

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 416 067**

51 Int. Cl.:

**G01S 13/48** (2006.01)

**G01S 13/58** (2006.01)

**G01S 13/93** (2006.01)

**G01S 13/524** (2006.01)

**G01S 13/536** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.07.2010 E 10171149 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.04.2013 EP 2287633**

54 Título: **Radar de detección de objetivos aéreos montado en una aeronave particularmente para evitar obstáculos en vuelo**

30 Prioridad:

**31.07.2009 FR 0903799**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**30.07.2013**

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)  
45, rue de Villiers  
92200 Neuilly Sur Seine, FR**

72 Inventor/es:

**CORNIC, PASCAL;  
GARREC, PATRICK y  
KEMKEMIAN, STÉPHANE**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 416 067 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 de detección de objetivos aéreos montado en una aeronave particularmente para evitar obstáculos en vuelo

La presente invención se refiere a un radar para la detección de objetivos aéreos montado en una aeronave, por ejemplo un dron. Se aplica particularmente para detectar y evitar obstáculos en vuelo.

5 La realización de una función de radar de detección de obstáculos aéreos no cooperativos para aeronaves, en particular para drones, es esencial para permitir la inserción de aeronaves autopilotadas en el dominio aéreo no segregado. Participa en la función de detección y de evitación de obstáculos conocida con el nombre de "Sense and Avoid".

10 Un radar de ese tipo debe disponer de un campo de observación muy amplio, típicamente  $\pm 120^\circ$  en azimut y  $\pm 15^\circ$  en elevación, y debe ser capaz de barrer el espacio en un tiempo muy corto, teniendo en cuenta el tiempo necesario para desencadenar una maniobra de evitación en caso de riesgo de colisión. Estas características corresponden aproximadamente a la capacidad de observación del entorno de un piloto "humano".

En estas condiciones, es interesante utilizar una antena o varias antenas de gran campo de emisión, y formar en la recepción múltiples haces simultáneamente en el dominio iluminado.

15 No obstante, un problema entonces es la detección de los objetos móviles en vuelo, sobre un fondo de eco importante en el suelo, en particular cuando el haz de la antena es relativamente amplio y el nivel de los lóbulos secundarios es importante. Cuanto más reducida sea la altitud de la aeronave, más complicado de tratar se convierte este problema.

20 Existe por tanto una necesidad de definir un radar capaz de detectar unas aeronaves en vuelo que presenten un riesgo de colisión con el portador, cualesquiera que sean sus velocidades de aproximación. Por otro lado, el volumen, el peso y el coste de un radar de ese tipo deberían ser igualmente reducidos al máximo.

25 No existen actualmente dispositivos de radar que respondan a esta necesidad. Existen no obstante unas funciones comparables particularmente para los aviones militares, que disponen de un modo de detección aire-aire. Estos radares cubren un dominio en la distancia más extendido del que es necesario en la presente aplicación, definida anteriormente, por el contrario cubren un dominio angular netamente más reducido y con un periodo de renovación más largo.

Estos modos utilizan una antena direccional, que escanea el dominio de supervisión de manera mecánica o electrónica, lo que no es compatible con la presente aplicación, teniendo en cuenta la amplitud del dominio a supervisar y el tiempo de actualización máximo, que es del orden del segundo.

30 La detección se efectúa clásicamente mediante detección del efecto doppler, lo que permite en un cierto grado separar los objetivos del eco del suelo. Estos modos se conocen bajo los nombres de HFR, MFR y BFR, que corresponden respectivamente a los modos de emisión en alta, media y baja frecuencia de repetición. Están ampliamente descritos en la literatura.

35 En el modo HFR, la detección de los objetivos de aproximación lenta está limitado por la calidad de los lóbulos secundarios de la antena y agravada por el gran número de solapes en la distancia en el dominio de búsqueda de los objetivos. Existen unos tratamientos para minimizar estas molestias pero son muy complicados. En el modo MFR, la detección a la vez de los objetivos lentos y de los objetivos rápidos puede quedar afectada por el eco visto por los lóbulos secundarios de la antena. El tratamiento es complejo, debido al hecho de la necesidad de gestionar simultáneamente las ambigüedades en la distancia y las ambigüedades de velocidad. Como anteriormente existen unos procedimientos de tratamiento pero son muy pesados en términos de realización.

40 En el modo BFR, los rendimientos de detección en "look down" son reducidos debido al hecho del gran número de solapes en la velocidad, en particular:

- El eco del suelo del lóbulo principal ocupa la mayor parte del dominio en velocidad ambigua;
- Hay igualmente riesgo de falsas alarmas sobre vehículos en el suelo debido al hecho de las ambigüedades en
- 45 velocidad que mezclan los vehículos lentos y rápidos.
- Las ambigüedades doppler son complejas de eliminar.
- Finalmente, este tipo de modo necesita una potencia de cresta elevada.

50 En todo caso, las soluciones realizadas en un avión militar no pueden ser aplicadas directamente sobre un avión autopilotado, teniendo en cuenta la amplitud del dominio angular a explorar e igualmente por unas razones evidentes de coste.

Por otro lado, los dominios de velocidad y de alcance para la aplicación de detección y evitación de obstáculos son diferentes de los modos de aire/aire para avión militar.

Un documento US 3 787 853 A describe un sistema de radar adecuado para detectar objetivos aéreos.

Un objeto de la invención es particularmente permitir la realización de un radar capaz de detectar aeronaves en vuelo que presenten un riesgo de colisión con el portador de dicho radar, cualesquiera que sean las velocidades de aproximación en juego, de manera económica. Con este fin, la invención tiene por objeto un dispositivo de radar de detección de objetivos aéreos transportado por una aeronave, comprendiendo el dispositivo unos medios de emisión en una onda de hiperfrecuencia en dirección a un objetivo, teniendo dicha onda una forma doble, estando compuesta una primera forma de onda por al menos dos sinusoides de frecuencias diferentes emitidas simultáneamente, comprendiendo el radar unos circuitos de recepción que reciben las señales reflejadas por el objetivo y unos medios de análisis que efectúan la detección del objetivo a partir de las señales recibidas.

La segunda forma de onda es del tipo de pulsos.

La forma de onda emitida es función de la velocidad relativa del objetivo con relación al portador y de la velocidad absoluta del portador.

