división de frecuencia 7 721\* recibe el residuo de frecuencia específica  $R'_5$  para proporcionar en su salida, de una manera descrita posteriormente, una señal de frecuencia próxima a  $f$  y ya puesta en frecuencia, para recibir la señal  $f_{5,1}$ . Esta señal es aplicada a un defasador mandado 7 751\* que puede ser del tipo defasador mecánico. La salida del defasador mandado 7 751\* está conectada a una entrada de fase de un detector de fase 7 771\* cuya otra entrada de fase recibe la señal  $f_{5,1}$ . El detector de fase 7 771 funciona solamente cuando está presente una señal de programa  $P_{5,1}$  en la línea 744\*. En estas condiciones, proporciona un residuo momentáneo de fase  $R'_{5,1}$  que es aplicado al defasador mandado 7 751\*, para obligar a la señal  $f'_{5,1}$ , disponible a la salida del defasador 7 751\*, a estar
- 20.

409994



en fase, con la aproximación de una constante de fase, con la señal  $f_{5,1}$  derivada de la onda momentánea  $O_{5,1}$ .

5. En el circuito de obligaciones  $77^*$ , el circuito  $7\ 720^*$ , ya mencionado, comprende una caja +/-  $77201^*$  seguida de un contador-divisor por  $N\ 77\ 202^*$  siendo aplicada la salida de este último al detector  $7\ 745^*$ .

El residuo de frecuencia  $R'_5$  proporcionado por la salida del detector  $7\ 745^*$  es aplicado a un circuito  $77\ 203^*$ , denominado circuito  $Af_5$  (obligación para  $f_5$ ), que manda la caja +/-  $77\ 201^*$ , y cuya estructura será dada a continuación.

10. El residuo de frecuencia  $R'_5$  es igualmente aplicado a un circuito  $77\ 213^*$ , denominado  $Af_{5,1}$  (obligación para  $f_{5,1}$ ) y que forma parte del circuito  $7\ 721^*$ . La salida de este circuito  $Af_{5,1}$  es aplicada para el mando de una caja +/-  $77\ 211^*$ , que recibe la señal N.f de la línea  $720^*$  para transmitirla, por mediación de un divisor de frecuencia por  $N\ 77\ 212^*$ , al defasador  $7\ 751^*$  ya mencionado.

Como en la primera forma de realización de receptor, las cajas +/- permiten la modificación de una frecuencia y están realizadas ventajosamente de la forma descrita en la patente francesa 1 586 676 y en su primer certificado de adición 69 21 986.

20. En ausencia de un mando de modificación de frecuencia por el circuito  $Af_5$  ó  $77\ 203^*$  de la figura 15, el detector  $7\ 745^*$  recibe una frecuencia de valor  $f$ . El residuo  $R'_5$  es utilizado por el circuito  $Af_5$  para mandar una modificación de frecuencia  $N.df_5$  que tiende a anular dicho

409994



residuo de frecuencia  $R'_5$ . La frecuencia  $f'_5$  aplicada por el circuito 7 720\* al detector 7 745\* es pues igual a  $f + df_5$ . Es claro que la magnitud de la obligación de frecuencia  $N.df_5$  tiene por objeto compensar la inestabilidad de la frecuencia  $f$ , debida a la de la fuente única 5. 7 720\*, al mismo tiempo que obligar a la frecuencia local  $f'_5$  a ser igual a la frecuencia  $f_5$  derivada de la onda  $O_5$  recibida. - - - - -

Como se verá más adelante, el circuito  $Af_{5,1}$  del bloque 7 721\* deduce del residuo  $R'_5$  una frecuencia  $N.df_{5,1}$  tal que: - - - - -

$$\frac{df_{5,1}}{df_5} = \frac{F_1}{Fs_5}$$

10. La figura 16 ilustra un ejemplo particular de realización de los circuitos  $Af_5$  y 7 745\*. - - - - -

15. El detector de diferencia de frecuencia 7 745\* presenta un circuito lógico OU exclusivo 77 451\*, que recibe, por una parte, la señal  $f_5$  derivada de la onda  $O_5$  después de cambios de frecuencia y, por otra parte, la componente única  $f'_5$ , que se suponen ambas bajo forma de señales rectangulares. - - - - -

20. La salida de la penúltima etapa del contador 77 202\* proporciona una señal de frecuencia  $2.f'_5$ , que es aplicada directamente a una puerta ET 77 452\* y, después de inversión, a una puerta ET 77 543\*. Estas dos puertas ET reciben como otra entrada la salida del circuito OU exclusivo 77 451\*. Las salidas de las puertas ET 77 452\* y 77 453\*

409994



proporcionan respectivamente señales  $a_1$  y  $a_2$ . - - - - -

El técnico comprenderá que únicamente una de las dos señales  $a_1$  y  $a_2$  puede estar al nivel VERDADERO en un instante dado. Además, si se considera el defasaje entre la señal  $f'_5$  y la señal  $f_5$ , únicamente la señal  $a_1$  pasa al nivel verdadero en cada período, cuando este defasaje es positivo, mientras que es la señal  $a_2$  quien lo hace cuando el defasaje es negativo, a condición que el defasaje permanezca, en valor absoluto, inferior a un cuarto de vuelta. - - - - -

5.

El circuito 7 745\* de la figura 16 es denominado detector de diferencia de frecuencia. El técnico comprenderá que puede muy bien ser realizada una obligación de frecuencia que tenga por magnitud de error una separación de fase, cuya derivada matemática con relación al tiempo representa una separación de frecuencia. - - - - -

10.

Las señales  $a_1$  y  $a_2$  que constituyen el residuo  $R'_5$  son aplicadas en la figura 16 en paralelo a las entradas J y K de las básculas J-K 772 031\* y 772 032\* respectivamente. Las entradas reloj C de estas dos básculas reciben una frecuencia auxiliar  $Q_5$ . - - - - -

15.

Una u otra de estas dos básculas aplica pues en la entrada + ó en la entrada - de la caja +/- 77 201\* trenes de señales rectangulares a la frecuencia  $Q_{5/2}$ . La duración de cada tren depende únicamente de la del nivel lógico 1 de la señal  $a_1$  o de la señal  $a_2$ . Ello modifica la frecuencia  $f'_5$  para realizar la obligación de la componente única  $f'_5$  con relación a la señal  $f_5$ . - - - - -

20.

409994

15



Como se representa en la figura 17, el circuito Af<sub>5,1</sub> ó 77 213\* comprende, de forma similar, dos básculas JK 772131\* y 772132\* que reciben de la misma manera las señales a<sub>1</sub> y a<sub>2</sub>. Estas básculas reciben por el contrario en sus entradas reloj C una frecuencia auxiliar distinta Q<sub>5,1</sub>.

5.

Con este montaje con dos básculas, el valor medio de la corrección de frecuencia N.df<sub>5</sub> es igual al producto del residuo R'<sub>5</sub> (diferencia entre los valores medios de a<sub>1</sub> y a<sub>2</sub>) por la mitad de la frecuencia auxiliar Q<sub>5</sub>:

10.

$$N.df_5 = R'_5 \cdot \frac{Q_5}{2}$$

Si la separación de fase Δφ se expresa en fracción de vuelta de fase, se comprenderá que, para el dispositivo 7 745\*, el residuo R'<sub>5</sub> es igual a -2. Δφ , lo que implica:

$$N.df_5 = -Q_5 \cdot \Delta \varphi$$

15.

El signo - indica que existe una obligación y el valor de Q<sub>5</sub> condiciona la ganancia de frecuencia de esta obligación, pues la separación de fase Δφ es sin dimensión.

20.

Igualmente, en la figura 17, se realiza una modificación de frecuencia por parte del circuito Af<sub>5,1</sub> ó 77 213\* a partir del mismo residuo R'<sub>5</sub>. No obstante, la ganancia está, en esta ocasión, definida por el valor de la frecuencia auxiliar Q<sub>5,1</sub>.

409994

15



Según la invención, hay que realizar la condición: - - - - -

$$\frac{Q_{5,1}}{Q_5} \frac{F_1}{Fs_5} \text{ de donde } \frac{df_{5,1}}{df_5} = \frac{F_1}{Fs_5}$$

Además, aunque se haya representado en las figuras una sola báscula biestable tal como 772 131\* (figura 7), es necesario a menudo

5. poner en serie, con cada báscula, un contador binario de módulo Z o, mejor, utilizar un contador reversible de módulo Z, cuyas dos entradas + y - estén conectadas respectivamente a las salidas de un circuito tal como 77 213\* (figura 17). En este caso, la relación de obligación se convierte en: - - - - -

10. 
$$N \cdot df_5 = R'_5 \cdot \frac{Q_5}{2 \cdot Z}$$

Se va a describir ahora, con referencia a la figura 18, un modo de realización de la obligación de fase constituido por el detector de fase 7 771\* y el defasador 7 751\*. - - - - -

15. En la figura 18, se ve que esta obligación de fase está constituida de la misma manera que la obligación de frecuencia de la figura 16, con la diferencia de que el circuito OU exclusivo 77 711\* está seguido por una puerta ET 77 714\* que recibe la señal de mando de activación P<sub>5,1</sub> en la línea 744\*. - - - - -

20. Cuando la señal P<sub>5,1</sub> está al nivel 1, el detector de fase funciona normalmente. Por el contrario, cuando la señal P<sub>5,1</sub> está al

409994

115



nivel 0, las salidas  $b_1$  y  $b_2$  (análogas a  $a_1$  y  $a_2$ ) del detector 7 771\*  
 quedan en permanencia a 0. Las básculas JK 77 514\* y 77 515\* del cir-  
 cuito A  $\phi$  51 77 513\* están entonces bloqueadas. Ninguna corrección es  
 pues aplicada a la caja +/- 77 511 y la señal  $f'_{5,1}$  conserva la fase ad-  
 quirida en el curso del período de obligación precedente. - - - - -

Se observará que el circuito divisor por N 77 212\* de la  
 figura 18 es común al circuito de modificación de frecuencia 7 721\*  
 y al circuito defasador 7 751\*. - - - - -

La frecuencia  $R_{5,1}$  aplicada a las básculas biestables  
 77 514\* y 77 515\* define el valor de la constante de tiempo aplicada  
 a la obligación de fase así obtenida. - - - - -

Si por ejemplo el defasaje entre las señales  $f'_{5,1}$  y  $f_{5,1}$   
 es de + 1/4 de vuelta ( $+\frac{\pi}{2}$ ), la frecuencia aplicada a la caja  
 +/- 77 511\* es: - - - - -

15. 
$$-R_{5,1} \cdot \Delta \phi = \frac{R_{5,1}}{4}$$

La variación de frecuencia que de ello resulta para  $f'_{5,1}$   
 es igual a: - - - - -

$$\frac{-R_{5,1}}{4N}$$

La constante de tiempo  $\tau$  de la obligación es el tiempo ne-

409994



cesario para recuperar la separación de fase 1/4 de vuelta con una modificación de frecuencia: - - - - -

$$\frac{-R_{5,1}}{4N}$$

o sea: - - - - -

5. 
$$\tau \cdot \frac{R_{5,1}}{4N} = \frac{1}{4}$$

o sea: - - - - -

$$\tau = \frac{N}{R_{5,1}}$$

Las constantes de tiempo de las obligaciones de fase son escogidas principalmente en función de la duración de emisión de las ondas momentáneas y de la calidad de la puesta en frecuencia por medio de las obligaciones de frecuencia. - - - - -

10.

El técnico comprenderá que, para que una tal obligación funcione correctamente, la frecuencia  $R_{5,1}$  debe normalmente ser escogida superior a  $N \cdot f'_{5,1}$ , es decir 4 N Hertz. Ello demuestra la utilidad de poner contadores (no representados) en serie en las básculas biestables tales como 77 514\* y 77 515\*, de la forma descrita anteriormente para  $Af_{5,1}$ . Estos contadores permiten disminuir la constante de tiempo, manteniendo una frecuencia  $R_{5,1}$  superior a  $N \cdot f'_{5,1}$ . - - - - -

15.

En la figura 19 se ilustra el esquema general de un receptor

409994

115



según las figuras 15 a 18. - - - - -

- Los diferentes elementos del receptor están reagrupados según la estructura general del receptor de la figura 7. No obstante, el circuito de programa 65 y los circuitos de explotación 68 y 69 han sido
5. omitidos para simplificar la figura. Además, el primer circuito de obligación 63 ha sido incluido en el primer circuito generador 61 y el segundo circuito de obligación 67 ha sido incluido en el segundo circuito generador 64. La central de frecuencias  $7\ 230^*$  proporciona frecuencias de heterodino que sirven, por una parte, al primer circuito de recepción
10. síncrona 62 y, por otra parte, al segundo circuito de recepción síncrona 66. Para aclarar la figura, las frecuencias de heterodino son todas suministradas por la central de frecuencias  $7\ 230^*$  del primer circuito generador 61 mientras que, en la figura 7, está implícitamente supuesto que son, en parte, suministradas por el segundo circuito generador 64,
15. para las segundas señales locales complejas. Ello no tiene importancia en la medida en que sólo las componentes únicas de las primeras señales locales complejas (circuito 61) y de las segundas señales locales complejas (circuito 64) son objeto respectivamente de la primera obligación (frecuencia), y de las obligaciones primera y segunda (frecuencia y fase).
20. Finalmente, el índice 1 usado en la figura 19 para los circuitos 64/1 y 67/1, así como el circuito 66/1, indica que sólo se representan los circuitos relativos a las ondas momentáneas  $O_{k1}$  que tienen la frecuencia de medida  $F_1$ , entendiéndose que los circuitos relativos a las otras frecuencias de medida son análogos. - - - - -

409994



Se ha supuesto en la figura 19 que las tres estaciones emisoras recibidas son  $E_5$ ,  $E_6$  y  $E_9$  y tienen por frecuencias específicas  $F_{s_5}$ ,  $F_{s_6}$  y  $F_{s_9}$ , como en el primer modo de realización. - - - - -

5. Los tres circuitos  $AV_5$ ,  $AV_6$  y  $AV_9$  presentan cada uno un circuito de obligación tal como  $Af_5$ , (77 203\* en la figura 15), y tantos circuitos  $Af_{5,1}$  (77 213\* en la figura 15) como frecuencias de medida tratadas por el receptor. - - - - -

10. Los circuitos  $A\phi_{km}$ , tales como el circuito  $A\phi_{5,1}$  ó 77 513\* ilustrados en la figura 19 son todos de constitución idéntica a la del circuito 77 513\* de la figura 18. - - - - -

15. Si se considera la onda permanente  $O_5$  que llega al circuito 62 de la figura 19, se observa que es filtrada en el circuito 7 241\*, es objeto de uno o varios cambios de frecuencia ilustrados por el circuito 7 251\* con ayuda de la componente compleja  $H'_5$  (de hecho es sencilla para un cambio de frecuencia y verdaderamente compleja para varios cambios de frecuencia), filtrada después nuevamente en el circuito 7 261\* para proporcionar la señal  $f_5$  derivada después de cambio de frecuencia de la onda  $O_5$ . A partir de la frecuencia  $U = N.f$  proporcionada por la central de frecuencias 7 230\*, la caja +/- 77 201\* seguida del contador-divisor por N 77 202\* proporciona la componente única  $f'_5$ , la cual es aplicada al detector 7 745\* al mismo tiempo que la señal  $f_5$ . El residuo de frecuencia  $R'_5$  proporcionado por este detector 7 745\* es aplicado al circuito  $AV_5$  que, por su parte  $Af_5$  ó 77 203\* (figura 16), manda la caja +/-

409994



77 201\*, y, por sus partes tales como Af<sub>5,1</sub> ó 77 213\* (figuras 17 y 18), manda la caja +/- 77 211\* del circuito 64/1 y 67/1 de la figura 19, y cajas +/- análogas (no representadas) para las otras ondas momentáneas O<sub>5m</sub>.

- 5. La onda momentánea O<sub>5,1</sub> aplicada al circuito 66/1 de la figura 19 es filtrada por un circuito 7 244\*, después es objeto de uno o varios cambios de frecuencia ilustrados por el circuito 7 254\* por la componente compleja H'<sub>k1</sub> (que es entonces respectivamente sencilla o verdaderamente compleja) y es filtrada de nuevo por los circuitos 7 264\* para dar la señal f<sub>5,1</sub> derivada después del cambio de frecuencia de la onda momentánea O<sub>5,1</sub>. Se observará que hasta este momento, la recepción de la onda O<sub>5,1</sub> no está separada de las otras ondas O<sub>k1</sub>.

El circuito detector de fase 7 771\* recibe la señal f<sub>5,1</sub> entre todas las señales f<sub>k1</sub>, seleccionándolas de forma mandada por la señal de programa P<sub>5,1</sub>.

- 15. La caja +/- 77 211\* recibe la señal U = N.f de la central de frecuencias 7 230\* y la pone en frecuencia con relación a la onda permanente O<sub>5</sub> por medio de la señal N.df<sub>5,1</sub> proporcionada como se ha descrito anteriormente por el circuito AV<sub>5</sub> en su parte Af<sub>5,1</sub> ó 77 213\*.
  - 20. La salida de la caja +/- 77 211\* es aplicada a otra caja +/- 77 511\*, seguida de un contador-divisor por N 77 212\* cuya salida proporciona la componente única f'<sub>5,1</sub> (de la segunda señal local compleja S'<sub>5,1</sub>) la cual es aplicada a la otra entrada del detector de fase 7 771\*. Este

409994



último proporciona el residuo de fase  $R'_{5,1}$ , el cual es aplicado al circuito  $A \varphi_{5,1}$  ó  $77\ 513^*$  para mandar la caja  $\pm 77\ 511^*$  de forma que la componente única  $f'_{5,1}$  esté en fase con la aproximación de una constante de fase con la señal  $f_{5,1}$  derivada de la onda momentánea

5.  $O_{5,1}$  tal como es recibida y cuando es recibida. - - - - -

En la figura 19, las ondas permanentes  $O_6, O_9$  y las ondas momentáneas correspondientes  $O_{6,1}$  y  $O_{9,1}$  son tratadas de la misma forma, entendiéndose que la constante de fase para la obligación sobre las componentes únicas  $f'_{5,1}, f'_{6,1}$  y  $f'_{9,1}$  debe ser la misma para las señales relativas a una misma frecuencia de medida (igual valor del segundo índice). Esta constante de fase puede corresponder por ejemplo a un defasaje en los circuitos de filtrado y de cambio de frecuencia, que son comunes a todas las ondas momentáneas que tienen la misma frecuencia de medida. - - - - -

15. La figura 20 ilustra, esquemática y parcialmente, una variante del receptor de la figura 9, en la cual las componentes únicas  $f'_5, f'_6$  y  $f'_9$  están combinadas en un bloque  $7\ 222^*$  para modificar por mediación de una caja  $\pm 7\ 221^*$  la frecuencia aplicada por la fuente  $7\ 220^*$  a la central de frecuencias  $7\ 230^*$ . Esto realiza una modificación de todas las frecuencias proporcionadas por la central de frecuencias conservando su relación. La estabilidad requerida para la fuente  $7\ 220^*$  es entonces menor. Evidentemente, es posible utilizar sólo algunas de las señales tales como  $f'_5, f'_6$  y  $f'_9$ . Si es utilizada una sola de ellas,

20.

409994



se obtiene una variante interesante del receptor que será descrita más adelante con referencia a la figura 22. - - - - -

Se va a explicar a continuación el funcionamiento general de un receptor del segundo modo de realización. - - - - -

5. En el primer circuito de obligación 63, la obligación de las frecuencias  $F's_k$  de las primeras señales locales complejas  $S'_k$  con relación a las frecuencias específicas  $Fs_k$  de las ondas  $O_k$ , tal como son recibidas, se realiza a partir de los residuos de frecuencia  $R'_k$  proporcionados en la salida de la detección síncrona efectuada sobre las componentes únicas  $f'_k$ . - - - - -

10.

Estas obligaciones tienen por efecto aportar una corrección de frecuencia  $df_k$  a la frecuencia de cada primera señal compleja  $S'_k$ , pudiéndose aportar esta corrección de frecuencia sobre la componente única o, en una variante de realización, sobre la componente compleja.

15. La frecuencia  $F's_k$  de cada primera señal local compleja es pues: - - -

$$F's_k = H'_k + f + df_k$$

Las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  reciben, para cada frecuencia específica  $Fs_k$ , una modificación de frecuencia  $df_{km}$ , que es proporcional a  $df_k$  en la relación del valor nominal de la frecuencia de medida  $F_m$  al valor nominal de la frecuencia específica  $Fs_k$  :-

20.

$$df_{km} = \frac{F_m}{F_{s_k}} \cdot df_k$$

409994



Se tiene por consiguiente, para cada segunda señal local compleja  $S'_{km}$  : - - - - -

$$F'_{km} = H'_{km} + f + \frac{F_m}{F_{s_k}} \cdot df_k$$

Todas las frecuencias de las componentes complejas

5.  $(H'_k; H'_{km})$  y de las componentes únicas  $(f)$ , son extraídas de una misma fuente, cualquiera que sea el valor de los índices  $k$  y  $m$ . Designando con  $H$  la frecuencia nominal de esta fuente y con  $dH$  la separación instantánea de la frecuencia real de la fuente con relación a su valor nominal, resulta que las frecuencias nominales de las componentes  $H'_k$ ,  $H'_{km}$  y  $f$  deben ser multiplicadas por  $(1 + \frac{dH}{H})$  para obtener las frecuencias reales. Además, se observará que las componentes complejas  $H'_k$  y  $H'_{km}$  tienen por frecuencia nominal respectivamente  $F_{s_k} - f$  y  $F_m - f$ ; cada componente única tiene una frecuencia nominal igual a  $f$ . - - - - -
- 10.

Si se consideran ahora las frecuencias de las ondas recibidas,

15. éstas son modificadas por el efecto Doppler según la velocidad de desplazamiento  $v_k$  del receptor en dirección a la estación emisora correspondiente  $E_k$ , para cada valor del índice  $k$ . - - - - -

Las frecuencias específicas recibidas son pues: - - - - -

$$F_{s_k} (1 + \frac{v_k}{c})$$

20. y las frecuencias de medida recibidas son: - - - - -

409994



$$F_m \left( 1 + \frac{v_k}{c} \right)$$

El símbolo  $c$  designa la velocidad de propagación de las ondas consideradas, supuesta igual para todas. De la segunda ecuación se deduce claramente que la frecuencia real de una onda momentánea  $O_{km}$  recibida difiere en general según el valor del índice  $k$ , desde que el receptor se desplaza con relación a las estaciones emisoras. Es por ello que las señales  $S'_{km}$  son diferentes, para un mismo valor del índice  $m$  y cuando varía el índice  $k$ . - - - - -

La obligación permanente de frecuencia aplicada a cada primera señal local compleja  $S'_k$  realiza la igualdad siguiente, entre la frecuencia real recibida y la frecuencia real de la señal local: - - - - -

$$F_{s_k} \left( 1 + \frac{v_k}{c} \right) = (F_{s_k} - f) \left( 1 + \frac{dH}{H} \right) + f \left( 1 + \frac{dH}{H} \right) + df_k$$

Esta relación se simplifica para dar: - - - - -

$$\frac{v_k}{c} = \frac{dH}{H} + \frac{1}{F_{s_k}} \cdot df_k$$

Esta condición es realizada pues permanentemente por el primer circuito de obligación 63. - - - - -

Las frecuencias reales de las segundas señales locales complejas  $S'_{km}$  se escriben, para cada valor de los índices  $k$  y  $m$ , según el segundo miembro de la ecuación siguiente, cuyo primer miembro es la fre-

409994



cuencia real de la onda  $O_{km}$  tal como es recibida (y cuando es recibida):

$$F_m \left(1 + \frac{v_k}{c}\right) = (F_m - f) \left(1 + \frac{dH}{H}\right) + f \left(1 + \frac{dH}{H}\right) + \frac{F_m}{F_{s_k}} \cdot df_k$$

Esta relación expresa la condición para la cual la frecuencia real  $F_{km}$  de cada segunda señal local compleja es igual a la frecuencia: - - - -

5. 
$$F_m \left(1 + \frac{v_k}{c}\right)$$

de la onda  $O_{km}$ . La relación se simplifica para convertirse en: - - - - -

$$\frac{v_k}{c} = \frac{dH}{H} + \frac{1}{F_{s_k}} \cdot df_k$$

Como anteriormente, se ve que esta condición es ya realizada por la obligación permanente de frecuencia sobre la primera señal local  $S'_k$ . Por consiguiente, las segundas señales locales  $S'_{km}$  tal como son engendradas están ya puestas en frecuencia para recibir las ondas  $O_{km}$ . La inestabilidad  $dH$  de la fuente de frecuencia  $H$  está compensada por cada corrección de frecuencia  $df_k$ . - - - - -

15. En una primera forma de realización de esta parte de la invención, las correcciones de frecuencia  $df_k$  y  $df_{km}$  son aplicadas a las componentes únicas para las primeras y segundas señales complejas. En una segunda forma de realización, las correcciones de frecuencia son aplicadas a las componentes complejas y, preferentemente, sólo a una de las componentes simples de cada componente compleja, como se verá más adelante. - - - - -

20.

409994



Ventajosamente, los receptores según esta parte de la invención utilizan igualmente las correcciones de frecuencia  $df_k$  para obtener informaciones sobre la diferencia de las distancias del receptor a dos estaciones emisoras. - - - - -

5. En efecto, la condición de obligación expuesta anteriormente puede escribirse: - - - - -

$$\frac{df_k}{Fs_k} = \frac{v_k}{c} - \frac{dH}{H}$$

Dando ahora a k dos valores diferentes, por ejemplo 5 y 6, que corresponden a las estaciones emisoras  $E_5$  y  $E_6$ , la sustracción de las dos ecuaciones correspondientes da: - - - - -

$$\frac{df_5}{Fs_5} - \frac{df_6}{Fs_6} = \frac{1}{c} (v_5 - v_6)$$

La integración de tal diferencia en función del tiempo proporciona, pues, una información sobre la diferencia de las distancias del receptor a las estaciones emisoras  $E_5$  y  $E_6$ . - - - - -

15. En los ejemplos de cadenas de radiolocalización particulares, los valores de las frecuencias  $Fs_k$  son muy próximos y su separación relativa no sobrepasa nunca 1 milésima. Por consiguiente, integrando directamente la diferencia  $df_5 - df_6$ , el error relativo no sobrepasa la milésima. Este error es corregido de vez en cuando antes de que se haga apreciable,

20. con ayuda de las informaciones proporcionadas a partir de las frecuencias



409994

de medida. - - - - -

5. El grado de repetición de esta corrección es evidentemente función de la velocidad del móvil; a título de ejemplo, para un móvil que se desplaza a diez nudos por la línea de base de una red hiperbólica, el error sería a lo más del orden del metro al cabo de cinco minutos. - -

10. Además, cuando las correcciones de frecuencias se efectúan sobre las componentes únicas  $f'_k$  de las primeras señales complejas, es claro que la diferencia de las frecuencias de dos de entre ellas,  $f'_5 - f'_6$  por ejemplo, es idéntica a la diferencia  $df_5 - df_6$ ; puede pues ser objeto de una integración para proporcionar una información de diferencia de distancias. - - - - -

15. En variante, se utiliza el dispositivo de la figura 21. En esta figura está representado un circuito 7 711\*, de constitución análoga a la del circuito 77 203\* de la figura 16, en el cual las dos básculas J-K 7 712\* y 7 713\* reciben también las señales  $a_1$  y  $a_2$  que constituyen el residuo de frecuencia específica  $R'_5$ . Sin embargo, la frecuencia aplicada a las entradas reloj de las dos básculas J-K de la figura 21 es una frecuencia  $Q_L$ . De la forma antes descrita, las señales de salida de las dos básculas tienen por valor medio: - - - - -

20. 
$$\frac{Q_L}{2} \cdot R'_5$$

Este resultado corresponde en efecto a la relación análoga

409994



descrita más arriba para el circuito 77 203\*, que proporciona un valor medio de corrección de frecuencia N.df<sub>5</sub> que satisface la relación: - - -

$$N.df_5 = R'_5 \cdot \frac{Q_5}{2}$$

5. La variante permitida para el dispositivo de la figura 21 consiste en integrar residuos de frecuencia específica para su utilización en la explotación, en lugar de integrar diferencias de frecuencias de componentes únicas, tales como f'<sub>5</sub> - f'<sub>6</sub>. - - - - -

10. Por otra parte, se recuerda que, según la presente invención, es ventajoso que la frecuencia Q<sub>5</sub> sea proporcional a la frecuencia específica Fs<sub>5</sub>, según un factor q, o sea Q<sub>5</sub> = q.Fs<sub>5</sub>, y que asimismo Q<sub>5,1</sub> = q.F<sub>1</sub>, siendo el factor q igual para todas las frecuencias recibidas. Ello satisface entonces la condición expuesta más arriba: - - - -

$$\frac{Q_{5,1}}{Q_5} = \frac{F_1}{Fs_5} \text{ puesto que } \frac{Q_{5,1}}{F_1} = \frac{Q_5}{Fs_5} = q$$

Si ahora se vuelve a la relación: - - - - -

15. 
$$\frac{df_5}{Fs_5} - \frac{df_6}{Fs_6} = \frac{1}{c} (v_5 - v_6),$$

esta relación puede escribirse, habida cuenta de lo que precede: - - - - -

$$\frac{q}{2 \cdot N} (R'_5 - R'_6) = \frac{1}{c} (v_5 - v_6).$$

La integración de la diferencia de los residuos R'<sub>5</sub> y R'<sub>6</sub> en

409994



función del tiempo permite pues obtener también una información sobre la diferencia de las distancias del receptor a las estaciones emisoras  $E_5$  y  $E_6$ . - - - - -

5. Por ello un circuito tal como el 7 711\* de la figura 21 permite ponderar el residuo  $R'_5$  con ayuda de una frecuencia  $Q_L$  antes de la integración que proporciona las diferencias de distancias a las estaciones emisoras. - - - - -

10. La frecuencia  $Q_L$  tiene el mismo valor cualquiera que sea el índice k de la estación emisora afectada. Se elige según la unidad de medida deseada para dicha integración. - - - - -

Además, la aproximación ya mencionada más arriba, que consiste en suponer las frecuencias  $F_{s_k}$  extremadamente próximas y en desprestigiar la diferencia entre ellas, se traduce en el hecho de que las frecuencias  $Q_k$  (tales como  $Q_5$ ) son todas iguales. - - - - -

15. Como ya queda dicho, resulta de ello un error sobre la información de diferencias de distancia obtenida por la integración de la diferencia  $R'_5 - R'_6$  tras ponderación por  $Q_L$ . Este error es suficientemente pequeño para poder ser corregido de vez en cuando, cada cinco minutos por ejemplo, por medio de las informaciones de fase proporcionadas por las segundas señales locales complejas del receptor. - - - - -

20. Se va a describir ahora la figura 22, en la cual el residuo  $R'_5$  es utilizado en el circuito  $AV_5$  para mandar directamente la caja +/- 7 721\* dispuesta entre la fuente única 7 220\* y la central de fre-

409994



cuencia  $7\ 230^*$ . En este caso, el circuito  $AV_5$  presenta únicamente un circuito del tipo  $Af_5$  ( $77\ 203^*$  en la figura 6), teniendo la frecuencia  $Q_5$  un valor conveniente en relación con el valor de la frecuencia a corregir. - - - - -

- 5. En la figura 22, el residuo  $R'_5$  relativo a la estación emisora  $E_5$  realiza pues una modificación global de todas las frecuencias que constituyen las primeras y segundas señales complejas, proporcionadas por la central de frecuencias  $7\ 230^*$ . - - - - -

- 10. La parte derecha de la figura 22, relativa a las estaciones emisoras  $O_6$  y  $O_9$  es idéntica a la parte correspondiente de la figura 19, con la diferencia de que las señales destinadas al circuito 69 (no representado) son extraídas de los circuitos  $AV_6$  y  $AV_9$ , que presentan además para este fin, cada uno, un circuito tal como  $7\ 711^*$  de la figura 21. - - - - -

- 15. La acción del residuo  $R'_5$  sobre la caja  $\pm 7\ 721^*$  tiene por efecto no sólo modificar la señal  $f'_5$  (de hecho estrictamente idéntica a  $f$ ), aplicada al detector  $7\ 245^*$ , sino también modificar las componentes complejas  $H'_5$  y  $H'_{km}$ . Se observa en la figura 22 que las ondas momentáneas son objeto de dos cambios de frecuencia, puesto que las segundas señales locales complejas tienen una componente compleja que es verdaderamente compleja y que, para la frecuencia de medida  $F_1$ , presenta por ejemplo dos componentes simples designadas en la figura 22 por  $H'_{k1}$  y  $H''_{k1}$ . - - - - -

409994



Se puede considerar por consiguiente, que el conjunto de las señales locales complejas está puesto en frecuencia en relación con la onda permanente  $O_5$  que emana de la estación emisora  $E_5$ . Los circuitos de puesta en frecuencia y en fase relativos a las estaciones emisoras  $O_6$  y  $O_9$  funcionan pues con relación a la puesta en frecuencia relativa a la estación emisora  $E_5$ . - - - - -

En la figura 22, la puesta en fase con relación a la onda momentánea  $O_{5,1}$  es realizada, no sobre la componente única  $f'_{5,1}$ , sino sobre la componente simple  $H''_{k1}$  que forma parte de la componente compleja común a las segundas señales locales  $S'_{k1}$  cualquiera que sea el valor del índice  $k$  y por ello la estación emisora afectada. - - - - -

A este efecto, los circuitos  $A\phi_{5,1}$  presentan una constante de tiempo conveniente, mientras que la caja  $\pm 77\ 511^*$  y el contador-divisor por  $N\ 77\ 512^*$  están dispuestos para actuar sobre la componente simple  $H''_{k1}$ , en lugar de actuar como en la figura 19 sobre la componente única  $f'_{5,1}$ . En consecuencia, el detector de diferencias de frecuencia  $7\ 745^*$  y el detector de fase  $7\ 771^*$  reciben los dos y directamente una frecuencia  $f$ , habiéndose supuesto un divisor por  $N$  incorporado en la central de frecuencias  $7\ 230^*$ . - - - - -

Esta disposición tiene por efecto que la corrección de fase, relativa a la estación emisora  $E_5$  y obtenida para la frecuencia de medida  $F_1$  con ayuda de la onda momentánea  $O_{5,1}$ , sea aplicada a una frecuencia de heterodino  $H''_{k1}$ . De ello resulta que esta corrección de fase es igual-

409994



mente aplicada a las otras ondas momentáneas  $O_{k1}$  en el momento de este cambio de frecuencia. En consecuencia, las señales  $f'_{6,1}$  y  $f'_{9,1}$  son representativas de la separación de fase entre la onda momentánea  $O_{5,1}$  y las ondas momentáneas  $O_{6,1}$  y  $O_{9,1}$ .

