



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 307 340**

51 Int. Cl.:
G01S 13/00 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Número de solicitud europea: **99942995 .4**
86 Fecha de presentación : **17.09.1999**
87 Número de publicación de la solicitud: **1214608**
87 Fecha de publicación de la solicitud: **19.06.2002**

54 Título: **Sistema de detección de móviles, que utiliza las emisiones de teledifusión digital de una red de emisores terrestres.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.11.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.11.2008

73 Titular/es: **Thales**
173, boulevard Haussmann
75008 Paris, FR
OFFICE NATIONAL D'ETUDES ET DE
RECHERCHES AEROSPATIALES (ONERA)

72 Inventor/es: **Thouvenel, Gérard;**
Lesturgie, Marc y
Poullin, Dominique

74 Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistema de detección de móviles, que utiliza las emisiones de teledifusión digital de una red de emisores terrestres.

5 La invención se refiere a la detección, la localización y la determinación de la velocidad de móviles próximos al suelo mediante un sistema radar biestático.

10 El documento “*Multimode multistatics for passive/active airborne surveillance, Robert F. Ogrodnik, Rome Air Development Center, Griffiss AFB NY 13441-5700, CP381 (Supp)*” presenta la utilización de emisiones de teledifusión públicas existentes como señales de emisiones de un radar biestático, que se beneficia así de una cobertura geográfica extensa y de una discreción absoluta. Las funciones de detección, localización y determinación de la velocidad se realizan poniendo en práctica una red separada de receptores, que cubre la zona de observación, asociada a un tratamiento centralizado de las informaciones procedentes de la retrodifusión de las señales por un móvil.

15 Es posible evaluar los resultados de un concepto de este tipo aplicando las leyes generales del radar a las características actuales de las emisiones analógicas de teledifusión. Así, la presencia de la sincronización línea en las señales teledifundidas conduce a una pluralidad de soluciones para la medición de distancia; asimismo, la precisión de esta medición, inversamente proporcional a la banda útil de las señales de emisión, sólo puede ser mediocre.

20 El acontecimiento de la televisión digital ha llevado a repensar totalmente la naturaleza de las señales de emisión, que conducen a la definición de una norma COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*, Multiplexión por división de frecuencia ortogonal codificada), que presenta numerosas ventajas técnicas, supresión de ecos perturbadores por ejemplo, y comerciales, número elevado de programas accesibles.

25 La presente invención va dirigida a aprovechar, en el campo de los radares, tales señales digitales.

Para ello, utiliza emisiones terrestres de teledifusión, que operan normalmente basándose en una pluralidad de portadoras de frecuencias fijas, afectadas por una modulación digital mediante símbolos, tratada en multiplexación de frecuencia, ortogonal de una portadora a otra.

30 Puede considerarse conocido (“Le radar muet”, B.CARRARA, P.TOURTIER, M.PECOT; Colloque Radar 1994, Palais des Congrès, Paris) un receptor de detección de objetos móviles, que utiliza tales emisores hercianos y que comprende:

- 35 - medios de recepción radioeléctrica, para captar las señales retrodifundidas por objetos bajo el efecto de dichos emisores hercianos,
- medios de tratamiento para realizar una discriminación de tales objetos, en principio según celdas distancia/Doppler, y
- 40 - medios auxiliares para la adquisición de una referencia de sincronización con respecto a los emisores, para ajustar estas celdas distancia/Doppler en el tiempo.

45 El documento EP0681190A1 describe un sistema radar que utiliza una red de televisión digital para realizar una configuración multiestática. La invención propone un receptor, caracterizado

porque comprende medios (auxiliares) para recibir y desmodular la señal directa herciana de teledifusión recibida de al menos uno de los emisores, para determinar los instantes de sincronización y los símbolos,

50 y porque los medios de tratamiento comprenden:

- medios de distribución Doppler, adecuados para repartir las señales recibidas según una pluralidad de vías Doppler, afectándoles en cada vía un desplazamiento de frecuencia asociado al rango de esta vía Doppler,
- 55 - medios de compresión en distancia, adecuados para hacer la suma, para todas las portadoras, de las correlaciones bajo formas homólogas, de la salida de cada vía Doppler con los símbolos disponibles a la salida de los medios auxiliares, lo que proporciona muestras dispuestas en celdas distancia/Doppler.
- medios de integración Doppler coherente sobre un tiempo elegido, lo que proporciona celdas distancia/Doppler integradas, y
- 60 - medios de postratamiento con seguimiento, dispuestos para comparar los ecos obtenidos en estas celdas, con el fin de obtener señales detectables por radar que contienen informaciones de posición/velocidad sobre uno de los objetos.

65 Preferiblemente, el receptor comprende, a la salida de su fase de recepción radioeléctrica, un convertidor analógico/digital, seguido de una fase de transformada de HILBERT, para obtener señales digitales complejas amplitud/fase. Los medios de distribución Doppler y las fases siguientes operan en digital.

Muy ventajosamente, los medios de compresión en distancia comprenden fases de transformada de Fourier sobre trenes de datos temporales deslizantes resultado de la distribución Doppler, lo que regenera los símbolos tal como se recibieron, después correladores temporales de éstos con la salida de los medios auxiliares, y un sumador de la salida de los correladores para el conjunto de las portadoras.

Actualmente se prefiere que los medios de recepción radioeléctrica comprendan una antena-red, y que los medios de tratamiento operen selectivamente sobre vías respectivamente asociadas a elementos de antena o grupos de elementos de antena separados, hasta los medios de postratamiento, que comprenden en cabecera medios de recombinación de las salidas de estas vías, con vistas a una formación de haces. Preferiblemente, los medios de recombinación de haz operan de manera adaptativa, en función de los móviles de los que se hace seguimiento y de los ecos observados.

Según otro aspecto de la invención, los medios de postratamiento comprenden una fase de tratamiento multiestático, para definir cada señal detectable por radar a partir de varias parejas emisor-receptor.

La invención prevé también un sistema de detección de objetos móviles, que comprenden varios receptores, colocados en emplazamientos elegidos, y medios para comparar las señales detectables por radar que proporcionan estos receptores.

Según un complemento interesante, en más de los emisores de teledifusión propiamente dichos, el sistema comprende emisores adicionales colocados en emplazamientos elegidos y que operan con la misma modulación que los emisores de teledifusión propiamente dichos.

Otra variante consiste en añadir al sistema medios para dirigir a los emisores de teledifusión informaciones de servicio, con fines de re-transmisión en su modulación.

Otras ventajas y características de la invención se deducirán tras examinar la descripción detallada siguiente, y los dibujos adjuntos, en los que:

- la figura 1 es un diagrama temporal que ilustra el modo de codificación de las señales COFDM.

- la figura 2 es un esquema que ilustra una detección de posición biestática a partir de tres emisores, ilustrados aquí en los vértices de un triángulo sensiblemente equilátero,

- la figura 3 es la ilustración muy esquemática de una antena utilizable en un receptor según la invención,

- la figura 4 es el esquema detallado de un receptor utilizable para la puesta en práctica de la invención,

- la figura 5 es el esquema más detallado de la fase 40 de la figura 4,

- la figura 6 es el esquema más detallado de la fase 50 de la figura 4,

- la figura 7 es un diagrama que muestra la multiplicidad de las señales tratadas en cada estadio, y

- la figura 8 es un grupo de diagramas temporales que muestran un ejemplo de repartición de señales recibidas.

Los dibujos adjuntos comprenden elementos de carácter cierto, por tanto deben considerarse como incorporados en la descripción, y podrán servir no solamente para que ésta se comprenda mejor, sino también para contribuir a la definición de la invención.

Con referencia a la figura 1, se presentará en primer lugar la modulación COFDM. Ésta se describe especialmente en el artículo "*Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers*", B. LE FLOCH, R. HALBERT-LASSALLE, D. CASTELAIN, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 35, N° 3, Agosto de 1989.

Se prevé que la teledifusión en digital se realice según este tipo de modulación, en particular para la televisión. Esto implica utilizar un enlace adecuado de emisores terrestres, que cubre todo el territorio de difusión, o casi todo.

La modulación COFDM utiliza un gran número (normalmente varios miles) de subportadoras equidistantes (denominadas en el presente documento portadoras, para simplificar). Éstas se modulan a baja frecuencia, de manera independiente, mediante códigos adecuados, que según la aplicación pueden ser especialmente una codificación por desplazamiento de fase a Q momentos (*Q Phase Shift Keying* o QPSK) o incluso una codificación en modulación de amplitud a Q momentos (*Q Amplitude Modulation* o QAM).