En un modo de realización posible, la primera forma de onda se emite cuando la velocidad relativa del objetivo es superior a la velocidad absoluta del portador. Igualmente, la segunda forma de onda se puede emitir cuando la velocidad relativa del objetivo es inferior a la velocidad absoluta del portador. En un modo posible de realización, la primera forma de onda utiliza un número N de sinusoides de frecuencias diferentes, estando compuesta la onda emitida por un par de dos sinusoides emitidas simultáneamente, modificándose secuencialmente los pares de sinusoides, comprendiendo dicho dispositivo unos medios de tratamiento que efectúan una eliminación de la ambigüedad en la distancia a partir de las fases diferenciales asociadas a los pares de sinusoides.

En otro modo posible de realización, la primera forma de onda está compuesta por N sinusoides de frecuencias diferentes emitidas simultáneamente, comprendiendo dicho dispositivo unos medios de tratamiento que calculan las fases diferenciales asociadas a cada par de sinusoides constituido entre las N sinusoides emitidas y efectuando una eliminación de la ambigüedad en la distancia a partir de estas fases diferenciales.

Los pulsos de la segunda forma de onda están codificados, por ejemplo, en frecuencia.

Una repetición puede incluir un conjunto de pulsos codificados cada uno según una frecuencia distinta. La duración de la repetición está adaptada, por ejemplo, en permanencia en función de la velocidad del portador.

La duración de la repetición puede estar adaptada en permanencia en función del tiempo de reacción del portador para evitar una colisión con el objetivo. Realizándose la emisión sobre uno o varios haces fijos, la recepción se efectúa por ejemplo en la formación de haces mediante el cálculo.

La emisión de N sinusoides simultáneas se efectúa por ejemplo mediante N amplificadores, asociado cada uno a una sinusoide, estando cada amplificador, por ejemplo, conectado a una antena de emisión distinta.

Surgirán otras características y ventajas de la invención con la ayuda de la descripción a continuación realizada en relación con los dibujos adjuntos que representan:

- la figura 1, una ilustración de una aeronave, por ejemplo un dron, portador de un radar de acuerdo con la invención en presencia de otra aeronave objetivo;
- la figura 2, un ejemplo de una primera forma de onda de un radar de acuerdo con la invención, adaptado a un primer dominio de velocidades relativas entre el portador y un objetivo;
- la figura 3, un esquema sinóptico de un ejemplo de radar de acuerdo con la invención;
- las figuras 4a y 4b, otros ejemplos de la primera forma de onda antes citada;
- la figura 5, un ejemplo de una segunda forma de onda adaptada a un segundo dominio de velocidades relativas.

La figura 1 ilustra una aeronave 1, por ejemplo un dron, portador de un radar de acuerdo con la invención en presencia de otra aeronave 2, situada a una distancia R, en una situación en la que existe un riesgo potencial de colisión entre las dos aeronaves.

Un radar de acuerdo con la invención efectúa las operaciones siguientes:

- Diferenciación y dimensionamiento del dominio de detección, distancia y velocidad del radar en función de las velocidades del portador 1 y de los objetivos 2 avistados, de la altitud del portador y del tiempo de preaviso mínimo para evitar la colisión.
- Segmentación del dominio distancia/velocidad de manera que se traten por separado las zonas con los objetivos que aparecen en contraste sobre la confusión del suelo, unas zonas en las que los objetivos aparecen en contraste sobre el ruido interno del receptor de radar.
- Adaptación dinámica de la forma de onda del radar en función a la vez de la velocidad y de la altitud del portador, de manera que se utilice la probabilidad de detección en función del contexto.

En estas condiciones, la explotación de los recursos del radar se optimiza en permanencia y las capacidades de detección de los objetivos se incrementan, particularmente a baja altura.

5 Se pueden considerar particularmente dos dominios de velocidad. Un primer dominio es el dominio denominado "exoclutler", es decir el dominio en la velocidad del objetivo, en el que un análisis doppler del tipo "MTI" clásico, conocido para el experto en la materia, coloca sistemáticamente el objetivo fuera de la zona doppler de la confusión del suelo cuando se utiliza una forma de onda sin ambigüedad en la velocidad. Este dominio corresponde a unos objetivos más bien rápidos y que pueden entrar en colisión con el portador 1. Más precisamente, las velocidades verifican la condición suficiente siguiente:

$$VRR_{OBJETIVO} > V_{PORTADOR} \quad (1)$$

10 Siendo  $V_{PORTADOR}$  el módulo de la velocidad del portador con relación a una referencia fija en el suelo, es decir la velocidad absoluta del portador y siendo  $VRR_{OBJETIVO}$  la velocidad radial relativa del objetivo con relación al portador. Es positiva en el caso de una aproximación y sólo se ha de considerar el caso en que esta velocidad es positiva en el caso de una evitación del obstáculo.

15 Típicamente, la velocidad máxima del portador 1 es por ejemplo  $V_{PORTADOR} = 100$  m/s, y la velocidad máxima del objetivo 2, con relación al suelo, es por ejemplo  $V_r = 300$  m/s, lo que da una velocidad de aproximación máxima  $VRR_{max} = 400$  m/s.

Para estos objetivos, es necesario que el radar del portador 1 detecte con suficientemente alejamiento para evitar una colisión. Típicamente, el tiempo mínimo de preaviso  $T_p$  en el caso más desfavorable, que corresponde a una aeronave poco ágil, es  $T_p = 22$  segundos, lo que conduce a un alcance mínimo del orden de 11,11 km (6 NM).

20 Se trata por tanto de favorecer el equilibrio de alcance utilizando el máximo de la potencia disponible. En otros términos, importa garantizar una relación de señal a ruido térmica superior a un cierto valor mínimo en todo el dominio de la distancia de interés.

25 La potencia de hiperfrecuencia disponible para la emisión, dada una definición de antena, se dimensiona con relación a este dominio de la velocidad, en correspondencia con la exigencia de alcance mínimo, 11,11 km (6 NM) por ejemplo.

30 La separación de los objetivos, que no están separados por unos criterios angulares ligados a la selectividad del sistema de antenas, puede efectuarse mediante el efecto doppler, con la condición de que el tiempo de integración coherente sea suficiente. Por ejemplo, un tiempo de integración de 50 ms conduce a una resolución doppler de 20 Hz y a un poder separador de 0,32 m/s en la banda X, lo que es suficiente, limitándose a unos escenarios multiobjetivo realistas.

Por el contrario, la resolución en la distancia no es un criterio de dimensionamiento. Incluso, una precisión de la medida en la distancia mediocre puede convenir (clase 100 m) en la medida en la que una precisión relativa en la distancia no tiene impacto sobre la toma de la decisión de cambio de trayectoria, cara a evitar la colisión.