5. Todas las señales proporcionadas al circuito de explotación están pues expresadas con relación a las ondas permanentes y momentáneas que proceden de la estación emisora  $E_5$  que sirve, de hecho, de referencia. En este caso, las dos redes hiperbólicas tienen en común la estación emisora  $E_5$  y las informaciones de explotación son obtenidas directamente con relación a la estación emisora  $E_5$ .

Las relaciones dadas más arriba permanecen válidas. Sin embargo, la corrección de frecuencia  $dF$  juega un papel particular, siendo este papel el compensar la inestabilidad  $dH$  de la fuente. Estas ecuaciones se leen mejor substituyendo  $\frac{dH}{H}$  por

15. 
$$\frac{dF}{F} = \frac{df_5}{Fs_5},$$

lo que hace aparecer el término:

$$-\frac{df_5}{Fs_5}$$

en las ecuaciones que se refieren a las estaciones  $E_6$  y  $E_9$ , verificando así el hecho de que la estación emisora  $E_5$  sirve de referencia.

20. En la figura 23, se representa el esquema general de otra

409994



variante del segundo modo de realización de receptor, ventajosa para los móviles que tienen una velocidad elevada. - - - - -

5. Todas las componentes complejas de las primeras y segundas señales complejas llevan dos componentes simples una ( $H'$ ;  $H'_{k1}$ ) de las cuales es común cualquiera que sea el índice k y por lo tanto la estación emisora afectada, y la otra, por ejemplo ( $H''_5$ ;  $H''_{5,1}$ ), de las cuales depende de la estación emisora. - - - - -

10. Las correcciones de frecuencia y de fase son aplicadas en este modo de realización a esta componente simple que depende de la estación emisora, mientras que la componente única no es modificada por las primeras y segundas obligaciones. - - - - -

15. Así, en la figura 23, la componente  $H''_5$  aplicada como segunda frecuencia de heterodino a la onda  $O_5$  es objeto de una modificación de frecuencia mandada por el circuito  $AV_5$  en respuesta al residuo  $R'_5$  proporcionado por el detector 7 745\*, siendo realizada la modificación de frecuencia por la caja +/- 77 201\* seguida del contador-divisor por N 7 202\*, siendo aplicada la salida del contador-divisor 77 202\* al mezclador 7 251\*. - - - - -

20. El circuito  $AV_5$  manda también la puesta en frecuencia de la componente  $H''_{5,1}$  por la caja +/- 77 211\*, mientras que la puesta en fase es mandada por el circuito  $A\phi_{5,1}$  77 513\* en respuesta al residuo  $R'_{5,1}$ , estando realizada la puesta en fase por la caja +/- 77 511\* seguida del contador-divisor por N 77 212\* cuya salida es aplicada al

409994



mezclador 72 541\* . - - - - -

5. En resumen, las detecciones se hacen siempre sobre las componentes únicas al nivel del circuito detector de diferencias de frecuencia 7 745\* y del circuito detector de fase 7 771\*, mientras que las modificaciones de frecuencia afectan respectivamente las frecuencias de heterodino  $H''_5$  y  $H''_{5,1}$ , experimentando esta última también una modificación de fase. - - - - -

10. La utilización de un mezclador común 7 250\* para todas las ondas permanentes se justifica mayormente porque las frecuencias específicas son muy próximas las unas de las otras. Por el contrario, no hay ningún problema para utilizar un mezclador común designado por 7 254 A para todas las ondas momentáneas que tienen la misma frecuencia de medida, en este caso  $F_1$ . - - - - -

15. En la figura 23, los circuitos  $AV_5$ ,  $AV_6$  y  $AV_9$  presentan un circuito de ponderación, tal como el circuito 7 711\* de la figura 21, con vistas a proporcionar informaciones de velocidad  $v_5$ ,  $v_6$  y  $v_9$  en dirección al circuito 69 no representado. - - - - -

20. Estas informaciones  $v_5$ ,  $v_6$  y  $v_9$  son respectivamente proporcionales a los residuos de frecuencia  $R'_5$ ,  $R'_6$  y  $R'_9$  y, de forma análoga a lo que se ilustra en la figura 20, están combinados en un circuito 7 222\* para ser aplicados a la caja +/- 7 221\* con vistas a corregir globalmente la frecuencia de fuente 7 220\* antes de la aplicación a la central de frecuencias 7 230\*. - - - - -

409994



Las componentes simples  $H''_{5,1}$ ,  $H''_{6,1}$  y  $H''_{9,1}$  son representativas por sus fases relativas de las diferencias de fase entre las ondas momentáneas  $O_{5,1}$ ,  $O_{6,1}$  y  $O_{9,1}$ , pero estas componentes son permanentes. Son enviadas en dirección al circuito de explotación de las fases 68, no representado. - - - - -

5.

Las señales  $H''$ , tales como  $H''_{5,1}$ ,  $H''_{5,2}$  (no representada), etc., pueden tener o no tener la misma frecuencia. - - - - -

Si tienen la misma frecuencia, resulta de ello una complicación muy grande para la realización de las otras componentes simples de las componentes complejas y, en particular, la imposibilidad de hacer los cambios de frecuencia de la manera indicada más adelante. - - - - -

10.

Si no tienen la misma frecuencia, no hay entonces mayor problema para realizar las frecuencias de heterodino; la complicación se centra en el tratamiento de las señales tales como  $H''_{5,1}$ ,  $H''_{5,2}$ , etc., por el circuito 68 (no representado). En este circuito, es no obstante mucho más sencillo utilizar señales que tengan frecuencias diferentes. -

15.

Se observará además que si el mezclador  $7\ 250^*$  es común para las ondas permanentes como se representa en la figura 23, las frecuencias  $H''_5$ ,  $H''_6$  y  $H''_9$  tienen necesariamente valores nominales distintos cuando la componente única  $f$  es igualmente común, cualquiera que sea el índice  $k$  y por tanto la estación emisora afectada. Si son iguales es posible, como variante, utilizarlas para obtener por integración informaciones de diferencia de distancia. - - - - -

20.

409994



Hasta ahora, en la descripción del segundo modo de realización de receptor, no se ha detallado la realización de los cambios de frecuencia y de la central de frecuencias 7 230\*.

5. Un punto común a todos los modos de realización de la invención es que la componente única de cada señal local compleja tiene una frecuencia nominal muy baja (algunos Hertz) y requiere una banda pasante muy estrecha, del orden de 0,5 Hertz.

10. Se aplicarán pues ventajosamente las enseñanzas de la patente francesa nº 72 27 060 presentada el 27 Julio 1972 a nombre del solicitante y titulada DISPOSITIVOS ELECTRONICOS DE CAMBIOS DE FRECUENCIA, denominada a continuación "patente citada", señalando que las frecuencias que en ella se mencionan tienen valores que concuerdan con los valores indicados en el primer ejemplo de cadena de radiolocalización expuesto anteriormente.

15. Para mejor comprender las condiciones de aplicación de estos cambios de frecuencia en la realización del receptor según la presente invención y las ventajas que de ello resultan, se volverá a la descripción de las instalaciones de emisión que ha sido hecha más arriba.

20. Como el número de las señales de heterodino a proporcionar por la central de frecuencias es entonces bastante elevado, es ventajoso utilizar para su elaboración las disposiciones descritas con referencia a la figura 3 de la patente citada 72 27 060.

409994



5. Como la recepción de las frecuencias específicas debe ser permanente, es evidente que los elementos constitutivos de las vías de recepción correspondientes tendrán características fijas en el sentido de la patente citada, pudiendo ser comunes varias etapas de cambios de frecuencia. - - - - -

10. Por el contrario, la recepción de las ondas momentáneas que tienen las frecuencias de medida es momentánea. Es entonces suficiente utilizar una vía de recepción para cada frecuencia de medida, con características fijas y, eventualmente, elementos comunes, según la figura 7 de la patente citada. En el límite, se utiliza una sola vía de recepción para todas las ondas momentáneas y todas las frecuencias de medida, siendo entonces modificables por conmutación, en el sentido de la patente citada, las características de los elementos que constituyen esta vía de recepción, según un programa preestablecido que depende del programa de recepción de las ondas momentáneas. - - - - -

15.

Evidentemente, las disposiciones ilustradas en las figuras 4 y 6 de la patente citada son igualmente aplicables ventajosamente a la realización de los receptores según la invención. - - - - -

20. Con referencia a la descripción de las instalaciones de emisión, se comprenderá mejor el interés de la utilización de los cambios de frecuencia según la patente citada, y la economía que de ello resulta. Por supuesto no se trata de realizar montajes estrictamente idénticos a los de las estaciones emisoras para utilizarlos en los receptores. - -

409994



Por supuesto, pueden ser consideradas numerosas variantes de realización de un receptor, tanto desde el punto de vista de la constitución general como desde el punto de vista de los circuitos particulares. En particular, algunas variantes generales o de detalle del primer modo de realización de receptor se aplican al segundo modo de realización que acaba de describirse, especialmente para los circuitos de explotación. - - - - -

Se describirá ahora con referencia a las figuras 24 a 31, una variante muy ventajosa del receptor según el segundo modo de realización tal como se ilustra en la figura 19, que presenta varios importantes perfeccionamientos, cuyo interés se verá sobre todo a nivel de la explotación de las señales. - - - - -

En esta variante, el receptor recibe cuatro estaciones emisoras diferentes para formar dos redes hiperbólicas independientes. Las cuatro estaciones emisoras recibidas son designadas más adelante por las letras A, B, C y D de forma general. Para abreviar, se da al índice k los valores a, b, c, d respectivamente para cada una de las vías de recepción A, B, C, D, sin que los valores a, b, c, d sean precisados. - - - - -

Comparando ahora el contenido de la figura 24 con el de la figura 19, se ve que la fuente única de frecuencia  $7\ 220^*$  está seguida en la figura 24 por un circuito  $720^*$  que es un corrector de frecuencia y de fase que responde a las informaciones procedentes de un circuito



409994

tal como 7222\* (figura 23 ó figura 26, comentada más adelante). - - - -

5. Según la figura 23, el circuito 7222\* proporciona una salida que es semejante a una combinación lineal de los residuos de frecuencia específica tales como R'5. En la figura 21, se ha visto que un residuo tal como R'5 presenta dos señales en dos líneas respectivas separadas, correspondiendo una de las señales a una separación positiva y la otra a una separación negativa. - - - - -

10. En la figura 24, el corrector 720\* recibe pues igualmente dos señales de mando separadas, una positiva en una línea + y la otra negativa en una línea -, siendo estas señales, por ejemplo, del mismo tipo que las proporcionadas por el circuito de la figura 21. Se supone en todo caso que son señales del tipo lógico tales como señales rectangulares o de impulsiones. - - - - -

15. En primer lugar, las líneas + y - son aplicadas respectivamente a contadores divisores 72211\* y 72212\*, que tienen el mismo módulo, para proporcionar una constante de tiempo, y las salidas respectivas de estos dos contadores se aplican a las entradas + y - de un contador reversible 72213\*. De forma conocida en sí, este contador reversible está acoplado etapa por etapa a un sintetizador 72214\*. Este sintetizador tiene una frecuencia de salida igual a p/K veces su frecuencia de entrada, siendo p variable de 0 a K-1 de forma mandada por el contador reversible. Se comprende que el contador reversible 72213\* responde a la diferencia entre dos números de frentes de ascenso (por ejemplo),

20.



409994

que llegan respectivamente a la línea + y a la línea -, y mandando una variación de la frecuencia de salida del sintetizador. La frecuencia de 5MHz proporcionada por la fuente 7220\* es aplicada a un contador 72201\* divisor por 20, que proporciona pues 250 kHz. Esta última frecuencia es aplicada, por una parte, al sintetizador 72214\* y, por otra parte, a un contador 72218\* divisor por 2, que son seguidos respectivamente por contadores divisores 72215\* y 72219\* del mismo módulo. - - -

5. En segundo lugar, las líneas + y - procedentes del circuito 7222\* son aplicadas también a contadores divisores 72216\* y 72217\* que tienen el mismo módulo, respectivamente. - - - - -

10. Admitiendo que el sintetizador 72214\* proporciona una frecuencia creciente cuando el conteo del contador reversible 72213\* aumenta, la salida del divisor 72215\* proporciona señales rectangulares que se combinan con las de la salida del contador 72216\* en un circuito OU exclusivo 72221\*. La salida del contador 72219\* es combinada de la misma forma con la salida del contador 72217\* en un circuito OU exclusivo 72222\* son aplicadas a una caja +/- 7221\*. - - - - -

15. El sintetizador 72214\* y el contador 72218\* proporcionan frecuencias bajo forma de señales rectangulares. La mitad de la gama de corrección de frecuencia permitida por el sintetizador es aplicada permanentemente a la entrada - de la caja +/- 7221\*, a partir de la salida del contador 72219\*. Esto constituye una forma de polarización negativa en frecuencia. El sintetizador 72214\* puede entonces ser utili-

20.

409994



zado para obtener una corrección de frecuencia positiva o negativa. - -

Por otra parte, las salidas de los contadores 72216\* y 72217\* proporcionan señales rectangulares que producen individualmente una corrección de fase. Es ventajoso disponer un contador reversible en la entrada de la caja +/- 7221\*, reduciendo correspondientemente los módulos de los contadores 72215\*, 72216\*, 72217\* y 72219\*. - - - - -

La salida de la caja +/- 7221\* es seguidamente utilizada en un circuito llamado "detector de coincidencias" del tipo descrito en la patente francesa 69 08 755, publicada bajo el número 2 036 578. Tal montaje permite enganchar o acoplar las frecuencias de dos fuentes distintas con una precisión muy grande. Se distinguirá entre este detector de coincidencias y los detectores de coincidencia clásicos. El montaje comprende un divisor de frecuencia por 250 constituido por un contador 72223\*, conectado a la salida de la caja +/- 7221\* y conectado a una primera entrada del detector de coincidencias propiamente dicho 72224\*, ilustrado por un doble rombo. El detector 72224\* está realizado por ejemplo como ilustran las figuras 5 y 6 de la patente francesa 69 08 755. Su segunda entrada recibe la señal de una fuente de frecuencia 72225\* por mediación de un contador 72226\* divisor por 10, mientras que la salida del detector de coincidencias 72224\* manda la frecuencia de la fuente de frecuencia 72225\*, la cual tiene una frecuencia nominal de 5 010 kHz. La salida del corrector de frecuencia y de fase 720\* está constituida por la señal a 501 kHz proporcionada a la salida del contador divisor 72226\*. Finalmente, esta señal a 501 kHz está pilotada por

409994



la fuente única 7220\*, experimentando en el circuito 720\* las correcciones de frecuencia y de fase mandadas por las líneas + y - procedentes del circuito 7222\* . - - - - -

5. Esta señal a 501 kHz es aplicada a un segundo detector de coincidencias 72201\* que tiene su salida conectada a una fuente de frecuencia 72203\* a 9 600 kHz, cuya salida está conectada en particular a un contador 72204\* divisor por 9 600, estando la salida de este último conectada a la otra entrada del detector de coincidencias 72201\* . - - -

10. Estos circuitos forman una central de frecuencias 722\*, que proporciona pues una señal a 9 600 kHz procedente de la fuente de frecuencia 72203\*, una señal a 1 kHz procedente de la salida del contador-divisor 72204\*, una señal de 4 Hz, designada por 2r y proporcionada bajo la forma del conjunto de las distintas salidas de las etapas binarias de un contador 72205\*, divisor por 256, conectado a la salida del contador 72204\*, y una señal a la frecuencia de 2 Hz, designada por r, proporcionada por la salida de un contador 72206\*, divisor por 2, conectado a la salida del contador 72205\*. (Salvo mención contraria, se llama "salida" de un contador a su salida de división). - - - - -

20. Es ventajoso que las señales proporcionadas por la central de frecuencias 722\* tengan un origen temporal común para el cual tienen un "paso por cero" en un sentido determinado. Se dirá que estas señales tienen una misma referencia de fase. En otras palabras, los frentes de ascenso (o de descenso, en variante) son simultáneos a los de la señal

409994



de 9 600 kHz. Además, los frentes de ascenso de la señal r son simultáneos a los frentes de ascenso de las otras señales. La señal r da por consiguiente la referencia de fase. - - - - -

5. La figura 24 presenta, finalmente, un circuito 80\*, que se llama generador de "estímulos" ("stimuli"). Se utiliza aquí la palabra "estímulo" para designar una señal engendrada localmente a nivel del receptor, que tiene una de las frecuencias de medida  $F_m$ , y destinada a ser tratada exactamente como las ondas momentáneas recibidas  $O_{km}$ , que tienen las frecuencias de medida  $F_m$ . - - - - -

10. El circuito 80\* presenta un sintetizador 802\* cuyas entradas de mando están acopladas a una memoria fija 801\*, tal como una matriz de diodos. El sintetizador 802\* recibe la frecuencia de 9 600 kHz, y su salida es aplicada a un circuito 803\* divisor de frecuencia por 12. La matriz de diodo 801\* está dispuesta para mandar el sintetizador 802\* de forma que la salida del divisor 803\* pueda proporcionar cada una de las frecuencias de medida, según una señal de programa  $P_1$ . - - -

15. El sintetizador 802\* tiene por ejemplo un factor K igual a 6 400 y un número  $p_m$  que depende de la frecuencia de medida  $F_m$  mandada por la señal de programa  $P_1$ , con  $p_m = F_m / 125$  Hz. - - - - -

20. La señal  $P_1$  es, hablando propiamente, la señal de programa de recepción. Se ilustra en la figura 30, a la cual se hará referencia ahora, el propio tiempo que a la figura 3, que es el programa de emisión. La figura 30 se refiere únicamente al primer minuto del programa de emi-

409994



sión es decir a los dos primeros casos de la izquierda del cuadro de la figura 3. - - - - -

5. Durante cinco segundos antes y después de cada conmutación del programa de emisión de la figura 3, o sea en total durante 10 segundos, el programa de recepción manda la producción de un "estímulo" sobre una de las frecuencias de medida. Durante el intervalo de tiempo de 20 segundos que va del quinto al vigésimoquinto segundo de cada caso de programa de emisión, el programa de recepción presenta cuatro casos de recepción, sucesivamente para la onda momentánea que es emitida en
10. este momento por cada una de las estaciones emisoras escogidas a A, B, C, D. Los valores de frecuencia de medida son, desde luego, definidos por el programa de emisión de la figura 3 y la elección real de las estaciones emisoras designadas de forma general por A, B, C, D. En la figura 30, se ha designado esta frecuencia de medida por  $F_a$ ,  $F_b$ ,  $F_c$ ,
15.  $F_d$ . - - - - -

20. En lo que se refiere a la recepción de las ondas momentáneas que tienen las frecuencias de medida, el programa de recepción es definido desde que se fijan los intervalos de tiempo de recepción de A, B, C, D, puesto que los valores de las frecuencias se deducen inmediatamente de ello según la figura 3. Por el contrario, para la realización de los "estímulos" la elección de las frecuencias queda libre desde que se fijan los intervalos de tiempo de realización de los estímulos. Se supondrá que esta elección está hecha como se ha indicado en la figura 30: frecuencia de medida  $F_1$  alrededor de cero segundos,  $F_2$  alrededor de 30

409994



segundos, frecuencia  $F_3$  alrededor de 60 segundos, etc. - - - - -

Se comprende pues que la memoria de diodo 801\* está dispuesta para responder a la señal de programa  $P_1$  mandando en todo momento la frecuencia de medida correspondiente (si existe) a la salida del divisor 803\*. Se observará, no obstante, que en el circuito de programa  $P_1$  las frecuencias de medida no son distinguidas según que se trate de la recepción de ondas momentáneas o de la realización de estímulos. Una señal de programa  $P_2$  es utilizada pues para ser representativa de la presencia de los estímulos, con la forma indicada en la figura 30. Esta señal  $P_2$  es aplicada para la puesta a cero forzada y duradera del contador divisor 803\*. Este último no puede pues proporcionar un estímulo de salida más que cuando la señal  $P_2$  está en el nivel alto de la figura 30. Es pues únicamente la señal  $P_2$  la que da los intervalos de tiempo de realización de los estímulos, de forma distinta con relación a la recepción de las ondas momentáneas. Se supone que el nivel de potencia de los estímulos es suficientemente superior con relación al nivel de potencia de recepción de las ondas para que las ondas recibidas sean negligibles cuando un estímulo es aplicado a las vías de recepción por la salida del contador 803\*.

Finalmente, se sabe que un sintetizador seguido de un contador-divisor, tal como los 802\* y 803\* respectivamente, permite actuar sobre la frecuencia de una señal. No obstante, la fase de la señal que sale del divisor no está en principio definida rigurosamente. - - - - -

409994



El solicitante ha observado que los estados de las diferentes etapas del contador 803\* y también del sintetizador 802\* constituyen una forma de representación de la fase de la señal de salida del contador 803\*, y que utilizando la señal r a 2 Hz que procede del circuito 72206\* para poner a cero todas las etapas del contador 803\* y, ventajosamente, del sintetizador 802\* en el momento del frente de ascenso (o en variante, de descenso) de la señal r, cada frente de ascenso de la señal r es simultáneo de un frente de ascenso de la señal proporcionada por el circuito generador de estímulos 80\*. No estando definida inicialmente la fase de esta última señal, se puede decir que la señal r sirve de referencia para "reconstituir" la fase de las señales de salida del contador 803\*.

-----

Por supuesto, es útil transformar la señal r, que sale bajo forma rectangular del contador 72206\*, en impulsos en el momento del frente de ascenso (o en variante, de descenso) de la señal rectangular, para poner a cero todas las etapas de los circuitos 802\* y 803\* en el momento del frente de ascenso. Esta transformación en impulsos es considerada como accesible al técnico. A continuación, los circuitos que realizan esta transformación no serán ilustrados ni mencionados, quedando entendido que pueden existir cada vez que se describirá una puesta a cero hecha en un momento dado.

-----

Por el contrario, cuando, como para la señal P<sub>2</sub> aplicada al contador 803\*, la puesta a cero se hace en forma duradera, es claro que no se hace una transformación en impulsos.

-----

409994



Se encontrarán, de nuevo, más adelante, numerosas estructuras análogas a las del circuito 80\*, por una parte por lo que se refiere al mando de un sintetizador con la ayuda de una memoria de diodos (ilustrada en las figuras por un bloque cuadrado que contiene un diodo vertical) y, por otra parte, por lo que se refiere a la "reconstitución" de una fase utilizando la señal r a 2 Hz. En efecto, la señal r puede servir para "reconstituir" la fase de cualquier señal derivada de la señal a 9 600 kHz y que tiene una frecuencia múltiplo de 2 Hz. - - - - -

En la figura 25, se encuentran de nuevo, en su mayor parte, circuitos de la figura 19. Además, la central de frecuencia 7 230\* de esta figura 19 está descompuesta para hacer aparecer sus diferentes elementos. Finalmente, de una forma análoga a lo que se ha visto para las estaciones emisoras (figuras 5 y 6), hay para cada vía de recepción dos cambios de frecuencias en los cuales la frecuencia de heterodino es proporcionada por división de la frecuencia a 9 600 kHz, y un tercero cuya frecuencia de heterodino es proporcionada por un sintetizador seguido de un divisor de frecuencia. - - - - -

En la figura 25, las dos primeras etapas de cambio de frecuencia son comunes en lo que se refiere a la recepción de las frecuencias específicas de las cuatro estaciones emisoras escogidas A, B, C, D. Tienen la misma estructura que las dos primeras etapas de la figura 9. - - -

A título de ejemplo, se describirá solamente la tercera etapa de cambio de frecuencia que se refiere a la estación emisora A. Presenta



409994

un sintetizador 7231C\*, mandado por una memoria de diodo 7231E\*, que responde a un valor elegido del índice  $k = a$  de la estación emisora A. El sintetizador 7231C\* está seguido por un contador-divisor 7231D\* cuya salida proporciona la frecuencia de heterodino de un circuito mezclador 7251C\*. El circuito mezclador 7251C\* está ilustrado por un bloque cuadrado doble, lo que indica que está ventajosamente dispuesto para eliminar la onda imagen, por ejemplo como se describe en la patente francesa 72 27 060 con referencia a la figura 4. - - - - -

Las últimas etapas de cambio de frecuencia afectadas a las estaciones emisoras A, B, C, D, proporcionan pues respectivamente señales designadas por  $f_a, f_b, f_c, f_d$ . Estas señales rectangulares tienen una frecuencia nominal cuyo valor es definido por los circuitos colocados corriente abajo, como se describe más adelante, siendo efectuado en consecuencia el reglaje de los sintetizadores tales como 7231C\*. - -

En lo que se refiere a las frecuencias de medida, proceden, por una parte, de la antena 71\* y, por otra parte, del generador de estímulos 80\* por mediación de un circuito de adaptación 808\*, dispuesto para tener un defasaje conocido a las diferentes frecuencias de medida, y que comprende por ejemplo una capacidad muy débil. - - - - -

La recepción de las frecuencias de medida se efectúa como la de las frecuencias específicas, con la diferencia de que los filtros de los primeros cambios de frecuencia (todas las referencias 7 244\*), los divisores de frecuencia 7234A\* y 7234B\* y el sintetizador 7234C\* acoplado

409994



a la memoria de diodos 7234E\* son variables en respuesta a la señal de programa  $P_1$ . Un sintetizador puede ser variable de la forma expuesta más arriba. Para los contadores-divisores y los filtros, la variabilidad se obtiene por conmutación. Esta variabilidad permite de hecho una economía de medios y está expuesta con más detalles en la patente francesa 5. 72 27 060. - - - - -

Además, los contadores-divisores 7234A\*, 7234B\*, 7234D\*, y ventajosamente el sintetizador 7234C\* reciben todos la señal r que efectúa una puesta en fase de todas las componentes de las segundas señales locales complejas, en la forma descrita con relación al circuito 80\* de la figura 24. - - - - -

La salida del mezclador 7254C\* se aplica a un filtro 7264A\* y a un descrestador 7264B\*, cuya salida proporciona una señal  $f_{km}$ , en la cual el índice k está limitado a los valores a, b, c, d que son efectivamente escogidos para las estaciones emisoras A, B, C, D. Estas señales son derivadas de las ondas momentáneas recibidas. La salida 7264B\* proporciona además señales "estímulos  $f_m$ " o "St.f", derivadas de los estímulos  $F_m$  después de cambios de frecuencia. - - - - -

Los valores de los factores de división del cuadro dado en el curso de la descripción de los cambios de frecuencia en las estaciones emisoras permanecen válidos para el receptor. Todos los sintetizadores de la figura 25 tienen un número K igual a  $4096 = 2^{12}$ , y el reglaje de los factores p es diferente: en efecto es preciso tener en cuenta el

409994



valor nominal común de las frecuencias  $f_k$  y  $f_{km}$ , que es igual a  $1000 : 256 = 3,906$  Hz, o sea alrededor de 4 Hz, como se verá ahora. - - -

La figura 26 ilustra la realización de las detecciones síncronas que proporcionan los residuos de frecuencia  $R'_k$  y los residuos de

5. fase  $R'_{km}$  ( $k = a, b, c, d$ ). - - - - -

Se va a considerar en primer lugar la detección síncrona de la señal  $f_a$  obtenida por cambio de frecuencia a partir de la onda permanente recibida por la vía A. Se supone por ejemplo que la frecuencia específica de esta onda es  $Fs_5$ . - - - - -

10. Los circuitos ilustrados en la figura 26 son idénticos a los de la figura 16, siendo además la frecuencia  $Q_5$ , aplicada al bloque  $77203^*$ , proporcionada por un sintetizador  $7210^*$  a partir de la frecuencia 1 kHz, que procede del circuito  $62^*$ , como se ha indicado más arriba. Es permitido hacer común el sintetizador  $7210^*$  para las vías A, B, C, D,

15. reglándolo por construcción a un valor que corresponde a la media específica (por ejemplo  $K = 6\ 400$  y  $p =$  número entero el más próximo a la media de las frecuencias específicas dividida por 250 Hz; siendo  $p$  el mayor posible entre 3200 y 6400, dando al circuito  $77203^*$ , en caso necesario, un factor de división superior al del circuito  $7711^*$ ). - - - - -

20. La frecuencia aplicada a la caja +/-  $77201^*$  es el 1 kHz procedente del circuito  $722^*$ . Siendo el módulo del contador  $77202^*$  igual a 256, resulta de ello que el valor nominal común a las bajas frecuencias  $f$  es igual a  $1\ 000 : 256 = 3,906$  Hz sensiblemente, como ya se ha indicado.

409994



Además, en la figura 26, un circuito 7711\*, del tipo ilustrado en la figura 21, se utiliza para ponderar el residuo de frecuencia R'5 proporcionado por el circuito detector de diferencia de frecuencia 7745\*, siendo la frecuencia  $Q_L$  de la figura 21 el 1 kHz que llega del circuito 722\* . - - - - -

5.

Por lo que se refiere a la frecuencia de medida, la figura 26 presenta únicamente un detector de fase 7771\* y un circuito 77513\*. Estos dos circuitos son análogos a los de la figura 18. No obstante, en lugar de hacerse sobre el detector 7771\* como en la figura 18, la inhibición de la obligación de fase se realiza en el circuito 77513\*, por ejemplo por forzamiento a cero de las básculas biestables o bloqueo de la señal de ponderación  $R_{5,1}$  . - - - - -

10.

Por otra parte, existe una diferencia importante entre la variante de la figura 26 y el modo de realización de la figura 18. Esta diferencia tiene especialmente por resultado el hecho de que el circuito 77513\* recibe directamente la frecuencia de 1 kHz proporcionada por el circuito 7771\*. De hecho, este circuito 77513\* tiene el mismo papel que el circuito 7711\*: proporciona una ponderación de los residuos de fase  $R'_{km}$  y  $St.R'_m$  proporcionados por el detector de fase 7771\*, respectivamente para las señales  $f_{km}$ , obtenidas a partir de las ondas momentáneas recibidas, y para las señales  $St.f_m$ , obtenidas a partir de los estímulos. Se recordará a este efecto que la vía de recepción de las frecuencias de medida de las figuras 25 y 26 sólo se distingue por los valores de frecuencia, realizándose por las señales de programa las distinciones entre

15.