El elemento de base de la modulación es el "símbolo".

Tras la recepción, se procede mediante un producto escalar, al que se le aplica una integración de duración rigurosamente igual a la inversa del paso de frecuencia de las portadoras. Se deriva de esto la ortogonalidad de las portadoras tras la recepción, lo que permite recuperar sin diafonía los símbolos.

ES 2 307 340 T3

La duración de un símbolo es sensiblemente más larga que la inversa del paso de la frecuencia de las portadoras. La diferencia entre estos dos tiempos define un “intervalo de guardia”, que precede a la operación producto escalar integrado. Permite independizarse de la dispersión de tiempo de propagación que puede resultar de trayectos múltiples.

Una particularidad de esta modulación es permitir la emisión sincronizada simultánea de varios emisores separados espacialmente, siempre que sus señales lleguen a los receptores en el intervalo de guardia. Esta propiedad es fundamental para la presente invención: hace posible la cobertura de una zona geográfica mediante una red monofrecuencia (monobanda), por ejemplo, al contrario que las emisiones de televisión analógicas actuales.

Conviene ahora describir sucintamente un ejemplo de señales COFDM.

Se consideran una serie de símbolos numéricos que deben transmitirse $SIMB_j(t)$, donde t es el tiempo, y j el índice de un símbolo. La expresión de la señal que debe transmitirse viene dada entonces por la ecuación (1) del Anexo de Fórmulas (adjuntado al final de la descripción).

La expresión de un símbolo viene dada por la ecuación (2). Ésta recurre a:

- una función Ψ definida por la ecuación (3), que a la vez recurre a la ecuación (4), donde f_k designa la frecuencia de la portadora de rango k , y
- coeficientes $C_{j,k}$ que pueden tomar uno de los cuatro valores definidos por la relación (5), donde i es el símbolo habitual de los imaginarios complejos (en el caso particular de una modulación 4PSK, con $Q=4$ momentos).

En estas relaciones D_s y T_s son respectivamente la duración total y la duración útil de emisión de un símbolo, como se verá más adelante. $\Delta = D_s - T_s$ es el intervalo de guardia.

Para un valor dado de $(t - jD_s)$, se distinguen tres casos:

- si $t - jD_s < -\Delta$ es decir $t < jD_s - \Delta$, la función Ψ es nula;
- si $t - jD_s > T_s$ es decir $t > jD_s + T_s$, la función Ψ es nula;
- en el intervalo entre las dos, la función Ψ viene dada por la expresión (6).

Las frecuencias se codifican por tanto independientemente con la ayuda de un código con cuatro estados de fase, definidos por “el alfabeto” autorizado por los coeficientes complejos $C_{j,k}$, según la relación (5).

Tal como se ilustra sobre la figura 1, estas frecuencias se emiten sobre la duración $D_s = \Delta + T_s$. Sin embargo son ortogonales durante la duración T_s . El intervalo de tiempo de duración Δ es el intervalo de guardia, destinado a atenuar los problemas de correlación intersímbolos ligados al canal de propagación (trayectos múltiples especialmente, susceptibles de aparecer en las zonas sombreadas de la figura 1). La duración de análisis para la descodificación (en radiocomunicaciones) de las señales recibidas se limita así a T_s .

La modulación COFDM utiliza un peine de portadoras equidistantes. Son ortogonales, por un producto escalar correspondiente a su función de intercorrelación, calculada durante la inversa de su espaciamiento de frecuencia.

Cada una de estas portadoras lleva, durante una duración D_s un símbolo correspondiente a un estado de fase (o, más en general, de modulación), elegido por ejemplo entre $Q=4$ estados. Esta duración D_s corresponde precisamente a la inversa T_s del espaciamiento de peine, aumentado por el intervalo de guardia Δ . Y la duración del intervalo de guardia Δ se elige como una mayorante de la respuesta a un impulso del canal de transmisión.

Después de cada intervalo de tiempo correspondiente a esta duración D_s , denominada “línea”, se renueva el símbolo que ha de transmitirse, y esto un cierto número de veces para optimizar una trama.

En cabecera de trama, y durante una duración elegida, se transmite, sobre cada subportadora, el símbolo correspondiente a la fase nula, de manera que se permite la adquisición o identificación de la respuesta de frecuencia del canal de transmisión.

Al comienzo de la trama, se emiten además, un cierto número de señales de sincronización. Permiten restituir, tras la recepción, la frecuencia de portadora, la duración de línea, la identificación del emisor, organizar las fases de calibración para determinar la respuesta a un impulso para cada portadora, así como localizar el instante de comienzo de la duración útil de emisión de un símbolo o determinar la duración del intervalo de guardia.

El receptor de una señal de este tipo en radiocomunicaciones se considera aquí conocido.

No se volverá en lo sucesivo en este documento a la división en tramas. En efecto, interviene esencialmente en las fases de recepción de cabecera, que se consideran conocidos. No obstante, es necesario procurar que los tratamientos asociados, especialmente para la calibración y el debut de línea, sean fiables según la precisión requerida para los tratamientos radar propuestos.

Es atractivo utilizar emisiones hercianas terrestres en modo radar biestático: bajo coste en cuanto a las emisiones, puesto que los emisores son preexistentes, con frecuencias ya asignadas; frecuencias de emisión basadas, ventajosas para detectar móviles discretos (intrusión de pequeñas aeronaves por ejemplo), y poco propicias a la neutralización activa (entre otras simulaciones), así como guiado de móviles agresivos; y en principio, funcionamiento permanente garantizado.

En técnica de radar, la detección biestática se describe especialmente en *"Multi-(bi)-static High Frequency (PO/GO) Radar Target Imaging of Airborne Scatterers"* de S.K. CHAUDRU-RI y W.M. BOERNER, AGARD, CP 381, 1985.

La interacción entre las emisiones terrestres y las aeronaves se estudia también en el artículo *"Interferente To Satellite Earth Stations Due To Scatter of Terrestrial Transmissions by Aircraft"*, J.V. MURPHY, Australian Telecommunications Review, Vol. 17, No 1, 1983.

El principio de la detección biestática se ilustra en la figura 2, se consideran tres emisores hercianos terrestres E1 a E3, en la configuración ideal o "canónica" (en teoría) en triángulo equilátero. Se prevén tres receptores: R12 sensiblemente en la mitad del segmento junto a E1 y E2, R23 sensiblemente en la mitad del segmento junto a E2 y E3, y R13 sensiblemente en la mitad del segmento junto a E1 y E3.

Un móvil M (al menos) se desplaza con un vector velocidad $\vec{v}$. La cooperación de cada receptor con uno de los elementos permite en primer lugar adquirir informaciones sobre la velocidad relativa del móvil (informaciones Doppler). En lo que respecta a la posición, permite también, con ciertas reservas, determinar un elipsoide sobre el que se encuentra el móvil M, elipsoide cuyos focos son el emisor y el receptor asociados.

La posibilidad de efectuar mediciones Doppler (de tipo radar biestático) a partir de emisores hercianos terrestres de teledifusión se conoce desde hace mucho tiempo.

Por el contrario, razones técnicas ligadas a las modulaciones utilizadas hacen extremadamente difícil la medición de distancia con los emisores hercianos terrestres analógicos actuales. Estos motivos son múltiples y dependen del hecho por ejemplo de que la frecuencia línea televisión introduce numerosas ambigüedades de distancia y que la banda de frecuencia útil en la señal de luminancia es recta. La capacidad de detección de móviles a baja signatura y baja velocidad en presencia de un nivel de desorden muy importante se hace así problemática.

La emergencia de la modulación COFDM, utilizada en las bandas UHF o VHF, ha avivado el interés de ciertos radaristas por la detección biestática a partir de emisores hercianos.

En lo que respecta a las mediciones Doppler, el aspecto multiportadora de las señales numéricas COFDM tiende sobre todo a complicar la situación: el efecto Doppler resultante debe referirse a una pluralidad de frecuencias portadoras de valores diferentes, y que se modulan independientemente unas de otras.

Para las mediciones de "distancia" es diferente. En efecto, por sus emisiones realizadas a instantes precisos (trama), el procedimiento COFDM aporta un elemento interesante, combinado con el conocimiento de la naturaleza del "alfabeto" de los códigos de base: la forma de onda de emisión está mucho menos sujeta a variación que en el caso de la teledifusión analógica, incluso si para un observador no experto se parece a un ruido. En efecto es posible, descodificando la emisión directa recibida en los receptores, reconocer la señal emitida (es decir, descodificar los símbolos), aunque esta señal emitida esté modulada por una fuente desconocida.

