



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 282 802**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **04104886 .9**

86 Fecha de presentación : **05.10.2004**

87 Número de publicación de la solicitud: **1522871**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **13.04.2005**

54 Título: **Radar con formación de canales de telemetría sintéticos.**

30 Prioridad: **10.10.2003 FR 03 11895**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.10.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.10.2007

73 Titular/es: **Thales**
45, rue de Villiers
92200 Neuilly sur Seine, FR

72 Inventor/es: **Cornic, Pascal;**
Artis, Jean-Paul;
Le Bihan, Patrick y
Kemkemian, Stéphane

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

ES 2 282 802 T3

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

Radar con formación de canales de telemetría sintéticos.

5 La presente invención se refiere a un radar con formación de canales de telemetría sintéticos. La misma se aplica particularmente para radares aerotransportados, o más generalmente móviles, de apunte lateral.

10 En el ámbito de los radares aerotransportados que funcionan en la modalidad de aire-tierra, se pide a menudo detectar y localizar con una buena precisión blancos móviles, evolucionando a veces a velocidad muy baja con relación a tierra. Estas detecciones y localizaciones se realizan con la ayuda de tratamientos coherentes conocidos de tipo MTI según la expresión anglosajona "Moving Target Indicador". Por razones de economía, se puede buscar realizar con un mismo radar y particularmente con una misma antena una detección de tipo MTI y una detección de tipo SAR (Side Aperture Radar). Así, en el caso de una aeronave por ejemplo, un sistema de radar de bajo coste puede comprender una sola antena, fija con relación al portador y equipada con un solo canal de recepción, comprendiendo dicha antena un eje de apunte lateral, por ejemplo perpendicular con relación a la velocidad de desplazamiento del portador.

15 Estas dos funciones, detección de tipo MTI y vigilancia de tipo SAR, pueden conducir a incompatibilidades de realización. En efecto, en un tratamiento de tipo SAR, es deseable disponer de la mejor resolución transversal posible. Esta resolución se facilita particularmente por la relación $L/2$ donde L es la longitud de la antena. Ello implica particularmente una longitud de antena L lo más pequeña posible, lo cual produce un haz de antena ancho. Ahora bien por su parte, un tratamiento MTI necesita más bien un haz de antena estrecho con lóbulos secundarios lo más reducidos posibles.

20 Otro inconveniente que se opone a una solución económica tal como se ha definido anteriormente es la detección de blancos lentos entre los ecos de tierra. En efecto, la detección de blancos lentos en la pantalla de radar puede necesitar la realización de filtrados espacio-temporales adaptativos o no, realizables únicamente si el radar dispone de dos o varios haces de antena diferentes y canales de recepción asociados.

25 Se conoce un radar de canales de telemetría que comprenden medios de tratamiento de resolución Doppler, y equipado con una antena que comprende un canal de emisión y de recepción de señales, como se ha descrito en el artículo de T. Nohara: "Derivation of a 3-channel DPCA/monopulse radar using phased arrays" Telesystems conference 1994, Conference proceedings, 1994 IEEE National San Diego, CA, USA 26-28 Mayo 1994, New York, NY, USA IEEE, 26 de Mayo de 1994, páginas 243-246.

30 Un fin de la invención es particularmente permitir la realización de un radar equipado con una antena que comprende los menos canales de recepción posibles, por ejemplo uno solo, y que conserve los mejores rendimientos de detecciones. A este respecto, la invención tiene por objeto un radar de canal(es) de telemetría sintético(s) que comprende medios de tratamiento de resolución Doppler, equipado con una antena que comprende al menos un canal de emisión y de recepción de señales. El haz de antena se desduplica en n direcciones diferentes, desapuntándose el haz de una recurrencia a la siguiente, un canal sintético S_1, S_2, \dots, S_n que comprende las señales recibidas en una dirección dada, obteniéndose un canal de telemetría sintético mediante la combinación de un primer canal sintético S_1 y por un segundo canal sintético extrapolado S_2 , efectuándose la extrapolación del segundo canal S_2 en el ámbito de frecuencias multiplicando el resultado obtenido en cada filtro Doppler por un coeficiente complejo en función del orden del filtro y del retraso τ entre los canales sintéticos S_1, S_2 , los orígenes de los tiempos para el cálculo de las dos series de filtros asociadas cada una con un canal se desplazan de este retraso τ .

35 La invención tiene por principales ventajas que la misma puede aplicarse a numerosas aplicaciones de radar y que la misma es sencilla de realizar.

40 Otras características y ventajas de la invención aparecerán con la ayuda de la descripción que sigue realizada con respecto a los dibujos adjuntos que representan:

- la figura 1, por una forma simplificada una antena que se desplaza con relación a tierra;
- 45 - la figura 2, los lóbulos de antenas, principal y secundarios de la antena de la figura precedente;
- la figura 3, una ilustración del principio de funcionamiento de un radar según la invención;
- la figura 4, por un sinóptico una arquitectura de un radar según la invención;
- 50 - la figura 5, la posición de la antena precedente en dos momentos que corresponden a los comienzos de dos recurrencias sucesivas;
- la figura 6, un ejemplo de desapunte del haz de antena de un radar según la invención;
- 55 - la figura 7 una ilustración de la reposición de un canal sintético sobre otro;
- la figura 8, un ejemplo de extrapolación de señales en un canal de recepción sintético;

ES 2 282 802 T3

- las figuras 9a y 9b de los filtros Doppler dentro del ámbito de frecuencias obtenido por tratamiento en un radar según la invención.

La figura 1 presenta en forma simplificada una antena 1 que se desplace con relación a tierra a una velocidad V . Esta antena comprende un lóbulo principal 2 alrededor de su eje 3. Este lóbulo principal está rodeado de lóbulos secundarios 4. El haz de antena constituido por el lóbulo principal 2 barre por consiguiente la tierra. La antena está fijada sobre un portador móvil, por ejemplo una aeronave. La antena está por otro lado conectada con medios de emisión y de recepción de un radar. Este último emite por medio de la antena una señal de impulsos 5. El radar y su antena 1 son por ejemplo aerotransportados, siendo una misión la del radar la detección de blancos en la tierra.

La figura 2 muestra mediante otra forma de representación los lóbulos de la antena de la figura 1. Más particularmente esta figura representa clásicamente estos lóbulos por su ganancia G en función del ángulo de direccionado α con relación al eje 3 de la antena, también llamado eje radioeléctrico. A la ganancia G le sigue una curva en $\sin x/x$, centrada sobre el eje de antena correspondiente a $\alpha=0$. Esto corresponde a un ejemplo de antena sin ponderación de apertura. El lóbulo principal 21 que pasa por el punto $d=0$ comprende una zona llamada endoparasitaria 23. La perturbación de esta zona corresponde a los ecos de la tierra en el lóbulo principal debidos al desplazamiento de la antena 1.