20.

409994

M 5



las ondas, según la estación emisora de origen, y también con los estímulos. Para estas señales de programa se da únicamente su forma, pues se considera su realización como al alcance del técnico. - - - - -

La diferencia esencial entre esta variante y los receptores

5. descritos anteriormente es la siguiente: - - - - -

- en el primer modo de realización, figuras 10 y 12 por ejemplo, se integran los residuos de frecuencia y de fase separadamente; el residuo permanente de frecuencia específica R'5 es integrado en el contador 7741, al mismo tiempo que actúa sobre la fuente de frecuencia 7710\*, la cual distribuye permanentemente esta separación de frecuencia a los contadores tales como el 7791\*. Cada uno de los contadores integra a su vez individualmente las separaciones así obtenidas, proporcionalmente a las frecuencias de medida  $F_m$

10. respectivas. Se efectúa un reajuste por la caja +/- 7761\* cuando aparece un residuo de fase momentáneo R'51; - - - -

- en el segundo modo de realización, figuras 16 y 18, el funcionamiento es el mismo, pero son los mismos residuos de frecuencia, tal como el R'5, los que son utilizados para alimentar cada contador, tal como el 77212\*, por la caja +/- 77211\* y el circuito de ponderación 77213\*; - - - -

20. en la presente variante únicamente son integrados los residuos de frecuencia específica R'k y se utiliza un multiplica-

409994



dor de fase para deducir, de estos valores integrados, las fases correspondientes, reducidas a las frecuencias de medida. - - - - -

5. En la figura 27, la señal a 9 600 kHz que llega del circuito 7 722\* es aplicada a un contador 900 divisor por 3, que proporciona, pues, una señal que tiene una frecuencia de 3 200 kHz. Esta señal es aplicada a cuatro cajas +/-, respectivamente 902A a 902D, que reciben como señales de mando los residuos R'a, R'b, R'c y R'd que llegan de los circuitos de detección síncrona A, B, C, D de la figura 26. - - - - -

10. Las salidas de las cajas +/- 902A a 902D son aplicadas respectivamente a contadores 901A a 901D, así como en la figura 28, a contadores idénticos correspondientes, 931A a 931D. - - - - -

15. Si se considera ahora de nuevo la figura 26, el factor de sensibilidad en las entradas del detector 7 745\* es dado por la frecuencia Fa (aunque, a causa de los cambios de frecuencia, la frecuencia sea allí de alrededor de 4 Hz). A la salida de la caja +/- 77 201\*, el factor de sensibilidad es dado por la frecuencia Fa.256. - - - - -

20. Por lo que se refiere a los circuitos de ponderación de los residuos 7 711\* y 77 203\*, se recuerda que reciben frecuencias respectivas 1 kHz y 1 kHz multiplicado por la media de las frecuencias específicas, dividida por 250 Hz y por 6 400 (a causa del sintetizador 7 210\*). De hecho, estos circuitos no sólo presentan cada uno un par de básculas biestables J-K sino, además, cada uno un par de contadores, siendo los

409994



factores de división respectivos diferentes de un par a otro. - - - - -

Estos dos circuitos están dispuestos de forma que el factor de sensibilidad en la salida de los contadores 901A a 901D sea igual a 250 Hz, habida cuenta del factor de división  $N_o$ . - - - - -

- 5. En la figura 27, las entradas de los contadores 901 son aplicadas a un conmutador 903 y sus salidas son aplicadas a un conmutador 904, siendo mandados estos dos conmutadores simultáneamente por la señal de programa  $P_4$  de la figura 30. Aparte de los estímulos, esta señal de programa  $P_4$  escoge una de las estaciones emisoras recibidas (A a D)
- 10. para utilizar las informaciones deducidas del residuo de frecuencia específica asociado a esta estación emisora en el resto de los circuitos de la figura 27. Se supondrá ahora que la señal de programa  $P_4$  está en la vía A. - - - - -

- 15. En la figura 27, los circuitos 911 a 917 forman un conjunto que tiene la función de multiplicador de fase y que se designará ahora de esta forma. Presenta dos sintetizadores idénticos 911 y 915, mandados simultáneamente por una memoria de diodo 914 según la señal de programa  $P_1$ . El multiplicador de fase comprende también tres contadores idénticos 912, 913 y 916, todos divisores por 256. Finalmente, los contadores divisores 913 y 916 tienen las salidas de todas sus etapas acopladas respectivamente a las entradas de un sustractor 917, en el orden de los pesos correspondientes. - - - - -
- 20.

En la figura 27, el sintetizador 911 tiene dos salidas materia-



409994

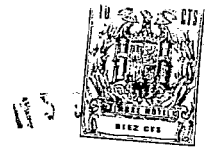
lizadas, la salida p/K, que ha sido la única considerada hasta ahora en los sintetizadores y no llevaba marca distintiva en los planos, y una salida 1/K (división pura y simple por K) que es aplicada al contador 912, mientras que dicha salida p/K es aplicada al contador 913. - -

5. La salida del contador 912 es una referencia de fase análoga a la proporcionada por la señal r antes citada. Es aplicada para la puesta a cero del contador 913. - - - - -

10. Por otra parte, las etapas del sintetizador 915 y del contador 916 son puestas a cero por la salida del conmutador 904 que resulta ser la del contador 901A. Esta puesta a cero se hace pues según la fase de la señal de salida del contador 901A. - - - - -

15. El factor de división  $N_o$  de todos los contadores 901 es escogido igual al producto del número K común a los sintetizadores 911 y 915 por el factor de división 256, común a los contadores 912, 913 y 916. De ello resulta que la salida del contador 912 tiene la misma frecuencia que la de los contadores 901. - - - - -

20. Además, siendo alimentados los dos sintetizadores 911 y 915 por la misma frecuencia 5 200 kHz y teniendo el mismo coeficiente  $p_m$ , las frecuencias de las salidas divididas (no representadas) de los contadores 913 y 916 son iguales entre sí e iguales al producto de la frecuencia de salida del contador 912 (y de los contadores 901) por el coeficiente  $p_m$ . - - - - -



409994

Por otra parte, la fase de la señal de salida del contador 901A presenta un defasaje con relación a la fase de referencia proporcionada por la señal de salida del contador 912; el defasaje es debido a la acción de la caja +/- 902A. - - - - -

- 5. En efecto, la señal de entrada del contador 901A es la señal que viene del contador 900, cuya frecuencia es 3 200 kHz, modificada por la caja +/- 902A. Se recuerda que una caja +/- añade o suprime los frentes de ascenso en la señal que la atraviesa (o los frentes de descenso, o de las impulsiones, según la naturaleza de la señal que la atraviesa).
- 10. El técnico comprenderá que cada frente de ascenso añadido o suprimido corresponde a un período en más o en menos respectivamente en la señal a 3 200 kHz. La modificación de un período así obtenida es igual a una vuelta de fase. Reducida a la salida de un contador, tal como 901A, esta vuelta de fase es dividida por  $N_o$  y tiene lugar una modificación de
- 15.  $1/N_o$  vuelta de la fase de la señal de salida de este contador. - - - - -

Se ha visto anteriormente que las frecuencias de las salidas divididas (no representadas) de los contadores 913 y 916 son iguales entre sí y al producto de la frecuencia de salida del contador 912 y del contador 901A por el coeficiente  $p_m$ . - - - - -

- 20. Debido a que las puestas a cero de los contadores 913 y 916 se hacen según las fases de las señales de salida respectivas de los contadores 912 y 901A, el defasaje entre las señales de salida de los contadores 913 y 916 es igual (con la aproximación de un número entero

409994



de vueltas) al producto del defasaje que existe entre las señales de salida de los contadores 912 y 901A por el mismo coeficiente  $p_m$ . - - -

5. Hay que observar que el hecho de aplicar al sintetizador 915 la señal a 3 200 kHz procedente del circuito 900 y que ha atravesado la caja +/- 902A implica la realización permanente de la relación anterior, desde que han sido efectuadas las primeras puestas a cero de los contadores 913 y 916. - - - - -

10. Como ya se ha expuesto, las diferentes salidas de las etapas de los contadores 913 y 916 son representativas de las fases de las señales de salida dividida de estos contadores. - - - - -

Estas salidas de etapa son aplicadas en el orden de los pesos correspondientes, a las entradas de un sustractor numérico 917. - - -

15. La salida del sustractor numérico 917 es pues representativa de la separación de fase entre la salida del contador 901A y la salida del contador 912, multiplicada por el número  $p_m$ . Por esto el dispositivo que acaba de ser descrito se denomina "multiplicador de fase". Para los sintetizadores 911 y 915, los valores de  $p_m$  están mandados por la memoria de diodo 914 en función de la señal de programa  $P_1$ , según la relación: -

$$p_m = \frac{F_m}{250 \text{ Hz}}$$

20. Se ha visto en efecto que la fase de salida de los contadores 901 tiene un factor de sensibilidad escogido igual a 250 Hz. - - - - -

409994



Se ha supuesto en lo que precede que se tenía: - - - - -

$$N_o = K.256$$

Se observará que se obtiene el mismo funcionamiento cuando  $N_o$  es un múltiplo del producto K.256. - - - - -

5. Se ha indicado anteriormente que el factor de sensibilidad en la salida de los contadores 901 es igual a 250 Hz. Esto significa que una variación de 1 vuelta del defasaje entre la señal de salida de un contador 601 y una señal de referencia de igual frecuencia corresponde a una variación de la distancia de propagación de: - - - - -

10. 
$$\frac{300\ 000}{250} = 1\ 200\ \text{km}$$

(haciendo la aproximación de que la velocidad de propagación es igual a 300 000 km/s). - - - - -

15. Se observará que la frecuencia de salida del contador 901A es de alrededor de 2 Hz. Por lo tanto, la fase de salida de este contador 901A tiene una sensibilidad de 250 Hz, por lo que se refiere a su relación de proporcionalidad con el tiempo de propagación de las ondas que llegan de la estación emisora A. - - - - -

Si se considera ahora el tiempo de propagación, la salida del contador 901A es: - - - - -

20. 
$$T_a - T_o + U_a,$$

409994



siendo  $T_a - T_o$  un tiempo dado por integración de la diferencia entre el efecto Doppler sobre la onda permanente que llega de la estación emisora A y las inestabilidades de la fuente única de frecuencia y siendo  $U_a$  una constante de integración, desconocida hasta ahora, que depende de la situación inicial del contador 901A. - - - - -

5.

Las salidas de los otros contadores 901B a 901D son análogos.

Los circuitos de la figura 27 que se va a describir ahora realizan la obligación de las fases de las segundas señales locales con relación a las de las ondas momentáneas recibidas y permiten determinar las constantes tales como  $U_a$ . - - - - -

10.

En la figura 27, se considerará ahora el contador reversible 918, cuyo módulo es 256, y la memoria de lectura-escritura 919, que tiene una capacidad de 48 bits: 8 bits (para 246) para cada una de las 6 frecuencias de medida. - - - - -

Estos dos circuitos permiten memorizar los defasajes  $\phi_m$  en las vías de recepción, utilizando los estímulos en las frecuencias de medida  $F_m$ . - - - - -

15.

Con referencia al programa de la figura 30, el interruptor 922, normalmente cerrado, es abierto por la señal  $P_2$ . Al propio tiempo, la señal  $P_1$  direcciona ("adresse") la memoria de lectura-escritura al emplazamiento afecto a la frecuencia de medida  $F_1$ . Suponiendo que la memoria 919 puede leerse siempre en las posiciones de memoria direccio-

20.

409994



nadas, el contador reversible 918 es preposicionado en el valor memorizado anteriormente, en respuesta a la señal de programa  $P_5$ . Estando abierto el interruptor 922, no aplica más que bits 0 al adicionador 921 (es preferible proveer realmente estos bits 0 en respuesta a la señal de programa  $P_2$ ). El adicionador 920 añade la fase  $\phi_m$  contenida en el contador reversible 918 a la señal de 4 Hz proporcionada por el contador 72 205\* de la figura 24. Unicamente el bit de peso superior de la adición se conserva como constituyente de la señal St.f'm. Esta señal St.f'm es opuesta, en el detector de fase 7771\* de la figura 26, al estímulo que llega del circuito 80\* después de cambio de frecuencia. Esta comparación produce un residuo de fase St.R'm que es ponderado por el circuito 77513\*. Como se ha visto anteriormente, con referencia a la figura 21, tal residuo comprende una señal + y una señal -. Los residuos son aplicados a un conmutador 926, para ser enviados en dirección del contador reversible 918 en presencia de la señal de programa  $P_2$  indicadora de estímulos, o a un contador reversible 924, descrito más adelante, en el caso contrario. En presencia de la señal de programa  $P_2$ , la señal + y la señal - del residuo de fase St.R'm son aplicadas respectivamente a las entradas + y - del contador reversible 918 para corregir su valor hasta que el defasaje detectado por el detector de fase 7771\* sea nulo. Esto es normalmente cierto al final del estímulo. El valor  $\phi_m$  así corregido, contenido en el contador reversible 918, es entonces inscrito en la memoria 919 bajo la acción de la señal  $P_6$  de la figura 30. Se pueden así registrar en la memoria 919 seis magnitudes representativas respectivamente de los defasajes  $\phi_m$  en los circuitos de recep-

409994



ción para las seis frecuencias de medida  $F_m$ . - - - - -

5. El circuito constituido por el contador reversible 924 y por la memoria de lectura-escritura 925 funciona de la misma forma, pero la memoria 925 contiene cuatro veces más informaciones que la memoria 919 (tantas como la memoria 919 para cada una de las cuatro estaciones emisoras recibidas A, B, C, D). - - - - -

10. Esta memoria 925 contiene informaciones de la forma  $F_m.U_k$ , con  $k = a, b, c$  ó  $d$ , y  $m$  variable de 1 a 6 para cada una de las frecuencias de medida; es decir productos de las constantes  $U$  por las diferentes frecuencias de medida. - - - - -

La memoria 925 recibe como señal de direccionado ("adresse") la señal de programa  $P_7$  de la figura 30, que resulta de la combinación de la señal de programa  $P_1$  con la señal de programa  $P_4$ , eliminando los intervalos de tiempo de estímulos, dados por la señal de programa  $P_2$ . -

15. Admitiendo arbitrariamente que la frecuencia de media  $F_1$  es recibida de la estación emisora A, el contador reversible 924 recibe el valor  $F_1.U_a$  memorizado antes en la memoria 925, según la dirección de la señal de programa  $P_7$ . Al mismo tiempo, la señal de programa  $P_1$  actúa sobre los sintetizadores 911 y 915 para que la salida del sustractor 917 sea una fase  $F_1 (T_a - T_o + U_a)$ . La salida del sustractor 917 es sustraída del contenido del contador reversible 924 en un sustractor 923 lo que da  $F_1 (T_a - T_o)$ . Estando cerrado el interruptor múltiple 922,

20.

409994



la salida  $F_1$  ( $T_a - T_o$ ) del sustractor 923 es aplicada al adicionador 921 al mismo tiempo que el defasaje  $\phi 1$  contenido en el contador reversible 918; finalmente, la salida del adicionador 921 es añadida en el adicionador 920 a la señal 4 Hz procedente del contador 72205\* de la figura 24.

- 5. El bit de peso superior constituye una señal  $f'a_1$  que es opuesta en el detector de fase 7771\* a la señal  $fa_1$  deducida de la onda 0 a 1 después de cambio de frecuencia. El residuo  $R'a_1$  actúa entonces, después de ponderación en 77513\*, sobre el contador reversible 924 para obtener un defasaje nulo en los bornes del circuito 7771\* de la figura 26. Al final
- 10. de esta operación, que está materializada por la señal  $P_8$  de la figura 27, el nuevo valor  $F1.U_a$  contenido en el contador reversible 924 es transferido a la memoria 925. - - - - -

De forma general, los valores así obtenidos son correcciones  $F_m.U_k$  a aplicar a la fase  $F_m (T_k - T_o + U_k)$  proporcionada por el multiplicador de fase a partir de los contadores 901 para que la fase de la

- 15. segunda señal local  $f'_{km}$  proporcionada por la salida del adicionador 920 sea igual a la de la señal  $f_{km}$  derivada de la onda momentánea correspondiente  $O_{km}$ . Esta corrección no presenta los defasajes de recepción  $q_m$  que están contenidos en la memoria 919 y que son aplicados separadamente
- 20. por el adicionador 921. Se observará además que las memorias 919 y 925 pueden estar reagrupadas para formar un mismo bloque de memoria. - - - - -

Por consiguiente, las informaciones contenidas en la memoria 925 corresponden a las constantes de fase U que existen en cada uno de los contadores 901. Como se verá más adelante, la operación de eliminación

409994



de ambigüedad consiste en utilizar las informaciones contenidas en la memoria 925 para eliminar las constantes de fase U de cada uno de los contadores 901. Esta operación se efectúa con la ayuda de los contadores 931 de la figura 28. - - - - -

5. Se observará que, hasta ahora, las señales de programa (figura 30) están relacionadas con el programa de emisión; por el contrario, las señales de programa que van a utilizarse ahora (figura 31) son independientes del mismo. - - - - -

10. En la figura 28, las entradas de los contadores 931A a 931D están conectadas a un conmutador 932, mientras que las salidas de los contadores 901A a 901D son aplicadas a un conmutador 933. Las salidas de los contadores 931A a 931D son aplicadas a un conmutador 934; finalmente, los contadores 931A a 931D tienen cada uno una entrada de puesta a cero instantánea conectada a un conmutador 935. Los cuatro conmutadores 932 a 935 están mandados por la señal de programa  $P_0$ , que escoge sucesivamente una de las posiciones A a D para la eliminación de ambigüedad. En la figura 31 el programa ha sido limitado a la eliminación de ambigüedad para la estación emisora A, siendo el programa análogo para las otras estaciones emisoras recibidas B, C, D. - - - - -

20. Los conmutadores 932 a 935 están conectados, por otra parte, a un multiplicador de fase, similar al ilustrado en la figura 27. El multiplicador de fase comprende un sintetizador 936 y un contador 937 conectado a la salida del sintetizador, recibiendo el sintetizador por media-

409994



ción del conmutador 932 la frecuencia de entrada del contador 931A, que es la misma que la del contador 901A. Por mediación del conmutador 933, la señal de salida del contador 901A es aplicada para la puesta a cero del sintetizador 936 y del contador 937. - - - - -

5. Por otra parte, la señal de salida del conmutador 932 es aplicada por mediación de una caja +/- 948 a un sintetizador 938, cuya salida 1/K está conectada a un contador 939 y cuya salida p/K está conectada a un contador 940. La salida del contador 939 es utilizada para la puesta a cero del contador 940, y es al mismo tiempo aplicada, por mediación de un interruptor 951, mandado por una señal de programa P<sub>11</sub> al conmutador 936, para la puesta a cero de uno de los contadores 931, siendo escogida la duración de cierre del interruptor 951 suficientemente larga para asegurar que aparecerá un cambio de estado a la salida del contador 939 durante el cierre. - - - - -

15. De forma análoga, pero en sentido inverso, el conmutador 934 recibe la salida del contador 931A que es aplicada por mediación de un interruptor 950 mandado por una señal de programa P<sub>10</sub> para la puesta a cero del sintetizador 938 y del contador 939. - - - - -

20. Como en la figura 27, los módulos de los contadores 937, 939 y 940 son iguales a 256 y los números K de los sintetizadores 936 y 938 son ambos iguales a 6 400, mientras que sus números p están mandados por una memoria de diodo 949 que responde a una señal de programa P<sub>12</sub> que se comentará más adelante. - - - - -

409994



Las salidas de etapas de los contadores 937 y 940 son sustraídas en un sustractor 941, cuya salida es pues representativa del defasaje entre la salida del contador 901A y la del contador 931A, multiplicado por un coeficiente que depende del número p común a los sintetizadores 936 y 938, y mandado por la memoria de diodo 949 en respuesta a la señal de programa P<sub>12</sub>.

Se recordará ahora que la señal de salida de los contadores 901 y 931 tiene un factor de sensibilidad de 250 Hz. Los valores de los números p de los sintetizadores 936 y 938 están definidos entonces por el cociente de las frecuencias diferenciales G<sub>q</sub> de las eliminaciones de ambigüedad por 250 Hz.

Estas frecuencias diferenciales G<sub>q</sub> de eliminación de ambigüedad son por ejemplo obtenidas de la forma ilustrada en el cuadro siguiente, con q = 1 a 7:

15.  $G_1 = F_2 - F_6 = 250 \text{ Hz}$

$$G_2 = F_2 - F_5 = 750 \text{ Hz}$$

$$G_3 = F_2 - F_4 = 3 \text{ kHz}$$

$$G_4 = F_2 - F_3 = 14 \text{ kHz}$$

$$G_5 = F_2 - F_1 = 74 \text{ kHz}$$

20.  $G_6 = F_2 = 406 \text{ kHz}$

$$G_7 = \frac{\sum F_m}{2} = 1172 \text{ kHz}$$

409994



Para obtener fases a estas frecuencias diferenciales a partir de las informaciones contenidas en la memoria 925 de la figura 27, se utiliza un adicionador sustractor 942 y una memoria de lectura-escritura 943 que sirve de acumulador. La señal de dirección  $P'_7$  de la figura 31 es aplicada a la memoria 925, teniendo cuidado en evitar las interferencias entre direcciones para la señal  $P'_7$  y la señal  $P_7$  de la figura 30. La señal  $P_{13}$  manda ya sea una simple transferencia, ya sea una adición, ya sea una sustracción en el circuito 942 y la señal  $P_{14}$  manda la memorización en la memoria 943. Esta memoria 943 es del tipo que puede proporcionar en la salida su antigua señal, al mismo tiempo que se inscribe en ella la nueva señal. - - - - -

Mientras la señal  $P_{12}$  está en la frecuencia diferencial  $G_1$ , la salida del sustractor 941 proporciona la separación de fase entre las salidas de los contadores 931A y 901A, multiplicada por  $G_1$ . - - -

Durante este intervalo de tiempo en respuesta a las señales  $P_{13}$  y  $P'_7$ , el adicionador recibe primeramente la información de fase  $F_2 \cdot U_a$  procedente de la memoria 925 (estación emisora A, frecuencia de medida  $F_2$ ). Esta información es transferida directamente a la memoria 943 donde queda almacenada. Después, el adicionador 942 es mandado para sustraer la información de fase  $F_6 \cdot U_a$  de la información de fase  $F_2 \cdot U_a$ , siendo el resultado  $(F_6 - F_2) \cdot U_a$  nuevamente inscrito en la memoria 943.-

Después de esta operación, el resultado es transmitido por la vía  $\Delta$  al sustractor 944, el cual combina la información de fase

409994



así obtenida con la que sale del sustractor 941. El bit de signo del resultado es conservado para ser aplicado por mediación del conmutador 946 a un circuito de selección 947 que produce una frecuencia y la envía hacia la entrada + o la entrada - de la caja +/- 948. Es ventajoso ponderar esta acción de mando de la caja +/- 948, acoplando por ejemplo los bits de cifras significativas del sustractor 944 a entradas de mando de un sintetizador (no representado), destinado a proporcionar la frecuencia a aplicar a la caja +/-.

En consecuencia, la separación  $G_q \cdot U_k$  entre las informaciones de fase contenidas en la memoria 925 es comparada con la separación  $G_q \cdot U_k$  obtenida a partir de la diferencia de fase entre las salidas de los contadores 901 y 931, siendo modificada, la fase del contador 940 afectado, por la caja +/- 948, de forma que la diferencia entre las separaciones sea nula.

Como lo ilustra el programa de la figura 31 las operaciones son repetidas con frecuencias diferenciales progresivamente crecientes. A medida que la frecuencia diferencial crece, la fase contenida en las diversas etapas del contador 939 es ajustada con una precisión creciente.

En el ejemplo considerado, la sensibilidad final es obtenida con la semisuma  $\sum/2$  de todas las frecuencias de medida  $F_m$ . Esta semisuma es hecha con la vía  $\sum/2$  y el sustractor 945, estando el conmutador 946 en la otra posición. La utilidad de la vía separada  $\sum/2$  consiste únicamente en decalar todos los pesos binarios, para realizar así la división por dos.



153

409994

La eliminación de ambigüedad se acaba después de la utilización de la sensibilidad  $\sum/2$ . En este momento, el interruptor 951 es cerrado por la señal de programa  $P_{11}$ , y el contador 931A es puesto a cero por la salida del contador 939. La fase de la salida del contador 931A es entonces ajustada con mucha precisión, teniendo en cuenta las fases de las ondas momentáneas tales como son recibidas de la estación emisora A, teniendo todas estas fases una referencia común que es definida por la señal de puesta a cero del contador 913 de la figura 27, siendo definida esta señal, a su vez, por la salida a 3 200 kHz del contador 900. Dicho de otra forma, la salida del contador 931A es la señal  $T_a - T_o$ .

-----

Las salidas de los contadores 931A a 931D son aplicadas a los circuitos de salida de la figura 29. Dos conmutadores 961 y 962 permiten escoger las dos estaciones emisoras que definen una primera red hiperbólica. Estas salidas son señales rectangulares que evolucionan en el tiempo, una con un cierto avance con relación a la otra. Un circuito 963 detecta la primera señal que llega, por ejemplo por comparación lógica. Manda entonces el signo de un dispositivo de indicación 968, así como un doble inversor 964 para las dos señales en cuestión. La primera señal que llega manda la puesta a cero de un contador-divisor 966 en decimal codificado binario que recibe la frecuencia 9 600 kHz a través de un sintetizador 965 que permite regular la unidad de medida de la diferencia de distancias indicada. Las diferentes etapas del contador 966 están acopladas a una memoria 967 cuyo mando de escritura depende de

409994



5. aquélla de las dos señales antes citadas que llega en segundo lugar, proporcionada por el doble inversor 964. El valor así inscrito en la memoria 967 es pues la diferencia de las distancias del receptor a las dos estaciones emisoras B y C. Este valor es transmitido periódicamente a un circuito de indicación 968. El bloque 2 de la figura 29 ilustra esquemáticamente el aspecto exterior del circuito de indicación correspondiente para la segunda red hiperbólica. - - - - -

En la descripción precedente de las figuras 27 y 28, no se han distinguido los regímenes transitorios y los regímenes establecidos. - -

10. Por lo que se refiere a la figura 27, los regímenes transitorios intervienen cuando los valores contenidos en las memorias 919 y 925 son completamente falsos, a la salida del móvil que lleva el receptor, por ejemplo. El técnico comprenderá que, después de la recepción de un período del programa de emisión, es decir al cabo de cinco minutos,

15. los valores memorizados son ya suficientemente buenos para poder servir para la eliminación de ambigüedad. Sin embargo, es ventajoso a menudo, cuando se produce la puesta en marcha del receptor, empezar con una utilización sistemática de los estímulos sobre las diferentes frecuencias de medida  $F_m$ , en vistas a determinar los defasajes de las vías de recep-

20. ción antes de pasar a la recepción de las ondas momentáneas  $O_{km}$  que tienen las frecuencias de medida. - - - - -

Como se ha indicado anteriormente, el programa relativo a la figura 28 es independiente del programa de emisión de las ondas. Es pues

409994



posible realizar a voluntad las operaciones de eliminación de ambigüedad.

Una manera de obrar, en la puesta en marcha del receptor, consiste en eliminar la ambigüedad completamente para cada estación e-

- 5. misora utilizando todas las sensibilidades, en el orden que da una precisión creciente. (Se recuerda que si la frecuencia menos exacta es 250 Hz, es posible eliminar completamente la ambigüedad cuando las estaciones emisoras utilizadas están separadas en menos de alrededor de 600 km). Una vez que la eliminación de ambigüedad ha sido realizada con la máxima precisión para las estaciones emisoras utilizadas, es posible
- 10. entonces utilizar únicamente las informaciones más afinadas proporcionadas por la vía  $\Sigma/2$ , y el sustractor 945 de la figura 28. Si, como consecuencia, las informaciones se hacen manifiestamente falsas en forma duradera para una u otra de las estaciones emisoras, es posible rehacer una operación completa de eliminación de ambigüedad con respecto a esta
- 15. estación. En este sentido, puede ser ventajoso desdoblar cada uno de los contadores 931A a 931D, separando la función de eliminación de ambigüedad de la función de indicación. - - - - -

De lo que antecede, resulta que la presente invención proporciona un nuevo modo de radiolocalización cuyas ventajas principales son

- 20. el pequeño número de asignaciones de frecuencias radioeléctricas requeridas y una excelente relación de la precisión obtenida con respecto a las características de los medios tecnológicos utilizados. Como se ha especificado anteriormente (valores de frecuencia; programa de emisión), este modo de radiolocalización es particularmente apto para la navegación ma-

409994



rítima y específicamente para las aplicaciones de pesca. - - - - -

Por supuesto, la presente invención no se limita únicamente a las aplicaciones, valores de frecuencias y formas de realización descritos y pueden ser realizadas numerosas variantes por el técnico tan-

5. tanto a nivel de las instalaciones de emisión como al de los receptores. Es preciso igualmente incluir en la invención las variantes del modo de radiolocalización que puedan resultar especialmente de una adaptación en función de otras aplicaciones y/o de otros valores de frecuencia. - -

Hasta este momento se ha expuesto que cada estación emisora  
10. radía únicamente una onda permanente que tiene una frecuencia específica.

Por supuesto, entra igualmente en el alcance de la invención que radie varias de ellas, especialmente con el fin de aumentar la seguridad y la precisión de los resultados. Las diferentes frecuencias específicas entonces afectadas a cada estación emisora, pueden, en la recepción, ser  
15. utilizadas especialmente sea simultáneamente, haciendo la media de las informaciones que ellas permiten obtener, sea alternativamente, escogiendo la frecuencia que resulte ser la mejor, por ejemplo en función de la hora y de la distancia. Puede ser particularmente ventajoso que las distintas frecuencias específicas asociadas a cada estación emisora  
20. pertenezcan a varias gamas de frecuencia netamente diferentes (por ejemplo 300 kHz y alrededor de 27 MHz). - - - - -

De la misma forma, la misma cadena de radiolocalización puede utilizar frecuencias de medida que pertenezcan a varias gamas muy dis-

409994



tintas. - - - - -

Así, por ejemplo, para reducir la ambigüedad debida a una frecuencia del orden de 300 kHz, es posible utilizar, no dos frecuencias tales como 332 y 406 kHz, como se ha descrito, que pertenecen a la misma gama de frecuencia, y tienen una diferencia del orden de 100 kHz, sino emplear en cambio, pura y simplemente, una frecuencia del orden de 100 kHz. - - - - -

5.

Más generalmente, puede ser ventajoso utilizar en una misma instalación varias frecuencias de medida que pertenezcan a una primera gama de frecuencias y varias otras que pertenezcan a una segunda gama de frecuencias. - - - - -

10.

Así, una instalación puede presentar dos partes, la primera de las cuales funciona por ejemplo en la gama de los 300 kHz con eliminación de ambigüedad completa y la segunda parte de las cuales funciona en la gama de los 80 MHz. - - - - -

15.

De ello resulta la ventaja de que la ambigüedad es completamente eliminada por la primera parte hasta un factor de sensibilidad que corresponde a 300 kHz (o más), y de que las medidas pueden ser afinadas a continuación hasta un factor de sensibilidad correspondiente a 80 MHz por la segunda parte. - - - - -

20.

Por otro lado, es claro que cuando se dispone de un gran número de factores de sensibilidad diferentes, con relaciones pequeñas (inferiores a 3, por ejemplo) entre dos factores de sensibilidad próximos,

409994



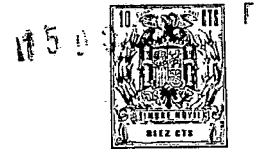
es posible eliminar la ambigüedad incluso cuando cada medida de fase sea muy imprecisa ( $\pm 1/4$  de vuelta por ejemplo). - - - - -

5. De ello se deduce que incluso cuando las ondas de cielo tienen un campo electromagnético muy superior al de las ondas directas, estas ondas de cielo pueden eventualmente ser utilizadas para efectuar todas las operaciones efectuadas habitualmente sobre las ondas directas y para obtener finalmente una radiolocalización exenta de ambigüedad, cuya precisión sólo depende prácticamente del conocimiento que pueda tenerse sobre las características de las capas reflectoras que producen dichas ondas de cielo. - - - - -

10. Finalmente, hay que señalar que los otros medios de navegación (brújula, loch inercia, etc.) permiten, por el conocimiento de las velocidades y, sobre todo, de las aceleraciones del móvil que lleva el receptor, conocer en todo momento un valor aproximado de los efectos Doppler y, por consiguiente, de las frecuencias muy precisas de las ondas, tales como es necesario recibirlas; es posible entonces reducir considerablemente las bandas pasantes de las vías de recepción de las ondas permanentes (al menos) y aumentar por consiguiente la seguridad y la precisión de los resultados. - - - - -

20. OBSERVACION:

Dado que el Estatuto sobre Propiedad Industrial no permite la existencia de leyendas en los planos se han indicado, en las figuras que ha sido necesario, símbolos cuyo significado



409994

se explica a continuación: - - - - -

En la figura 3, el símbolo "E.e." equivale a "Estaciones emisoras"; "U.p.p.e." equivale a "Un período del programa de emisiones"; "On." equivale a "Ondas"; y "frec." equivale a "frecuencias". - - - - -

5.