35 Un segundo dominio a considerar es el dominio endo-clutter, es decir el dominio para el que la velocidad relativa de los objetivos 2 es inferior a la velocidad del portador 1 y para el que ninguna forma de onda de los modos BFR, MFR o HFR definidos anteriormente puede permitir colocar el objetivo sobre el fondo de ruido térmico umbral del radar. Se verifica entonces la relación siguiente:

$$VRR_{OBJETIVO} < V_{PORTADOR} \quad (2)$$

con las mismas notaciones que para la relación (1).

40 Para estos objetivos, considerando los valores típicos anteriores, la velocidad de aproximación máxima es de  $VRR = 100$  m/s y la necesidad en alcance mínimo que se deduce es de 2200 m.

En este dominio, el equilibrio del alcance no es ya el elemento de dimensionamiento, lo que importa es disminuir la potencia de la confusión interceptada por el radar minimizando la célula de resolución distancia y velocidad, habiendo sido definidas por lo demás las características de la antena.

45 Por otro lado, por debajo de una cierta distancia que corresponde al tiempo de reacción mínimo para evitar el obstáculo, la detección se convierte en inútil, lo que limita incluso del dominio de la distancia instrumentado en este modo. Por ejemplo, estimándose el tiempo en 5 segundos, puede ser aceptada una zona ciega de 500 m.

50 De acuerdo con la invención, para cada uno de los dos dominios de velocidad caracterizados anteriormente mediante las relaciones (1) y (2), se define una forma de onda y un tratamiento correspondiente descritos a continuación.

La figura 2 presenta un ejemplo de forma de onda adaptada a los objetivos 2 cuya velocidad relativa es superior a la velocidad del portador 1 del radar. La velocidad del objetivo se determina por ejemplo clásicamente mediante un

análisis de frecuencia doppler, estando captada por lo demás la velocidad del portador y transmitida a los medios de tratamiento del radar.

5 Para este primer dominio, se elige una forma de onda no ambigua en frecuencia doppler de manera que se eliminen los solapes espectrales para garantizar una visibilidad de los objetivos en contraste sobre el ruido térmico con un factor de forma lo más elevado posible.

10 La forma de onda es sinusoidal en N frecuencias, ilustrando la figura 2 el caso en el que  $N = 2$ . La figura 2 presenta por tanto un ejemplo en el que se emiten simultáneamente unas frecuencias  $F_1$  y  $F_2$ . La forma de onda  $E(t)$  se representa entonces mediante una curva 22 que es la suma de una senoide de frecuencia  $F_1$  y de una senoide de frecuencia  $F_2$ . En la figura 2, por una razón de legibilidad, las senoideas están desfasadas con relación al valor cero representado por el eje de tiempos  $t$ . En realidad, serían de media nula. Este caso de dos frecuencias puede generalizarse a N frecuencias.

En lo que se refiere a la onda resultante 22, se elige una forma de onda continua de banda reducida instantánea. El tipo de integración coherente se determina para satisfacer los criterios contradictorios:

- 15
- debe ser el más amplio posible para tener una mejor sensibilidad y un mejor poder separador en velocidad (amplitud del filtro doppler mínima);
  - no debe exceder el tiempo de permanencia de los objetivos observados con respecto a las fluctuaciones posibles de fase y de amplitud de la señal recibida, ligadas particularmente a los movimientos relativos. Dicho de otra manera, no siendo nunca el movimiento del objetivo ni perfectamente constante ni reducido al movimiento de un único punto brillante, el escalonamiento espectral que resulta debe permanecer por debajo
- 20 de la banda pasante del filtro doppler. Es posible superar esta duración, pero aparecen unas pérdidas significativas.

Típicamente, este tiempo es del orden de 50 ms para un radar en la banda X, lo que corresponde a una discriminación doppler del orden de 0,3 m/s en la banda X.

25 Con el fin de estimar la distancia de los objetivos detectados, la forma de onda del radar se modula en fase o en frecuencia, estando particularmente excluida una modulación en amplitud puesto que es deseable beneficiarse del máximo de potencia disponible de modo constante.

30 Las soluciones clásicas basadas en la modulación por código de fase o de frecuencia, del tipo FSK o "chirp", en el tiempo de integración coherente no convienen. En efecto, éstas introducen unas ambigüedades en la distancia complejas de eliminar, teniendo en cuenta el dominio distancia/velocidad a tratar, del orden de 11,11 km (6 NM) x 400 m/s como regla general.

Como se ha indicado anteriormente, de acuerdo con la invención, el radar emite simultáneamente durante el tiempo de integración coherente dos señales sinusoidales separadas en frecuencia, la una a una primera frecuencia  $F_1$  y la otra a una segunda frecuencia  $F_2$ , respetando la separación entre estas frecuencias  $\Delta F = |F_1 - F_2|$  las condiciones siguientes:

- 35
- Ser suficiente reducida para que la frecuencia doppler de los ecos recibidos puedan ser consideradas como iguales para estas dos frecuencias;
  - Ser suficientemente amplia para que las señales recibidas desde los objetivos provenientes de los dos componentes espectrales a  $F_1$  y a  $F_2$  pueda ser separada sin ambigüedad en dos vías de tratamiento, teniendo en cuenta el desfase doppler de los objetivos o de los ecos del suelo que no son conocidos a priori.
- 40 Se fija en cualquier caso un intervalo máximo para este efecto doppler. Este intervalo se determina a priori considerando los intervalos de velocidades "plausibles" de los objetivos y del portador del radar.
- Ser suficientemente amplia para que sea posible una medida de distancia a partir de una medida de fase diferencial en la recepción, y está con una precisión aceptable.
  - Ser suficientemente reducida para que las ambigüedades inherentes a toda medida de fase puedan ser
- 45 administradas correctamente (ver la forma de onda utilizada más adelante).

Se ha de tomar nota que la invención se describe para una aplicación de dos frecuencias simultáneas, pero que puede ser extendida a una aplicación a N frecuencias discretas emitidas simultáneamente.