Esta consideración permite efectuar sobre las señales biestáticas que han de aprovecharse una desmodulación antes del tratamiento que lleva de nuevo al caso de una emisión que no será modulada por el equivalente de un ruido.

Uno de los fundamentos de la presente invención es la observación de que la función de ambigüedad de la señal así tratada se aproxima a las necesidades habituales de los radaristas.

En efecto, se ha observado que la utilización de un código constituido por un gran número de frecuencias ortogonales durante la duración de símbolo conducida a una señal de banda ancha en espectro blanco. Esto confiere al sistema de detección biestática un poder de discriminación en distancia interesante, y una robustez ejemplar frente a interferencias y trayectos múltiples.

Siendo así, quedan las siguientes dificultades:

- para que los elipsoides de la figura 2 estén fijos en el espacio, es necesario que cada receptor pueda adquirir una información de sincronización, frente a la emisión del emisor considerado. Este aspecto particularmente delicado se desarrolla posteriormente.

- la hipótesis de trabajo según la cual la señal sería periódica (de periodo igual a la inversa de la desviación entre dos frecuencias vecinas) no puede sostenerse. En efecto, los coeficientes C_k deben cambiar necesariamente de un símbolo a otro. En su lugar, la señal herciana no transportaría información alguna: es imposible transmitir una información, a partir de señales emitidas que se mantendrían perfectamente aleatorias a medio plazo, lo que se requiere para la hipótesis de periodicidad.

- en cambio, es verdad que la señal COFDM puede asemejarse a un ruido temporal. Esto impide aplicarle los tratamientos radar convencionales, donde se considera "en paralelo" (de manera separada e independiente), la discriminación distancia y la discriminación Doppler.

- finalmente, hay motivos para eliminar los ecos fijos, lo que plantea también problemas, teniendo en cuenta la gama dinámica que debe tratarse (del orden de 95dB).

En cuanto al problema de la sincronización, se requiere técnicamente que todos los emisores estén sincronizados entre sí. Pero no resulta fácil, sin embargo, adquirir al nivel del receptor la sincronización deseada con respecto a estas diferentes emisiones. Para ello, es necesario el uso de relojes de alta precisión, ya que se quiere trabajar sobre parejas emisor-receptor. Es necesario extraer de nuevo una marca temporal precisa de la señal recibida.

Es a este nivel que la presente invención aporta un elemento importante, de naturaleza que permite el desarrollo de receptores que pueden realizar una detección eficaz.

Se considera una emisión COFDM que opera aproximadamente a 300 MHz (frecuencia portadora nominal, indistinta de las subportadoras), con una potencia isotrópica radiada equivalente de 1000 W. Las portadoras (subportadoras) son en cantidad de $N_p = 1500$, y cubren una banda de 1,5 MHz. Son por tanto equidistantes a 1kHz unas de otras. La duración útil de los símbolos es de 1 ms.

Una de las ideas de base de la presente invención reside en que el receptor está dotado de una antena red, ilustrada muy esquemáticamente en la figura 3 bajo la forma de tres paneles P1 a P3, dispuestos en triángulo equilátero con un eje de simetría vertical, para cubrir todas las direcciones. Cada panel comprende por ejemplo 16 elementos de antenas, A_1 a A_{16} , dispuestos en matriz 4×4 , e ilustrados aquí en la forma de antenas YAGI. Es conveniente cualquier otra antena sensiblemente isotrópica en yacimiento, y que presenta ganancia en azimut. Aunque las estructuras planas sean más simples, se estima que estructuras de antena que presentan una simetría de revolución de eje vertical y un perfil cóncavo hacia el exterior serían preferibles.

Para simplificar, sólo se considerarán posteriormente 8 elementos de antena.

El receptor propiamente dicho se ilustra en la figura 4.

Según un aspecto importante de la invención, la salida de al menos una de las antenas (aquí la antena A1) se recibe de manera convencional, como para detectar las señales de teledifusión transmitidas.

La fase 100 de cabecera se asemeja por tanto a la parte radioeléctrica de un receptor COFDM de tipo convencional. Presenta una salida 101 que proporciona la señal de sincronización en tiempo, con respecto al emisor considerado, por ejemplo el comienzo del periodo T_s (figura 1). Esta sincronización permite definir la distancia diferencial origen para todos los ecos resultado de la emisión considerada, puesto que el trayecto directo es el más corto posible. Sirve a la unidad 110 para recrear la referencia temporal de la fase 50 de correlación.

Los propios emisores se identifican sin error por el trayecto directo. Puede tomarse como referencia los símbolos en un receptor que corresponden por ejemplo al emisor más próximo, siendo los símbolos emitidos por los emisores por definición idénticos, en un momento dado.

A continuación, una fase 110 regenera los símbolos difundidos, por aplicación de los tratamientos normalizados para el sistema de difusión considerado, por ejemplo la norma ETSI para las transmisiones audio (Digital Audio Broadcasting o DAB), o la norma en curso de elaboración para las transmisiones vídeo (Digital Video Broadcasting o DVB).

Los símbolos se regeneran en un formato adecuado para utilizarse (en forma compleja conjugada) al nivel de los correladores 50, que se tratará posteriormente.

Se considera ahora los tratamientos radar.

Para cada una de las antenas A_e (e va de 1 a $P=8$), el receptor comprende una vía respectiva, que se describirá posteriormente sin recoger el índice que figura en el dibujo.

La fase de cabecera es un receptor 10 radioeléctrico, apropiado para recibir la banda comprendida entre aproximadamente 288 y 302 Mhz, con rendimientos semejantes a los requeridos para un receptor de teledifusión. De manera conocida, este receptor comprende uno o varios cambios de frecuencias, para reducir la banda de trabajo. Se obtiene

ES 2 307 340 T3

en la salida una señal analógica que representa las frecuencias y fases de cada una de las portadoras incluidas en el conjunto de la banda recibida.

Esta señal de salida comprende:

- una señal “directa”, debida a la propagación de las ondas en línea directa entre el emisor, por ejemplo E1 y el receptor, por ejemplo R12 (a la que se añaden eventuales trayectos múltiples), y
- para al menos un objeto M de retrodifusión (que se supone presente), una señal “útil” debida a la retrodifusión de las ondas del emisor hacia el receptor por este objeto (al que se añaden también múltiples trayectos eventuales).

Sabemos que, desde el lado de recepción, y para un radar biestático en general:

- la desviación temporal entre la señal útil y la señal directa es, con más o menos una ambigüedad distancia, representativa de la diferencia entre las distancias (E1, M) + (M, R12) y (E1, R12), de donde se obtienen los lugares de posición en elipsoides, y
- la desviación frecuencial entre la señal útil y la señal directa es, con más o menos una ambigüedad velocidad, representativa de la suma algebraica de las proyecciones del vector velocidad $\vec{v}$ por una parte sobre el eje (M, E1), por otra parte sobre el eje (M, R12).

Después de que este receptor radioeléctrico de tipo radar biestático, se pasa en señales numéricas por un convertidor 20 analógico/digital.

La fase 30 siguiente es un tratamiento de tipo transformada de HILBERT que permite extraer los componentes complejos amplitud y fase (o parte real, parte imaginaria) de las señales recibidas. Se aprecia CDS_e la señal compleja con dos componentes obtenida para el elemento A_e de antena.

La frecuencia de muestreo está adaptada a la banda total de la señal y al número de muestras necesario para aprovechar una Transformada de Fourier Rápida (T.F.R.) sobre la duración T_s de integración que permitirá la extracción de los símbolos. Esta frecuencia de muestreo es, en el ejemplo elegido, de 2,048 MHz.

La continuación del tratamiento se realiza considerando por ejemplo Nd= 500 celdas distancia. La banda de 1,5 MHz corresponde a una distancia de 100 m en modo radar, es decir un dominio distancia diferencial de 50 km. Se apreciará que el dominio distancia no ambiguo teórico para 1 ms es del orden de 150 km (en diferencial), por tanto superior a la distancia habitual entre dos emisores hercianos terrestres.

Asimismo, se considera un dominio velocidad de 500 m/s, con Nv = 128 celdas velocidad, para una cadencia de recurrencia útil de 800 Hz y una banda de filtrado de 6,25 Hz.