En la figura 7, el símbolo "R.frec. esp." equivale a "Recepción de las frecuencias específicas"; "R.frec.m." equivale a "Recepción de las frecuencias de medida"; "P.C.G." equivale a "PRIMER CIRCUITO GENERADOR"; "M.frec." equivale a "Modificaciones de frecuencia"; "P.C.O. (FREC.)" equivale a "PRIMER CIRCUITO DE OBLIGACION (FRECUENCIA)"; "S.C.G." equivale a "SEGUNDO CIRCUITO GENERADOR"; "M.fs." equivale a "Modificaciones de fase"; "S.C.O. (FS.)" equivale a "SEGUNDO CIRCUITO DE OBLIGACION (FASE)"; "C.P. (corr. m. esp.)" equivale a "CIRCUITO DE PROGRAMA (Correspondencia medida específica)";

10.

15.

"P.C.R.S." equivale a "PRIMER CIRCUITO DE RECEPCION SINCRONA"; "I.L.P." equivale a "INFORMACIONES DE LINEAS DE POSICION"; "S.C.R.S." equivale a "SEGUNDO CIRCUITO DE RECEPCION SINCRONA"; "M. FS." equivale a "MEDIDAS DE FASES"; "Exp." equivale a "Explotación". - - - - -

20.

En la figura 19, el símbolo "Cent. frec." equivale a "Central de frecuencias". - - - - -

En la figura 22, el símbolo "Cent. frec." equivale a "Gen-

409994



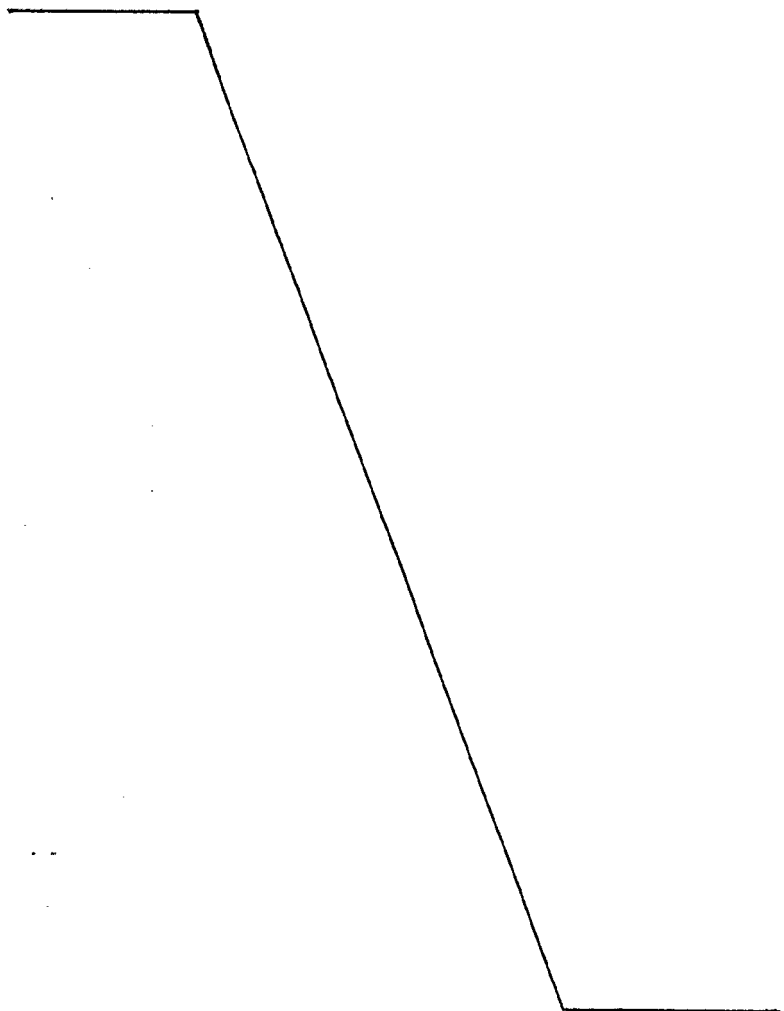
tral de frecuencias". - - - - -

En la figura 23, el símbolo "Cent. frec." equivale a "Central de frecuencias". - - - - -

En la figura 24, el símbolo "Est." equivale a "Estímulos". -

5. En la figura 25, el símbolo "Est." equivale a "Estímulos". -

En la figura 29, el símbolo "Mill." equivale a "Millas". - -



409994



N O T A

Se declaran de novedad y propiedad para España, sus territorios y plazas de soberanía, las siguientes: - - - - -

R E I V I N D I C A C I O N E S

- 1.- Perfeccionamientos en los sistemas de radiolocalización,
- 5. más particularmente en los sistemas de radiolocalización del tipo hiperbólico de medida de fase, caracterizados porque el sistema presenta: - -
  - en la emisión por lo menos dos estaciones emisoras ( $E_i$ ), siendo cada una apta para: - - - - -
    - x radiar permanentemente una onda pura ( $O_i$ ) que tiene una
    - 10. frecuencia específica ( $F_{s_i}$ ) propia de la estación emisora;
    - x radiar de forma momentánea y repetitiva, según un programa conocido, por lo menos una onda pura ( $O_{ij}$ ) que tiene una frecuencia de medida ( $F_j$ ) de valor común para todas las estaciones emisoras, siendo tal el programa que, en todo momento, como máximo una estación emisora radía una onda que
    - 15. tiene la frecuencia de medida ( $F_j$ ); - - - - -
  - en la recepción, por lo menos un receptor concebido para ser instalado a bordo de un móvil y destinado a proporcionar informaciones de línea de posición hiperbólica con respecto a las estaciones emisoras, cuyos índices  $i$  y  $j$  se convierten respectivamente en  $k$  y  $m$  en la recepción, y siendo apto para:-

20.  
Pg

409994

15



5. <sup>x</sup> recibir con detección síncrona y permanentemente las dos ondas ( $O_k$ ) que tienen las dos frecuencias específicas diferentes ( $Fs_k$ ), respectivamente por medio de dos primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ) que tienen frecuencias complejas respectivas ( $F's_k$ ) cuyos valores nominales son respectivamente iguales a los de las dos frecuencias específicas ( $Fs_k$ ), obligando a las dos frecuencias reales ( $F's_k$ ) de las dos primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ) a ser respectivamente iguales a las dos frecuencias ( $Fs_k$ ) de las dos ondas permanentes ( $O_k$ ) tal como son recibidas, - - - - -

10. <sup>x</sup> recibir de forma síncrona, durante sus períodos de emisión respectivos, las dos ondas momentáneas ( $O_{km}$ ) que tienen la frecuencia de medida ( $F_m$ ) utilizando respectivamente dos segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) que tienen frecuencias complejas ( $F'_{km}$ ) cuyos valores nominales son ambos iguales al de la frecuencia de medida ( $F_m$ ), estando sujeta cada frecuencia real ( $F'_{km}$ ) de una segunda señal local compleja a ser proporcional a la frecuencia real obligada ( $F's_k$ ) de la primera señal local compleja ( $S'_k$ ) correspondiente a la misma frecuencia específica ( $Fs_k$ ), según una relación de proporcionalidad igual a la relación de la frecuencia de medida ( $F_m$ ) respecto a la frecuencia específica ( $Fs_k$ ), obligando a la fase compleja de cada segunda señal local compleja ( $S'_{km}$ ) a ser igual a la fase de

*pg*

409994



la onda momentánea ( $O_{km}$ ) correspondiente tal como es recibida y, mientras es recibida, con la aproximación de una constante que tiene el mismo valor para las segundas señales complejas ( $S'_{km}$ ), - - - - -

5. <sup>x</sup> siendo la separación de fase entre las dos segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) representativa de una información de línea de posición hiperbólica del receptor con respecto a las dos estaciones emisoras, - - - - -

10. <sup>x</sup> lo que permite espaciar ampliamente entre sí y alargar individualmente los intervalos de tiempo de emisión de una onda momentánea ( $O_{ij}$ ) para cada estación emisora ( $E_i$ ). - -

2.- Perfeccionamientos en los sistemas de radiolocalización, más particularmente en las cadenas de instalaciones de emisión para radiolocalización del tipo hiperbólico de medida de fase, destinadas a la realización del sistema de radiolocalización según la reivindicación 1, caracterizados porque la cadena presenta por lo menos dos estaciones emisoras ( $E_i$ ), teniendo cada una un valor diferente de un índice  $i$  y comprendiendo:

15. - un circuito de programa apto para proporcionar en relación conocida, dependiendo del índice de la estación emisora, con respecto al tiempo, por lo menos una señal de mando de emisión de una onda momentánea, - - - - -

20. - un circuito generador para engendrar permanentemente una pri-

*pey*

409994



mera señal local ( $S_i$ ) que tiene una frecuencia ( $F_{s_i}$ ), denominada específica, que depende del índice  $i$ , y para engendrar, por lo menos durante la señal de mando de emisión, por lo menos una segunda señal local correspondiente ( $S_{ij}$ ) que tiene una frecuencia ( $F_j$ ), denominada frecuencia de medida, de valor nominal independiente del índice  $i$ , - - - - -

5. - un circuito de emisión, conectado al circuito generador, para radiar permanentemente a partir de la primera señal local ( $S_i$ ) una onda pura ( $O_i$ ) que tiene la frecuencia específica ( $F_{s_i}$ ) y para radiar, a partir de la segunda señal local ( $S_{ij}$ ), una onda pura momentánea ( $O_{ij}$ ) que tiene la frecuencia de medida ( $F_j$ ), durante dicha señal de mando de emisión. - -

10. 3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque esta estación emisora presenta un circuito de conmutación que recibe la segunda señal local ( $S_{ij}$ ) del circuito generador y apta para proporcionar, de forma momentánea y repetitiva, esta segunda señal local ( $S_{ij}$ ) en respuesta a la señal de programa de emisión. - - - - -

15. 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque el circuito generador de una estación emisora presenta por lo menos una fuente única de frecuencia ( $F_o$ ) y una central de frecuencias, apta para proporcionar frecuencias de salida en relación fija con su frecuencia de entrada, conectada a dicha fuente única y que proporciona la primera señal local ( $S_i$ ) y la segunda señal local ( $S_{ij}$ ). - - - - -

409994



5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 4, caracterizados porque la fuente única de frecuencia presenta un oscilador libre de alta estabilidad y un circuito de puesta en frecuencia conectado entre la salida del oscilador libre y la salida de la fuente única y apto para proporcionar como frecuencia de salida una frecuencia relacionada con su frecuencia de entrada y modificada de forma mandada. - - - - -

5.

6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque cada estación emisora presenta un circuito defasador mandado, que actúa sobre la segunda señal local ( $S_{ij}$ ) proporcionada a la salida del circuito generador. - - - - -

10.

7.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 4 y 5, caracterizados porque la central de frecuencias de una estación emisora presenta, para engendrar por lo menos una de las señales locales, un oscilador de cuarzo mandado en frecuencia, medios de cambio de frecuencia para cambiar la frecuencia de este oscilador con por lo menos una frecuencia heterodina obtenida por división de la frecuencia ( $F_0$ ) de la fuente única, y un circuito detector de diferencia de frecuencia entre la señal procedente del oscilador de cuarzo después del cambio de frecuencia y una señal de igual frecuencia nominal que esta última, obtenida a partir de la frecuencia ( $F_0$ ) de la fuente única por un sintetizador seguido de un divisor de frecuencia, sirviendo la señal de salida del circuito detector para establecer una señal de mando del oscilador de cuarzo. - - - - -

15.

20.

*Rey*

409994



8.- Perfeccionamientos en los sistemas de radiolocalización, más particularmente en las cadenas de instalaciones de emisión, en las cuales la segunda señal local ( $S_{ij}$ ) de una estación emisora es engendrada según la reivindicación 7 y esta estación emisora presenta un circuito defasador mandado que actúa sobre esta segunda señal local ( $S_{ij}$ ), caracterizados porque el circuito defasador está constituido por una caja +/- inserta entre dicho sintetizador y el circuito divisor que le sigue.

9.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 2 a 8, caracterizados porque por lo menos una estación emisora presenta medios para proporcionar una primera señal representativa de la onda permanente emitida ( $O_i$ ) y por lo menos una segunda señal representativa de la onda momentánea ( $O_{ij}$ ) emitida por esta estación, un primer medio de correcciones de fase en la emisión, para la primera señal local, y un segundo medio de correcciones de fase en la emisión para la segunda señal local, un primer medio de comparación de fase de la primera señal local con la de la primera señal representativa, por lo menos un segundo medio de comparación de la fase de la segunda señal local con la de la segunda señal representativa, respondiendo cada uno de dichos medios de corrección de fase de emisión a los medios de comparación de fase correspondientes para mantener en ellos una información de comparación de fase representativa de un defasaje constante respectivo. - - - - -

10.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 2 a 4, caracterizados porque la cadena presenta por lo menos una estación de escucha para recibir por lo menos las ondas momentáneas ( $O_{ij}$ ) radiadas

409994



por las estaciones emisoras de la cadena, y transmitir informaciones de referencia para las diferencias de fase entre dichas ondas momentáneas ( $O_{ij}$ ) que tienen cada frecuencia de medida ( $F_j$ ). - - - - -

- 5. 11.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque la cadena comprende por lo menos una estación de escucha para recibir las ondas permanentes ( $O_i$ ) radiadas por las estaciones emisoras de la cadena, para deducir de ellas informaciones sobre los valores reales de las frecuencias específicas ( $Fs_i$ ) de las ondas permanentes ( $O_i$ ) y para proporcionar a las estaciones emisoras informaciones de mando de puesta en frecuencia, tales que la relación del valor real al valor nominal de cada frecuencia específica ( $Fs_i$ ) tenga el mismo valor para todas estas frecuencias específicas. - - - - -

- 15. 12.- Perfeccionamientos según la reivindicación 6, caracterizados porque la cadena presenta por lo menos una estación de escucha para recibir las ondas permanentes ( $O_i$ ) y las ondas momentáneas ( $O_{ij}$ ) radiadas por las estaciones emisoras de la cadena, para deducir de ellas informaciones sobre los valores reales de las frecuencias específicas ( $Fs_i$ ) de las ondas permanentes ( $O_i$ ) e informaciones sobre las diferencias de fase entre las ondas momentáneas ( $O_{ij}$ ) que tienen cada frecuencia de medida ( $F_j$ ), y para proporcionar a las estaciones emisoras, por una parte, informaciones de mando de puesta en frecuencia y, por otra parte, informaciones de mando de los circuitos defasadores, de forma que la relación del valor real al valor nominal de cada frecuencia específica ( $Fs_i$ ) tenga el mismo valor para todas estas frecuencias específicas y

*Rey*

409994

145



que las ondas momentáneas ( $O_{ij}$ ) radiadas estén para cada frecuencia de medida ( $F_j$ ) en relaciones de fase conocidas. - - - - -

5. 13.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 2 a 12, caracterizados porque cada una de las estaciones emisoras está dispuesta para radiar una pluralidad de ondas momentáneas que tienen respectivamente frecuencias de medida, comunes a todas las estaciones emisoras, lo que permite eliminar la ambigüedad. - - - - -

10. 14.- Perfeccionamientos en los sistemas de radiolocalización, más particularmente en los receptores de radiolocalización del tipo hiperbólico de medida de fase, para la realización del sistema de radiolocalización según la reivindicación 1, que reciben de por lo menos dos estaciones emisoras ( $E_k$ ), asociadas cada una a un valor dado diferente de un índice k, dos ondas permanentes respectivas ( $O_k$ ) que tienen dos frecuencias específicas respectivas ( $Fs_k$ ) y dos ondas momentáneas respectivas ( $O_{km}$ ) que tienen una misma frecuencia de medida ( $F_m$ ), caracterizados porque el receptor presenta: - - - - -

20. - un primer circuito generador para engendrar permanentemente dos primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ) cuyas frecuencias complejas respectivas ( $F's_k$ ) tienen valores nominales iguales a los de las frecuencias específicas ( $Fs_k$ ), que comprende medios de modificación de la frecuencia real ( $F's_k$ ) de cada una de las primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ) en las proximidades de su valor nominal individual-

409994



- mente para cada valor del índice  $k$ , - - - - -
- un primer circuito de recepción síncrona de las ondas permanentes ( $O_k$ ) que tienen dichas frecuencias específicas ( $Fs_k$ ) por medio de las primeras señales locales correspondientes ( $S'_k$ ), proporcionando residuos de frecuencia específica respectivos ( $R'_k$ ), - - - - -
  - 5. - un primer circuito de obligación de frecuencia que recibe los residuos de frecuencia específica ( $R'_k$ ) y conectado a los medios de modificación de la frecuencia de cada una de las primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ), para obligar a las frecuencias reales ( $F's_k$ ) de estas primeras señales locales complejas ( $S'_k$ ) a que sean iguales a las frecuencias reales ( $Fs_k$ ) de las ondas permanentes ( $O_k$ ) correspondientes tal como son recibidas, - - - - -
  - 10. - un circuito de programa apto para proporcionar dos señales de mando de utilización ( $P_{km}$ ), respectivamente para los dos valores dados del índice  $k$ , de forma tal que cada mando de utilización de una onda momentánea ( $O_{km}$ ) se sitúe durante el intervalo de tiempo de emisión de esta onda, - - - - -
  - 15. - un segundo circuito generador conectado al primer circuito generador, para engendrar por lo menos durante cada señal de programa ( $P_{km}$ ), una segunda señal local compleja ( $S'_{km}$ ) correspondiente, que tiene una frecuencia compleja ( $F'_{km}$ )
  - 20.

409994



- de valor nominal igual al de la frecuencia de medida ( $F_m$ ), estando sujeta cada frecuencia ( $F'_{km}$ ) a ser proporcional a la frecuencia ( $F's_k$ ) obligada de la primera señal local compleja ( $S'_k$ ) asociada al mismo valor del índice k, según
5. una relación de proporcionalidad igual a la relación de los valores nominales de la frecuencia de medida ( $F_m$ ) y de la frecuencia específica ( $Fs_k$ ), comprendiendo el segundo circuito generador medios para modificar individualmente la fase de cada segunda señal local ( $S'_{km}$ ), - - - - -
10. - un segundo circuito de recepción síncrona, apto para efectuar la recepción síncrona de cada una de las dos ondas momentáneas ( $O_{km}$ ) por medio de la segunda señal local ( $S'_{km}$ ) correspondiente, de forma mandada por la señal de mando de utilización ( $P_{km}$ ) correspondiente, proporcionando
15. un residuo de fase momentáneo respectivo correspondiente ( $R'_{km}$ ), - - - - -
- un segundo circuito de obligación de fase, que recibe los residuos momentáneos de fase ( $R'_{km}$ ) y conectado a los medios de modificación de la fase de cada una de las segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) para obligar individualmente
20. a las fases de estas segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) a ser iguales a las fases de las ondas momentáneas correspondientes ( $O_{km}$ ) tales como son recibidas, con la aproximación de una misma constante de fase, - - - - -



409994

- siendo la separación de fase entre las dos segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) representativa de una información de línea de posición hiperbólica del receptor con respecto a las dos estaciones emisoras. - - - - -

5. 15.- Perfeccionamientos según la reivindicación 14, caracterizados porque cada una de las primeras y segundas señales complejas presenta una componente compleja ( $G'$ ) y una componente única ( $g'$ ) de frecuencia sensiblemente igual al producto por un coeficiente  $x$  de la frecuencia compleja de la señal local compleja, siendo el coeficiente ( $x$ ) igual para todas estas señales. - - - - -

10. 16.- Perfeccionamientos según la reivindicación 15, caracterizados porque el receptor presenta una primera fuente de frecuencia a partir de la cual son engendradas las componentes complejas respectivas ( $G'_k; G'_{km}$ ) de todas las primeras y segundas señales complejas

15. ( $S'_k; S'_{km}$ ), siendo constreñidas las frecuencias de todas estas componentes complejas a permanecer en la misma relación con respecto a sus valores nominales respectivos, porque presenta dos segundas fuentes de frecuencia, a partir de cada una de las cuales son engendradas respectivamente las componentes únicas ( $g'_k; g'_{km}$ ) de las primeras y segundas señales complejas ( $S'_k; S'_{km}$ ), correspondientes a un mismo valor dado del índice  $k$  asociado a la segunda fuente, siendo susceptibles las frecuencias de las componentes únicas obtenidas a partir de cada segunda fuente de frecuencia de ser modificadas al tiempo que están constreñidas a permanecer, con respecto a sus valores nominales respectivos, en una misma

20. - - - - -

*Peg*

409994



relación para cada segunda fuente, y porque el primer circuito de obligación de frecuencia responde a los residuos de frecuencia específica ( $R'_k$ ) proporcionados por el primer circuito de recepción síncrona, modificando respectivamente las frecuencias de las componentes únicas proporcionadas por las segundas fuentes de frecuencia correspondientes al mismo valor dado del índice k. - - - - -

5.

17.- Perfeccionamientos según la reivindicación 16, caracterizados porque cada segunda fuente es derivada de la primera fuente por medio de un circuito auxiliar de modificación de frecuencia respectivo, mandado por un residuo de frecuencia respectivo ( $R'_k$ ). - - - - -

10.

18.- Perfeccionamientos según la reivindicación 17, caracterizados porque la frecuencia de la primera fuente es modificable de forma mandada y porque por lo menos uno de los residuos de frecuencia específica es utilizado para reaccionar sobre la frecuencia de dicha primera fuente.-

19.- Perfeccionamientos según la reivindicación 15, caracterizados porque el receptor presenta una primera fuente de frecuencia, de frecuencia modificable, para engendrar las componentes complejas respectivas ( $G'_k$ ;  $G'_{km}$ ) de todas las primeras y segundas señales complejas ( $S'_k$ ;  $S'_{km}$ ), siendo constreñidas las frecuencias de todas estas componentes complejas a permanecer en la misma relación con respecto a sus valores nominales respectivos, porque presenta por lo menos dos segundas fuentes de frecuencia, cada una respectivamente para engendrar las componentes únicas ( $g'_k$ ;  $g'_{km}$ ) de las primeras y segundas señales complejas ( $S'_k$ ;  $S'_{km}$ ), co-

15.

20.

*Ag*

409994



rrespondientes a un valor dado del índice  $k$ , siendo susceptibles las frecuencias de las componentes únicas obtenidas a partir de una de las segundas fuentes de ser modificadas al tiempo que están constreñidas a permanecer con respecto a sus valores nominales respectivos en una misma relación, y porque el primer circuito de obligación de frecuencia responde a uno de los residuos de frecuencia específica ( $R'_k$ ) proporcionados por el primer circuito de recepción sincrónica, modificando la frecuencia de la primera fuente de frecuencia y al otro residuo de frecuencia específica ( $R'_k$ ), modificando las frecuencias de las componentes únicas proporcionadas por la segunda fuente de frecuencia, de frecuencia modificable.

20.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 16 a 19, caracterizados porque el segundo circuito de obligación responde a los dos residuos de fase ( $R'_{km}$ ) proporcionados por el segundo circuito de recepción sincrónica respectivamente modificando las fases de las dos componentes únicas ( $g'_{km}$ ) de las segundas señales locales ( $S_{km}$ ), de forma que la fase compleja de cada segunda señal local ( $S'_{km}$ ) sea compelida a ser igual, con la aproximación de una constante, a la de la onda momentánea correspondiente ( $O_{km}$ ) tal como es recibida. - - - - -

21.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 16 a 20, caracterizados porque las dos segundas fuentes de frecuencia presentan osciladores respectivos que tienen la misma frecuencia nominal y porque el receptor presenta circuitos de informaciones de posición para integrar por lo menos una diferencia entre las frecuencias reales de los osciladores de las dos segundas fuentes a fin de proporcionar por lo

*Rey*

409994



menos una información sobre la diferencia de las distancias del receptor a dos estaciones emisoras que tienen respectivamente dos frecuencias específicas elegidas ( $F_{s_k}$ ). - - - - -

5. 22.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 15 a 21, caracterizados porque dichas componentes complejas se utilizan como señales de heterodino en los circuitos primero y segundo de recepción síncrona, y porque dichas componentes únicas se utilizan como señales de detección síncrona en los circuitos primero y segundo de recepción síncrona. - - - - -

10. 23.- Perfeccionamientos según la reivindicación 14, caracterizados porque cada una de las señales complejas primera y segunda ( $S'_k; S'_{km}$ ) presenta, por una parte, una componente compleja ( $H'$ ) y, por otra parte, una componente única ( $f'$ ) que tiene una frecuencia sensiblemente igual a un valor  $f$ , común a todas estas señales, porque dichas componentes complejas se utilizan como señales de heterodino en los circuitos primero y segundo de recepción síncrona y porque dichas componentes únicas se utilizan como señales de detección síncrona en los circuitos primero y segundo de recepción síncrona. - - - - -

20. 24.- Perfeccionamientos según la reivindicación 23, caracterizados porque el receptor presenta una fuente única de frecuencia a partir de la cual son engendradas la componente compleja y la componente única de cada una de las señales locales complejas primera y segunda ( $S'_k; S'_{km}$ ), estando las frecuencias de todas estas componentes en la

409994



misma relación con respecto a sus valores nominales respectivos y siendo además la frecuencia de una de las componentes de cada señal local compleja susceptible de ser modificada, y porque el primer circuito de obligación de frecuencia responde a los residuos de frecuencia específica ( $R'_k$ ) respectivamente para cada valor dado del índice k, por una parte, por una modificación ( $df_k$ ) de la frecuencia de la componente susceptible de ser modificada de la primera señal local ( $S'_k$ ) y, por otra parte, por modificaciones ( $df_{km}$ ) de las frecuencias de las componentes susceptibles de ser modificadas de las segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ), siendo proporcional esta última modificación ( $df_{km}$ ) a la ( $df_k$ ) en la primera señal local compleja ( $S'_k$ ) según una relación igual a la de cada frecuencia de medida ( $F_m$ ) a la frecuencia específica ( $Fs_k$ ). - -

25.- Perfeccionamientos según la reivindicación 24, caracterizados porque dicha componente, cuya frecuencia es susceptible de ser modificada, es una componente simple de cada señal local compleja. - - - - -

26.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 24 y 25, caracterizados porque la frecuencia de la fuente única es modificable y porque por lo menos uno de los residuos de frecuencia específica se utiliza para reaccionar sobre la frecuencia de dicha fuente única, lo que permite reducir la influencia de las inestabilidades de esta fuente única. - - - - -

27.- Perfeccionamientos según la reivindicación 23, caracterizados porque el receptor comprende una fuente única de frecuencia, de fre-

*Re*

409994



- cuencia modificable, a partir de la cual son engendradas la componente compleja y la componente única de cada una de las señales complejas primera y segunda ( $S'_k$ ;  $S'_{km}$ ), estando las frecuencias de todas estas componentes en la misma relación con respecto a sus valores nominales respectivos y siendo además susceptibles de ser modificadas las frecuencias de una de las componentes de cada señal local compleja, salvo las correspondientes a un solo valor dado del índice k, y porque el primer circuito de obligación de frecuencia responde a aquél de los residuos de frecuencia específica que corresponde a dicho valor dado del índice k, modificando la frecuencia de la fuente única, y al otro residuo de frecuencia específica ( $R'_k$ ), por una parte, por una modificación ( $df_k$ ) de la frecuencia de la componente susceptible de ser modificada de la primera señal local ( $S'_k$ ) correspondiente al mismo valor dado del índice k y, por otra parte, por modificaciones ( $df_{km}$ ) de las frecuencias de las componentes susceptibles de ser modificadas de las segundas señales locales complejas ( $S'_{km}$ ) correspondientes al mismo valor dado del índice k y que tienen la frecuencia de medida ( $F_m$ ), siendo esta última modificación ( $df_{km}$ ) proporcional a la ( $df_k$ ) en la primera señal local compleja ( $S'_k$ ) según una relación igual a la de cada frecuencia de medida ( $F_m$ ) con respecto a la frecuencia específica ( $Fs_k$ ). - - - -
- 5.
  - 10.
  - 15.
  - 20.

28.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 23 a 27, caracterizados porque el segundo circuito de obligación responde a los dos residuos de fase ( $R'_{km}$ ) proporcionados por el segundo circuito de recepción síncrona, modificando respectivamente las fases de una de

*Pez*



409994

las componentes de las segundas señales locales ( $S'_{km}$ ), de forma que la fase compleja de cada segunda señal local ( $S'_{km}$ ) sea compelida a ser igual con la aproximación de una constante a la de la onda momentánea correspondiente ( $O_{km}$ ) tal como es recibida. - - - - -

5. 29.- Perfeccionamientos según la reivindicación 28, dependientes de una de las reivindicaciones 24 a 26, caracterizados porque la modificación de frecuencia y la modificación de fase se efectúan sobre la misma componente de cada segunda señal local compleja. - - - - -

10. 30.- Perfeccionamientos según la reivindicación 28, dependientes de la reivindicación 27, caracterizados porque la modificación de frecuencia y la modificación de fase se efectúan sobre la misma componente de la segunda señal local compleja que no corresponde a dicha frecuencia específica determinada. - - - - -

15. 31.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 24 a 30, caracterizados porque, para dos primeras señales locales complejas, dichas componentes, cuya frecuencia es susceptible de ser modificada, son respectivamente sus dos componentes únicas y porque el receptor presenta un circuito de información de posición para integrar la diferencia entre las frecuencias reales de estas dos componentes únicas y proporcionar así una información sobre la diferencia de las distancias del receptor a las dos estaciones emisoras que tienen respectivamente los mismos valores del índice k que estas dos primeras señales locales complejas. -

409994

15 DIC.



32.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 24 a 30, caracterizados porque el receptor presenta un circuito de información de posición para integrar la diferencia entre dos modificaciones de frecuencia ( $df_k$ ) relativas a dos de las primeras señales locales complejas, a fin de proporcionar una información representativa de la diferencia de las distancias del receptor a las dos estaciones emisoras que tienen respectivamente los mismos valores del índice  $k$  que estas dos primeras señales locales complejas. - - - - -

33.- Perfeccionamientos según la reivindicación 14, caracterizados porque el segundo circuito de obligación presenta un circuito integrador para integrar permanentemente un residuo de frecuencia específica ( $R'_k$ ), asociado a un valor dado del índice  $k$ , proporcionando una magnitud de fase integrada, un circuito multiplicador de fase para multiplicar la separación entre dicha magnitud de fase integrada y una referencia de fase preestablecida por un número multiplicador tal que la separación de fase obtenida después de la multiplicación tenga un factor de sensibilidad correspondiente a la frecuencia de medida ( $F_m$ ), un circuito para defasar en dicha separación de fase obtenida la segunda señal local ( $S'_{km}$ ) correspondiente al valor dado del índice  $k$ , un circuito para comparar la fase de la segunda señal local ( $S'_{km}$ ) así defasada con la de la onda correspondiente ( $O_{km}$ ) tal como es recibida, y medios para memorizar la diferencia de fase así obtenida, lo que proporciona una información sobre la constante de integración en dicho circuito integrador. - - - - -

*Handwritten signature or initials.*

34.- Perfeccionamientos según la reivindicación 33, más particu-

409994



larmente en los receptores para una cadena de radiolocalización con varias frecuencias de medida múltiples de una baja frecuencia común, caracterizados porque el segundo circuito de obligación está dispuesto para que la magnitud de fase integrada proporcionada por dicho circuito integrador tenga un factor de sensibilidad correspondiente a dicha baja frecuencia común, y porque cada uno de los números multiplicadores es un número entero igual al cociente de una frecuencia por dicha baja frecuencia común. - - - - -

35.- Perfeccionamientos según la reivindicación 34, estando las segundas señales locales complejas relacionadas entre sí en frecuencia y en fase, caracterizados porque el receptor presenta un segundo circuito integrador idéntico al primero y conectado como él, un segundo circuito multiplicador de fase para multiplicar la separación de fase entre las magnitudes integradas respectivas del primero y del segundo circuito integrador por un segundo número multiplicador tal que la segunda separación de fase obtenida después de multiplicación tenga un factor de sensibilidad correspondiente a una combinación lineal de frecuencias de medida ( $F_m$ ), un circuito para producir la misma combinación lineal según el índice m de las diferencias de fase memorizadas, un circuito comparador para comparar la segunda separación de fase producida después de multiplicación con dicha combinación lineal de las diferencias de fase memorizadas y un circuito de corrección de la magnitud integrada del segundo circuito integrador que actúa en el sentido apto para hacer anular el resultado de la comparación. - - - - -

pe

409994



36.- Perfeccionamientos según la reivindicación 35, caracterizados porque, para cada valor dado del índice  $k$ , el segundo circuito multiplicador de fase es apto para proporcionar sucesivamente separaciones de fase que tienen factores de sensibilidad crecientes a partir de combinaciones lineales de las frecuencias de medida, lo que permite eliminar la ambigüedad. - - - - -

5.