Con un tratamiento clásico, se obtiene una zona endoparasitaria. Esta zona endoparasitaria 23 tiene como consecuencia que existe una velocidad mínima de blanco por debajo de la cual no se puede detectar. La anchura de la banda endoparasitaria 23 puede definirse por un ángulo del orden de k_0 veces su ángulo en 3dB indicado por θ_{3dB} . Se sabe por otro lado que la frecuencia Doppler f_d en función de la velocidad v_c de un blanco y la longitud de onda radar λ es facilitada por la relación siguiente:

$$f_d = \frac{2v_c}{\lambda} \quad (1)$$

Con la zona endoparasitaria 23 tal como se ilustra por la figura 2, existe una anchura de espectro inutilizable debido al desplazamiento de esta zona. En efecto cualquier blanco cubierto por esta zona en desplazamiento no será detectado. La velocidad de la zona endoparasitaria es igual a $V \sin(\theta_{3dB})$ donde V es la velocidad de la antena 1. Dado el bajo valor de θ_{3dB} , el ámbito velocidad de la zona endoparasitaria puede considerarse como que es igual a $V \theta_{3dB}$. La anchura de espectro inutilizable ΔF puede por consiguiente facilitarse por la relación siguiente:

$$\Delta F = \frac{2V \theta_{3dB}}{\lambda} k_0 \quad (2)$$

La constante k_0 puede estar comprendida entre 1 y 2,5. La misma depende particularmente del suelo y de las resoluciones Doppler o distancia del radar. A continuación para facilitar la descripción, uno se sitúa en el caso en que $k_0 = 1$.

Para un ejemplo de aplicación donde la velocidad V es igual a 50 m/s, la longitud de onda λ es igual a 3 cm y θ_{3dB} igual a 85 miliradianes que corresponden a 5° , la anchura de espectro inutilizable ΔF es del orden de los 300 Hz, o sea en la práctica ± 150 Hz. Esto corresponde haciendo referencia a la relación (1) a una velocidad mínima de blanco V_{\min} del orden de 2,2 m/s por debajo de la cual ninguna detección es posible. Todos los blancos con velocidades inferiores son entonces cubiertos por la zona endoparasitaria 23.

Para reducir el efecto de la zona endoparasitaria, es preciso disminuir la anchura del lóbulo de antena para reducir el ángulo θ_{3dB} y por consiguiente disminuir ΔF . Para obtener dicho resultado, basta con aumentar la anchura de la antena, y por consiguiente incidentalmente el coste. Sin embargo, las aplicaciones de tipo SAR necesitan una anchura de lóbulo lo más grande posible. En particular, la resolución transversal está directamente relacionada con la magnitud U_2 donde L es la anchura de la antena. Es preciso por consiguiente en este caso una antena de poca anchura. Existe por consiguiente una contradicción entre las aplicaciones de detección MTI y de vigilancia SAR.

La utilización de una sola antena para las dos aplicaciones plantea por consiguiente un problema. A este problema se añade un problema de localización en caso de utilización de un solo canal de recepción. En efecto en este caso la precisión de localización bruta es igual a $R x \theta_{3dB}$ donde R representa la distancia de la antena respecto al blanco. Tomando $R = 10$ km y $\theta_{3dB} = 85$ miliradianes, se obtiene una resolución igual a 850 metros, lo cual no es satisfactorio. Otro canal de recepción, en particular un canal de telemetría es entonces necesario para mejorar la precisión de localización. Dos canales de recepción son por consiguiente como mínimo necesarios.

La figura 3 ilustra el principio de funcionamiento de un radar según la invención. El radar elabora de forma secuencial n canales de emisión/recepción de radar S_1 a S_n correspondientes respectivamente a ganancias G_1 a G_n apuntando sucesivamente, de recurrencia en recurrencia la antena radar en n direcciones diferentes $\theta_k, \theta_{k+1}, \theta_{k+2}, \dots, \theta_{k+n}$.

La figura 4 ilustra mediante un sinóptico la arquitectura del radar. Esta puede ser clásica. El radar comprende un emisor 41, un receptor 42 y medios de tratamiento 43. Estos medios de tratamiento están conectados con el emisor y

ES 2 282 802 T3

con el receptor mediante circuitos de interfaz y de control no representados. El emisor y el receptor están conectados con la antena 1 mediante un circulator de hiperfrecuencia 44. El radar es por ejemplo aerotransportado y funciona en la modalidad de aire/tierra sin ambigüedad Doppler, en apunte lateral. La antena 1 es dirigida hacia tierra según un ángulo de inclinación en emplazamiento fijo por ejemplo. Esta antena 1 barre la tierra en acimut mediante barrido electrónico, por ejemplo en módulo activo, de forma que sea posible conmutar el haz de antena muy rápidamente. Es entonces particularmente posible orientar el haz de antena en dos direcciones diferentes en el transcurso de dos recurrencias de radar sucesivas. La antena 1 podría también barrer el suelo en elevación con el mismo principio.

La figura 3 ilustra el funcionamiento de un radar según la invención para n recurrencias radar sucesivas de órdenes $k, k+1, k+2, \dots, k+n$. El periodo de recurrencia es T_R . Cada recurrencia comprende un impulso radar de tiempo T . En la recurrencia de orden k el haz de antena 2 es apuntado en una dirección dada formando un ángulo θ_k con el eje de antena. Luego en las recurrencias de órdenes $k+1, k+2, \dots, k+n$ el haz 2 es apuntado respectivamente en direcciones sucesivas formando respectivamente ángulos $\theta_{k+1}, \theta_{k+2}, \dots, \theta_{k+n}$ con el eje de antena. A la recurrencia $k+n$ el haz de antena vuelve a la misma dirección que la de la recurrencia k , es decir que $\theta_k = \theta_{k+n}$. El paso de desapunte es por ejemplo del orden de la anchura de 3dB del lóbulo de antena. En un caso de aplicación tal como se ha ilustrado por la figura 1 los desapuntes $\theta_k, \theta_{k+1}, \theta_{k+2}, \dots, \theta_{k+n}$ se realizan por ejemplo en acimut. Se puede desde luego considerar aplicaciones con estos mismos desapuntes en emplazamiento.

A título de ejemplo, el tiempo de impulso $T = 10 \mu s$ y el período de recurrencia $T_R = 100 \mu s$. De preferencia, la frecuencia de recurrencia $1/T_R$ se supone muy elevada con relación a la velocidad del portador de forma que el desplazamiento de la antena durante un pequeño número de recurrencias, por ejemplo 2 ó 3, sea el mismo muy bajo con relación a la dimensión de la antena en la dirección del desplazamiento como lo muestra la figura 5.

La figura 5 ilustra por consiguiente la posición de la antena 1 en dos momentos que corresponden a los comienzos de dos recurrencias sucesivas. La antena con una anchura L . Entre dos recurrencias sucesivas la misma se desplaza una distancia δ en la dirección del vector de velocidad V de la antena. El desplazamiento δ es bajo ante la anchura L de la antena. A título de ejemplo, se puede considerar una velocidad V de 50 m/s, un tiempo de recurrencia T_R de 100 μs y una longitud de antena L de 40 cm. Durante un tiempo de recurrencia, la amplitud del desplazamiento es entonces de 0,5 cm y de 1,5 cm durante tres periodos de tiempo de recurrencia, o sea aproximadamente $1/30^a$ de la longitud de la antena. En estas condiciones el ángulo bajo el cual es apreciado un punto cualquiera de la tierra varía poco durante dos recurrencias debido al desplazamiento del radar. Así a 3 kilómetros, que corresponde al alcance mínimo, el ángulo de vista varía como máximo de 1,5 cm/3 km o sea 5×10^{-6} radianes. Esto es cierto igualmente para la variación de ángulo de vista relacionado con el desplazamiento propio del blanco, en los casos usuales. Si la antena está dirigida en la misma dirección en los instantes $t = kT_R$ y $t = (k+n)T_R$, por ejemplo $n=2$ ó $n=3$, la ganancia de antena en amplitud en una dirección dada puede por consiguiente considerarse como idéntica a estos dos momentos kT_R y $(k+n)T_R$. En efecto, en los casos clásicos, la variación de ángulo de vista es entonces despreciable ante la apertura de la antena.