Posteriormente, se podrá hacer referencia a la figura 7, para percibir mejor la arborescencia (en número) de las señales tratadas.

En la fase 40, la señal CDS_e es objeto de una distribución Doppler, según Nv celdas velocidad (o Doppler). Preferiblemente, el paso entre las celdas velocidad está adaptado a la duración de la integración coherente Doppler posterior.

Detallada en la figura 5, la fase 40 comprende un distribuidor 401, que puede crear las Nv vías Doppler Vdk requeridas (k va de 1 a Nv). Cada vía Doppler Vdk comprende una fase de cambio 403 de frecuencia, para reducir la frecuencia de un valor f_d(k), que es el desplazamiento Doppler tratado por esta vía. Un cambio de frecuencia de este tipo comprende el producto de la señal de entrada por

$$\exp(j 2 \pi f_d(k) t)$$

Gracias al filtrado de Hilbert previo, esta multiplicación funciona en banda lateral única: es decir una señal recibida RX que incluye en frecuencia un desplazamiento Doppler RXd, que va en la vía Doppler f_d(k) = FXd; la fase 403 sólo proporciona la componente RXd - FXd, y no RXd + FXd.

Cada multiplicador 403 realiza por tanto una “desmodulación Doppler”. Pero esta lleva únicamente en las desviaciones de frecuencia debidas al efecto Doppler, en las diferentes celdas Doppler definidas. Deja intacto el efecto de la multiplicidad de frecuencias portadoras.

Así, la pluralidad Nv de celdas velocidad se analiza como una batería de cambios de frecuencia que cubren el conjunto del dominio Doppler (o dominio velocidad) que ha de tratarse.

ES 2 307 340 T3

Para una vía Doppler VDK dada, sale del multiplicador 403 un tren de datos temporales complejos, que llevan al nivel de cada símbolo la modulación (desconocida) de la fuente, y esto para un móvil que tendría la velocidad correspondiente al desplazamiento Doppler $f_d(k)$ de esta vía.

Estos trenes de datos temporales se reagrupan por paquetes Pk_x de 2048 muestras. Estos paquetes son “deslizantes”: el paquete siguiente se obtiene quitando la primera muestra del paquete precedente, y añadiendo una nueva muestra al final (el paso de corrimiento podría ser superior a 1, en detrimento de la precisión esperada). Esto va a permitir posteriormente la creación de celdas distancia. Según una técnica clásica en radar, es posible aumentar (doblar o más) la velocidad de muestreo, para disminuir las pérdidas de recorte entre celdas distancia.

La fase 50, detallada en la figura 6, aplica a cada paquete Pk_x de 2048 muestras sucesivamente:

a) una operación 502 de Transformada de Fourier rápida en 2048 puntos (la potencia de 2 inmediatamente superior a 1500); cada transformación de Fourier realizada en un paquete incidente proporciona en sus salidas la desmodulación separada de las 1500 portadoras; se aíslan así los 1500 símbolos (todavía desconocidos), en vías VDKj (en cuanto a las vías Doppler, k varía de 1 a $N_v=128$; en cuanto a las portadoras, j varía de 1 a $N_p=1500$); una salida de la TFR, para una vía Doppler, contiene por tanto un eventual eco relativo a la portadora considerada, para un móvil que tendría una velocidad incluida en el margen Doppler de la vía Doppler considerada; el instante de llegada de este eco está ligado a la información de distancia buscado;

b) operaciones 504 de correlación temporal con los símbolos conjugados remodulados en el trayecto directo resultado de la unidad 110 (figura 1), tantas veces como símbolos de este tipo haya, en este caso 1500 veces; esto va a permitir la determinación de la o las celdas distancia en las que se encuentra un eco susceptible de corresponder a un móvil detectado; un pico de correlación aparece en efecto en el instante de este eco; las celdas distancia están por tanto definidas por los instantes de los picos de correlación;

c) una operación 506 de integración o suma ponderada en los 1500 símbolos útiles, lo que elabora las muestras brutas EBty de celdas distancia correspondientes, en ritmo de 2,048 MHz (o más).

La suma puede ponderarse teniendo en cuenta especialmente la respuesta de frecuencia medida en el trayecto directo.

Las muestras brutas EBty salen en correspondencia de los desplazamientos de tiempo en los trenes de datos deslizantes en la entrada. Su secuenciamento corresponde por tanto a las celdas distancia. La referencia de tiempo se extrae de la señal 101 de sincronización resultado de la fase 100. La marcha de las señales puede ser la ilustrada en la figura 8 (abstrayendo las celdas Doppler).

Considerando globalmente los operadores de TFR 502, éstos realizan una transformación de Fourier que lleva un múltiplo de $N_d \times N_v$, o N_d es el número de celdas distancia, y N_v el número de celdas velocidad (Doppler).

En este estado, las operaciones 502 y 504 han hecho desaparecer respectivamente el efecto de la multiplicidad de las portadoras, y el de sus modulaciones respectivas. Las señales recibidas, se han “alineado”, en cierta manera, en una misma frecuencia intermedia. En el momento en el que se reúnen por el sumador 506, llevan por tanto informaciones Doppler acumulables, en cada vía Doppler.

La integración coherente Doppler se realiza a continuación en fases 60, por suma de muestras temporales sucesivas EBty (y de 1 a N_t), llevadas de nuevo en coincidencia por desplazamientos temporales según múltiples respectivos de y veces D_s , la duración de línea.

La duración de la integración Doppler es por ejemplo de 160 ms. Ésta corresponde a la integración de $N_t = 128$ muestras temporales de símbolos, que se suceden en el tiempo para cada portadora. En el ejemplo elegido, se descubre que el número de celdas velocidad $N_v = 128$ y el número de muestra tomada en una integración Doppler $N_t - 128$ son iguales; se tendrá cuidado de no confundir estas dos nociones.

Se observará que los símbolos varían de una línea a la otra. Pero, después de la compensación de los desplazamientos de frecuencia entre portadoras, la correlación por los símbolos conjugados recibidos (y, también, la suma en el conjunto de los símbolos de una misma línea), D_s puede considerarse como un periodo de recurrencia efectiva. Por el contrario, en las señales electromagnéticas COFDM transmitidas, no pueden identificarse momentos precisos que marcarían la periodicidad de los periodos de recurrencia así definidos; en otras palabras, no parece una verdadera periodicidad de duración D_s en las señales emitidas.

Debe observarse que los operadores anteriores no son permutables. Debe en primer lugar identificarse las celdas Doppler, con los cambios de frecuencia requeridos, a continuación proceder a la compresión distancia, y finalmente realizar la integración Doppler coherente.

En resumen, se toma la señal directa resultado de uno de los emisores como referencia. Después de tener en cuenta componentes Doppler ligados al movimiento de un móvil que retrodifunde las emisiones del mismo emisor, se

ES 2 307 340 T3

obtiene una señal temporal resultado de la retrodifusión, comparable con la señal directa. La información de desviación temporal obtenida designa un elipsoide en el que se encuentra el móvil considerado.

5 Según otro aspecto de la presente invención, una fase 70 recibe las salidas de todas las vías resultado de los diferentes elementos de antena. Esta fase realiza una formación de haces adaptativos por el cálculo, que permite por tanto identificar “casos angulares” en los que se encuentran las señales que corresponden efectivamente a móviles, a partir de la antena red, beneficiándose de la selectividad angular que procura ésta.

10 Añadir estas cajas angulares permite pasar elipsoides (sólo informaciones de distancia) a tramos de elipsoides, delimitados por las informaciones angulares adquiridas. No obstante, en el caso en el que una detección bidimensional bastaría (sin la altitud), sería posible tratar la intersección de los elipsoides con una superficie de referencia; suelo, geoide, o sus derivados.

15 El seguimiento posición/velocidad proporciona también indicaciones esenciales para determinar mejor la posición de los móviles en estos elipsoides o tramos de elipsoides.

Así, la fase 80 permite realizar un Tratamiento de Falsa Alarma Constante (TFAC), de principio conocido, que permite extraer “señales detectables” (datos sobre el o los móviles M) respecto al ruido ambiente.

20 Una fase 90 va a permitir a continuación, por fusión de los datos multiestáticos, eliminar eventuales ambigüedades correspondientes, determinar señales detectables efectivas donde se encuentran los móviles, esta vez en la forma de una localización espacial absoluta en distancia y velocidad. En otros términos, cada una de estas señales detectables podrá asociarse a un vector de estado posición/velocidad, del que es posible a continuación hacer un seguimiento o rastrear la pista, de manera conocida.