50 La figura 3 presenta, mediante un esquema sinóptico, un ejemplo de realización de un radar de acuerdo con la invención. Comprende por ejemplo un generador 31 de onda sinusoidal continua en baja frecuencia  $\Delta F/2$ . La señal suministrada por este generador 31, a la frecuencia  $\Delta F/2$  se transpone a la frecuencia  $F_1$  y a la frecuencia  $F_2$ , en las que:

- $F_1 = F_0 + \Delta F/2$
- $F_2 = F_0 - \Delta F/2$

55 Con este fin, un mezclador 32 recibe en una entrada la señal a  $\Delta F/2$  resultante del generador 31 y recibe en otra entrada una señal a la frecuencia  $F_0$  resultante de una hiperfrecuencia 33 piloto. El mezclador 32 suministra a la

salida unas señales sinusoidales a las frecuencias F1 y F2. Estas señales de baja potencia suministradas por el mezclador 33 son amplificadas por una cadena 34 de amplificación de potencia, siendo suministradas las señales amplificadas a una antena 35 de emisión que emite una señal en dos frecuencias F1 y F2.

5 En la recepción, las señales son captadas por una antena de recepción 36 que puede ser la misma que la antena de emisión con la condición de prever unos circuitos de aislamiento, no representados, entre las vías de emisión y de recepción. Las señales recibidas son amplificadas, en la salida de la antena 36, mediante un amplificador de bajo ruido 37, la salida del amplificador está conectada a un circuito de demodulación 38.

10 El receptor de radar trata por separado las dos sinusoides con ruido recibidas en las dos vías, filtradas respectivamente alrededor de F1 y alrededor de F2. Este filtrado puede ser analógico o digital. Se efectúa a continuación, en cada una de las dos vías respectivas, una demodulación coherente 38 para formar, analógicamente o digitalmente, dos vías I y Q, 381, 382. Se ha de tomar nota que, por medio de ciertas limitaciones suplementarias en la elección de los parámetros de la forma de onda, es posible una demodulación que no proporcione más que la señal real "I".

15 Las dos señales resultantes de las dos vías I, Q son, por ejemplo, digitalizadas por medio de un convertidor analógico-digital 39. Se efectúa entonces un análisis espectral, por ejemplo mediante transformada de Fourier 40, sobre cada una de las vías relativas, respectivamente a F1 y a F2.

En caso de presencia de un objetivo, los análisis espectrales sobre las vías F1, respectivamente F2, suministran una raya a la frecuencia  $F_D - \Delta F/2$  en la vía F1 y, respectivamente, a la frecuencia  $F_D + \Delta F/2$  en la vía F2. Estas dos rayas espectrales son de amplitudes parecidas, a los ruidos y tolerancias en los circuitos próximos.

20 Si estas dos rayas verifican ciertas condiciones de detección, se declara un objetivo "detectado" por unos medios de detección 30. Este objetivo se caracteriza, particularmente, por la frecuencia doppler  $F_D$  y la fase diferencial entre estas dos rayas:

$$\Delta\Phi = \frac{4\pi \cdot \Delta F}{c} R + \Phi_0 \text{ mod } 2\pi \quad (3)$$

en la que:

- 25
- $F_D$  representa la frecuencia doppler del objetivo considerado;
  - R la distancia del objetivo 2 considerado con relación al portador 1;
  - c la velocidad de la luz;
  - $\Delta F$  la separación entre las frecuencias F1 y F2.

30  $\Phi_0$  es un término de "fase al origen". De acuerdo con el procedimiento de realización de la cadena de hiperfrecuencia, es nulo o bien necesita ser calibrado periódicamente. En este último caso, los procedimientos se suponen conocidos, consisten por ejemplo en volver a inyectar durante una secuencia de calibración la señal emitida directamente en el receptor, con una distancia nula. En lo que sigue en la descripción se supone por tanto que  $\Phi_0 = 0$ .

35 De la medición de la fase diferencial de acuerdo con la relación precedente (3), se ha deducido una estimación de la distancia del objetivo:

$$R = \Delta\Phi \frac{c}{4\pi \cdot \Delta F} \quad (4)$$

Siendo la medición de fase en módulo aproximadamente  $\pi$ , la medición de la distancia es por lo tanto igualmente ambigua en aproximadamente  $\frac{c}{2 \cdot \Delta F}$ .

40 Se ha visto anteriormente que la separación de frecuencias  $\Delta F$  debe ser superior a la banda de frecuencias doppler de los objetivos para poder separar de manera cierta los canales relativos en F1 y en F2. Los valores típicos de velocidad relativa VRR del objetivo mencionados anteriormente, por sí mismos justifican una separación  $\Delta F$  que hace forzosamente ambigua la medida de la distancia en el dominio considerado, del orden de 11,11 km (6 NM).

Por otro lado, cuanto más elevada sea  $\Delta F$ , mayor precisa localmente será la medida de la distancia, con un ruido de fase dado, pero mayor será el riesgo de que la medida sea ambigua.

45 Es necesario por tanto evitar estas ambigüedades. Para ello, se utilizan N pares de frecuencias separadas en  $\Delta F_i$  siendo  $i \in [1, N]$ , en la que N es superior a 1.

Estos pares de frecuencia pueden emitirse:

- o bien secuencialmente;
- o bien simultáneamente

5 Cada una de las dos soluciones presenta, en efecto, ciertas ventajas pero también ciertos inconvenientes. Es posible también imaginar unas soluciones que hibriden estos dos modos de funcionamiento.

Las figuras 4a y 4b ilustra respectivamente la emisión de pares de frecuencias secuenciales y la emisión de pares de frecuencias simultáneas, siendo utilizados estos pares para evitar la ambigüedad en la distancia. Para ilustrar la emisión de estos pares, se sitúa en un caso de aplicación en tres frecuencias, es decir el caso en el que  $N = 3$ .

10 En el caso de la figura 4a, el radar emite siempre dos frecuencias simultáneamente, pero el par de frecuencias se modifica secuencialmente. Así, el radar emite simultáneamente unas frecuencias  $F1$  y  $F2$ , emite después simultáneamente la frecuencia  $F1$  y una frecuencia  $F3$  y finalmente emite simultáneamente las frecuencias  $F2$  y  $F3$  antes de volver a iniciar la emisión simultánea de  $F1$  y  $F2$ , y así sucesivamente.

15 Más particularmente, la figura 4a ilustra mediante una curva 41 la separación de frecuencias en función del tiempo, esta separación toma sucesivamente los valores  $\Delta Fa$ ,  $\Delta Fb$  y  $\Delta Fc$  que corresponden a tres pares de frecuencias emitidos sucesivamente, y esto de manera cíclica, en las que:

- $\Delta Fa = F1 - F2$ ;
- $\Delta Fb = F1 - F3$ ;
- $\Delta Fc = F2 - F3$ .