37.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 35 y 36, caracterizados porque el receptor presenta un circuito de medida para defasajes en las vías de recepción para cada frecuencia de medida y un circuito de memorización de los valores así medidos. - - - - -

10.

38.- Perfeccionamientos según la reivindicación 37, caracterizados porque dicho circuito de medida presenta un generador de estímulos apto para engendrar localmente cada una de las frecuencias de medida y conectado a la entrada de recepción, siendo dichos defasajes en las vías de recepción los residuos de fase obtenidos para las señales que proceden del generador de estímulos. - - - - -

15.

39.- Perfeccionamientos según la reivindicación 14, caracterizados porque el receptor presenta una fuente de frecuencia, un contador-divisor de frecuencia para proporcionar permanentemente una baja frecuencia de referencia, por lo menos otro contador-divisor de frecuencia para proporcionar una de las componentes simples de una de las segundas señales locales complejas, y medios para reestablecer periódicamente a un contaje elegido dicho otro contador-divisor en respuesta a cambios de estado en

20.

Bg

409994



un sentido predeterminado de dicha baja frecuencia de referencia, lo que permite fijarle a dicha componente simple una referencia de fase definida por la baja frecuencia de referencia. - - - - -

- 5. 40.- Perfeccionamientos en los sistemas de radiolocalización, más particularmente en los receptores de radiolocalización, del tipo hiperbólico de medida de fase, que comprenden un contador integrador que sirve de memoria de fase expresada bajo forma numérica con un factor de sensibilidad preestablecido y un dispositivo de eliminación de ambigüedad sobre el contenido de la memoria de fase, a partir de fases
- 10. medidas en diferentes frecuencias de medida, caracterizados porque dicho dispositivo de eliminación de ambigüedad presenta un circuito multiplicador de fase para proporcionar, a partir de por lo menos una parte del contenido de la memoria de fase, una fase que tiene un factor de sensibilidad correspondiente a una combinación lineal de frecuencias
- 15. de medida, un circuito de comparación de esta fase proporcionada por el circuito multiplicador de fase con una parte correspondiente de una combinación lineal idéntica de las fases medidas a diferentes frecuencias de medida, y medios para corregir el contenido de dicho contador integrador en un sentido apto para anular el resultado de esta comparación.-

20. 41.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS SISTEMAS DE RADIOLOCALIZACION"

Todo ello conforme se describe y reivindica en la presente memoria que consta de ciento ochenta y siete hojas, foliadas y mecanografiadas

*Rg*

409994



por una sola de sus caras y de veintitrés láminas de dibujos que la ilustran.

BARCELONA. 15 DIC. 1972

P. A. M. CURELL SUÑOL

Ma. L. de A.

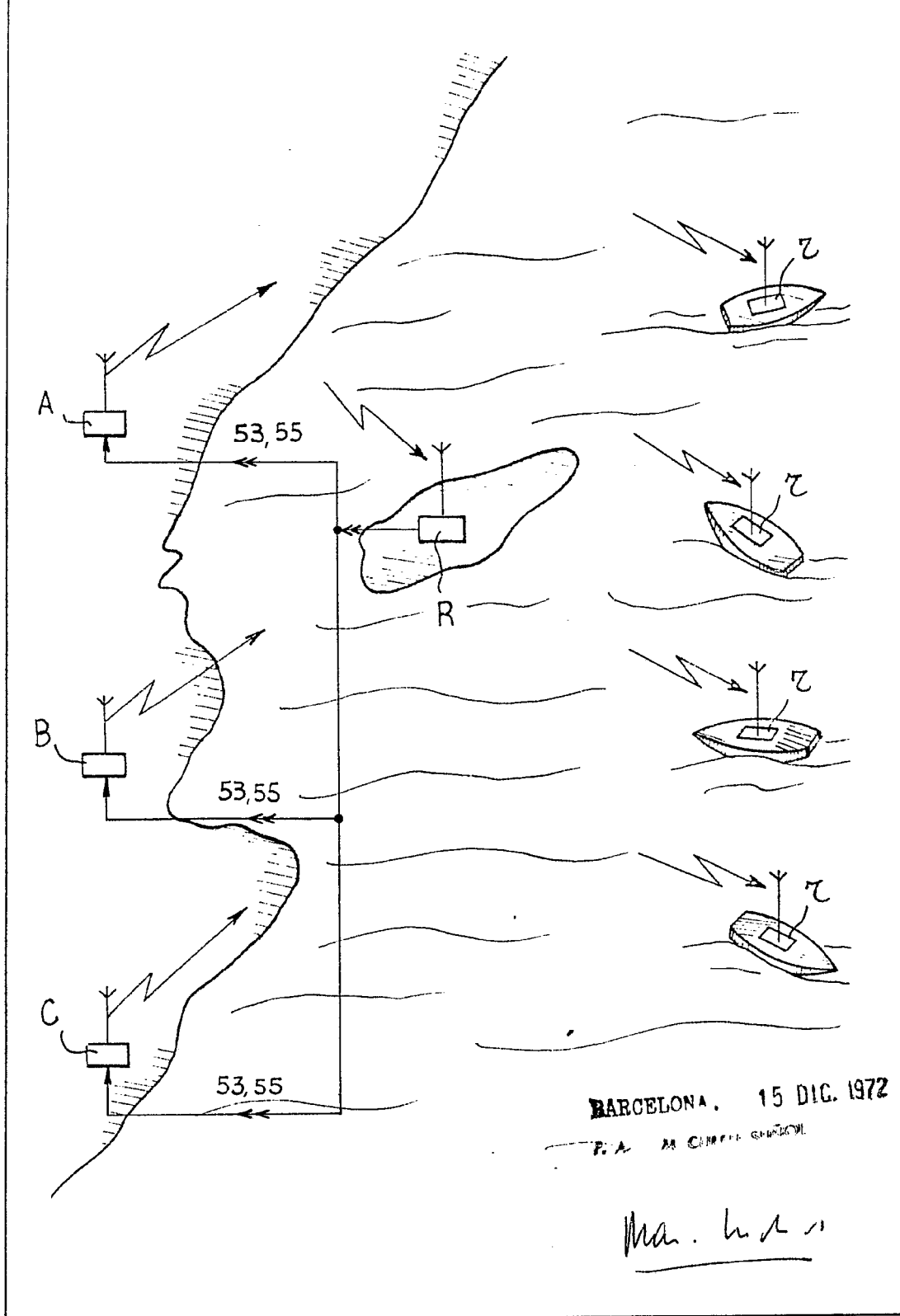
mdv.

pe

409994



Fig.1



BARCELONA. 15 DIC. 1972

P.A. M. CIBRELL GARCIA

*Man. h. r. 11*

Fig.2 409994

15

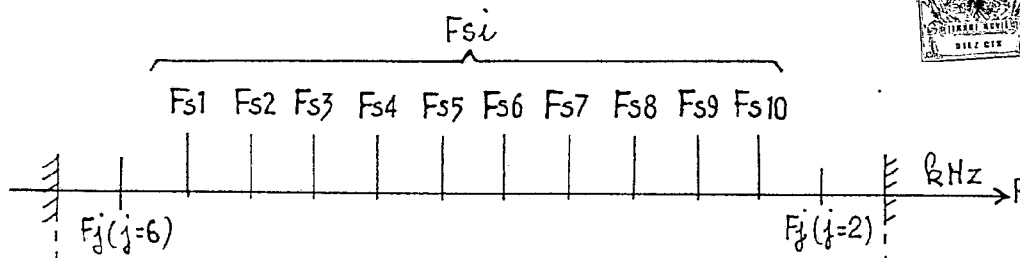


Fig.3

$E_i$	$O_{ij}$										$F_j$
E1	$O_{11}$ F1	$O_{12}$ F2	$O_{13}$ F3	$O_{14}$ F4	$O_{15}$ F5	$O_{16}$ F6					
E2		$O_{21}$ F1	$O_{22}$ F2	$O_{23}$ F3	$O_{24}$ F4	$O_{25}$ F5	$O_{26}$ F6				
E3			$O_{31}$ F1	$O_{32}$ F2	$O_{33}$ F3	$O_{34}$ F4	$O_{35}$ F5	$O_{36}$ F6			
E4				$O_{41}$ F1	$O_{42}$ F2	$O_{43}$ F3	$O_{44}$ F4	$O_{45}$ F5	$O_{46}$ F6		
E5					$O_{51}$ F1	$O_{52}$ F2	$O_{53}$ F3	$O_{54}$ F4	$O_{55}$ F5	$O_{56}$ F6	
E6	$O_{66}$ F6					$O_{61}$ F1	$O_{62}$ F2	$O_{63}$ F3	$O_{64}$ F4	$O_{65}$ F5	
E7	$O_{75}$ F5	$O_{76}$ F6					$O_{71}$ F1	$O_{72}$ F2	$O_{73}$ F3	$O_{74}$ F4	
E8	$O_{84}$ F4	$O_{85}$ F5	$O_{86}$ F6					$O_{81}$ F1	$O_{82}$ F2	$O_{83}$ F3	
E9	$O_{93}$ F3	$O_{94}$ F4	$O_{95}$ F5	$O_{96}$ F6					$O_{91}$ F1	$O_{92}$ F2	
E10	$O_{102}$ F2	$O_{103}$ F3	$O_{104}$ F4	$O_{105}$ F5	$O_{106}$ F6					$O_{101}$ F1	

0 0,5 1 1,5 2 2,5 3 3,5 4 4,5 5

BARCELONA, 15 DIC. 1972

P. A. M. CUP... t mn

*Ma. L. M. S.*

409994

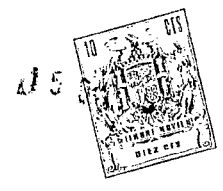
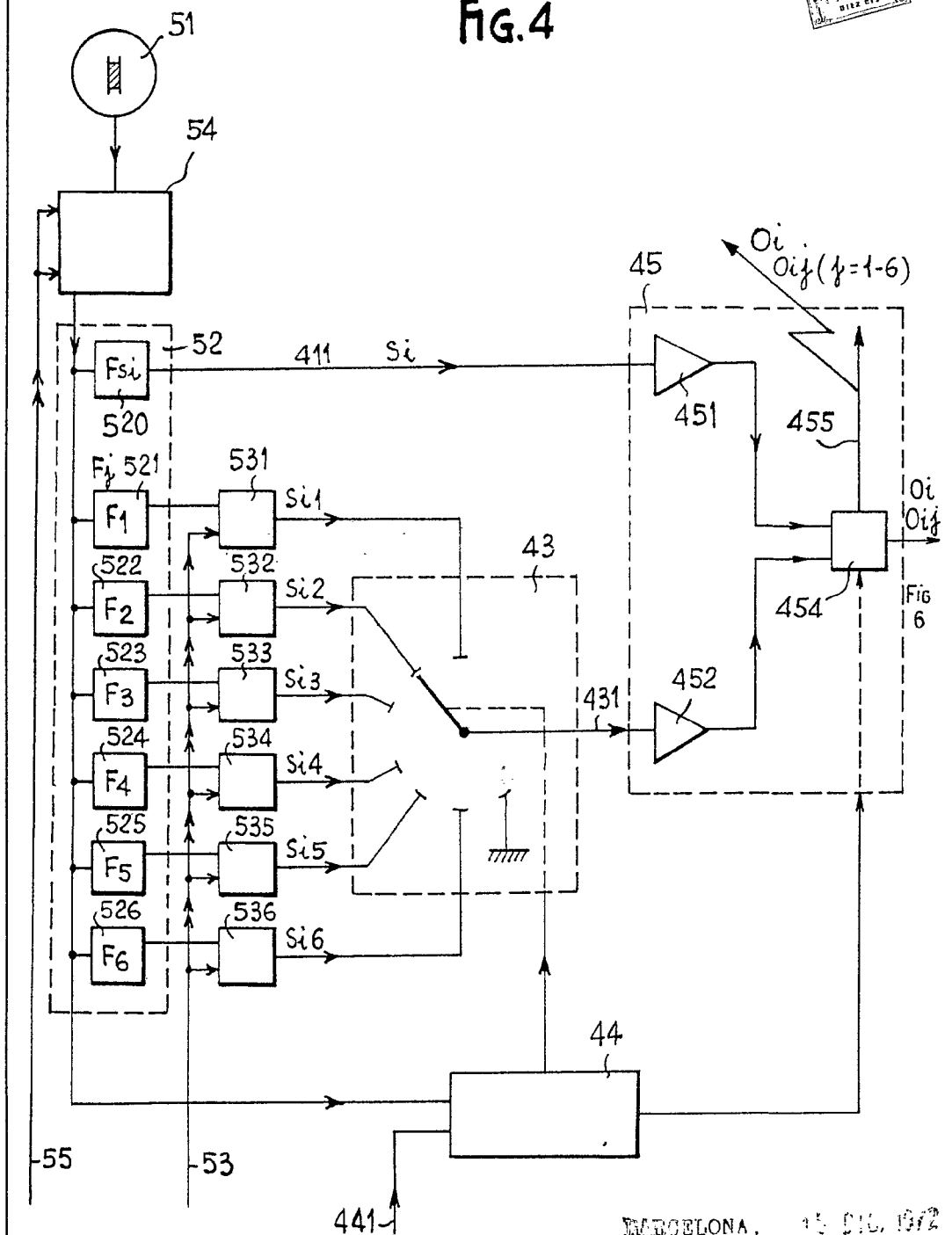
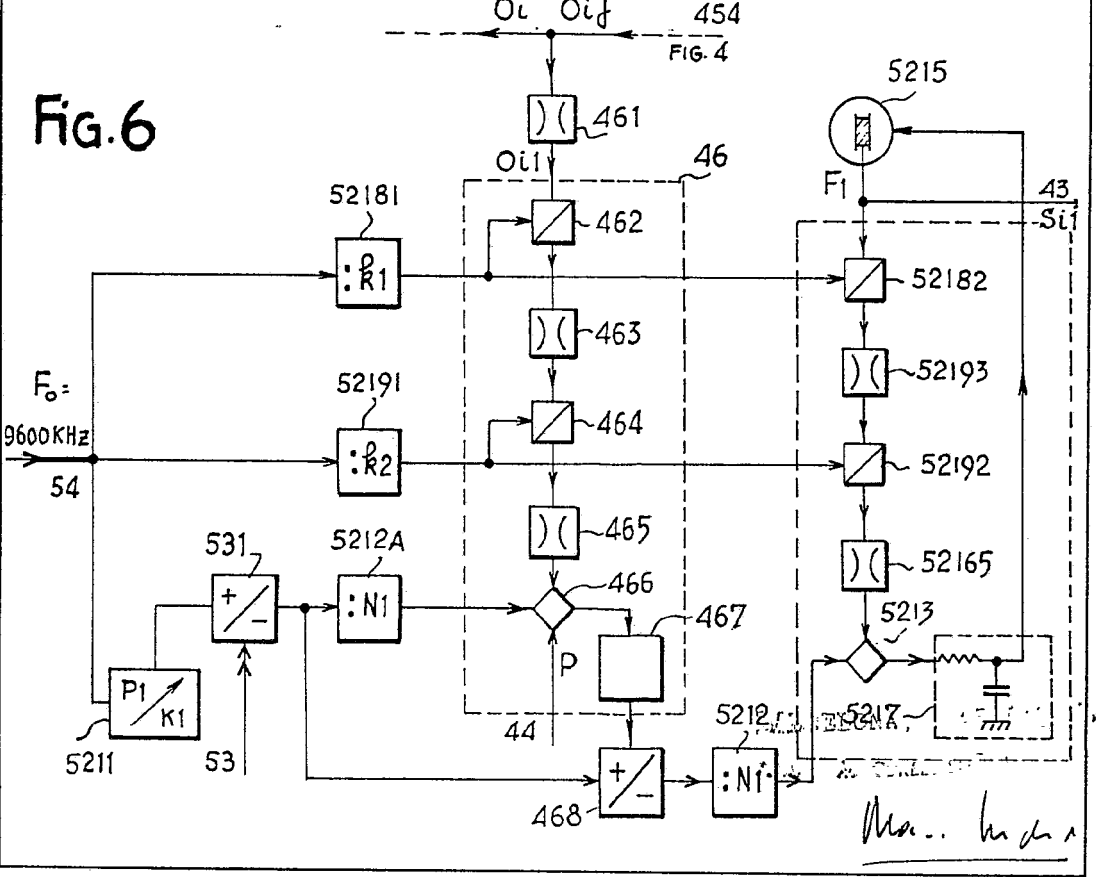
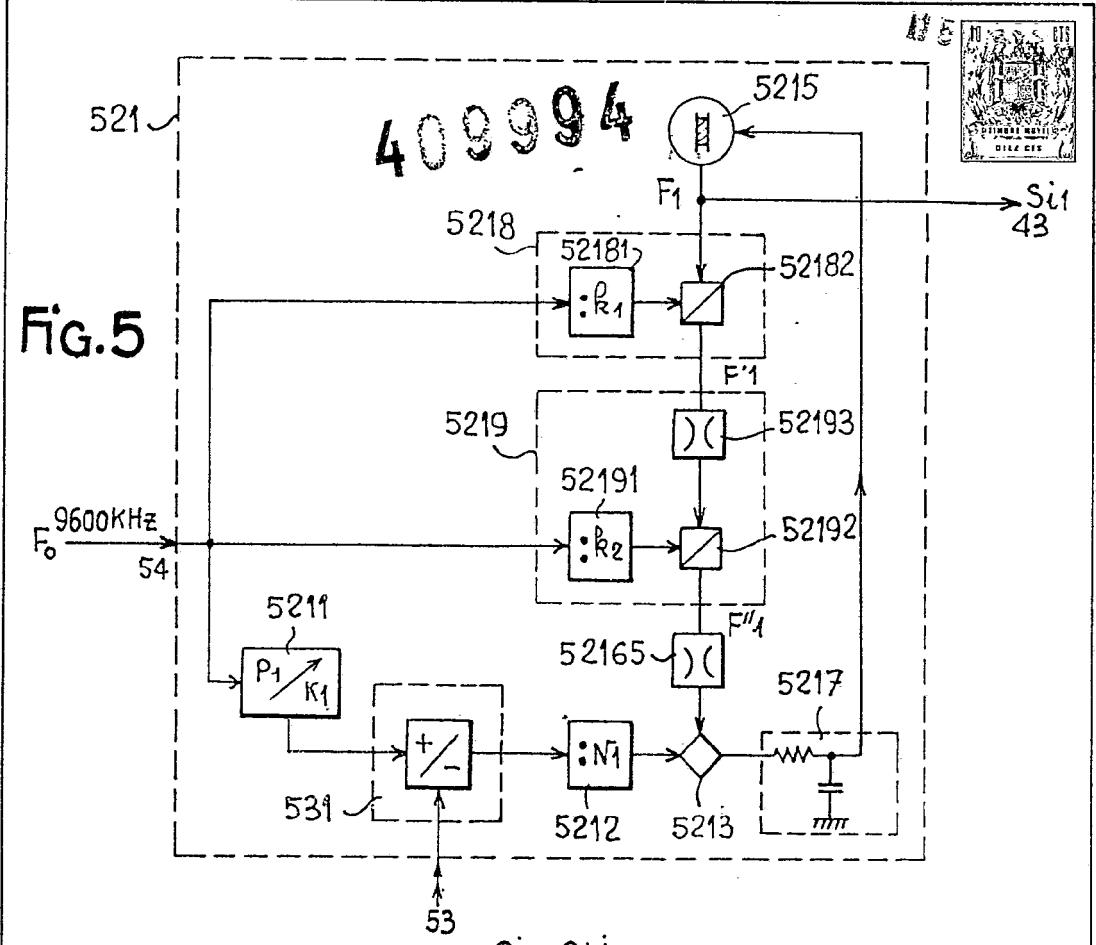


FIG.4



BARCELONA, 15 DIC. 1972  
F. de A. CURELL SUÑOL

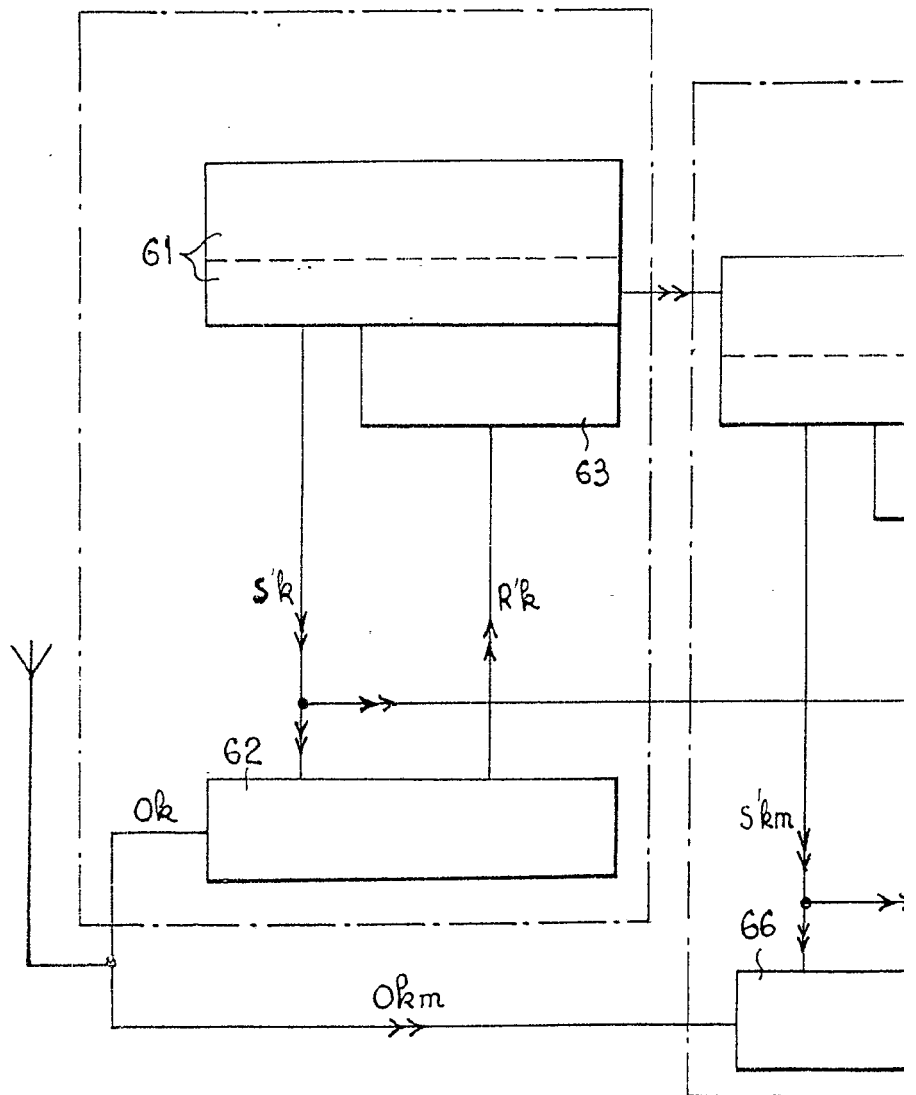
*Man. la ma*



*Man. hoja 1*



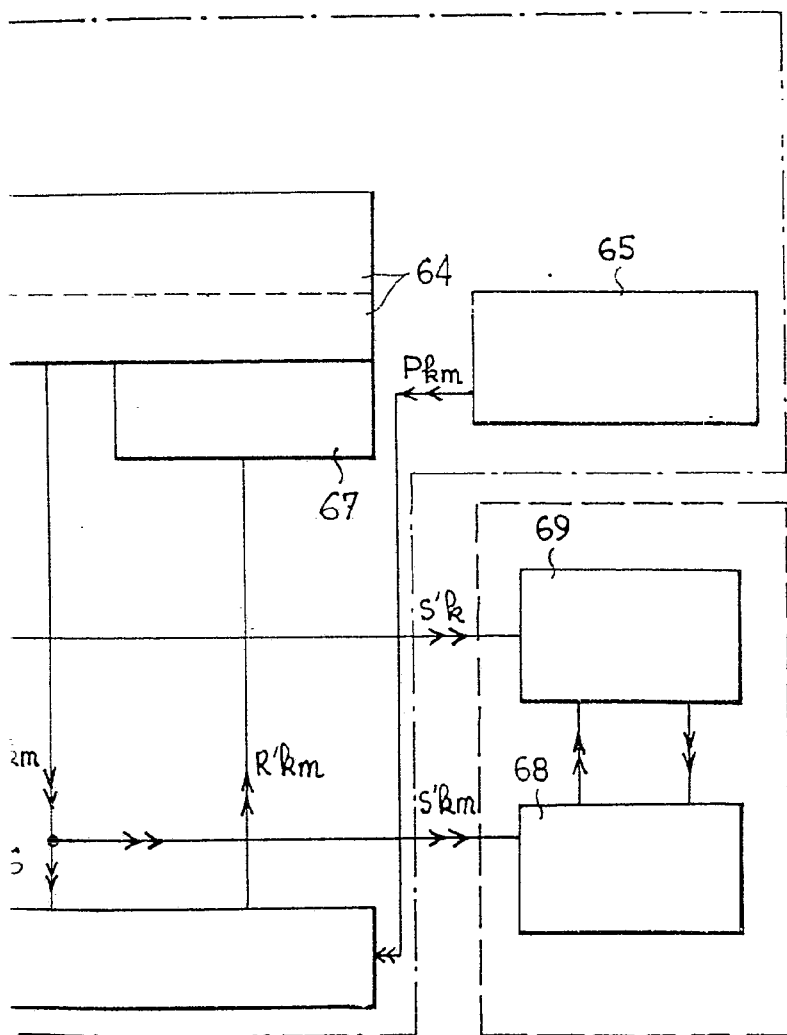
409994





409994

FIG. 7

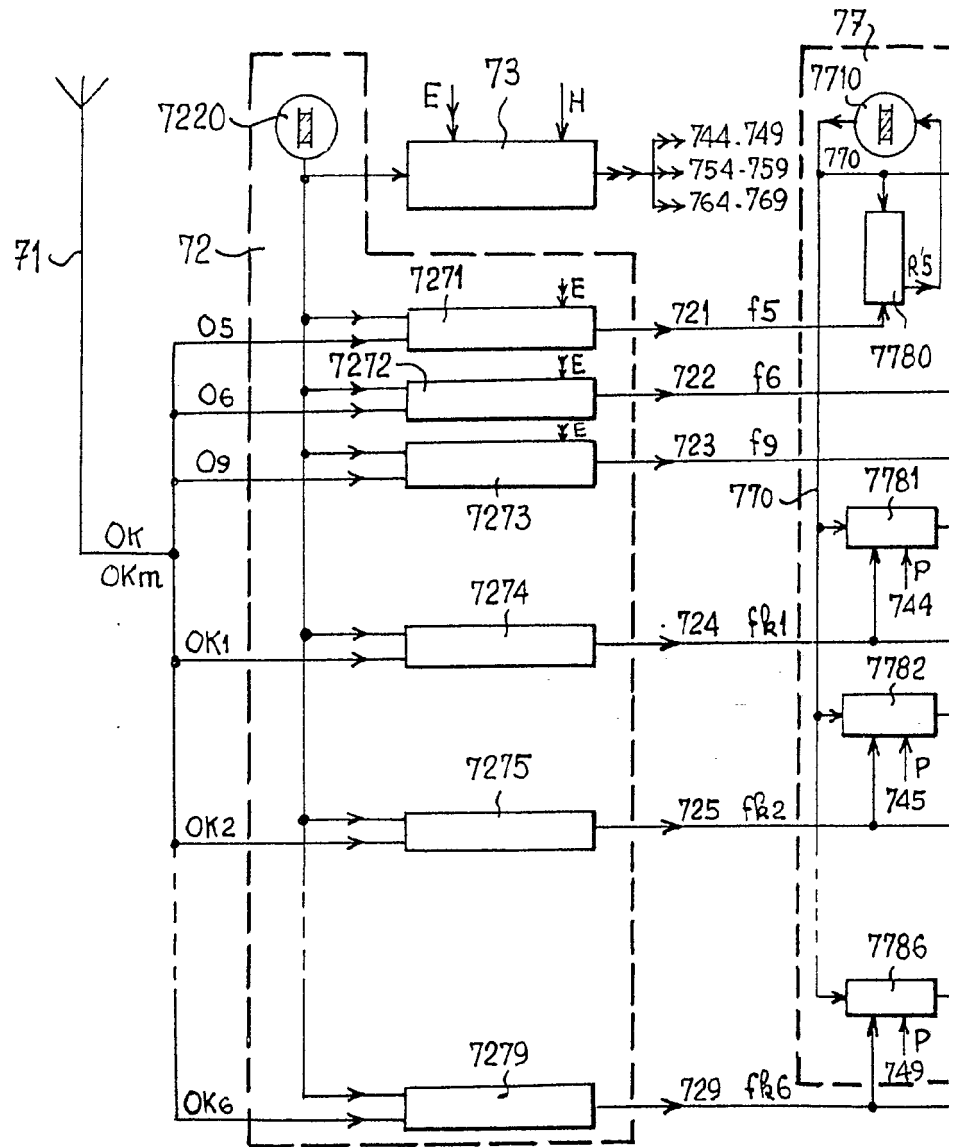


ELABORADO EN EL INSTITUTO  
NACIONAL DE ESTADÍSTICA Y CENSOS

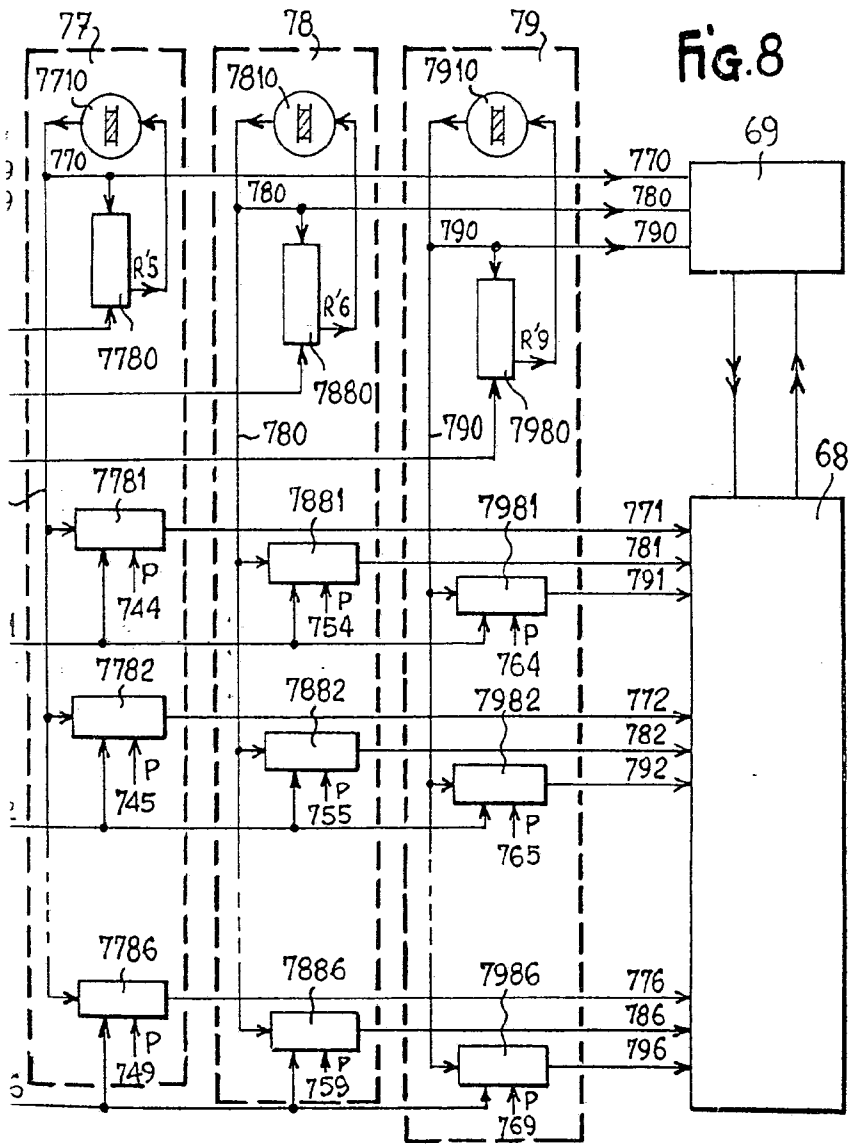
Man. In 1



409994



409994



BARCELONA: 15 DIC. 1972

F. A. M. CIBRELL SUÑOL

*M. A. M. C.*

409994



Fig. 9

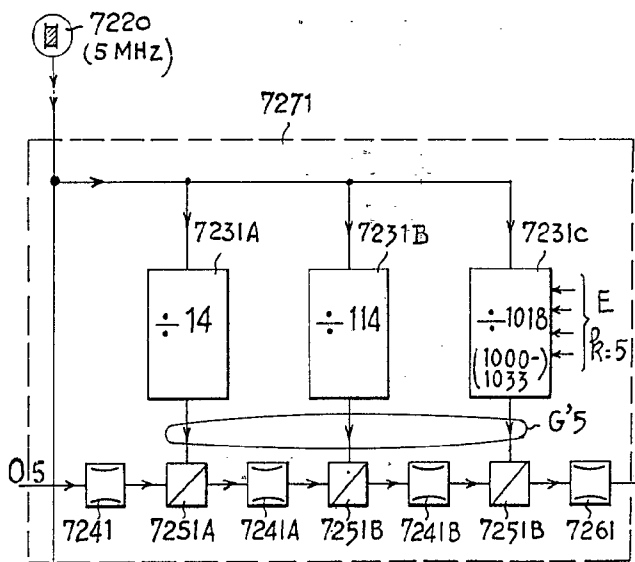


Fig. 10

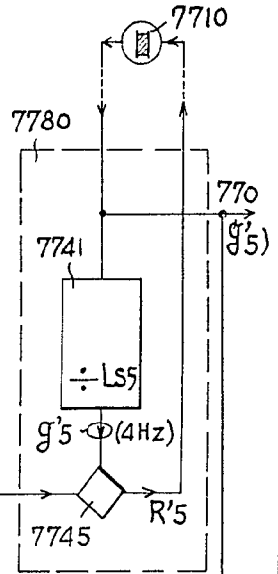


Fig. 11

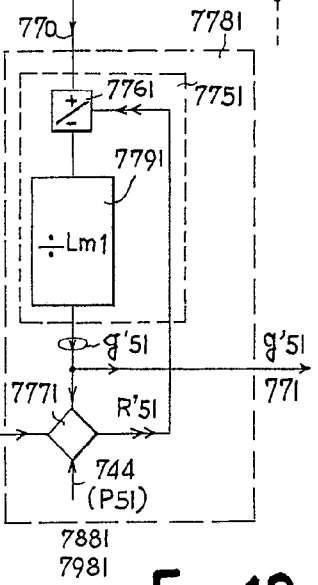
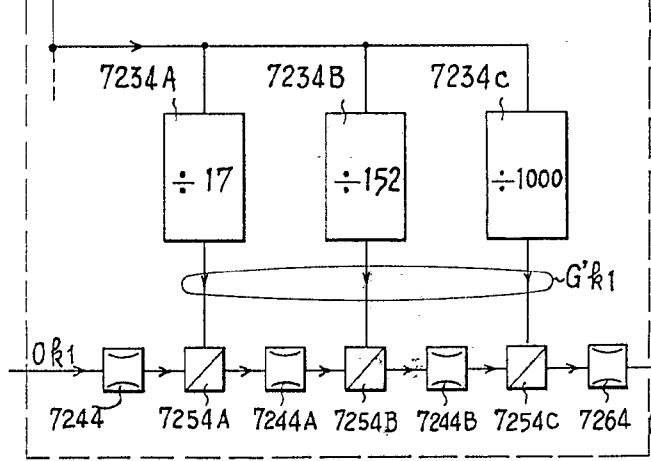