Así, en el caso de la figura 3 y según las hipótesis precedentes, la ganancia de antena en amplitud en una dirección dada puede por consiguiente considerarse como idéntica a la recurrencia k y a la recurrencia $k+3$, tomando $n=3$. Considerando una apertura de antena de 5° ó 0,087 radianes, se produce una variación relativa de $5,7 \times 10^{-5}$ en un intervalo de tiempo de tres recurrencias.

Por otro lado, se puede considerar que el radar se desplaza a una altitud sustancialmente constante, a una velocidad V relativamente lenta con relación a tierra. En esta hipótesis, el radar no presenta ambigüedad Doppler respecto a los ecos de tierra ni respecto a los blancos útiles que muestrean la señal recibida a intervalos de tiempo regulares de algunas recurrencias, por ejemplo dos o tres. A título de ejemplo, considerando que:

- la velocidad de radar $V = 50$ m/s;

- el ámbito ilustrado por el lóbulo principal de antena en acimut es reducido, lo cual es el caso en general, definiéndose este ámbito por un ángulo θ_z en radianes;

- la velocidad máxima del blanco $v_{\text{max}} = 30$ m/s;

- la longitud de onda del radar $\lambda = 3$ cm;

la banda Doppler de los ecos de suelo vistos por el lóbulo principal en acimut es igual

$$\text{a: } \frac{2V\theta_z}{\lambda}.$$

La rotación de fase máxima de los ecos de tierra, en el lóbulo principal, entre n recurrencias sucesivas que corresponden a esta banda son por consiguiente

$$\text{iguales a } \frac{2n\pi V\theta_z}{\lambda} T_R.$$

ES 2 282 802 T3

Así, para $T_R=100 \mu s$ y $n=2$, la rotación de fase es igual a $0,029\pi$. Para $T_R=100 \mu s$ y $n=3$, la rotación de fase es igual a $0,029\pi$.

De igual modo, la rotación de fase máxima sobre un blanco entre n

$$\text{recurrencias es igual a } \frac{2n\pi V_{c \text{ max}}}{\lambda} T_R,$$

o sea $0,4\pi$ para $n=2$ y $0,6\pi$ para $n=3$.

En estas condiciones, es posible a partir de las señales recibidas muestreadas en las recurrencias kT_R y/o $(k+n) T_R$ estimar la fase de las mismas señales en cualquier momento comprendido entre estos dos instantes de muestreo, por ejemplo $(k+1)T_R$, para cada frecuencia Doppler posible.

La figura 6 ilustra un ejemplo de funcionamiento de un radar según la invención. Un radar según la invención dirige sucesivamente la antena en n direcciones diferentes, de recurrencia en recurrencia, alrededor de un valor medio angular θ . El número n de direcciones puede ser pequeño, por ejemplo 2 ó 3, de forma particularmente que las hipótesis realizadas anteriormente sean respetadas. En el caso de la figura 6, el número de direcciones es $n=2$. Por otro lado, el paso de desapunte del valor medio en acimut es por ejemplo igual a la media anchura del haz de 3dB, o sea un ángulo de desapunte igual a $\theta_{3dB}/2$. Este desapunte se realiza de forma continua o discreta. En este último caso se incrementa de ciclo de tratamiento en ciclo de tratamiento, un ciclo de tratamiento que comprende N recurrencias, siendo N por ejemplo igual a 128. Esta conmutación de haz se inscribe por ejemplo en un ciclo de barrido global que permite cubrir el conjunto del ámbito de detección.

La antena utilizada es del tipo de la indicada en la figura 1 con un solo canal de emisión/recepción. Los desapuntes sucesivos de cada lado del eje de antena θ son por consiguiente $-\theta_{3dB}/2$ y $+\theta_{3dB}/2$. Para las recurrencias de orden par $2k$, el desapunte es por ejemplo $-\theta_{3dB}/2$ y para las recurrencias de orden impar $2k+1$ el desapunte es por ejemplo $+\theta_{3dB}/2$. Se obtienen así dos series de señales recibidas $S_1(2k)$ y $S_2(2k+1)$. Un radar según la invención se refiere a estas dos series de señales como si procediesen de dos canales de emisión y de recepción diferentes recalando un canal en el otro para que las señales así muestreadas tengan el mismo origen de tiempos. La figura 7 ilustra este desfase. Debido a que las señales reales muestreadas son retenidas por un periodo de muestreo de dos en cada canal S_1 , S_2 las muestras del segundo canal S_2 están desfasadas en un periodo de muestreo T con relación a las muestras del primer canal S_1 . El canal extrapolado S_2 es recalado por consiguiente en el canal S_1 para que las muestras de los dos canales tengan el mismo origen de tiempos. De este modo, las señales muestreadas de mismo orden corresponden a un mismo instante de muestreo.

Una señal $S_1(2k)$ es emitida y recibida en un primer canal S_1 y una señal $S_2(2k+1)$ es emitida y recibida en un segundo canal S_2 . En este caso, cada canal S_1 , S_2 recibe solamente una señal de dos. Las otras señales se obtienen por estimación. Así, considerando el primer canal S_1 , para obtener la totalidad de las recurrencias, se estiman las señales $S_1(2k+1)$. Para un número $2N$ de recurrencias necesarias para la integración de las señales por los medios de tratamiento de radar, la secuencia de señales tratadas por el canal S_1 es por consiguiente:

$$S_1(2k), \hat{S}_1(2k+1), S_1(2k+2)...$$

donde $S_1(2k+1)$ es el valor estimado de la señal para una recurrencia del orden de $2k+1$. De igual modo, para el segundo canal S_2 trata las señales:

$$S_2(2k+1), \hat{S}_2(2k+2), S_2(2k+3)...$$

Un primer ejemplo de estimación puede ser una extrapolación definida por la relación siguiente:

$$\hat{S}_1(2k+1) = \frac{S_1(2k) + S_1(2k+2)}{2} \quad (3)$$

Una extrapolación de este tipo se ilustra en la figura 8, las magnitudes representativas de las señales $S_1(2k)$ y $S_1(2k+2)$ son magnitudes vectoriales y están definidas por:

$$S_1(k) = G_1(k)e^{j\varphi_k} \quad (4)$$

$G_1(k)$ y φ_k son respectivamente la ganancia y la fase de la señal recibida en el canal S_1 . En las hipótesis retenidas anteriormente, se puede estimar que la ganancia permanece constante entre las recurrencias $2k$ y $2k+2$. Debido al desfase de $\varphi_{2k} - \varphi_{2k+2}$ entre los vectores $S_1(2k)$ y $S_1(2k+2)$, el módulo del vector $\hat{S}_1(2k+1)$ corresponde a la mitad de la suma de estos módulos. En otras palabras, estos módulos representan las ganancias de las señales, la ganancia de

ES 2 282 802 T3

$\hat{S}_1(2k+1)$ es inferior a $\frac{1}{2}(G_1+G_1)$. Con esta extrapolación, la ganancia de la señal extrapolada a la recurrencia $2k+1$ es por consiguiente inferior a las ganancias de las señales en las recurrencias $2k$ y $2k+2$ que les son sustancialmente iguales. Esta extrapolación funciona para bajas velocidades del portador pero no es aceptable para las velocidades importantes. En efecto para las pequeñas velocidades el arco de círculo 80 comprendido entre los extremos de los vectores $S_1(2k)$ y $S_1(2k+2)$ puede confundirse con su arco al cual pertenece el extremo del vector $\hat{S}_1(2k+1)$.