20 La figura 4b representa mediante tres curvas las tres sinusoides emitidas simultáneamente, así como la onda resultante mediante la curva 45. Por razones de legibilidad, las sinusoides se representan desfasadas aunque en la realidad tendrían una media nula. En este caso la señal recibida, que corresponder a la emisión de la señal total 45, se separa inicialmente en tres vías. Con este fin, los intervalos entre cada una de las tres secuencias son superiores a la frecuencia doppler  $F_D$  máxima a tener en cuenta.

Una vez separadas las vías, se calculan las fases diferenciales que constituyen los pares:

- 25
- $\Delta Fa = F1 - F2$ ;
  - $\Delta Fb = F1 - F3$ ;
  - $\Delta Fc = F2 - F3$ .

Las fases diferenciales asociadas a estos pares se utilizan a continuación de manera similar al caso secuencial relativo en la figura 4a.

30 Un interés del modo simultáneo con relación al modo secuencial es que permite eliminar la ambigüedad en un tiempo reducido. No es necesario esperar a la emisión de todas las frecuencias. Este tiempo reducido permite por ejemplo realizar la diversidad de frecuencias en el valor medio del conjunto de  $n$  elementos ( $F1, F2, F3, \dots, FN$ ) en un caso general de  $N$  frecuencias. Esto tiene particularmente como ventaja reducir el efecto de la fluctuación de la superficie equivalente a radar SER del objetivo 2 y obtener una detección más estable. Un procedimiento de  
35 eliminación de la ambigüedad se describe particularmente en la Solicitud de Patente Francesa nº 09 00241 presentada el 29 de enero de 2009.

La figura 5 presenta una forma de onda, a pulsos, adaptada a los objetivos 2 cuya velocidad relativa es inferior a la velocidad del portador 1. Para el segundo dominio de funcionamiento, el alcance buscado  $R_{max}$  y la distancia a instrumentar vienen igualmente dados por la relación siguiente:

40 
$$R_{max} = V_p \cdot T \quad (5)$$

en la que  $T$  es el tiempo necesario para evitar una colisión.

Volviendo a tomar, a título de ejemplo, los valores típicos:

- 45
- $T$  es igual a 22 segundos para el caso más desfavorable, la distancia a instrumentar es entonces  $R_{max} = V_{pmax} \cdot T = 2200$  m, lo que corresponde a un tiempo de propagación de ida y vuelta de  $\tau = 2R_{max}/C = 14,6 \mu s$ .
  - $T$  es igual a 5 segundos para el caso más favorable, la zona ciega se puede extender hasta  $R_{max} = V_{pmax} \cdot T = 500$  m para un portador a 100 m/s, lo que corresponde a un tiempo de propagación de ida y vuelta de  $\tau = 2R_{max}/C = 3,33 \mu s$ .

50 Siendo el alcance buscado más reducido en el primer modo de funcionamiento descrito más arriba, y habiendo sido dimensionada la potencia cresta del radar para el primer modo, el factor de forma se puede degradar en relación a unos portadores elevados a la 4ª potencia, sea por ejemplo  $(2200/12.964)^4 = 8,4 \cdot 10^{-4}$ , tomando los valores típicos enunciados anteriormente.

La potencia a emitir en este segundo modo es por lo tanto un elemento de dimensionamiento, se puede utilizar ventajosamente una forma de onda usada con factor de forma moderado.

5 Con el fin de minimizar la potencia de confusión de suelo en la célula de confusión del radar, se elige una forma de onda no ambigua en doppler sobre la banda de confusión. Ventajosamente, la duración de repetición se adapta por ejemplo permanentemente en función de la velocidad del portador. Se adapta igualmente, por ejemplo, al tiempo de reacción del portador para evitar una colisión.

Para una velocidad de portador  $V_p$ , la frecuencia de repetición  $F_r$  del radar es superior entonces al valor de repetición mínimo  $F_{rmin}=4V_p/\lambda$ , estando la confusión del suelo repartida entre las frecuencias  $-2V_p/\lambda$  y  $+2V_p/\lambda$ .

10 Volviendo a tomar los valores típicos, por ejemplo  $V_{pmax}= 100$  m/s, resulta de ahí que  $F_{rmin}>12500$  Hz. La duración de repetición máxima  $T_{rmax}$  es entonces igual a  $80 \mu s$ .

Se elige por ejemplo  $T_r = 77 \mu s$  lo que corresponde a una distancia ambigua  $cT_r/2=11550$  m, siendo  $c$  la velocidad de la luz.

Al ser el dominio de la distancia a instrumentar reducido frente a la distancia de la ambigüedad, es posible entonces poblar la repetición de duración  $T_r$  de varios pulsos 51, 52, 53, 54.

15 Esos pulsos están separados en un tiempo  $t_r$  próximo al tiempo de propagación correspondiente al límite del dominio instrumentado en el objetivo de optimizar el equilibrio del portador del radar.

20 Los pulsos 51, 52, 53, 54 están codificados en frecuencia con el fin de mantener una distancia de ambigüedad lo más alejada posible. En el ejemplo de la figura 5, se utilizan cuatro frecuencias. En el interior de un período de repetición  $T_r$  que cubra estas cuatro frecuencias, el primer pulso está codificado a una frecuencia  $F'1$ , el segundo el pulso está codificado a una frecuencia  $F'2$ , el tercer pulso está codificado a una frecuencia  $F'3$  y el cuarto pulso está codificado a una frecuencia  $F'4$ . El número de frecuencias utilizado puede ser igual a 1 o a otro valor entero superior a 1, dependiendo particularmente este valor del compromiso buscado entre la potencia media y el dominio utilizable.

25 Sobre esta base, adaptando el tratamiento en la recepción, en el periodo de repetición  $t_r$  en el que la frecuencia de emisión es  $F_i$ , no se detectan más que los pulsos recibidos a la frecuencia  $F_i$ . A título de ejemplo, se puede elegir  $t_r = 15,4 \mu s$  en un esquema de 4 frecuencias. La ambigüedad en la distancia es rechazada a una distancia que corresponde a un tiempo de propagación de  $4 t_r$  y los ecos ambiguos están atenuados en una relación de  $4^4$  es decir 24 dB con relación a los ecos no ambiguos en el límite del dominio instrumentado, lo que es suficiente.