25 Esta eliminación de ambigüedades se realizará por asociación de las señales detectables detectadas y tratamientos de verosimilitud en posición y en velocidad relativa (denominados “*Multi Hypothesis Tracking*” (Seguimiento multihipótesis), y/o patente publicada FR-A-2 709 184). En efecto, las emisiones son idénticas. La energía por símbolo es insuficiente para que se pueda identificar el emisor a partir de las señales difractadas por los móviles. Las señales detectables detectadas están, por tanto, *a priori* indiferenciadas en los receptores desde el punto de vista del emisor origen.

30 La distinción entre los emisores fuente de las señales detectables por radar se realiza por tanto, por una parte, utilizando la directividad de la red de antenas de recepción, por otra parte, según los desplazamientos temporales y Doppler de las señales difractadas por los móviles, de las que podrá seguirse la pista.

La directividad de la antena red se aprecia naturalmente teniendo en cuenta su forma.

35 Así, un tratamiento de asociación temporal ordenado (por ejemplo por desviación temporal creciente con respecto al trayecto directo de un emisor dado en un receptor dado), que incluye las últimas hipótesis de posición, y la verdadera semejanza asociada de las mediciones, permite una eliminación de ambigüedad y el acceso a “señales detectables extraídas”.

45 La figura 8 explicita un ejemplo simplificado de sucesión de los ecos en el tiempo, que progresa de izquierda a derecha. Las tres líneas de esta figura 8 se refieren, de arriba abajo, a los receptores R12, R13 y R23. Las señales emitidas se distinguen abajo por un triángulo que apunta hacia arriba; los trayectos directos recibidos se distinguen arriba mediante un triángulo que apunta hacia abajo; los ecos (todas las celdas Doppler confundidas) se distinguen por un trazo vertical quebrado. Se supone en T_0 una sincronización perfecta de los emisores (bastaría con que se conocieran las desviaciones temporales de los emisores con respecto a esta sincronización perfecta).

50 Cada receptor, sabiendo donde se encuentra, identifica sin error las recepciones en trayecto directo.

R12 recibe en primer lugar el trayecto directo E1-R12 del emisor E1, después el de E2-R12 de E2; siguen un primer eco R12(u,1) debido a la acción Eu-M(1)-R12 de un emisor sobre un móvil M(1), y un segundo eco R12(v,2) de la forma Ev-M(2)-R12; viene finalmente el trayecto directo E3-R12.

R13 recibe en primer lugar los trayectos directos E1-R13, después E3-R13; sigue un eco R13(w,3) de la forma Ew-M(3)-R13; viene finalmente el trayecto directo E2-R13.

60 R23 recibe los trayectos directos E2-R23, después E3-R23 y finalmente el trayecto directo E1-R23, pero ningún eco.

65 Para cada receptor, la “parte temporal instrumentada” (TTI12, TTI13, TTI23) comienza en el primer trayecto directo recibido, para terminarse con la última señal útil recibida (no representada).

Lo más probable, temporalmente, es que los ecos R12u1 y R12v2 estén debidos respectivamente a los emisores E1 y E2 (pero el conocimiento de las posiciones y movimientos pasados de móviles puede conducir a otra situación). Por tanto tenemos $u=1$ y $v=2$, tal como se indicó *a priori* en el dibujo. Por el mismo motivo, $w=1$.

El tratamiento de asociación temporal ordenada va a permitir en este caso de identificar los móviles M(1), M(2) y M(3) a uno y solo móvil M.

Preferiblemente, este tratamiento hace intervenir varios receptores (R12, R23, R13) conjuntamente. Deben por tanto comunicarse por enlaces apropiados entre sí y/o con una estación central, que aproxima las señales detectables por radar que proporcionan estos receptores. Esto permite pasar de tramos de elipsoides a la intersección de éstos, que da una posición. La estación central puede encontrarse al nivel de uno de los receptores.

Uno o varios de los receptores y/o la estación central pueden dirigir a los emisores de teledifusión informaciones de servicio, para fines de retransmisión en su modulación (alquiler de canales en el propio sistema de teledifusión). Estas informaciones de servicio pueden referirse a los parámetros de trabajo del sistema, o incluso los resultados. Las informaciones están por tanto disponibles en la salida del receptor 110.

Otra idea importante de la presente invención es el recurso sistemático a la detección multiestática: la sola detección biestática puede inducir desensibilizaciones ligadas a zonas ciegas, en particular en caso de ecos móviles próximos al desorden de suelo.

Para ello, la invención prevé además que se añada, a los emisores hercianos existentes de teledifusión, emisores adicionales semejantes (modulación COFDM), pero que pueden estar "dedicados" a la detección.

Estos emisores, sincronizados sobre los de la red de difusión, no introducirán por esto ningún tipo de interferencia, siempre que sus reglas de implantación sean las mismas.

Tales emisores auxiliares pueden implantarse en la zona de sombra o zonas ciegas, o bien donde el relieve del terreno ha conducido a admitir una comunicación limitada en teledifusión. Pueden también implantarse en donde la disposición geográfica de los emisores de teledifusión se desvía demasiado de las configuraciones ideales para la detección multiestática, o bien en los emplazamientos en los que se desea una mejor precisión. Pueden asimismo preverse en forma de unidades móviles, que incluyen emisores y receptores.

El receptor 100 puede tener partes comunes con el receptor de vía 10-1 asociado al mismo elemento de antena. Puede también trabajar con una antena separada, que se hace eventualmente omnidireccional.

Por supuesto, la invención no se limita a los elementos descritos. En particular, la expresión "teledifusión" cubre no solamente las emisiones de tipo televisión, sino también, más en general, cualquier forma de transmisión de informaciones a distancia por vía radioeléctrica.

Anexo - Fórmulas

$$X(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \text{sim}b_j(t) \quad (1)$$

$$\text{sim}b_j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2)$$

$$\psi_{j,k}(t) = g_k(t - jD_s) \quad (3)$$

$$\begin{cases} -\Delta \leq t < T_s & g_k(t) = e^{2i\pi f_k t} \\ \text{en otro caso} & = 0 \end{cases} \quad (4)$$

$$C_{j,k} \in \{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\} \quad (5)$$

5

$$\Psi_{j,k}(t) = g_k(t - jD_s) = e^{2i\pi f_k(t - jD_s)} \quad (6)$$

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Receptor de detección de objetos móviles, que utiliza emisiones hercianas terrestres de teledifusión digital, realizadas por emisores que operan comúnmente basándose en una pluralidad de portadoras de frecuencias fijas, afectadas por una modulación digital por símbolos, tratada en multiplexación en frecuencia, ortogonal de una portadora a otra, comprendiendo dicho receptor:

- medios (10, 20) de recepción radioeléctrica, para captar las señales retrodifundidas por objetos bajo el efecto de dichos emisores hercianos,
- medios (30, 40, 50, 60) de tratamiento para realizar una discriminación de tales objetos, en principio según celdas distancia/Doppler, y
- medios auxiliares (100, 101, 110) para la adquisición de una referencia de sincronización con respecto a los emisores, para ajustar estas cajas celdas distancia/Doppler en el tiempo,

caracterizado porque los medios auxiliares que comprenden medios (100, 101, 110) para recibir y desmodular la señal directa herciana de teledifusión recibida de al menos uno de los emisores, para determinar los instantes de sincronización y los símbolos,

y porque los medios de tratamiento comprenden:

- medios (401, 403) de distribución Doppler, adecuados para repartir las señales recibidas según una pluralidad de vías Doppler, afectándoles en cada vía un desplazamiento de frecuencia asociado al rango de esta vía Doppler,
- medios (50) de compresión en distancia, adecuados para hacer la suma (506), para todas las portadoras, de las correlaciones (502, 504) bajo formas homólogas, de la salida de cada vía Doppler con los símbolos disponibles a la salida de los medios auxiliares, lo que proporciona muestras dispuestas en cajas celdas distancia/Doppler.
- medios (60) de integración Doppler coherente sobre durante un tiempo elegido, lo que proporciona cajas celdas distancia/Doppler integradas, y
- medios (80, 90) de postratamiento con seguimiento, dispuestos para comparar los ecos obtenidos en estas celdas, para obtener señales detectables por radar que contienen informaciones de posición/velocidad sobre uno o de los más objetos.