Según la invención, otro tipo de extrapolación puede ser utilizado, más fiable. El tiempo de integración de un tratamiento MTI, o tiempo de observación coherente es $2NT_R$. En este modo de interpolación, las ganancias $G_1(2k)$ y $G_2(2k+1)$ se suponen constantes. A partir de las señales $S_1(2k)$ y $S_2(2k+1)$, el radar según la invención realiza una primera transformada de Fourier (FFT) sobre los N puntos disponibles en el canal S_1 , por consiguiente sobre las N señales $S_1(2k)$, y una segunda transformada de Fourier en el canal S_2 , por consiguiente sobre las N señales $S_2(2k+1)$. Dos espectros $S_1(f)$ y $S_2(f)$ que corresponden a dos direcciones de llegada diferentes, $-\theta_{3dB}/2$ y $+\theta_{3dB}/2$ por ejemplo, y desfasados por una recurrencia son por consiguiente obtenidos. Estos espectros se ilustran se ilustran respectivamente por las figuras 9a y 9b en un sistema de ejes donde las ordenadas representan las ganancias de las señales recibidas y las abscisas las frecuencias. Clásicamente, se obtiene una serie de filtros Doppler 81, 82. Las señales recibidas de los dos canales de recepción son extrapoladas en fase entre dos momentos de muestreo sucesivos, en función de la frecuencia Doppler esperada, para todas las frecuencias Doppler posibles teniendo en cuenta el ámbito de frecuencias ocupado por la perturbación de tierra y los blancos útiles. Esta interpolación se realiza de preferencia dentro del ámbito de frecuencias, después del tratamiento FFT, multiplicando en un canal de recepción dado el resultado obtenido en cada filtro Doppler por un coeficiente complejo en función del número de filtro y del retardo entre los dos canales como se ha indicado a continuación.

Los tiempos de observación coherente al ser iguales a $2NT_R$, la resolución en cada filtro Doppler es $1/2NT_R$. Un filtro de orden i corresponde a una frecuencia Doppler $F_{d_i} = 1/2NT_R$. En la práctica N puede ser por ejemplo igual a 1024, el índice i varía entonces de 1 a 1024. Para este filtro Doppler de orden i , entre dos recurrencias sucesivas la rotación de fase $\Delta\varphi_i = 2\pi F_{d_i} T_R$. Dado que los dos espectros $S_1(f)$ y $S_2(f)$ de las figuras 8a y 8b están desfasados por ejemplo por una recurrencia, basta con aplicar este desfase $\Delta\varphi_i$ sobre las señales de uno de los canales. En otras palabras, si el canal S_1 es de antemano una recurrencia con relación al canal S_2 y la FFT comprende N puntos sobre un tiempo de $2NT_R$, la salida del filtro Doppler de índice i del canal S_1 se multiplica por $e^{i\Delta\varphi_i}$, para restituir una señal a la salida del canal S_1 síncrono del canal S_2 . Un retraso es así sustituido por un desfase y el funcionamiento es llevado de nuevo a un funcionamiento con dos canales perfectamente síncronos. Los coeficientes complejos $e^{i\Delta\varphi_i}$ son ventajosamente obtenidos por la resolución Doppler obtenida por los medios de tratamiento del radar, particularmente en el caso de un tratamiento del tipo MTI.

Para formar una señal diferencia Δ , se obtiene $S_1 - \hat{S}_2$ y la secuencia estimada \hat{S}_2 corresponde a la secuencia de muestreados iniciales S_2 estimados en los mismos momentos que los instantes de la secuencia S_1 .

Por ejemplo, una FFT se realiza primeramente sobre las señales disponibles del canal S_1 , es decir sobre las muestras de señales recibidas en las recurrencias de orden $2k$ durante el tiempo de integración $2NT_R$. De igual modo una FFT se realiza sobre las señales disponibles del canal S_2 , para las muestras de orden $2k+1$. Luego la extrapolación se realiza sobre el canal de diferencia Δ como sigue:

$$\Delta(k) = S_1(k) - S_2(k+1)e^{-j\Delta\varphi_i} \quad (5)$$

Esta escritura simbólica significa que el canal de diferencia Δ se obtiene por la diferencia de señales del ámbito de frecuencias del canal S_1 y del canal S_2 extrapolado. La extrapolación del canal S_2 se define como anteriormente por multiplicación de los resultados de cada filtro por el coeficiente complejo $e^{-i\Delta\varphi_i}$. El orden de k indicado entre paréntesis para Δ y S_1 y el orden $k+1$ indicado por S_2 significan que el origen de los tiempos para la FFT se toma por la recurrencia de orden k para S_1 y que el origen de las señales se toma para la recurrencia de orden $k+1$ para S_2 , más precisamente en kT_R para S_1 y en $(k+1)T_R$ para S_2 . En otras palabras, la relación (5) implica que el resultado del filtro $\Delta_k(f,i)$ del canal diferencia es:

$$\Delta(f, i)_k = S_1(f,i)_k - S_2(f,i)_{k+1} e^{-j\Delta\varphi_i} \quad (6)$$

donde $S_1(f,i)_k$ representa el resultado del filtro de orden i para la FFT realizada sobre las señales del canal S_1 y donde $S_2(f,i)_{k+1}$ el resultado del filtro de orden i para la FFT realizada sobre las señales del canal S_2 . Los índices k y $k+1$ sobre S_1 y S_2 recuerdan que los dos canales están desfasados por una recurrencia.

Si el origen de los tiempos es tomado no ya por las recurrencias k y $k+1$, sino por las recurrencias $k-1$ y k , el canal de diferencia se obtiene entonces según la relación siguiente:

$$\Delta(k-1) = S_1(k-1)e^{-j\Delta\varphi_i} - S_2(k) \quad (7)$$

ES 2 282 802 T3

Es el canal S_1 el que se extrapola aquí multiplicando los resultados de un filtro de orden i por $e^{-j\Delta\varphi_i}$. Con los mismos elementos que los de la relación (6), el resultado de un filtro de orden i está entonces definido como sigue:

$$\Delta(f, i)_{k-1} = S_1(f, i)_{k-1} e^{-j\Delta\varphi_i} - S_2(f, i)_k \quad (8)$$

Es igualmente posible obtener el canal de telemetría la suma de Σ definida por:

$$\Sigma(k) = S_1(k) + S_2(k+1)e^{j\Delta\varphi_i} \quad (9)$$

o por la relación siguiente:

$$\Sigma(k-1) = S_1(k-1) e^{-j\Delta\varphi_i} + S_2(k) \quad (10)$$

Las operaciones son las mismas que el del canal de diferencia salvo que los elementos son adicionados y no restados.

El ejemplo precedente es un caso donde $n=2$, es decir donde el haz se desapunta en dos direcciones diferentes. Desde luego es posible tomar n diferente. En el caso de $n=3$, se pueden obtener tres canales que se pueden combinar entre sí conforme a las relaciones (5) a (10) para obtener los canales de telemetría deseados. En este caso el retraso entre dos canales puede llegar hasta dos recurrencias, o sea $2T_R$.