30 La longitud del pulso se elige la más amplia posible, estando acotado su valor máximo por la distancia ciega aceptable, o sea  $3,33 \mu s$  para un portador a 100 m/s, por ejemplo. Con el fin de reducir la potencia de confusión interceptada por el radar, se puede utilizar la compresión del pulso, por ejemplo "chirp".

Se puede utilizar una banda de modulación del orden de 10 MHz, que conduce a una resolución de 15 m.

Globalmente, esta optimización de la forma de onda permite incrementar la sensibilidad del radar y detectar así unos objetivos lentos, de una superficie de radar equivalente SER muy reducida, a baja altitud:

- 35 - El factor de forma se utiliza para maximizar la potencia media emitida, por lo tanto la sensibilidad
- La célula de resolución de radar se reduce al máximo, lo que reduce la potencia de los ecos del suelo y aumenta la capacidad de detección de los objetivos a muy reducida velocidad
- Las ambigüedades de distancia y velocidades se rechazan fácilmente.

40 Esta segunda forma de onda ilustrada por la figura 5 y los tratamientos asociados se pueden implementar conforme al sinóptico de las figuras de la figura 3 añadiendo ahí un dispositivo de modulación del pulso de emisión, y eventualmente un dispositivo de compresión del pulso. Se pueden utilizar otras formas de onda, aparte de una onda de pulso, para el segundo dominio correspondiente a las velocidades relativas de los objetivos inferiores a la velocidad del portador.

45 Ventajosamente, la forma de onda está adaptada permanentemente en función de la velocidad y de la altitud del portador, y de la posición y de la velocidad relativa del objetivo. Esta adaptación es función también del tiempo de reacción del portador para evitar una colisión.

En lo que se refiere al esquema sinóptico de la figura 3, éste puede completarse por una etapa de formación de haces mediante el cálculo en los circuitos de recepción en el caso de un radar de formación de haces de cálculo en la recepción. En este caso, la emisión puede realizarse ventajosamente sobre uno o varios haces fijos de gran abertura.

50 La parte de emisión de este esquema sinóptico utiliza un mezclador analógico 32 equilibrado para generar dos frecuencias simétricas alrededor de un valor medio  $F_0$ , estando contenidas estas dos frecuencias en la misma señal que se amplifica a continuación a una potencia necesaria. Este sistema simple puede sin embargo tener ciertos



inconvenientes:

- utiliza un componente analógico, mezclador equilibrado, en el que se pueden encontrar en la salida residuos de la frecuencia central  $F_0$ ;
  - no permite realizar la forma de onda simultánea con tres frecuencias o más;
- 5 - obliga al amplificador de potencia  $3A$  a trabajar sobre una señal no constante en amplitud, lo que perjudica su rendimiento y puede inducir diversos efectos parásitos molestos.

Una solución alternativa es por ejemplo emitir por separado  $N$  señales sinusoidales de frecuencias distintas, siendo  $N$  igual o superior a 2. Esta generación múltiple se puede realizar por unos sistemas de síntesis digital. Igualmente, puede ser interesante amplificar en potencia estas  $N$  señales sinusoidales por separado. Los amplificadores de potencia pueden funcionar entonces en régimen no lineal o saturado. Finalmente, para eliminar las pérdidas de un sistema de suma de potencias, el radar puede emitir estas  $N$  señales sinusoidales amplificadas por  $N$  antenas, estando relacionada cada una con un amplificador.

10

## REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de radar de detección de objetivos aéreos (2) transportado por una aeronave (1), comprendiendo dicho dispositivo unos medios de emisión de una onda de hiperfrecuencia en dirección a un objetivo (2), teniendo dicha onda (22, 45, 51, 52, 53, 54) una forma doble, estando compuesta una primera forma de onda (22, 45) de al menos dos sinusoides (221, 222) de frecuencias diferentes (F1, F2) emitidas simultáneamente, comprendiendo el radar unos circuitos de recepción que reciben las señales reflejadas por el objetivo y unos medios de análisis que efectúan la detección del objetivo a partir de las señales recibidas, **caracterizado porque** la segunda forma de onda es del tipo de pulsos (51, 52, 53, 54), siendo la forma de onda emitida función de la velocidad relativa del objetivo (2) con relación al portador y de la velocidad absoluta del portador (1).
- 5
2. Dispositivo de radar de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la primera forma de onda (22, 45) es emitida cuando la velocidad relativa del objetivo (2) es superior a la velocidad absoluta del portador (1).
- 10
3. Dispositivo de radar de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la segunda forma de onda (51, 52, 53, 54) es emitida cuando la velocidad relativa del objetivo (2) es inferior a la velocidad absoluta del portador (1).
4. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** la primera forma de onda utiliza un número N de sinusoides de frecuencias diferentes, estando compuesta la onda emitida por un par de dos sinusoides emitidas simultáneamente, siendo modificadas los pares de sinusoides secuencialmente, comprendiendo dicho dispositivo unos medios de tratamiento que efectúan una eliminación de la ambigüedad en distancia a partir de las fases diferenciales asociadas a los pares de sinusoides.
- 15
5. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado porque** la primera forma de onda está compuesta de N sinusoides de frecuencias diferentes emitidas simultáneamente, comprendiendo dicho dispositivo unos medios de tratamiento que calculan las fases diferenciales asociadas a cada par de sinusoides constituido entre las N sinusoides emitidas, y efectuando una eliminación de la ambigüedad en distancia a partir de estas fases diferenciales.
- 20
6. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** los pulsos (51, 52, 53, 54) de la segunda forma de onda están codificados en frecuencia (F'1, F'2, F'3, F'4).
- 25
7. Dispositivo de radar de acuerdo con la reivindicación 6, **caracterizado porque** una repetición comprende un conjunto de pulsos (51, 52, 53, 54) codificados cada uno de acuerdo con una frecuencia distinta (F'1, F'2, F'3, F'4).
8. Dispositivo de radar de acuerdo con la reivindicación 7, **caracterizado porque** la duración de la repetición (Tr) está adaptada en permanencia en función de la velocidad del portador (1).
- 30
9. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 7 u 8, **caracterizado porque** la duración de la repetición (Tr) está adaptada en permanencia en función del tiempo de reacción del portador para evitar una colisión con el objetivo.
10. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** siendo realizada la emisión sobre uno o varios haces fijos, la recepción se efectúa mediante el cálculo en la formación de haces.
- 35
11. Dispositivo de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** la emisión de N sinusoides simultáneas es efectuada mediante N amplificadores, relacionado cada uno con un sinusoide.
- 40
12. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado porque** cada amplificador está conectado a una antena de emisión distinta.