2. Receptor según la reivindicación 1, **caracterizado** porque el receptor comprende, a la salida de su fase (10) de recepción radioeléctrica, un convertidor (20) analógico/digital, seguido de una fase (30) de transformada de HILBERT, para obtener señales digitales complejas amplitud/fase y porque los medios (401, 403) de distribución Doppler y las fases siguientes operan en digital.

3. Receptor según la reivindicación 2, **caracterizado** porque los medios (50) de compresión en distancia comprenden fases (502) de transformada transformación de Fourier sobre trenes de datos temporales deslizantes resultado de la distribución Doppler, lo que regenera los símbolos tal como se recibieron, después correladores (504) temporales de éstos con la salida de los medios auxiliares, y un sumador (506) de la salida de los correladores para el conjunto de las portadoras.

4. Receptor según una de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado** porque los medios de recepción radioeléctrica comprenden una antena-red (A1-AP), y porque los medios (30, 40, 50) de tratamiento operan selectivamente sobre vías respectivamente asociadas a elementos de antena o grupos de elementos de antena separados, hasta los medios de postratamiento, que comprenden en cabecera medios (70) de recombinación de las salidas de estas vías, con vistas a una formación de haces.

5. Receptor según una de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado** porque los medios de recombinación de haz operan de manera adaptativa, en función de los móviles de los que se hace seguimiento y de los ecos observados.

6. Receptor según una de las reivindicaciones 1 a 5, **caracterizado** porque los medios de postratamiento comprenden medios (80) de detección con tasa de falsas alarmas constante.

7. Receptor según una de las reivindicaciones 1 a 6, **caracterizado** porque los medios de postratamiento comprenden una fase (90) de tratamiento multiestático, para definir cada señal detectable por radar a partir de varias parejas emisor-receptor.

ES 2 307 340 T3

8. Sistema de detección de objetos móviles, **caracterizado** porque comprende varios receptores (R12, R23, R13) según una de las reivindicaciones anteriores, colocados en emplazamientos elegidos, y medios para comparar las señales detectables por radar que proporcionan estos receptores.

5 9. Sistema según la reivindicación 8, **caracterizado** porque comprende medios para dirigir a los emisores de teledifusión informaciones de servicio, con fines de re-transmisión en su modulación.

10 10. Sistema según una de las reivindicaciones 8 y 9, **caracterizado** porque además de los emisores de teledifusión propiamente dichos, comprende emisores adicionales colocados en emplazamientos elegidos y que operan con la misma modulación que los emisores de teledifusión propiamente dichos.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