Como lo indican las relaciones (7), (8), (9) y (10) el radar explota dos series de filtros, una primera serie procedente del primer canal S_1 y una segunda serie de filtros procedentes del segundo canal S_2 . Estas dos series tienen el mismo número de filtros, variando el orden i de 1 a N . La combinación de canales se realiza combinando entre sí los resultados de los filtros de idéntico orden, es decir que el filtro de orden i del canal S_1 se combina con el filtro de orden i del canal S_2 sabiendo que para el cálculo de los filtros, particularmente por medio de una FFT, los orígenes de los tiempos están desfasados por un tiempo τ que corresponde al retraso entre los canales. Este retraso τ es igual a una recurrencia T_R cuando el número n de desapuntados, por consiguiente de series de filtros es igual a dos. Puede ser igual a pT_R , cuando el número de desapuntados es igual a un número n superior a dos, donde $p < n$. A este desfase sobre el origen de los tiempos se añade una extrapolación definida por el coeficiente complejo $e^{j\Delta\varphi_i}$.

Este coeficiente complejo es así mismo función del retraso. En el ejemplo de la figura 6, donde el retraso entre los dos canales es de una recurrencia T_R , la fase $\Delta\varphi_i$ de este coeficiente complejo es igual a $2\pi Fd_i T_R$. Más generalmente, esta fase es igual a $2\pi Fd_i \tau$ donde τ es el retraso anteriormente citado.

Así es posible según la invención a partir de un solo canal físico de emisión y de recepción obtener un canal de diferencia y o un canal de adición. A partir de las combinaciones lineales de las señales reconstituidas procedentes de los canales Δ y Σ , estas señales se toman en momentos diferentes, es posible construir un filtro blanqueador sobre la perturbación del lóbulo principal ilustrado por la figura 2, más particularmente sobre la zona de perturbación 23. Un tratamiento se describe en la obra de Philippe Lacomme "Radars aéroportés et spatiaux" de las Ediciones Masson - 1995. El tratamiento se describe más particularmente en páginas 133 y 134 en el capítulo 4.3.2.1 respecto al tratamiento DPCA. Basta con aplicar este tratamiento a los canales sintéticos de telemetría Δ y Σ definidos según la invención.

La invención permite por consiguiente añadir canales de telemetría sintéticos. En el ejemplo indicado anteriormente, el radar dispone de un solo canal de emisión y de recepción. La invención se aplica evidentemente a un radar que tiene más de un canal de emisión y de recepción. Este puede ser el caso por ejemplo de un radar equipado con una antena que comprende dos canales físicos. Un radar de este tipo puede por ejemplo ser utilizado para realizar un tratamiento adaptativo del tipo STAP (Spatio Temporal Adaptive Processing) asociado con una medición de telemetría. El tratamiento adaptativo necesita dos canales distintos. Las mediciones de telemetría pueden entonces realizarse por el canal sintético suplementario. En tal caso, se realizan funciones de radar que necesitan al menos tres canales de recepción con solamente dos canales físicos. Ventajosamente, un radar según la invención permite eliminar así la perturbación de tierra por filtrado espacio-temporal adaptativo o no, a partir de los canales de telemetría así formados.

Ventajosamente, se puede aplicar el desapunte únicamente en la recepción, siendo la emisión por otro lado fija es decir de hecho sin desapunte. Se produce una flexibilidad de utilización. El tratamiento descrito anteriormente lo era en acimut. Puede desde luego serlo en elevación. Una telemetría endoperturbadora y una telemetría exoperturbadora pueden ser realizadas a partir de un solo canal de recepción que realiza tres canales sintéticos, es decir conmutando por ejemplo en tres direcciones diferentes.

La invención puede así ventajosamente aplicarse a numerosas aplicaciones radar. En particular, jugando con el número de canales sintéticos. La invención es por otro lado sencilla de realizar en la medida en que no es necesario añadir material suplementario con la condición de que el radar tenga medios de desapunte del haz efectivos así como medios de cálculo suficientes, obteniéndose los canales sintéticos por tratamiento. El desapunte del haz de antena es en particular muy cómodo para los radares equipados con antena de barrido electrónico.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Radar de canal(es) de telemetría sintético(s) que comprende medios de tratamiento de resolución Doppler, equipado con una antena (1) que comprende al menos un canal de emisión y de recepción de señales (5), **caracterizado** porque el haz de antena (2) es desapuntado en n direcciones diferentes ($\theta_k, \theta_{k+1}, \theta_{k+2}, \dots, \theta_{k+n}$) desapuntándose el haz de una recurrencia a la siguiente, un canal sintético (S_1, S_2, \dots, S_n) que comprende las señales recibidas en una dirección dada, obteniéndose un canal de telemetría sintético por combinación de un primer canal sintético (S_1) y por un segundo canal sintético extrapolado (S_2), realizándose la extrapolación del segundo canal (S_2) dentro del ámbito de frecuencias multiplicando el resultado obtenido en cada filtro Doppler por un coeficiente complejo en función del orden i del filtro y de retraso τ entre los dos canales sintéticos (S_1, S_2), desfasándose los orígenes de los tiempos para el cálculo de las dos series de filtros asociadas cada una con un canal por este retraso τ .
- 10 2. Radar según la reivindicación 1, **caracterizado** porque el haz de antena (2) se desapunta en la recepción.
- 15 3. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado** porque el haz de antena (2) se desapunta sucesivamente en dos direcciones.
- 20 4. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado** porque el haz de antena (2) se desapunta sucesivamente en tres direcciones.
- 25 5. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el ángulo de desapunte del haz de antena (2) es del orden de la anchura del haz en 3dB, θ_{3dB} .
- 30 6. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el coeficiente complejo es $e^{i\Delta\varphi_i}$ donde $\Delta\varphi_i = 2\pi Fd_i T_R$, siendo τ la frecuencia de un filtro Doppler del orden de i y τ el retraso entre los dos canales S_1 y S_2 .
- 35 7. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque un canal sintético es un canal de diferencia Δ obtenida por la diferencia del primer canal sintético (S_1) y del segundo canal sintético extrapolado (S_2).
- 40 8. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque un canal sintético es un canal de suma Σ obtenido por la suma del primer canal sintético (S_1) y el segundo canal sintético extrapolado (S_2).
- 45 9. Radar según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque funcionando en la modalidad de aire-tierra, elimina la perturbación de tierra por filtrado espacio-temporal a partir de al menos un canal de telemetría sintético.
- 50 10. Radar según la reivindicación 3, **caracterizado** porque comprende un canal de telemetría endoperturbador y un canal de telemetría exoperturbador.
- 55
- 60
- 65