Fig. 11

Fig. 12

BARCELONA, 13 DIC. 1972

A. M. CIR

*Man. Inven*

409994

FIG. 13

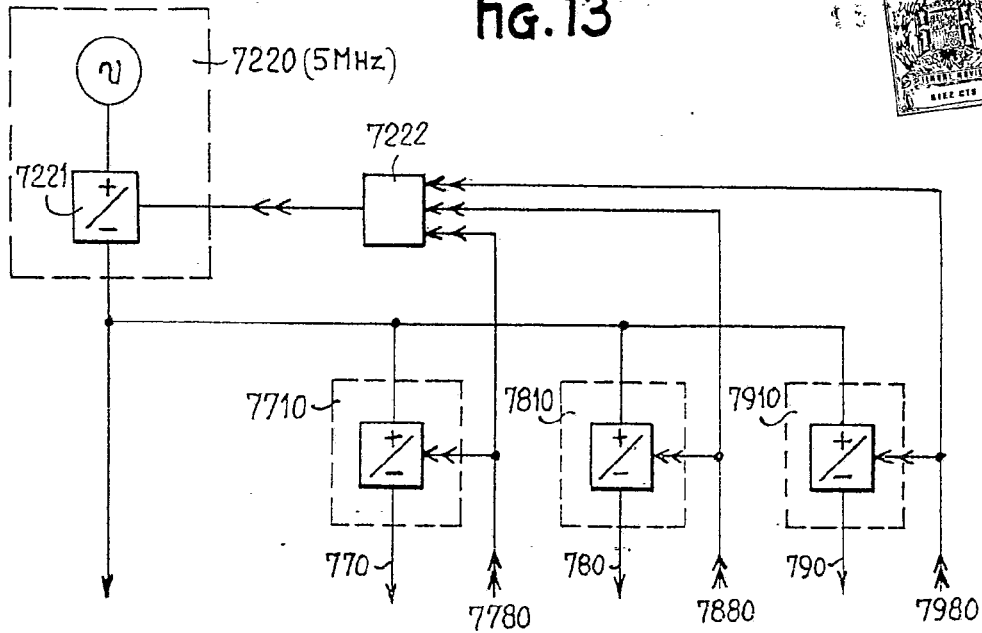
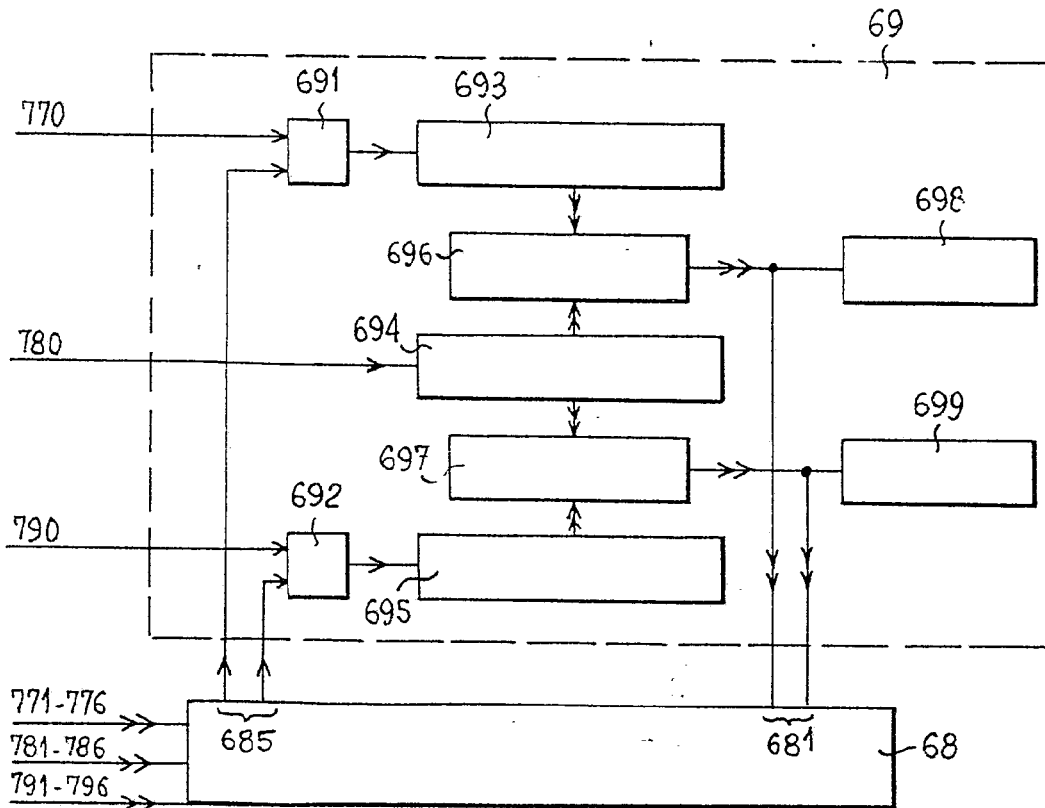


FIG. 14

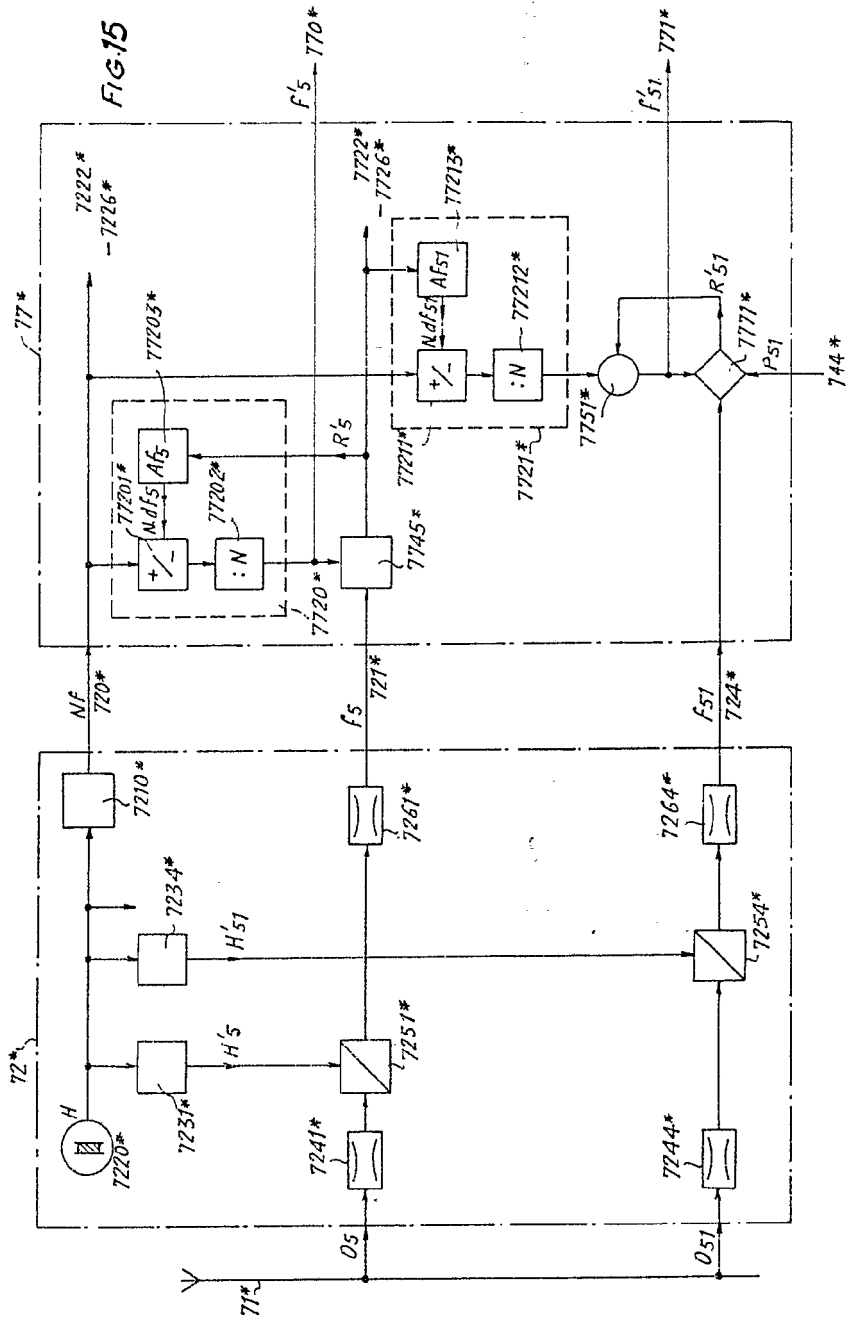


*Handwritten signature or initials.*

409234



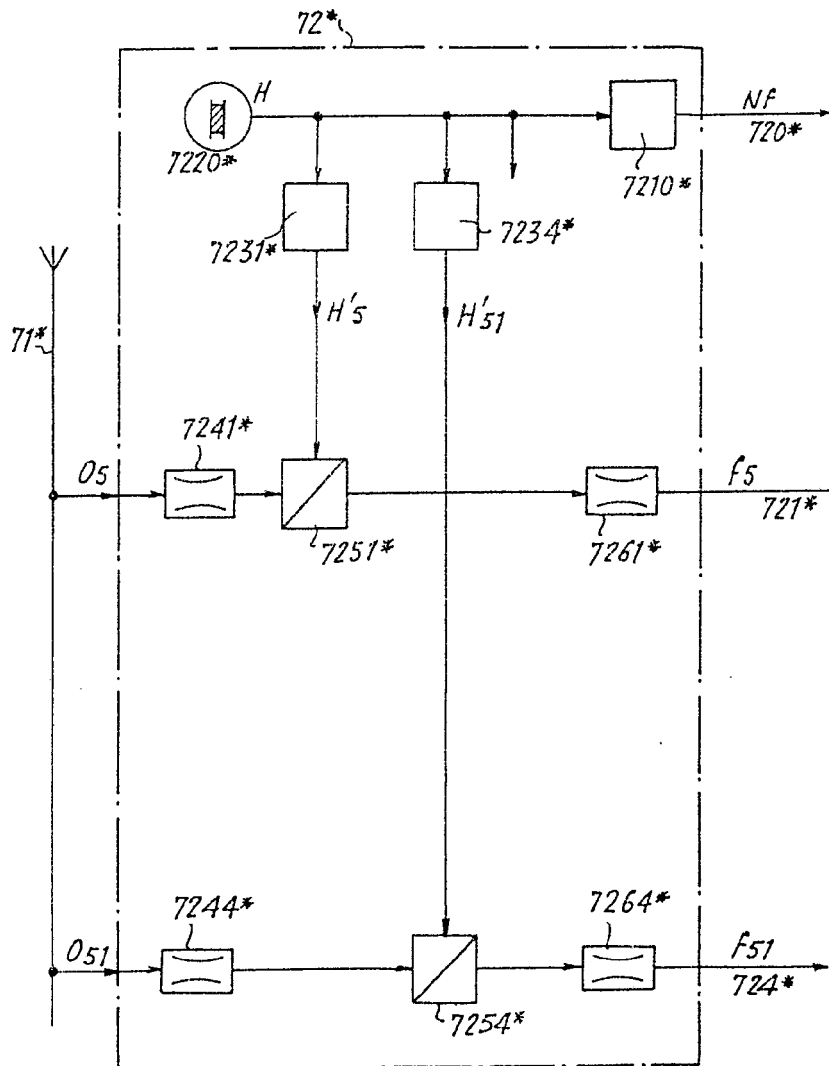
15  
409994



BARCELONA, 15 DIC. 1972  
M. CURELLI SUÑOL

*M. Curelli Suñol*

409334





409994



FIG. 16

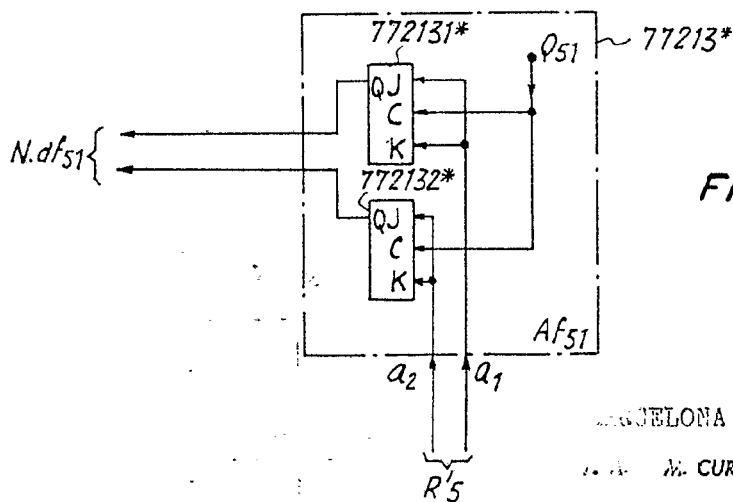
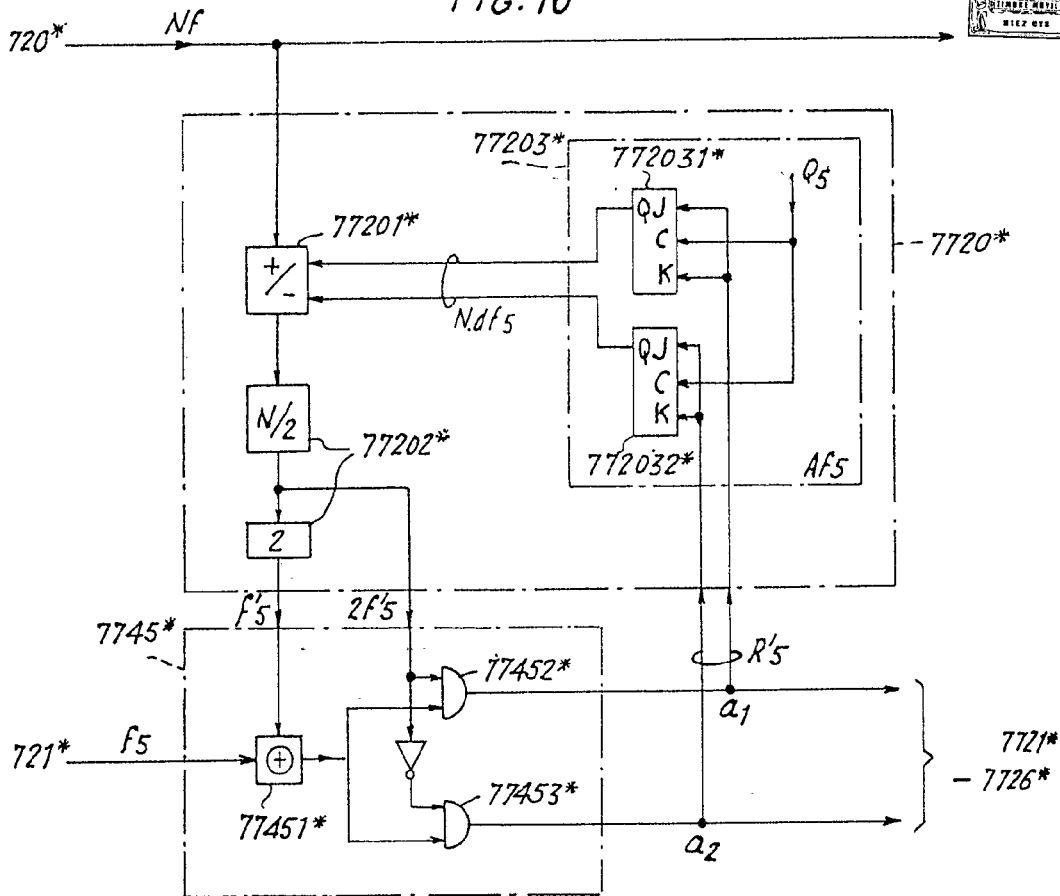


FIG. 17

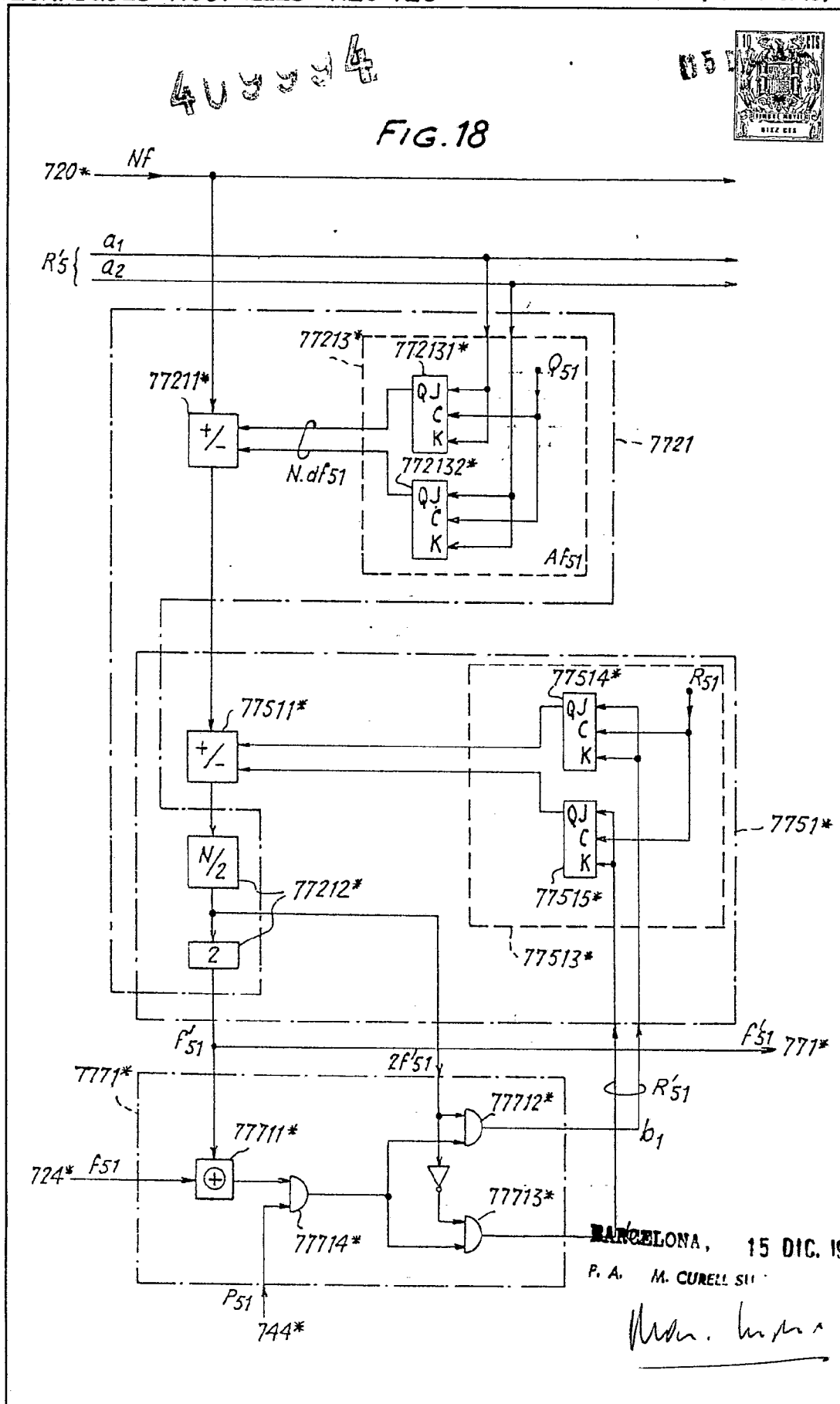
BARCELONA, 15 DIC. 1972  
M. CURELL SUÑOL

*M. Curell Suñol*

403344



FIG. 18



BARCELONA, 15 DIC. 1972  
P. A. M. CURELL SII

*M. A. M. Curell Sii*

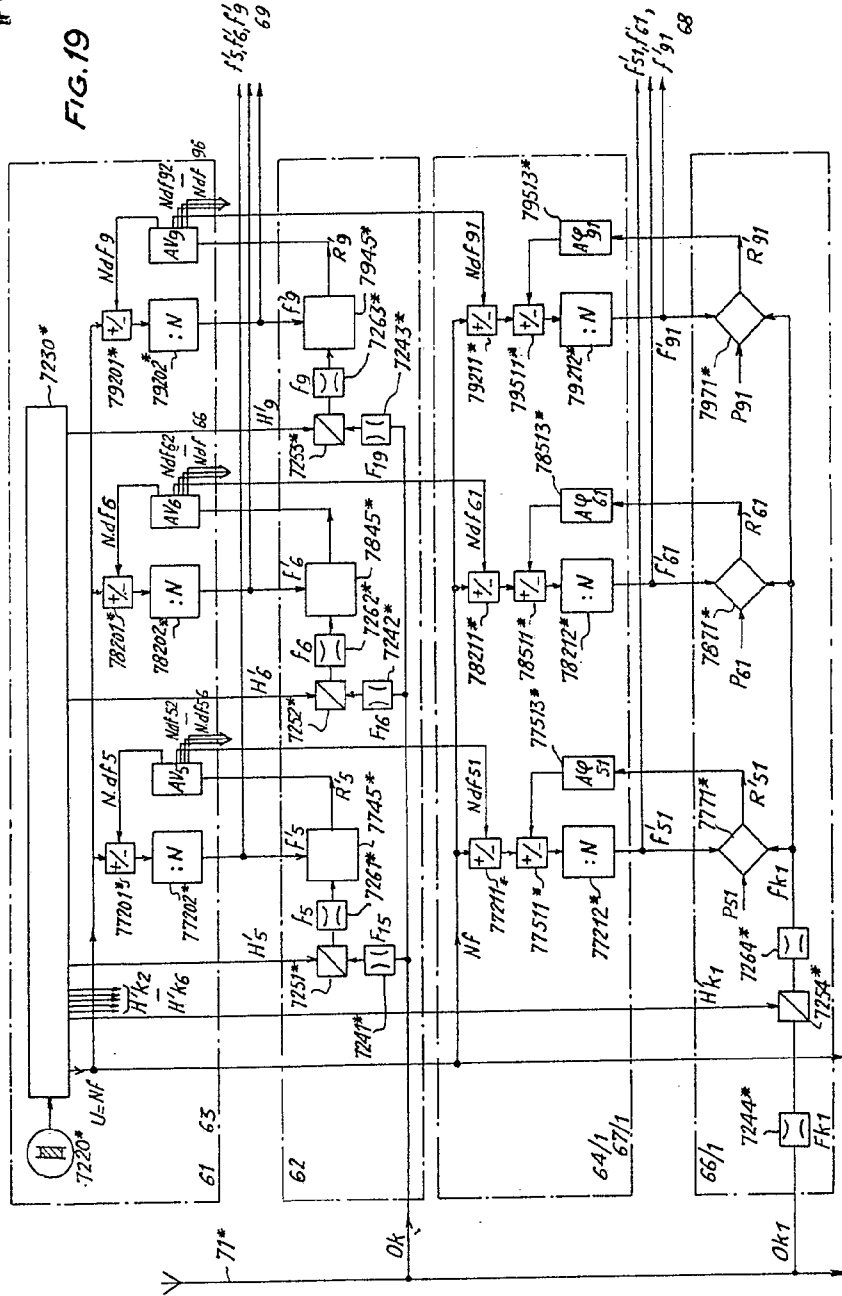


409394

15

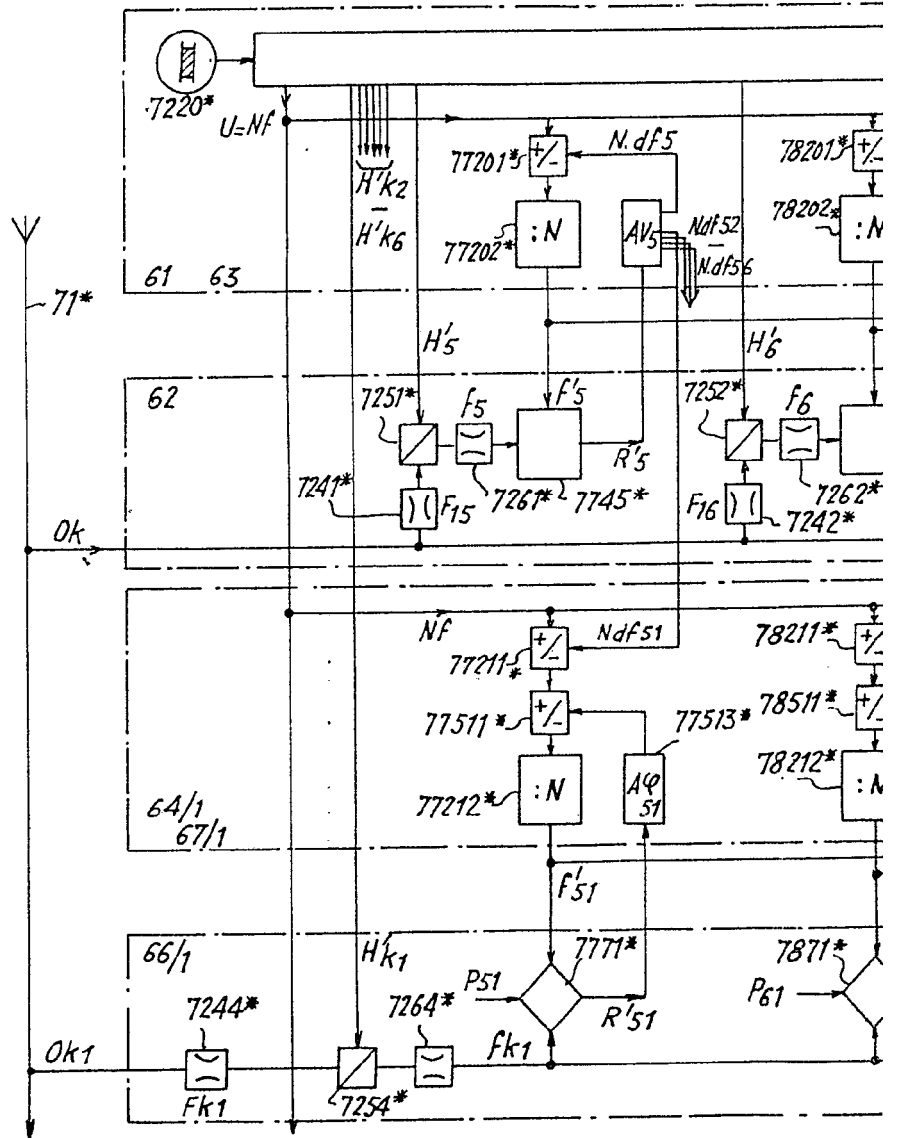
409994

FIG. 19



*Man. en An. n*

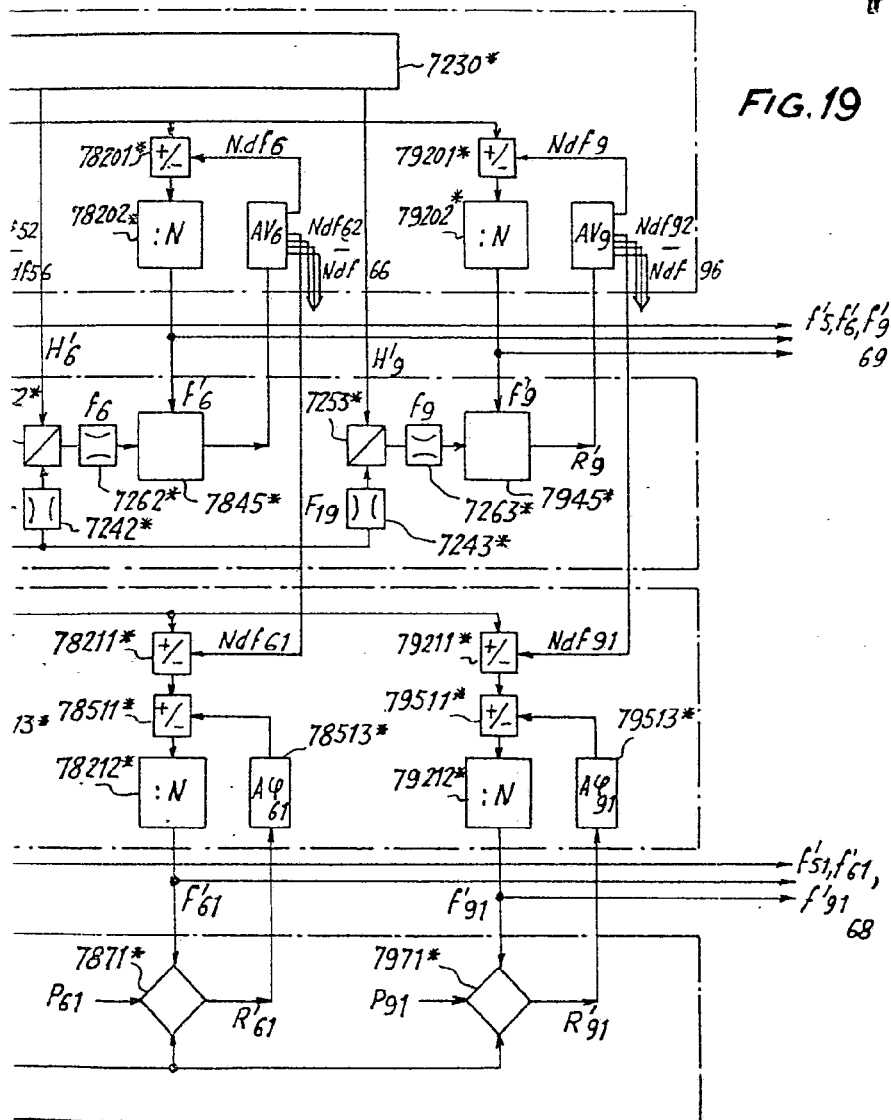
409994





409994

FIG. 19



BARCELONA, 15 DIC. 1972

P. A. M. CURELL SUÑOL

Man. Inven

409994



FIG. 20

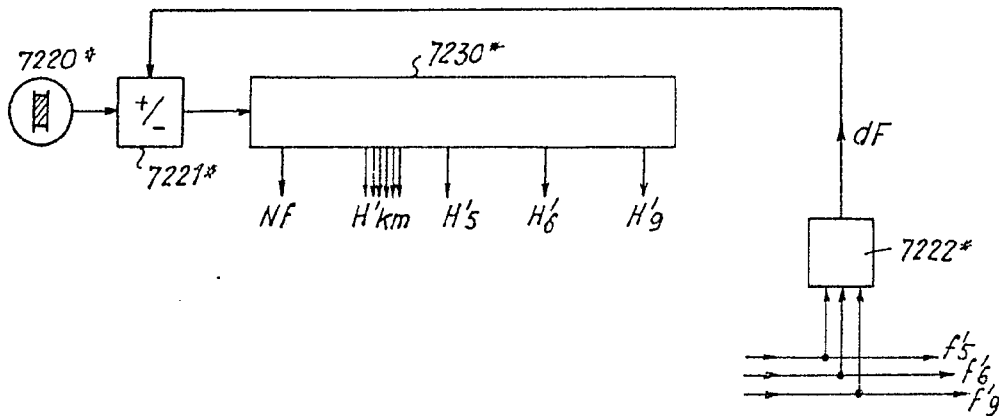
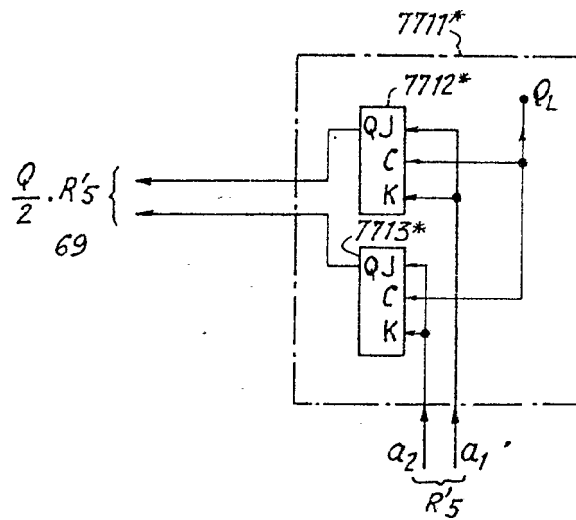