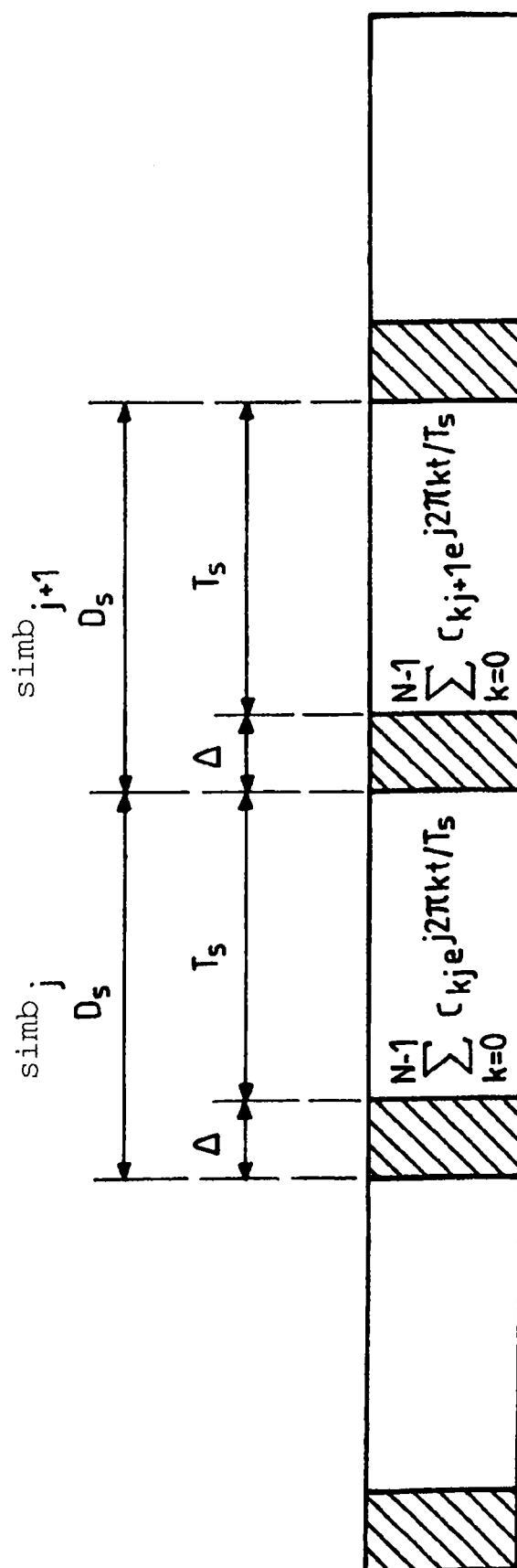


FIG.1

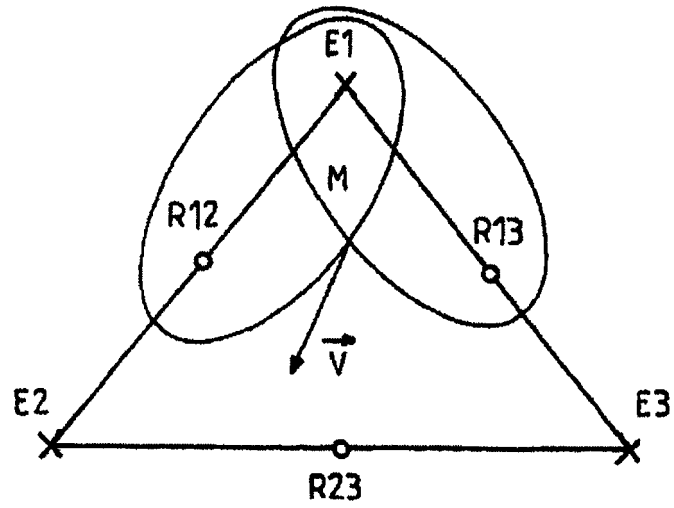


FIG. 2

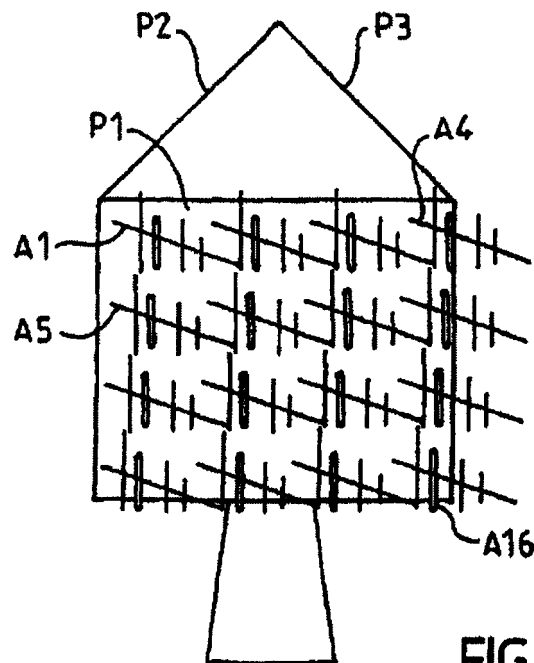
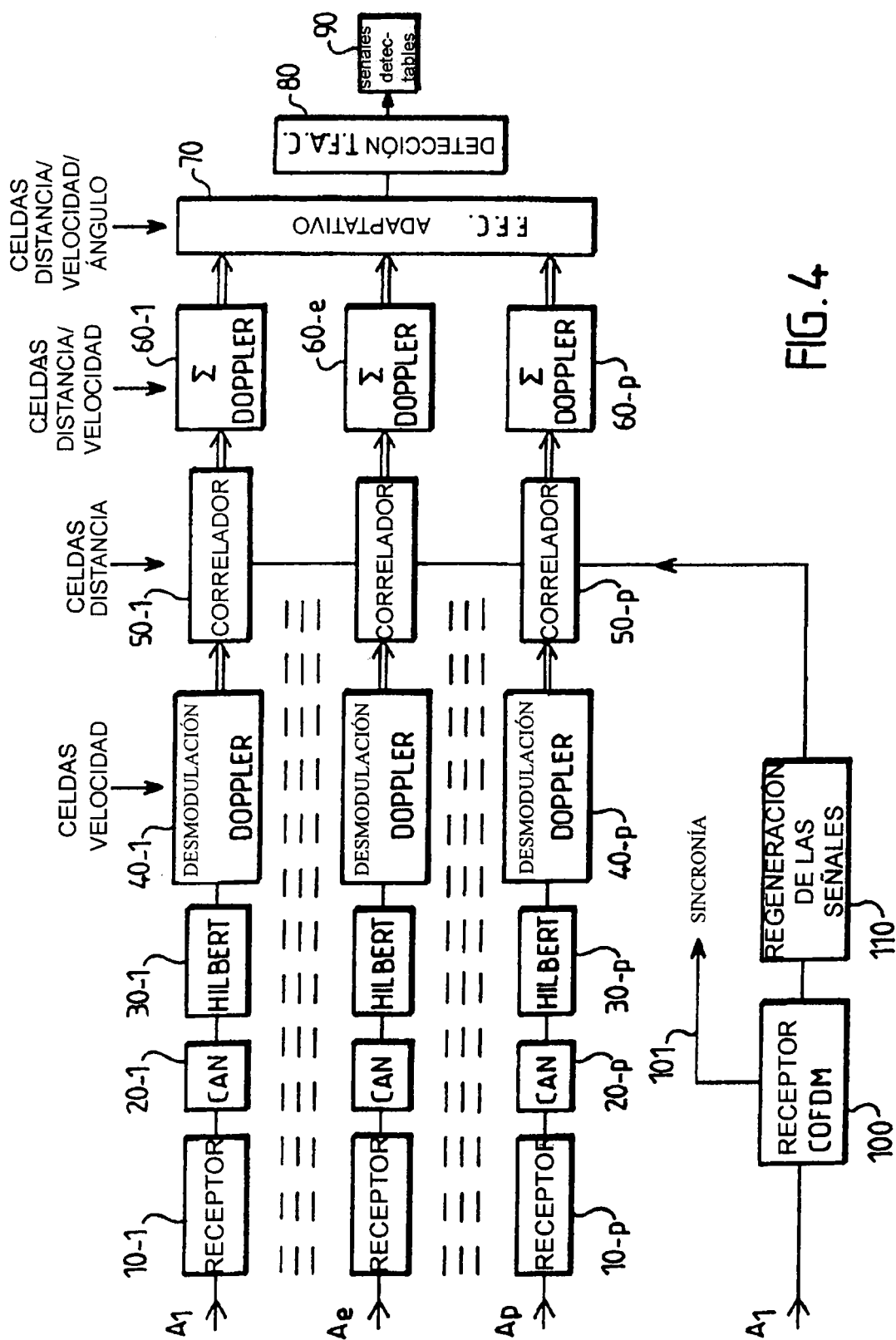