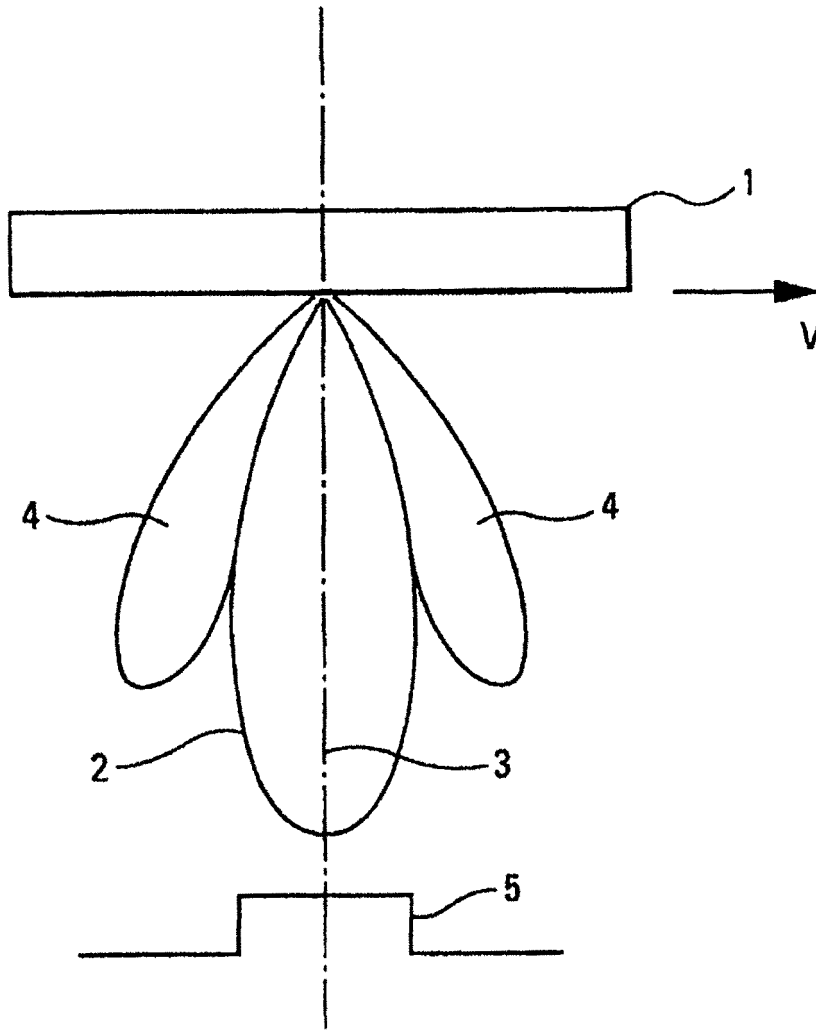


Fig. 1

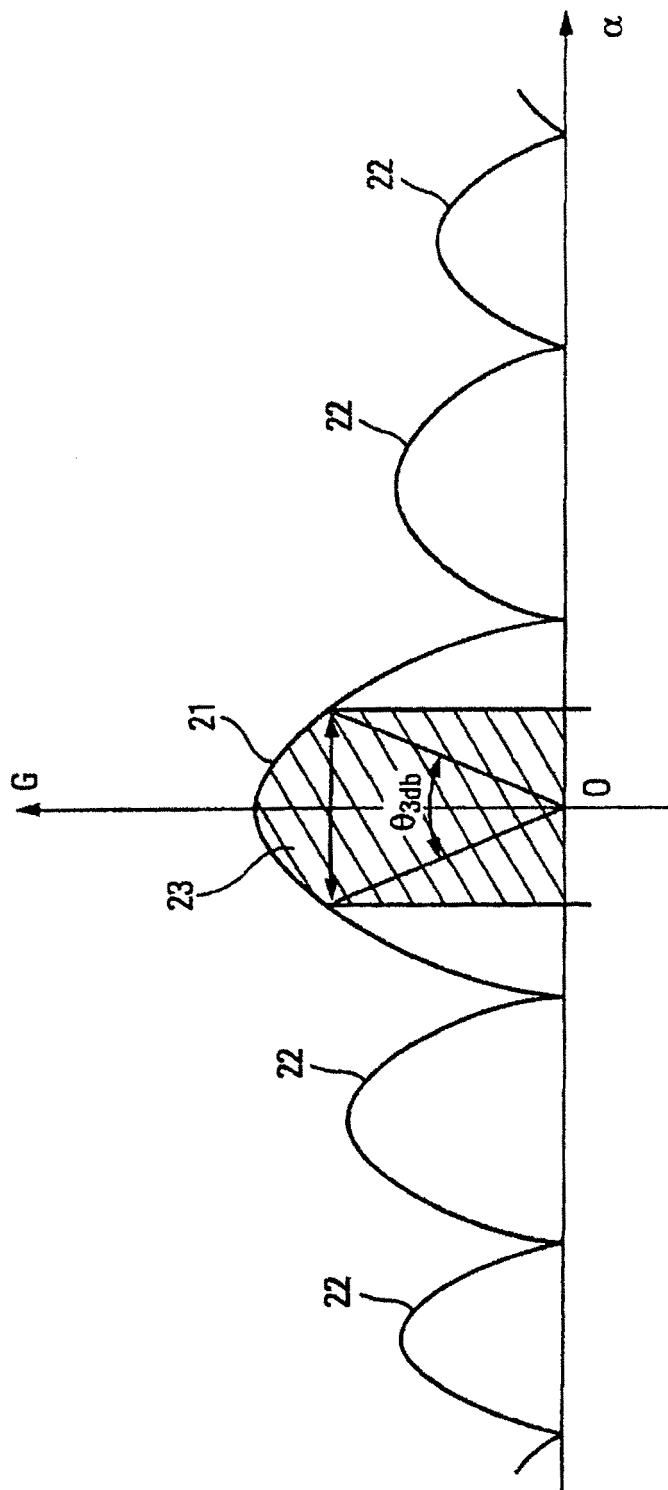


Fig. 2

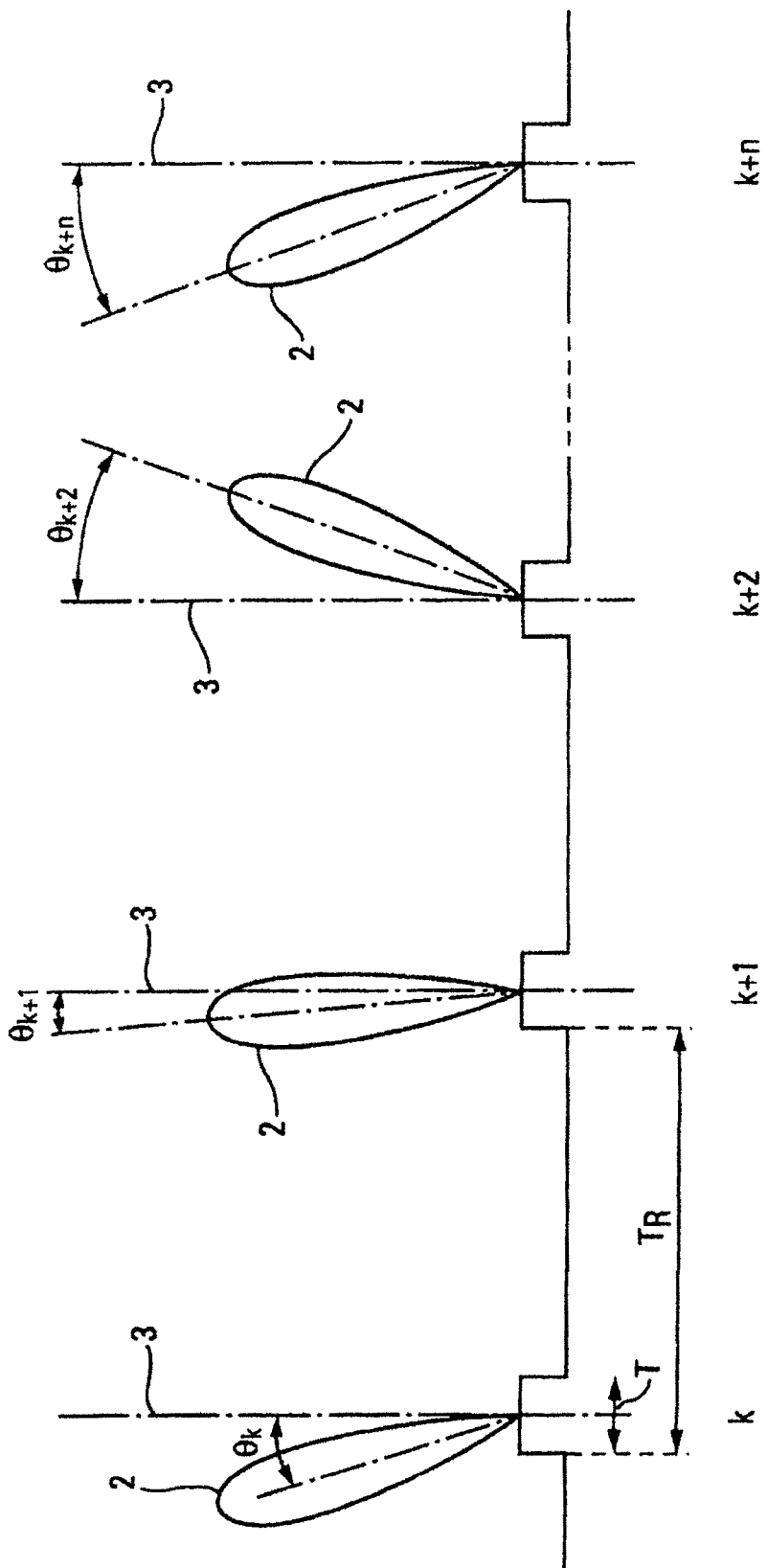


Fig. 3