FIG. 21



BARCELONA, 15 DIC. 1972

P. A. M. CURELL SUÑOL

*Man. in des*

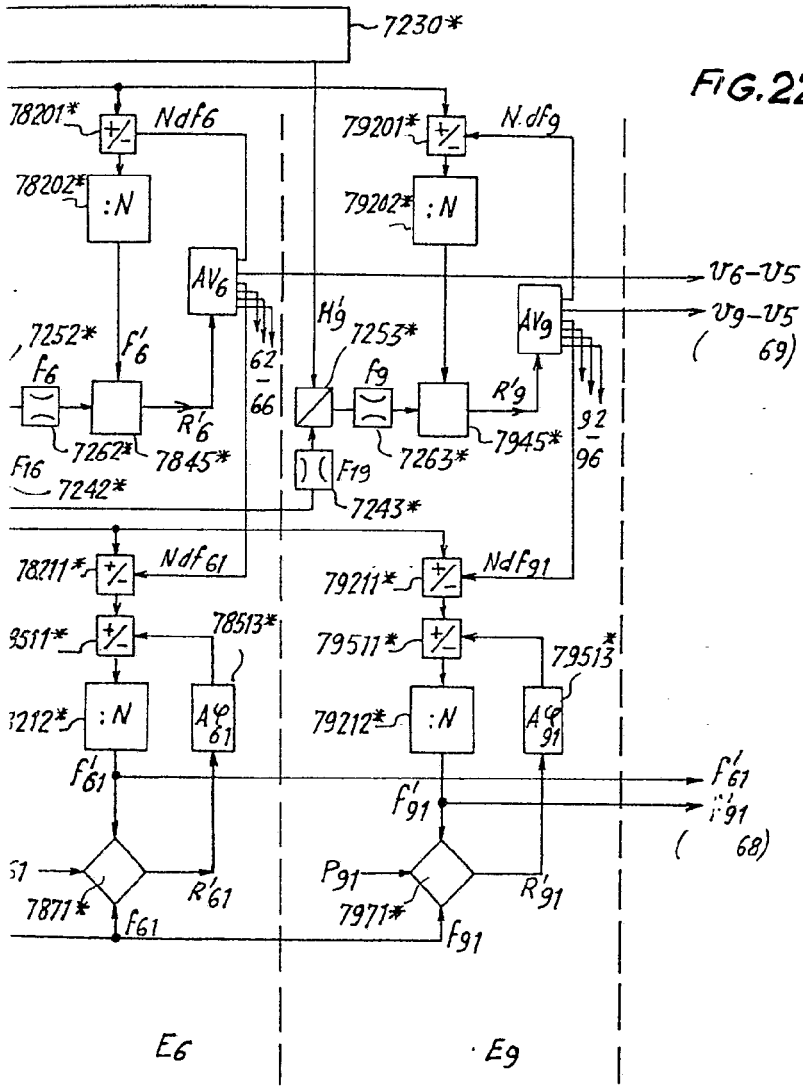






153

FIG.22 409994



BARCELONA, 15 DIC. 1972

INVENTOR: SUÑOL

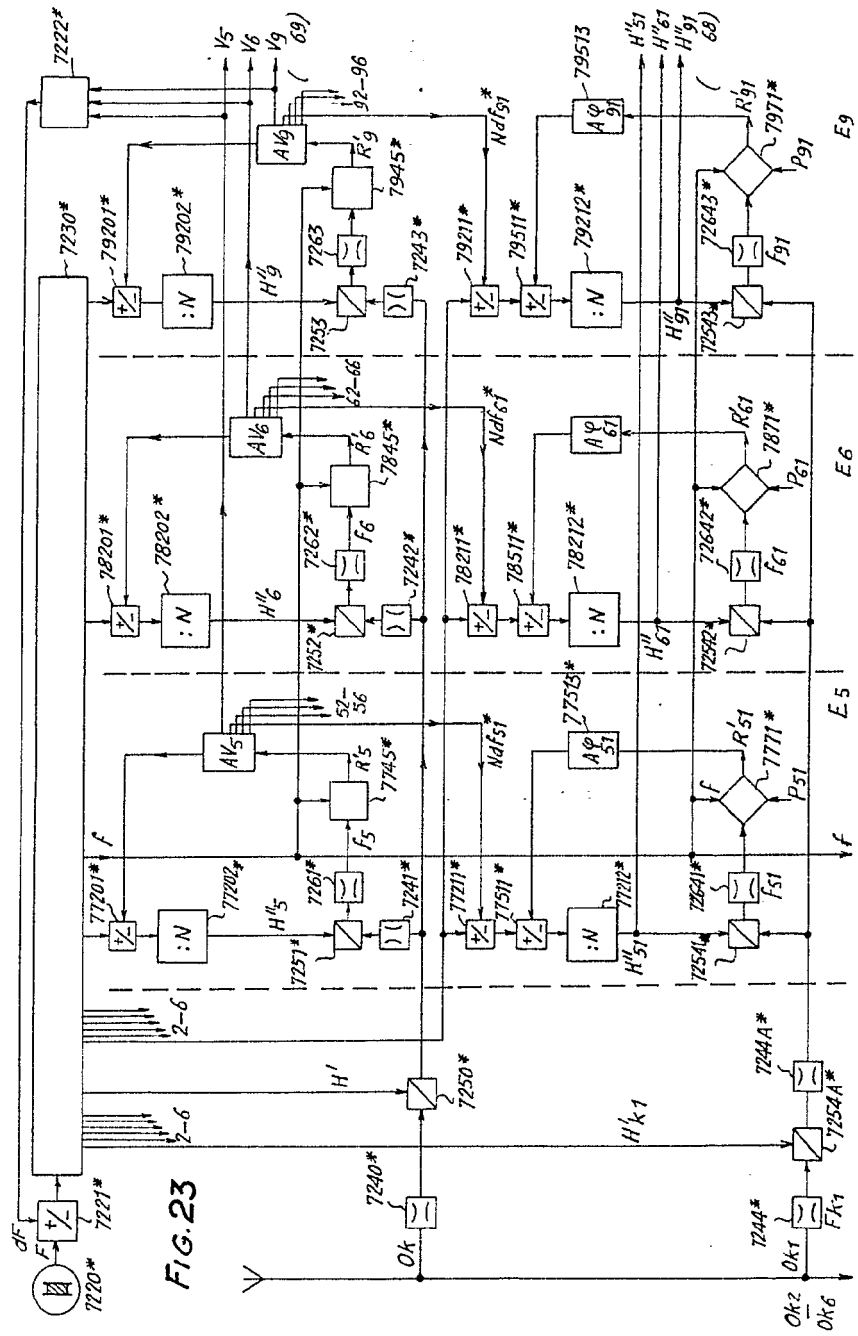
Man. Suñol

409994



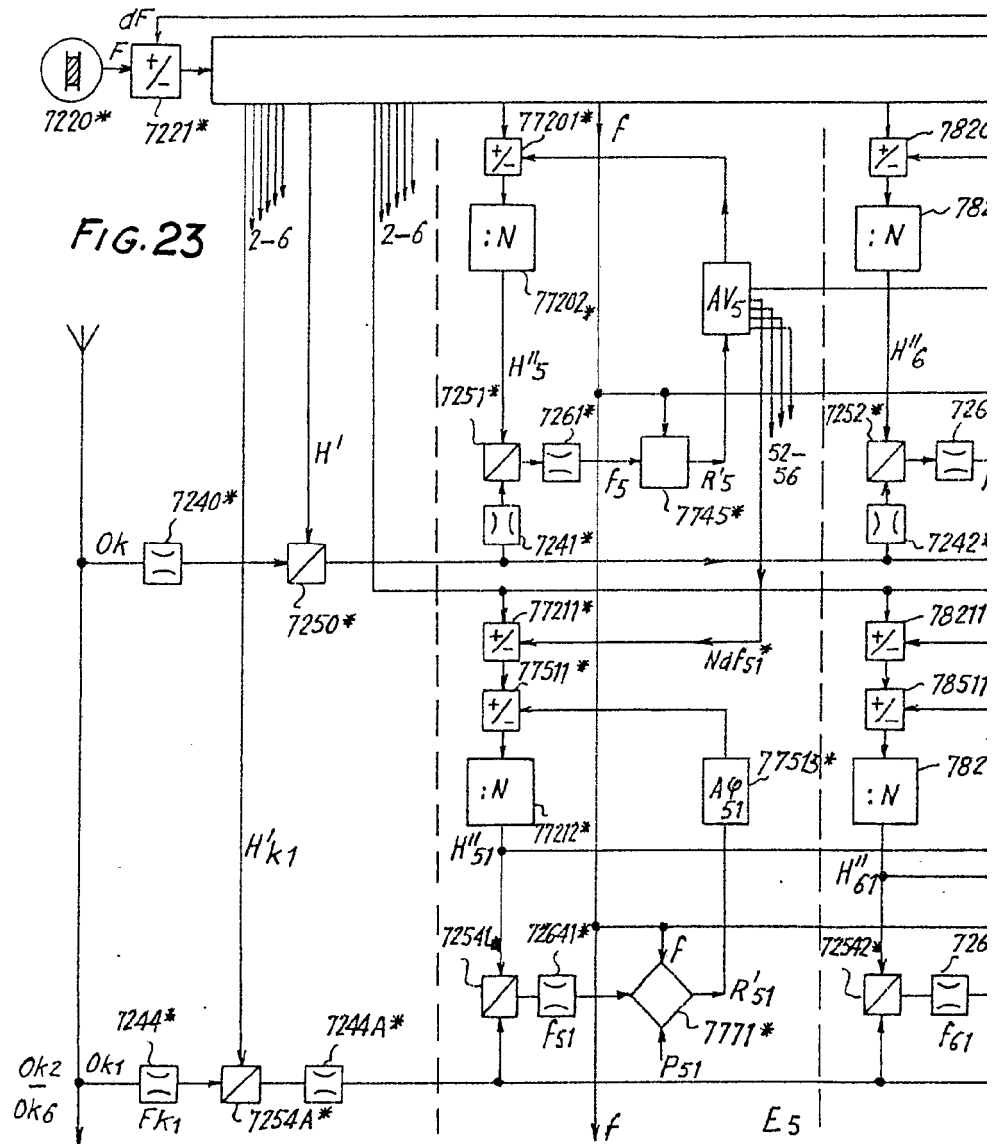
15

409994



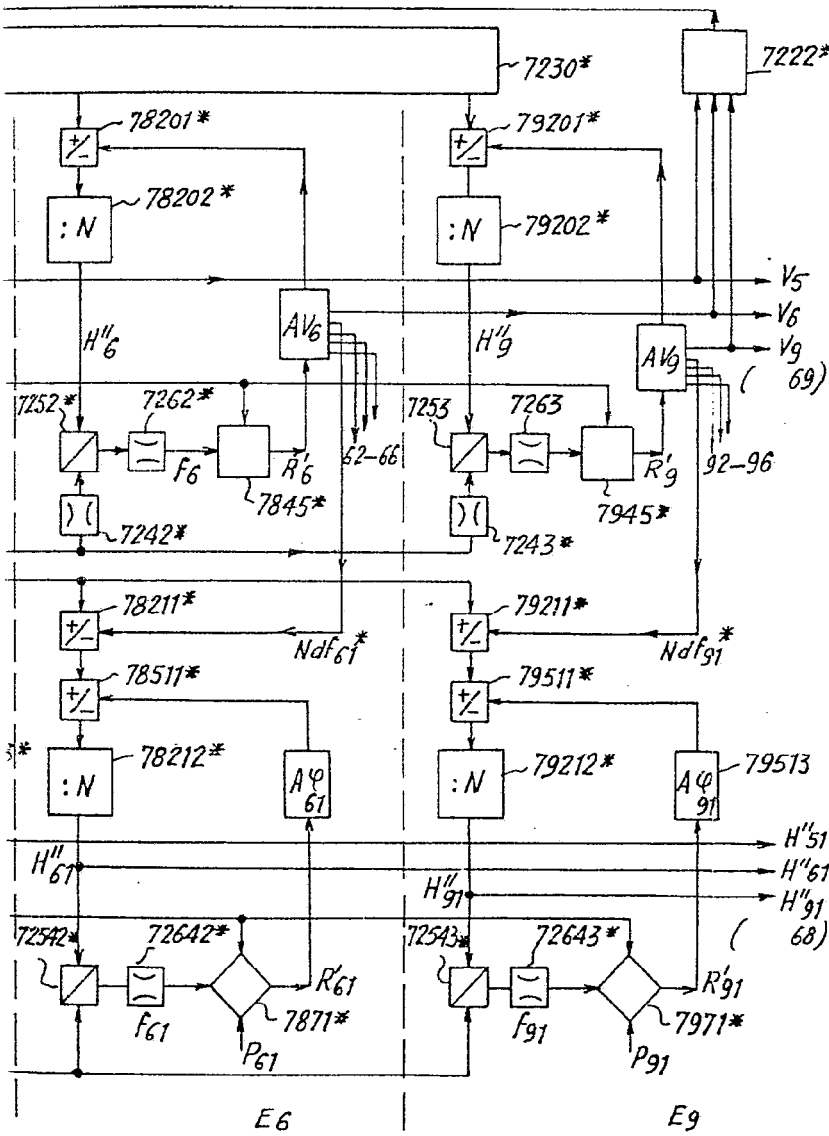
*M. L. M.*

409994





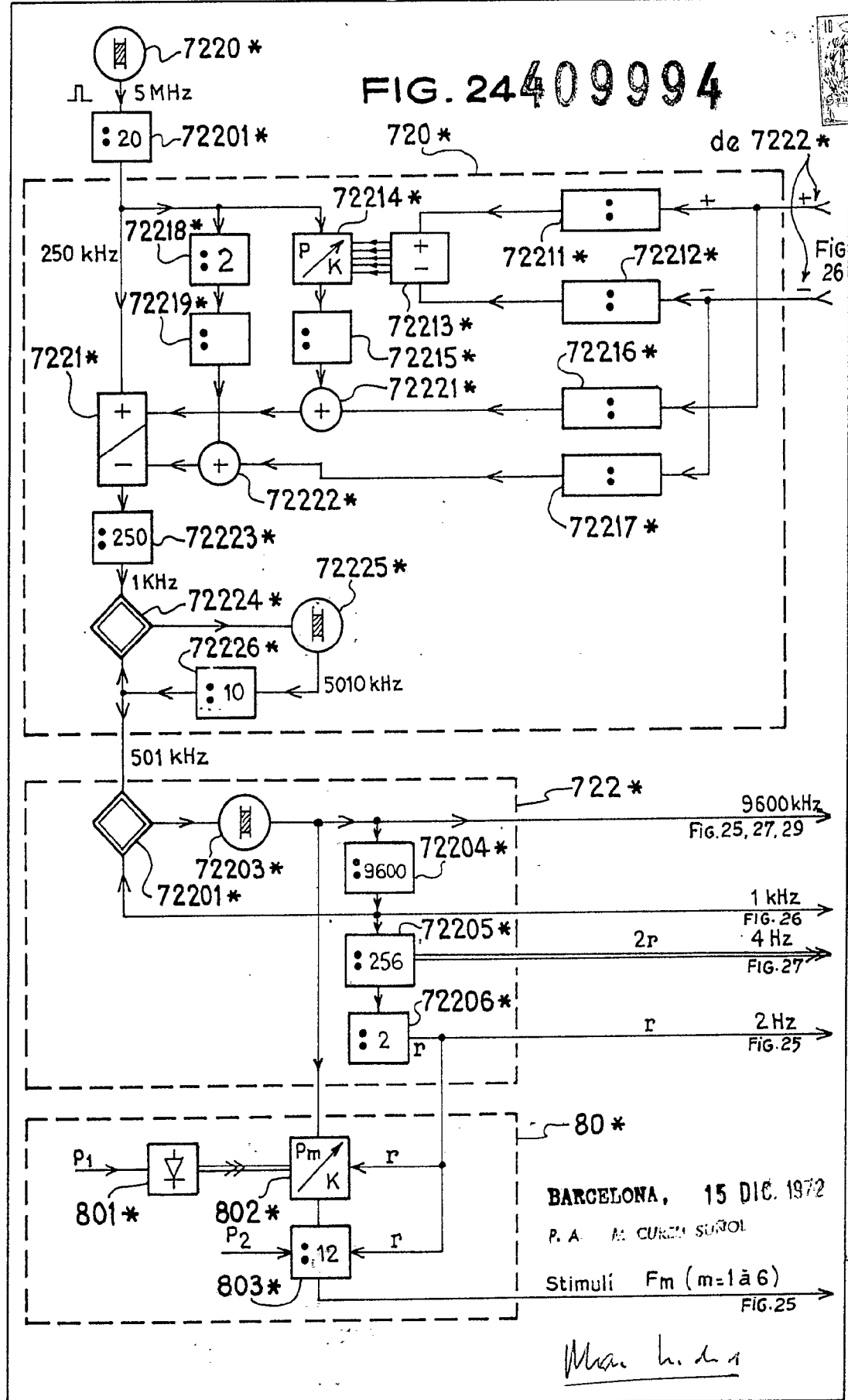
409994



BARCELONA, 15 DIC. 1978  
 AL SEÑOR CURZEL SEÑOR

Man. In. In.

FIG. 24409994

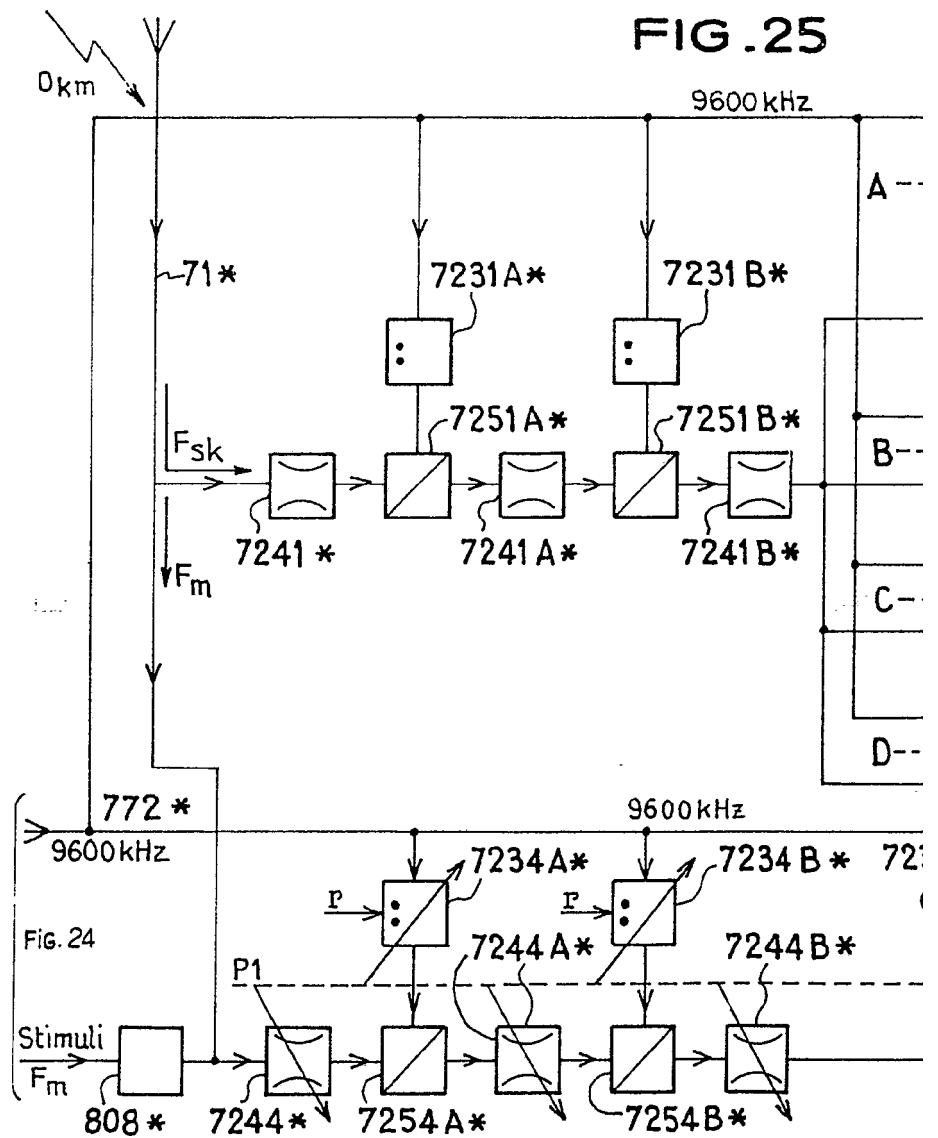


BARCELONA, 15 DIC. 1972  
P. A. M. CURRÀ SUÑOL  
Stimuli Fm (m=1 à 6)  
FIG. 25

*Man. h. d. i.*



409994





409994

25

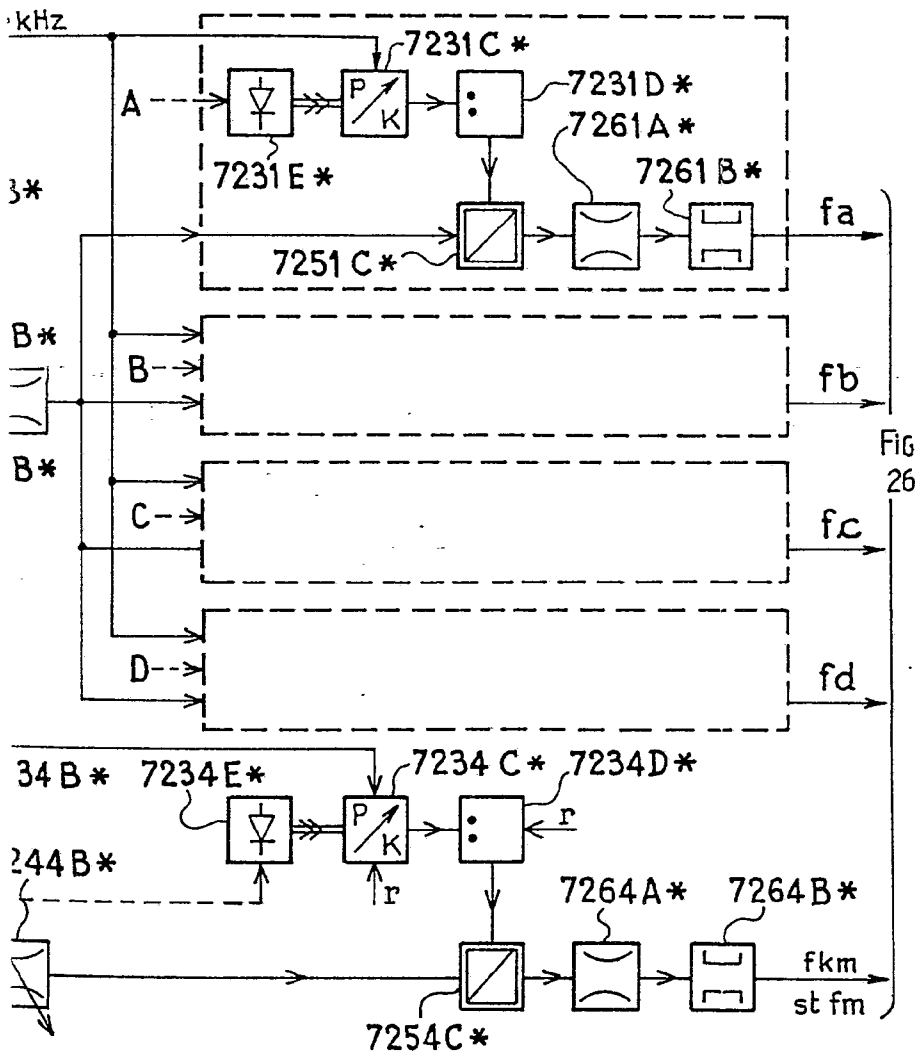


Fig 26

BARCELONA, 15 DIC. 1972

F. A. M. CURELL SUJOL

*M. Curell*



409994

15

409994

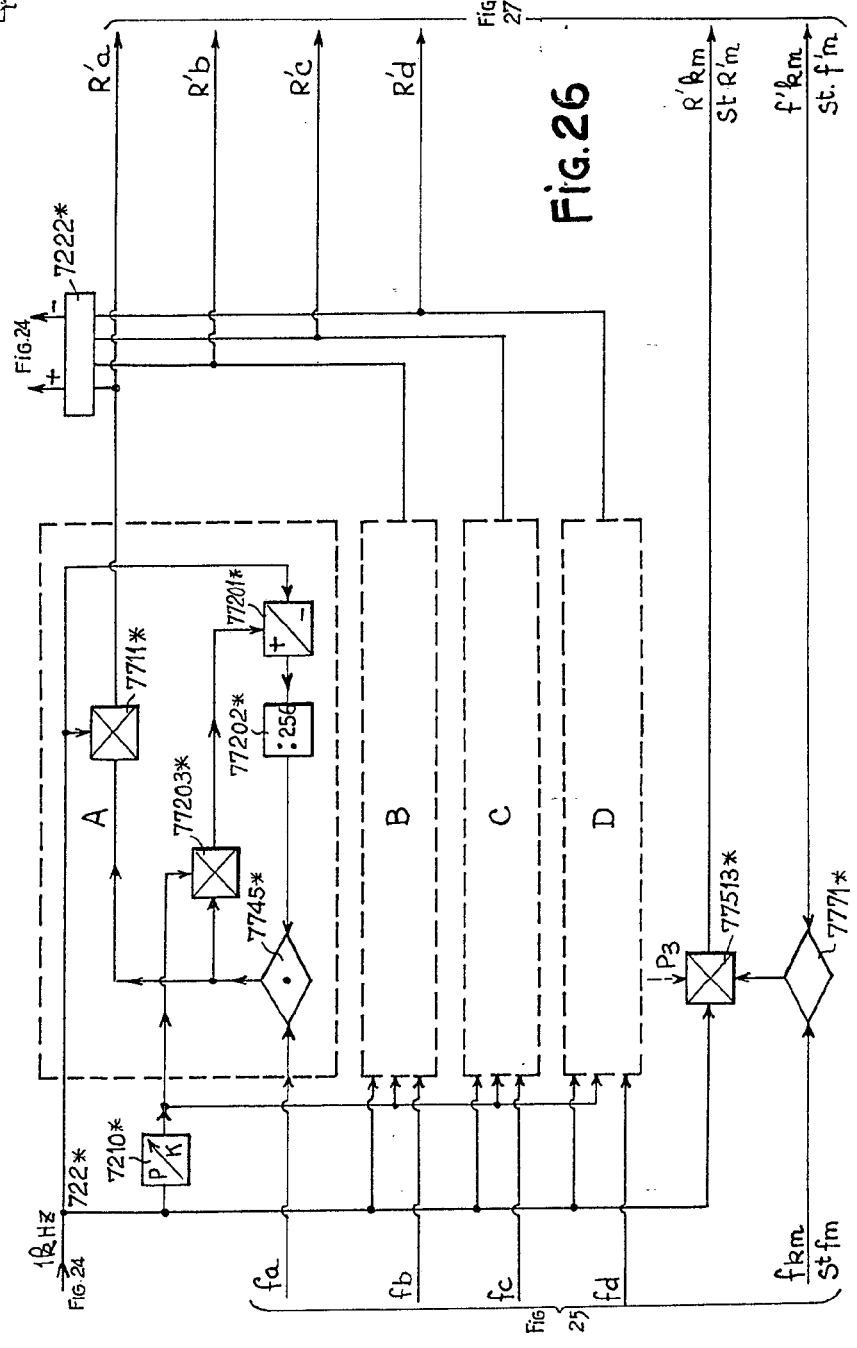
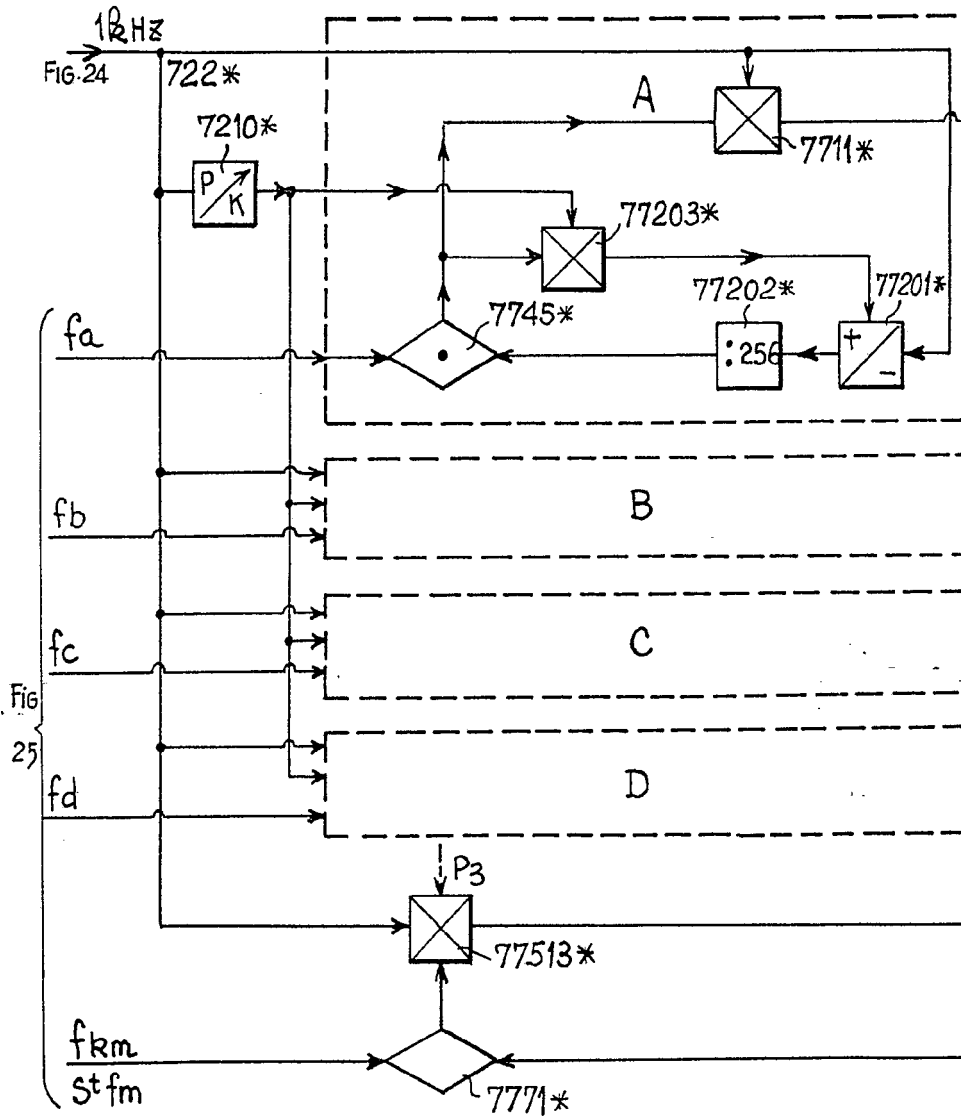
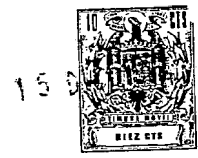