FIG. 3



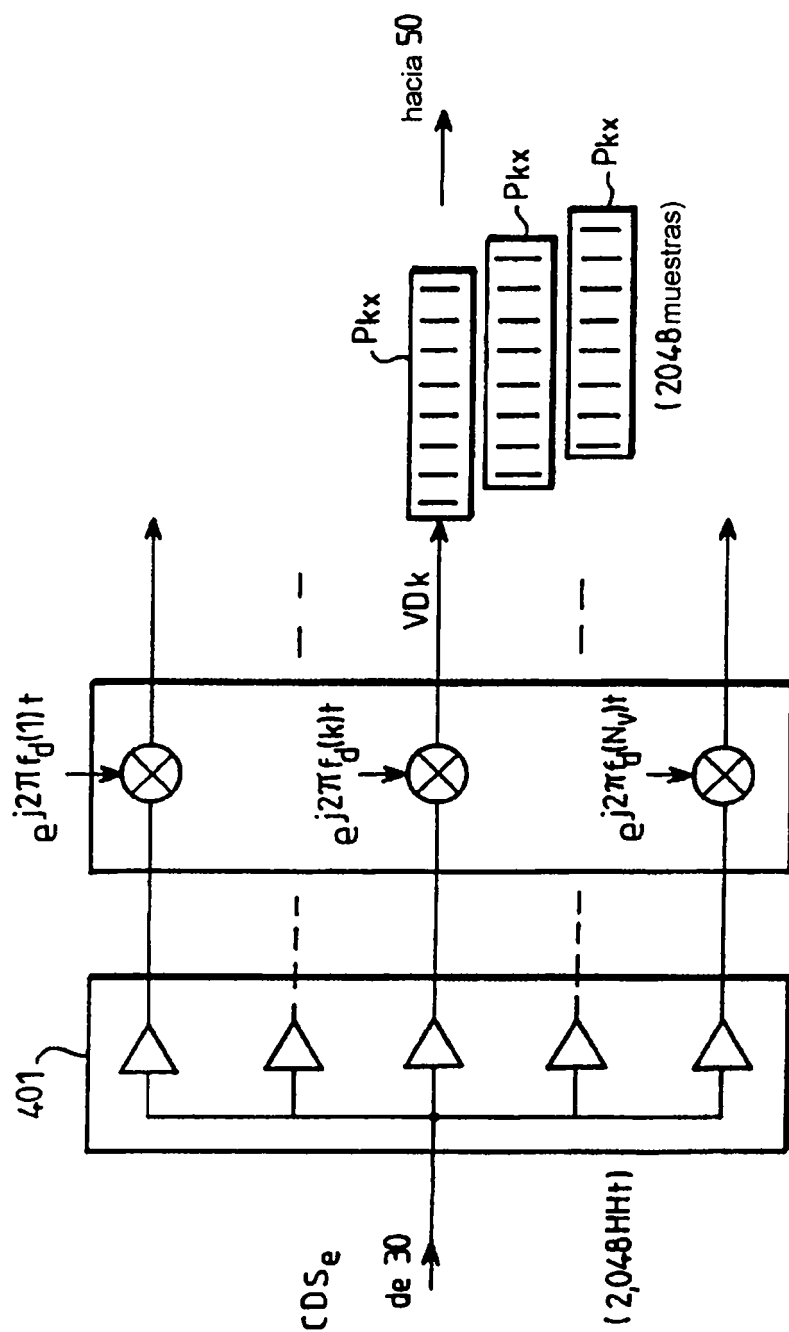


FIG.5

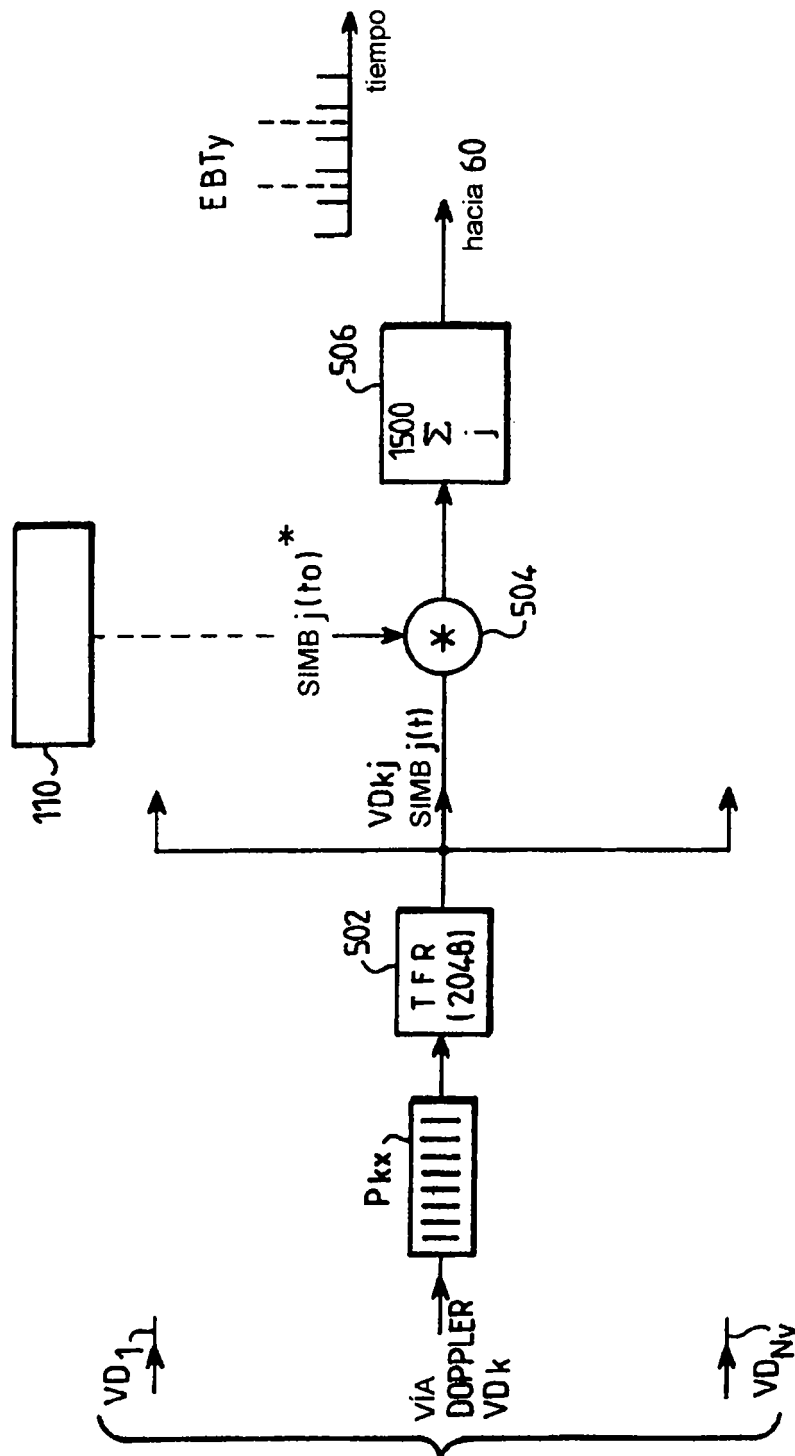
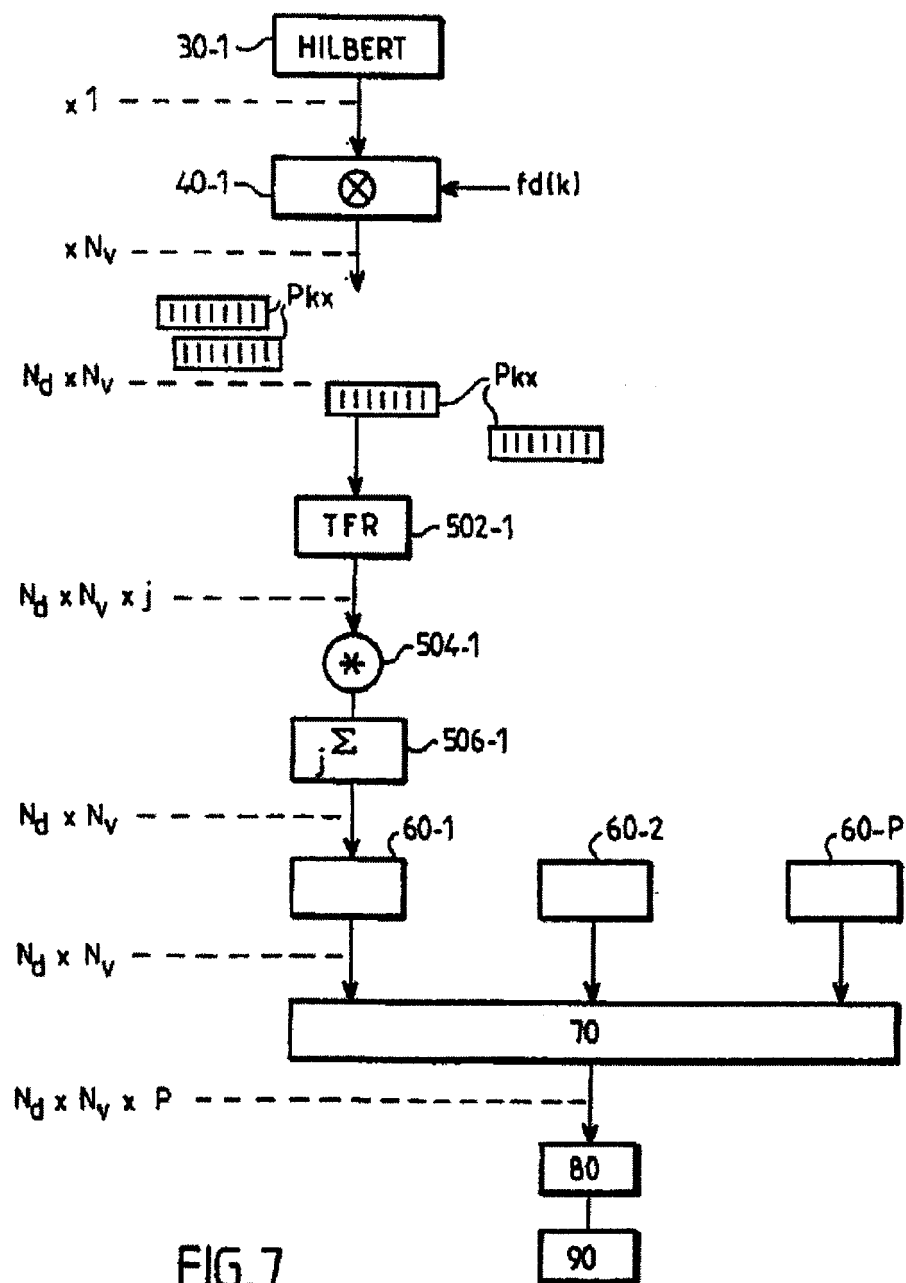


FIG. 6



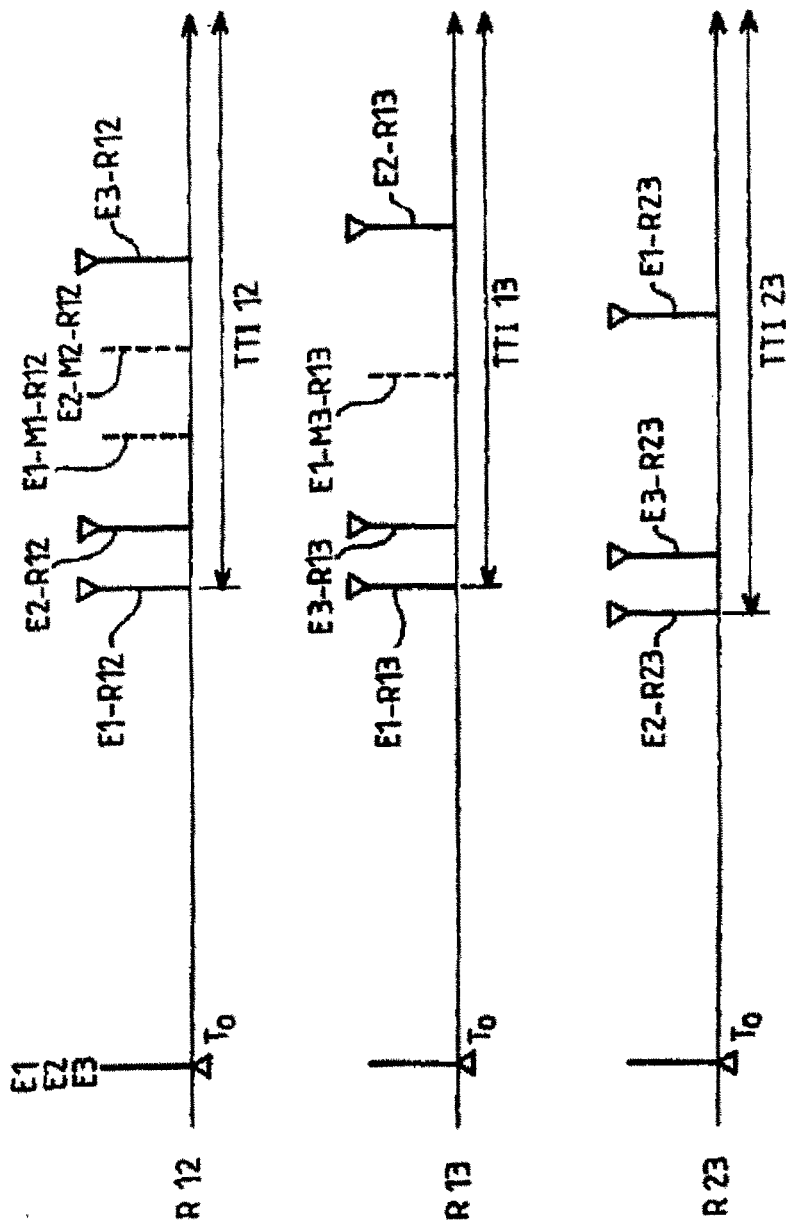


FIG.8