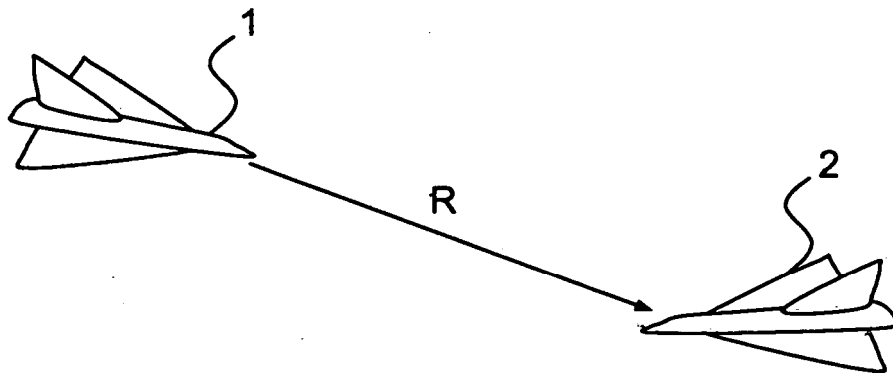


FIG.1

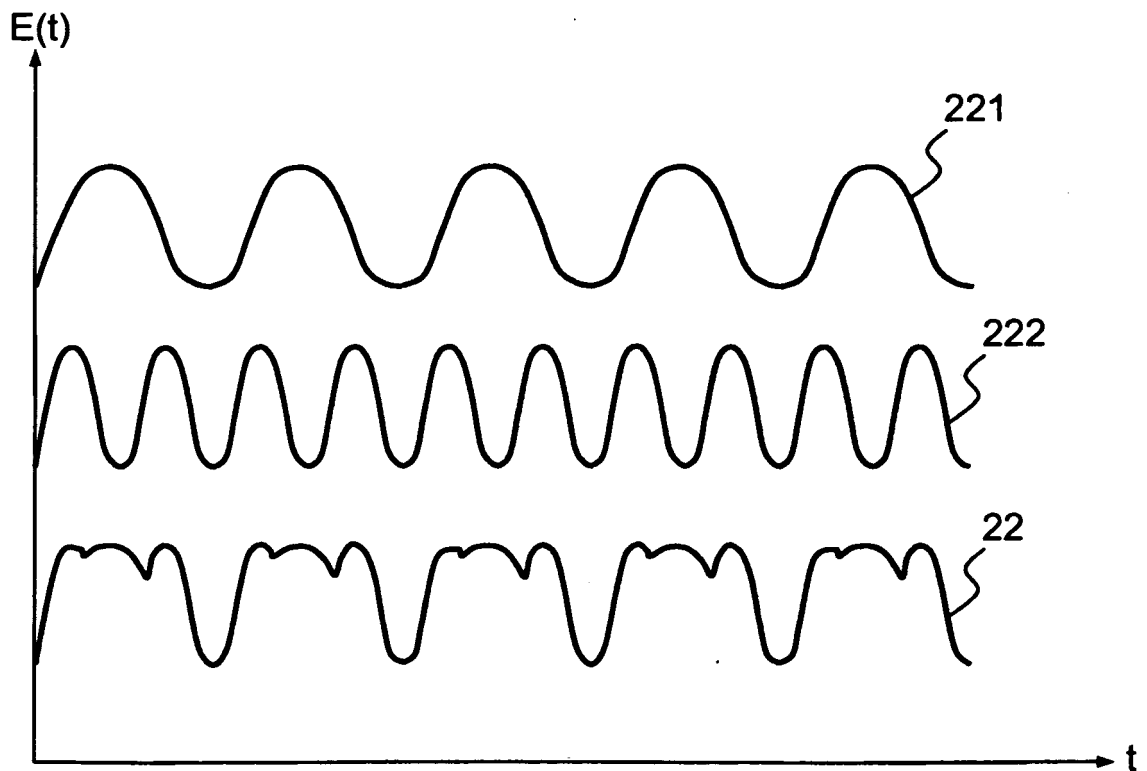


FIG.2

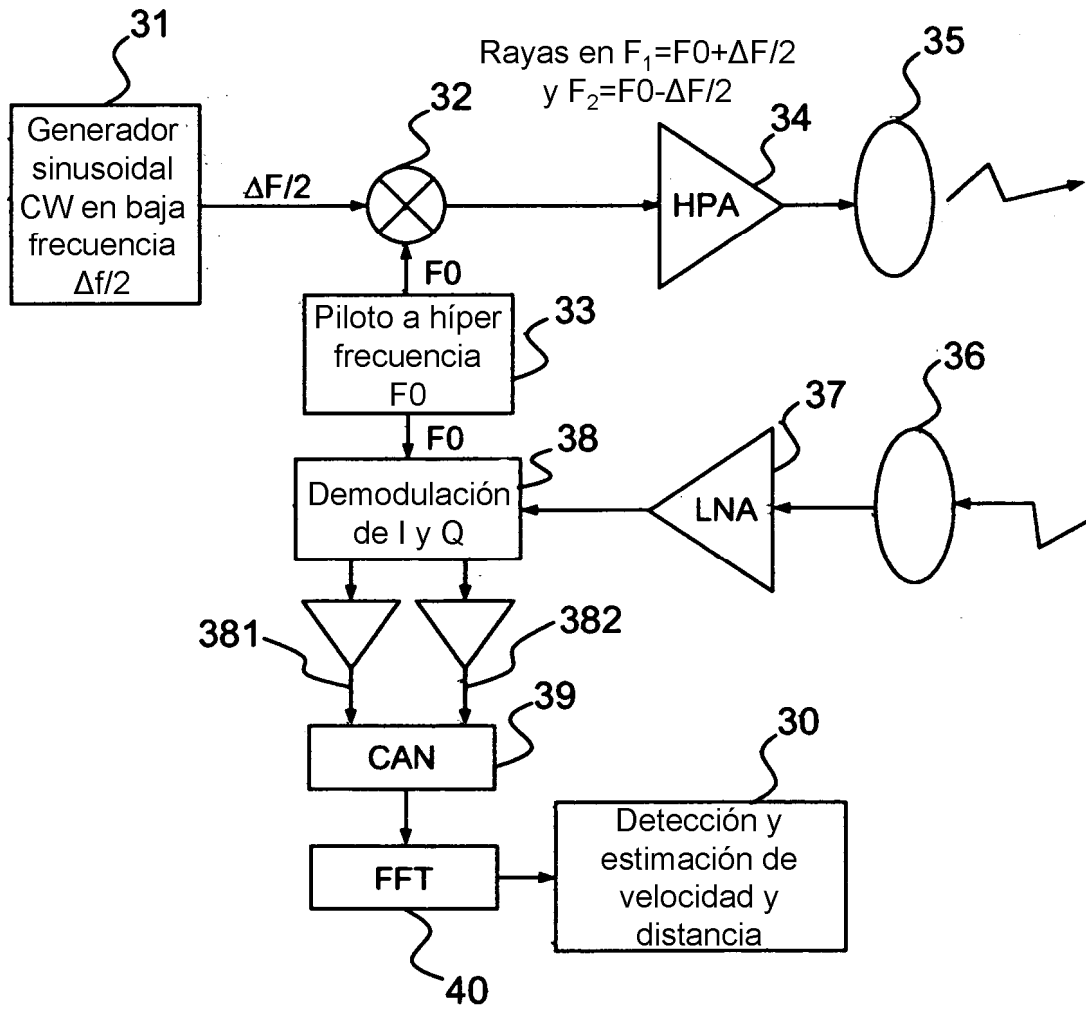


FIG.3