Fig. 26

*Man. l. s. m.*

409994





409994

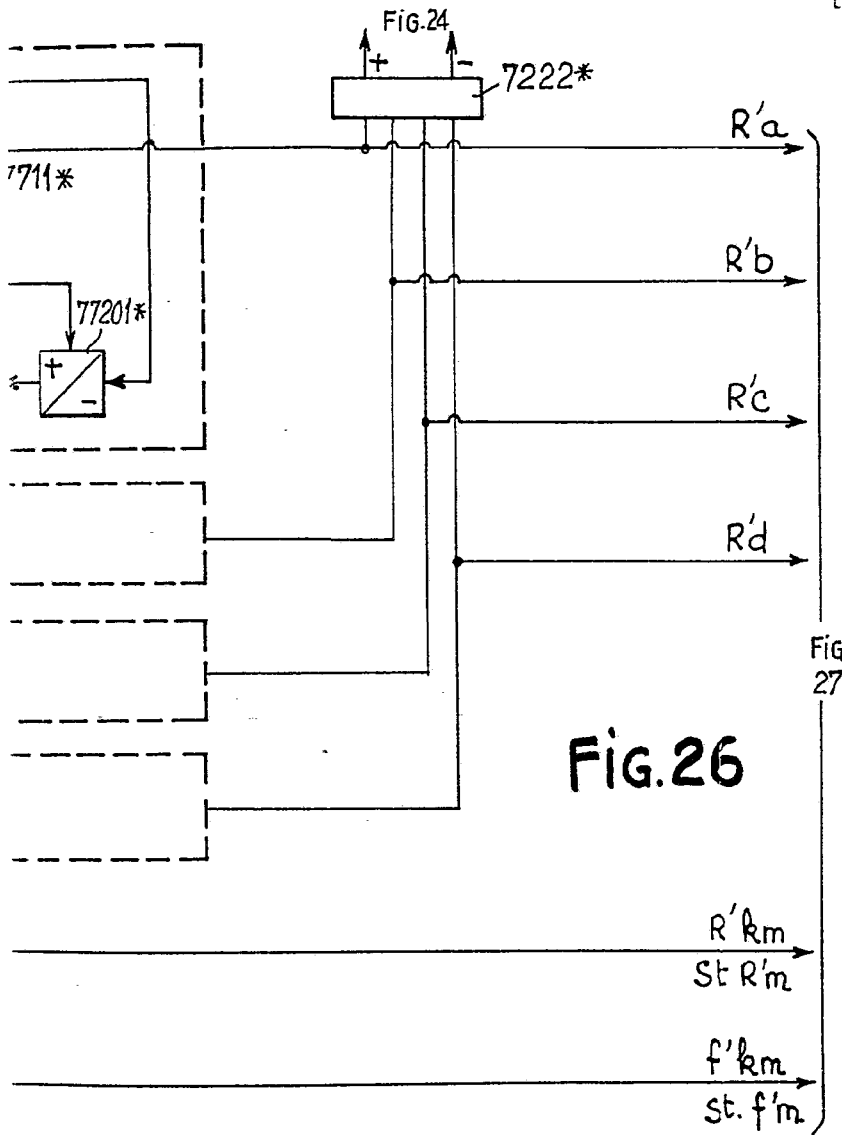


FIG.26

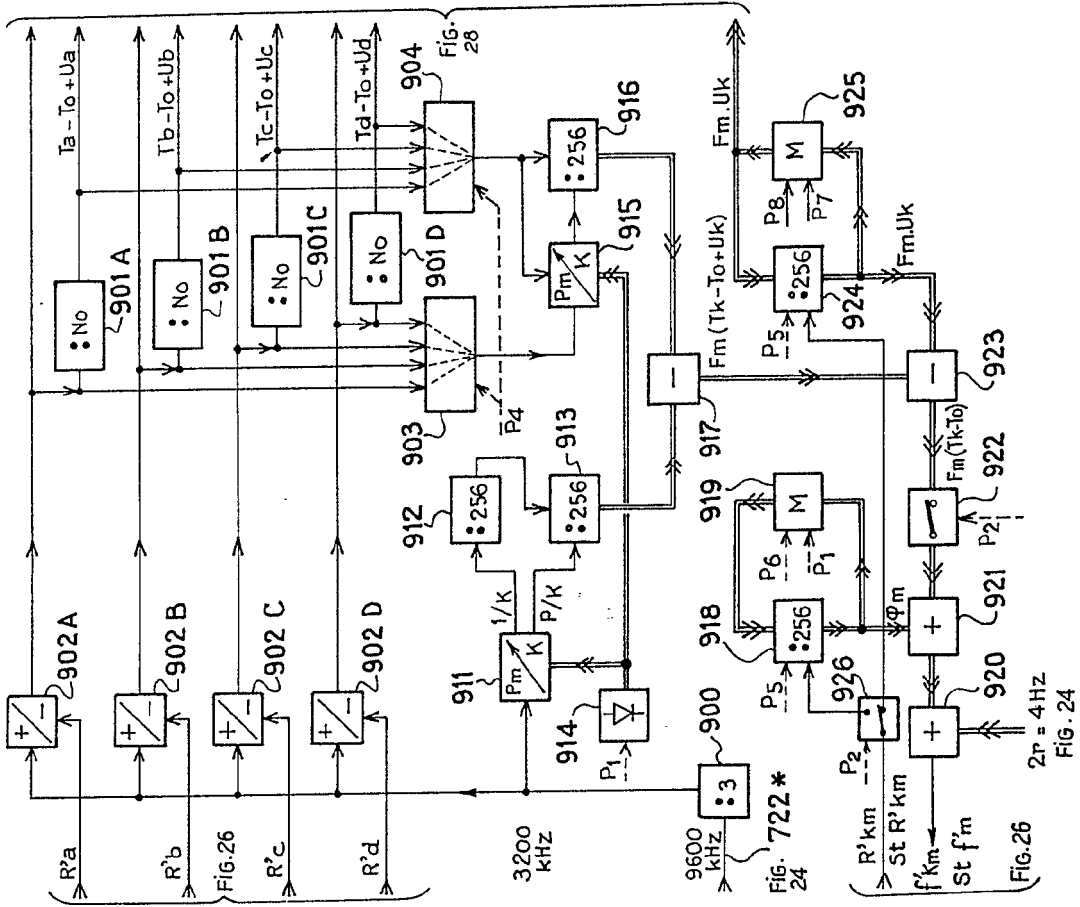
BARCELONA, 15 DIC. 1972

P. A. M. CURELL SUÑOL

*M. Curell Suñol*

409994

FIG. 27



409994

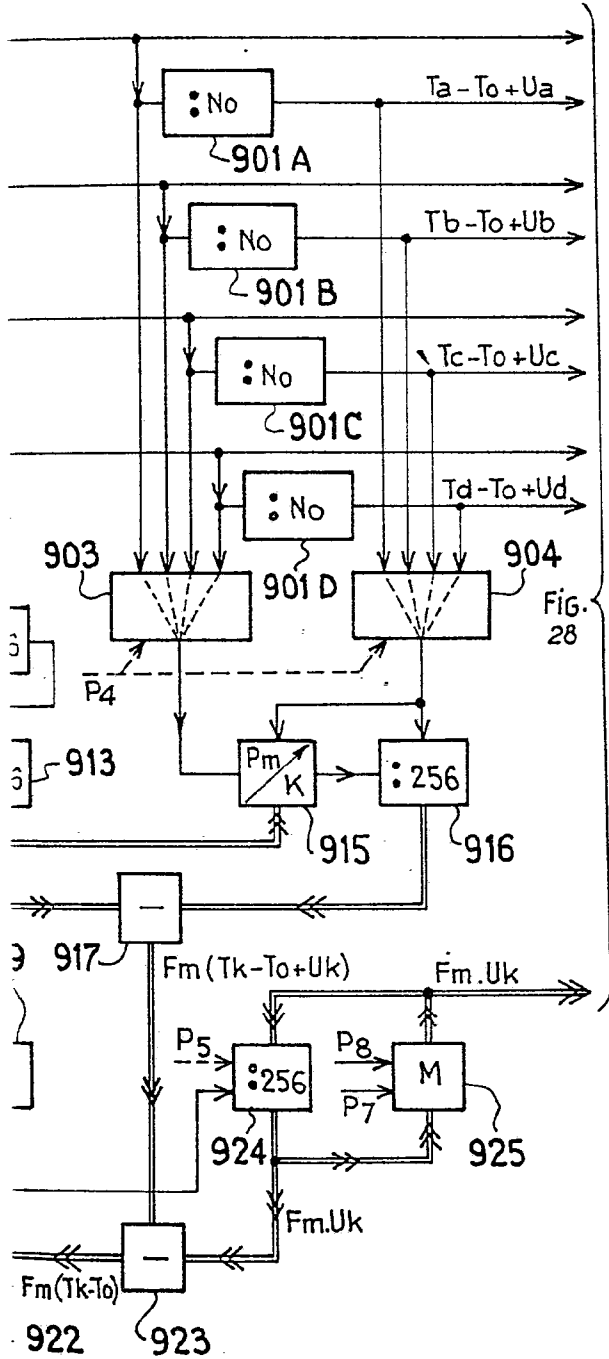
*Man. l. l. l.*



FIG. 27



409994

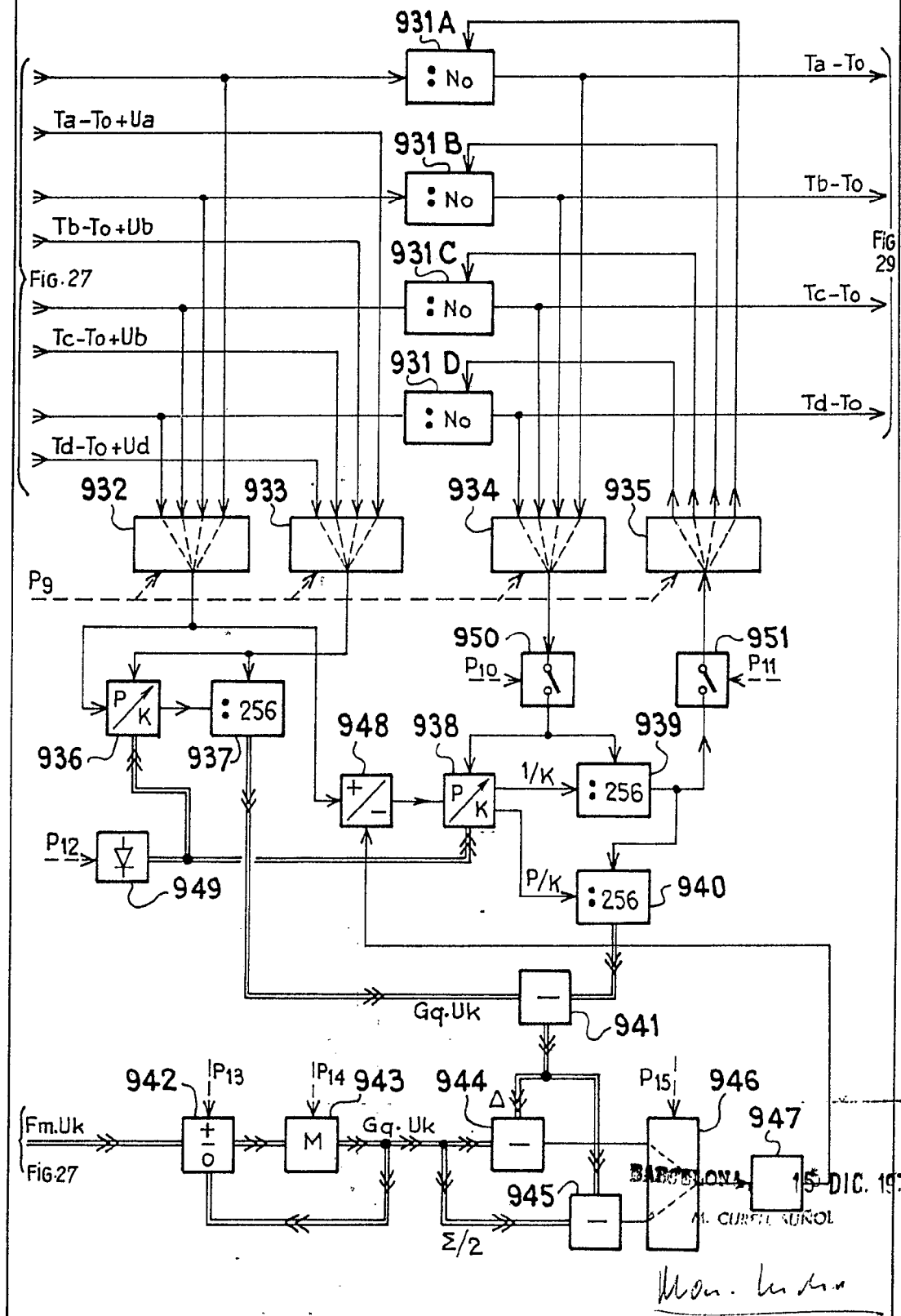


BARCELONA, 15 DIC 1977  
AL CUREN ESTAT

*Man. L. de u*

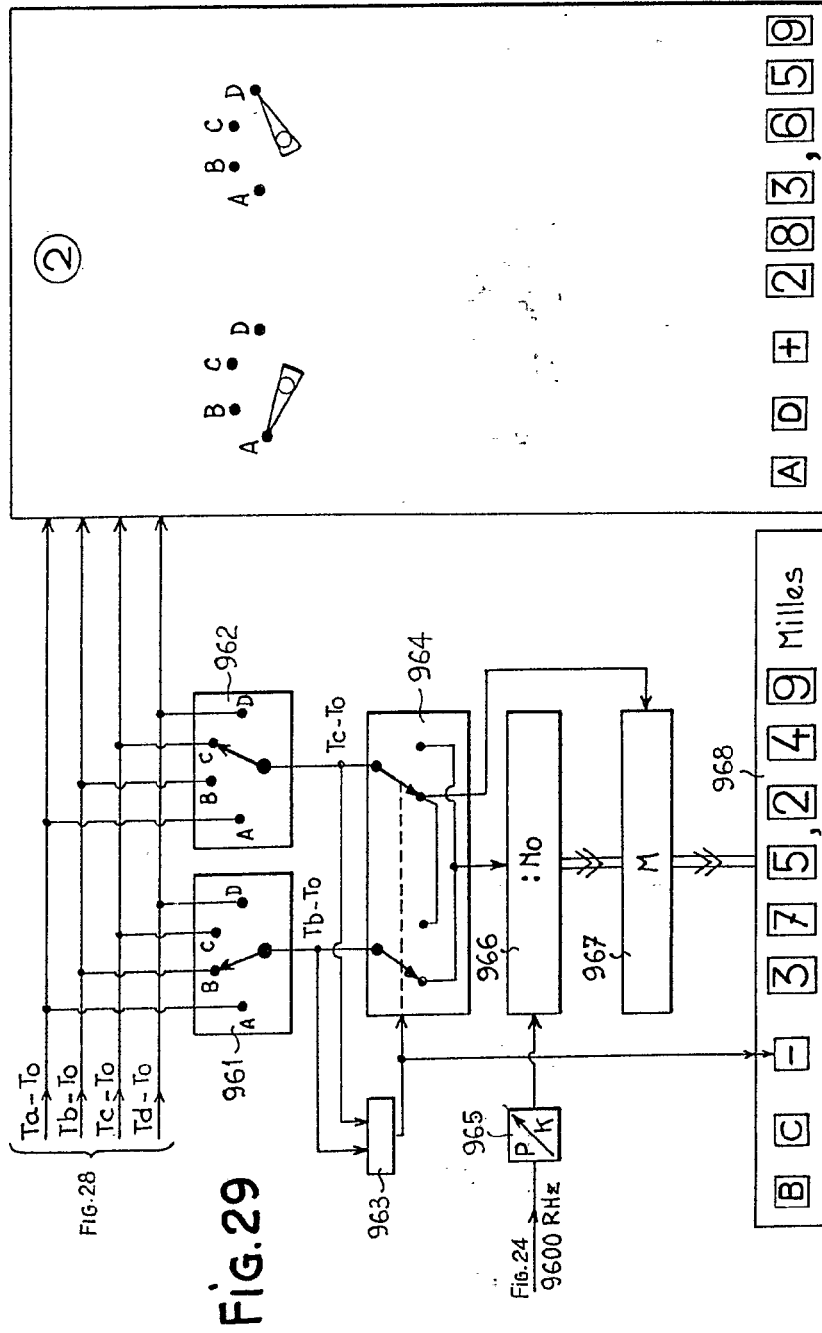
409994

FIG. 28



409994

409994



BOGOTON, 15 DIC. 1977

M. C. G. S. S. S. S. S.

*Man. la...*

409994

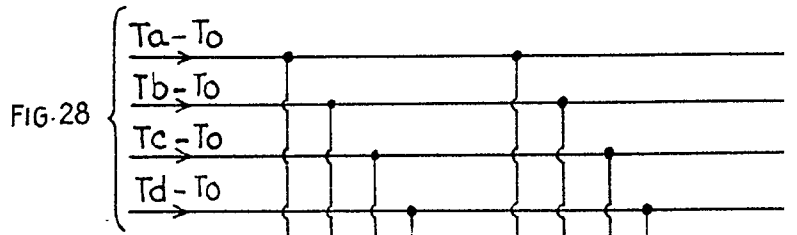
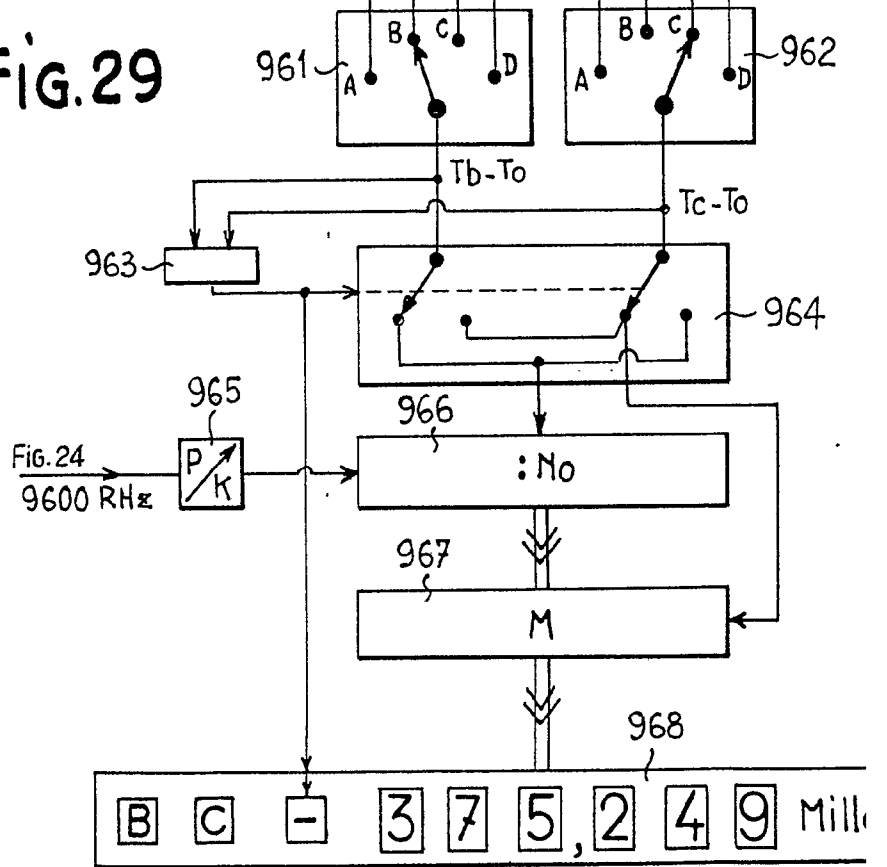
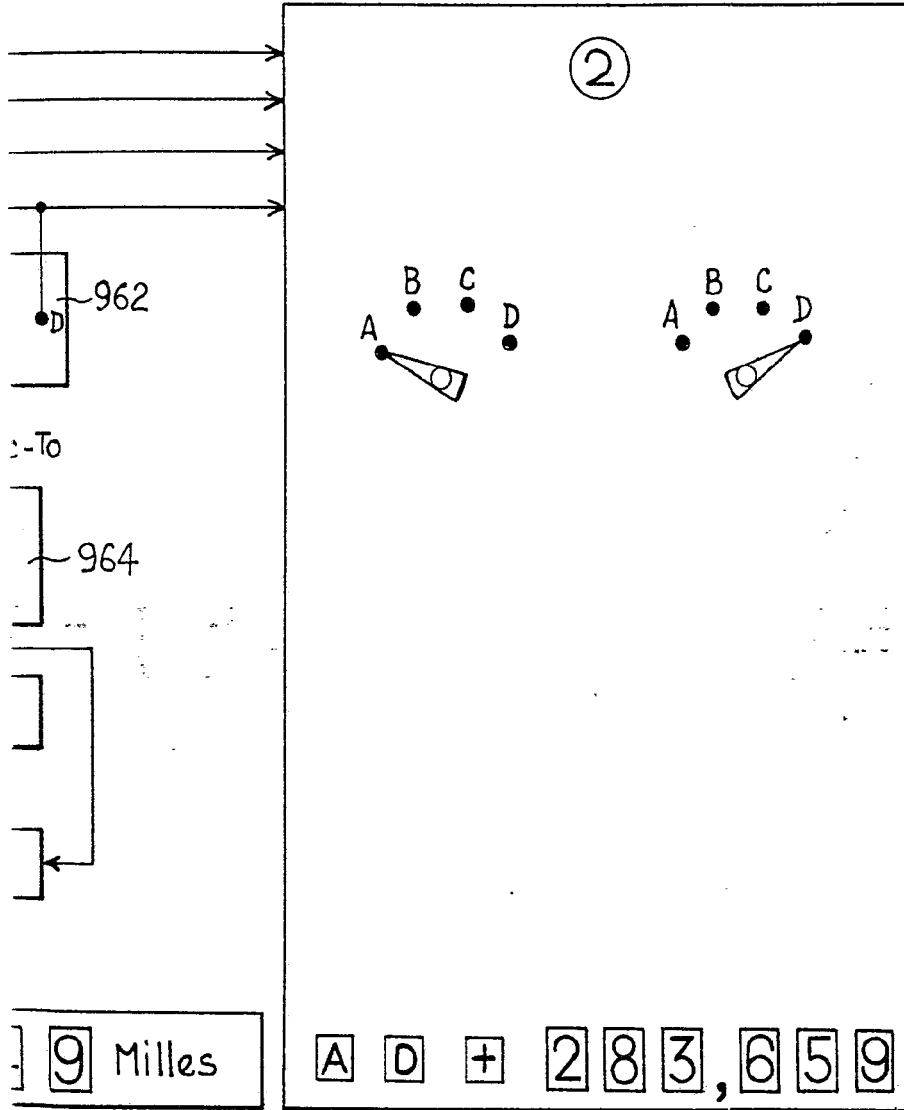


FIG. 29



409994



BARCELONA, 15 DIC. 1977

M. CURCHER RIBOT

*Man. la...*

409994

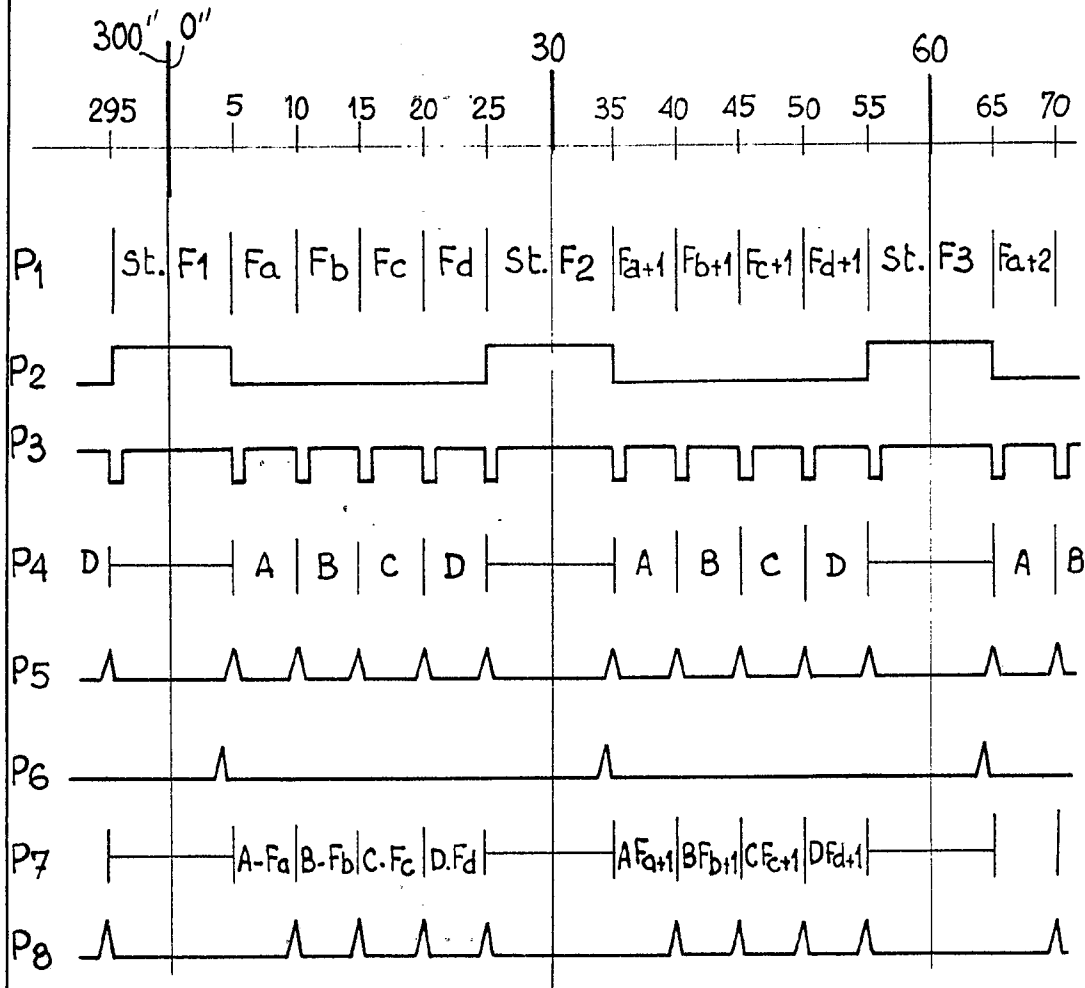


FIG. 30

MEXICANA, 15 DIC. 1962  
M. CURIEL SUROL

*Mex. Curiel*

409994

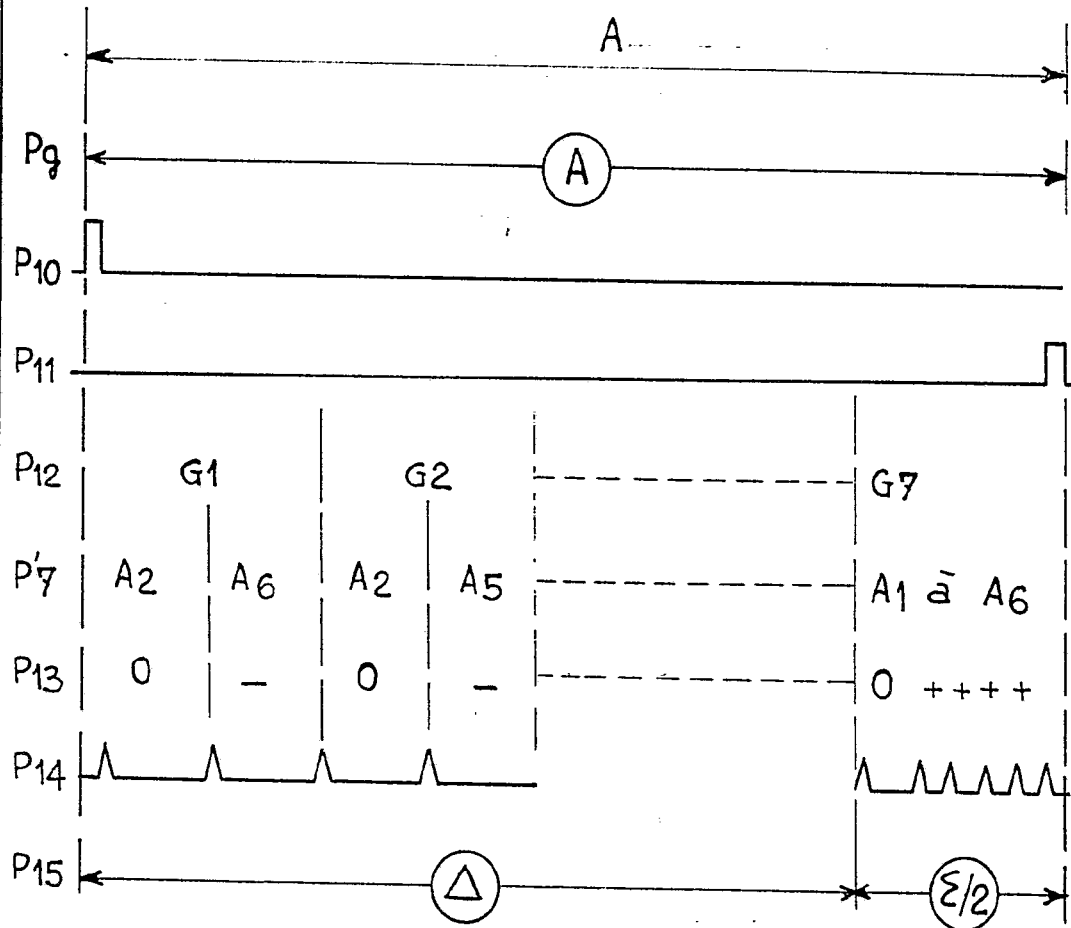


FIG.31

PROCESO, 15 DIC  
A 2000 1000

*Mén. l. l. l. l.*