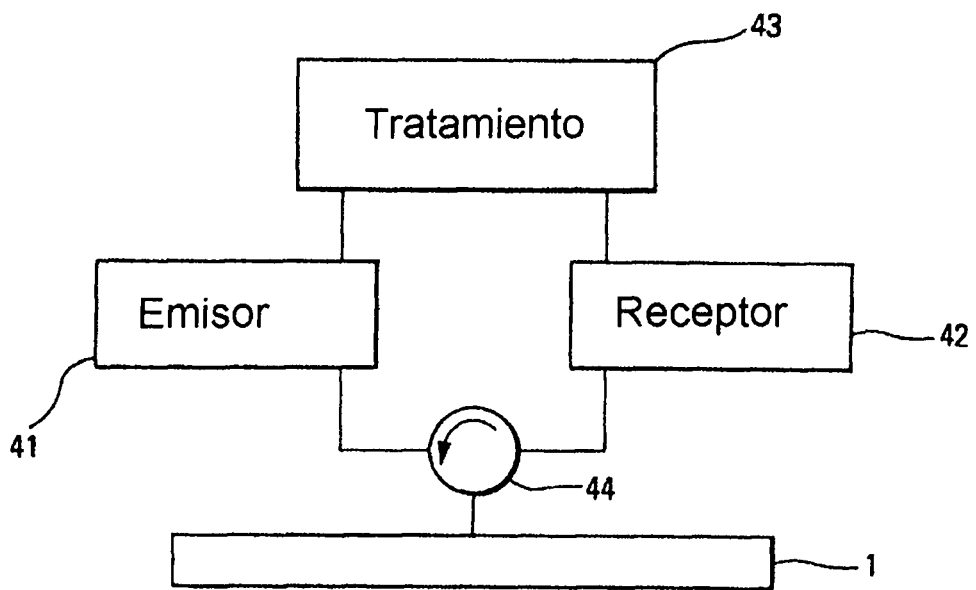


Fig. 4

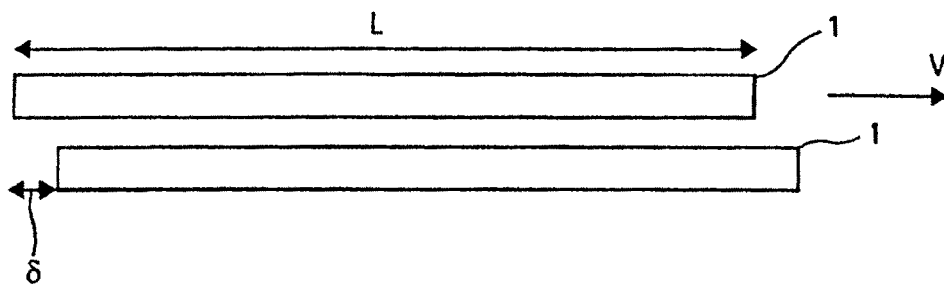


Fig. 5

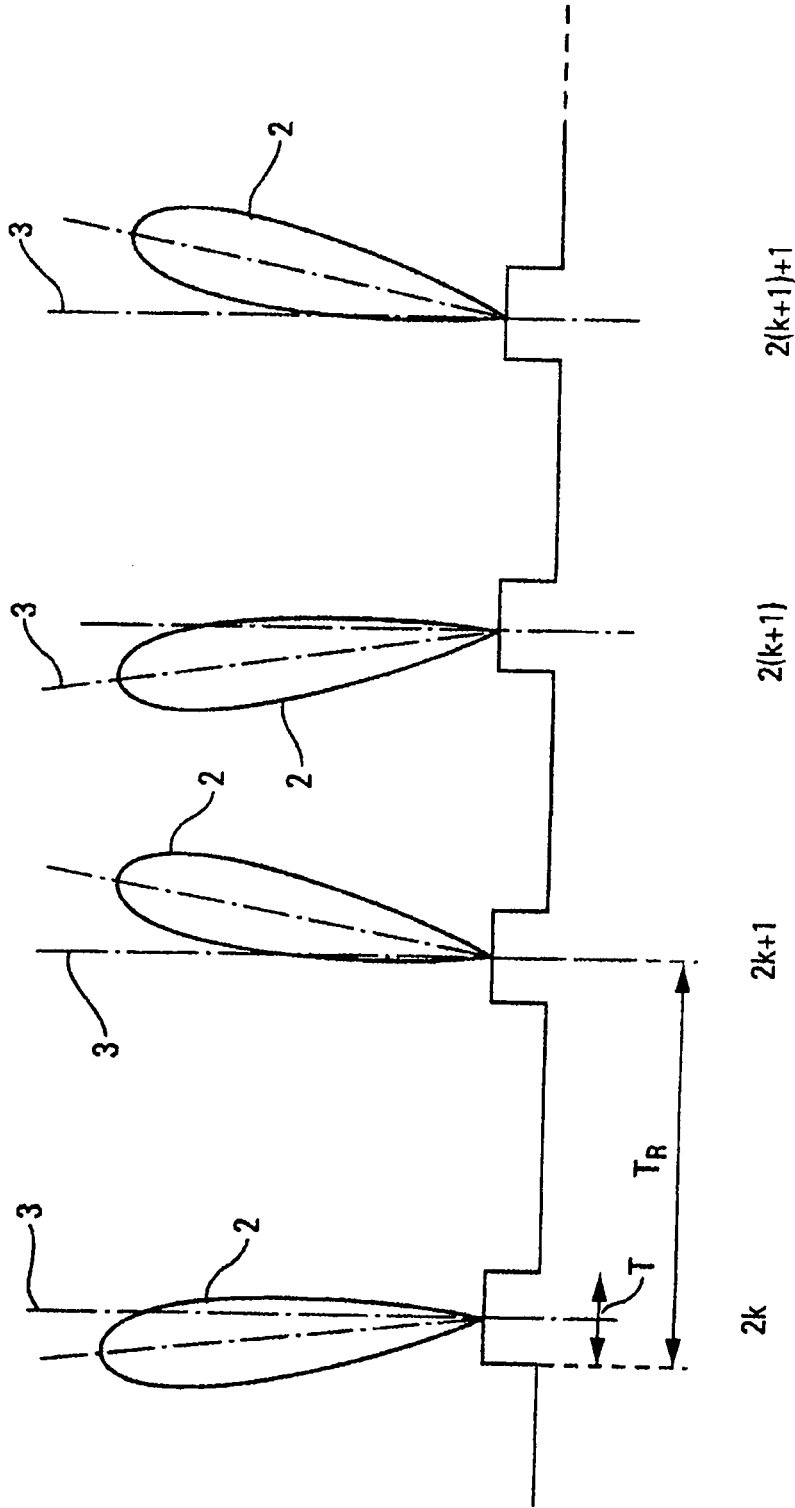


Fig. 6

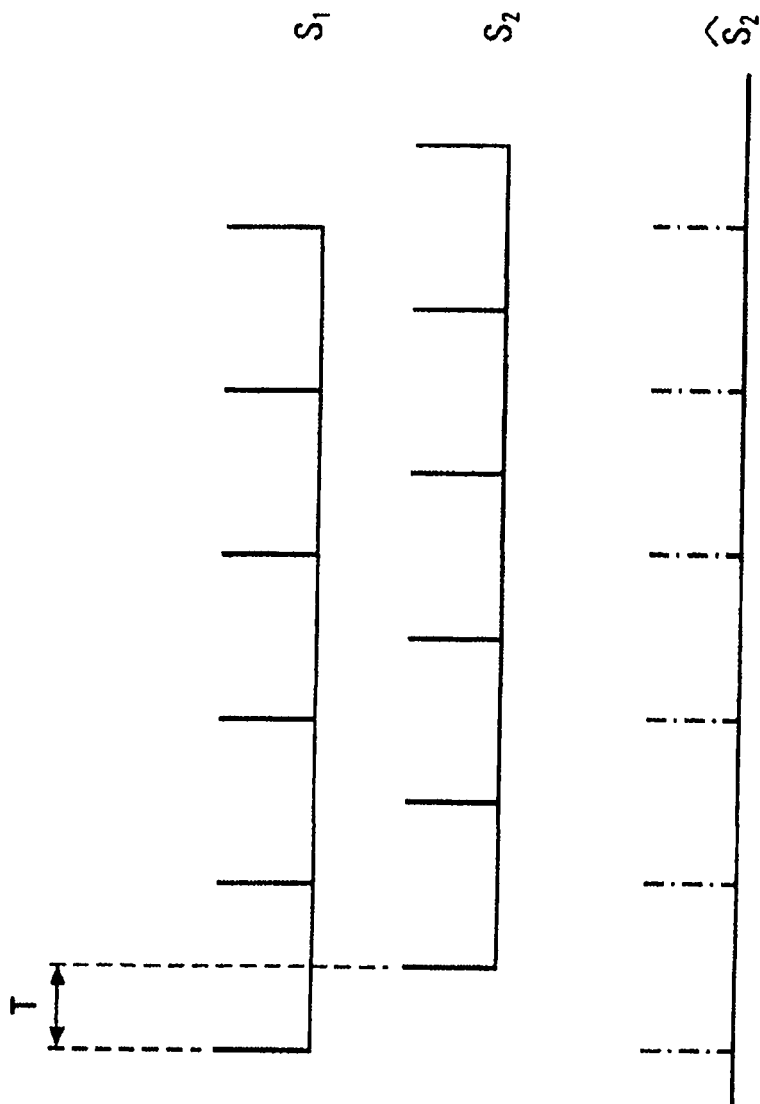