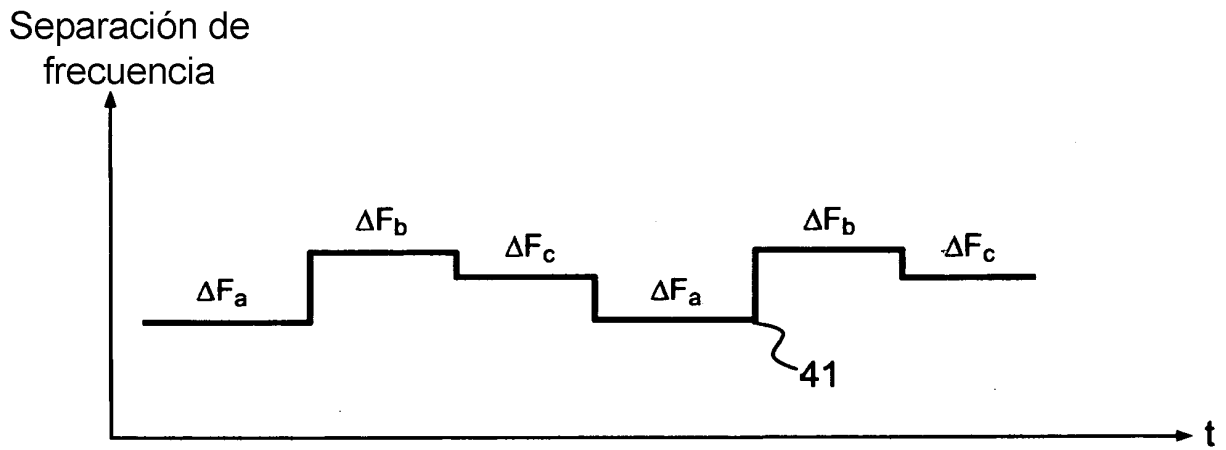


FIG.4a

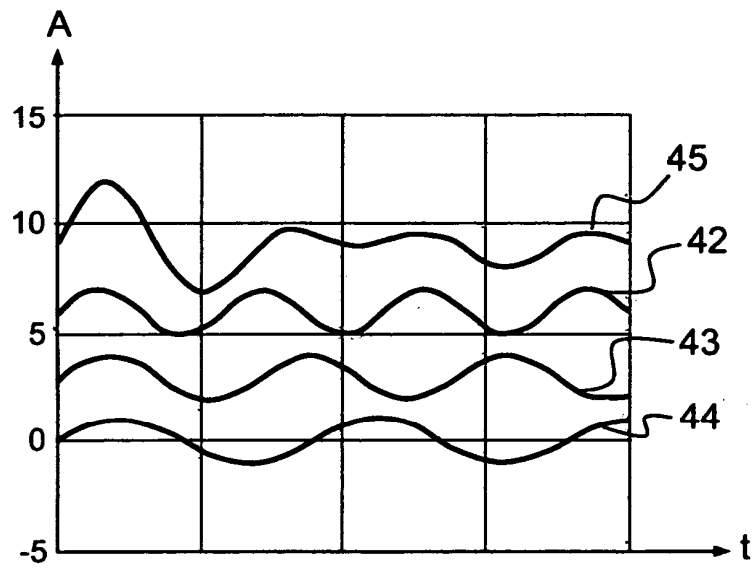


FIG.4b

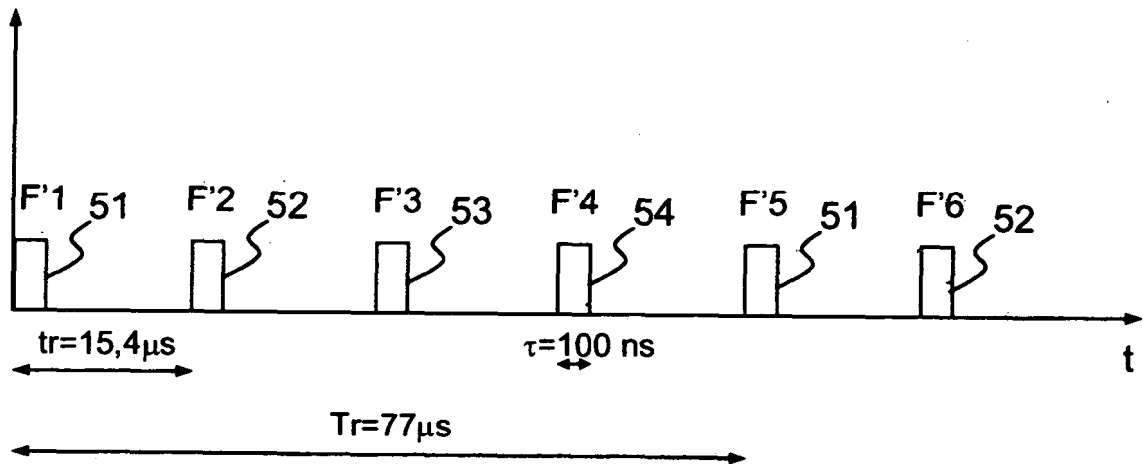


FIG.5