Fig. 7

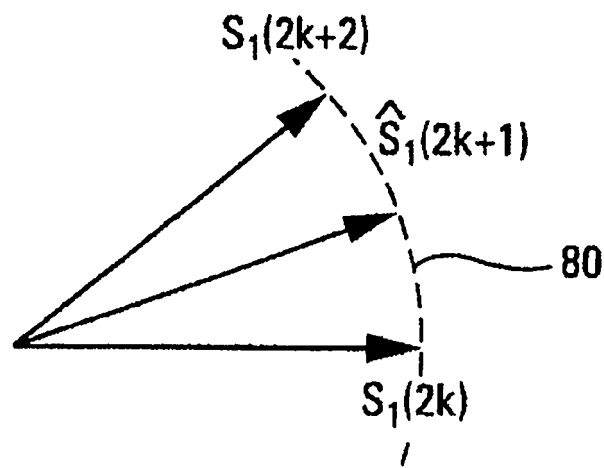


Fig. 8

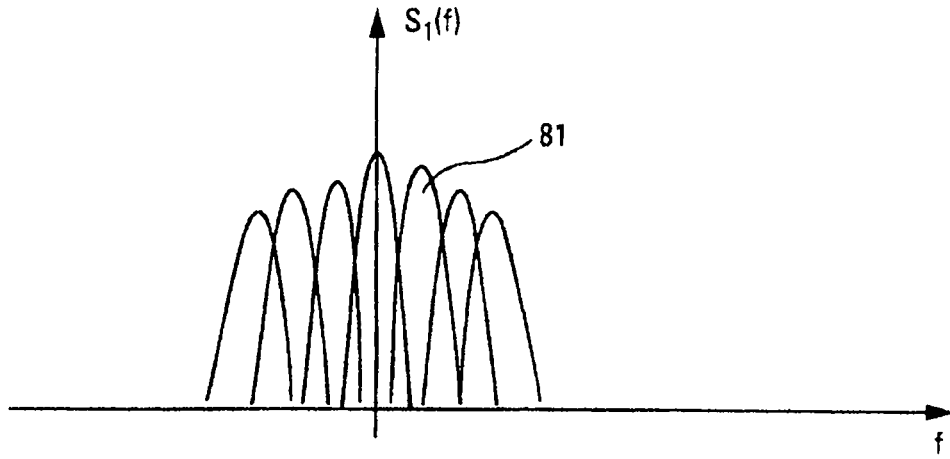


Fig. 9a

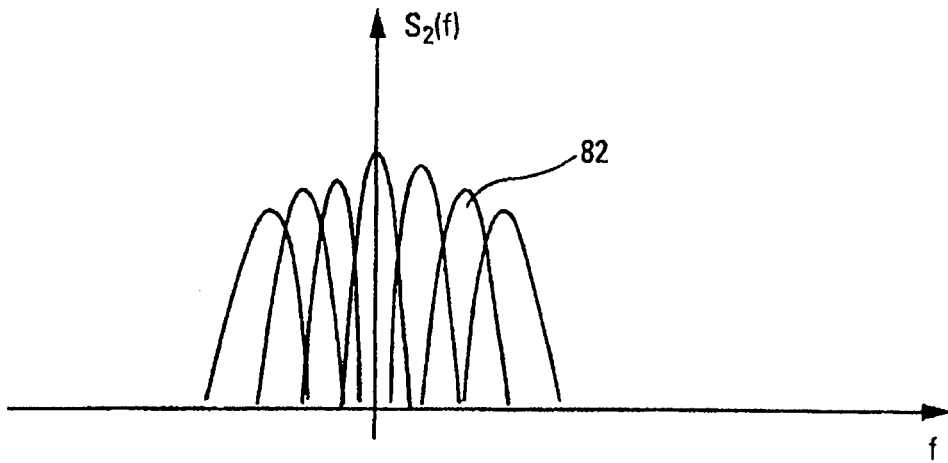


Fig. 9b