

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 455 226**

51 Int. Cl.:

G01K 11/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.04.2010 E 10727077 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.01.2014 EP 2425222**

54 Título: **Dispositivo de imaginología radiométrica portátil, y procedimiento de imaginología correspondiente**

30 Prioridad:

30.04.2009 FR 0952890

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

15.04.2014

73 Titular/es:

**MICROWAVE CHARACTERIZATION CENTER
(100.0%)**

**5 rue du Colibri
59650 Villeneuve d'Ascq, FR**

72 Inventor/es:

**WERQUIN, MATTHIEU;
THOUVENIN, NICOLAS;
VANDENBROUCK, SIMON;
GAQUIERE, CHRISTOPHE;
BUE-ERKMEN, FRÉDÉRIC y
VELLAS, NICOLAS**

74 Agente/Representante:

IZQUIERDO FACES, José

ES 2 455 226 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

Dispositivo de imaginología radiométrica portátil, y procedimiento de imaginología correspondiente

5 La presente invención tiene por objeto un dispositivo de imaginología radiométrica portátil, así como un procedimiento de imaginología correspondiente. La presente invención puede aplicarse, particularmente, a la detección de objetos portados por pasajeros o contenidos en el equipaje, en lugares tales como aeropuertos o estaciones.

10 Las cuestiones de seguridad, por ejemplo debido a riesgos de atentado, son cuestiones importantes en los países de todo el mundo.

15 Se han desarrollado o están en curso de desarrollo cierto número de sistemas de detección, como puertas de embarque de aeropuerto que utilizan radiometría para detectar cualesquiera objetos (metálicos o no) portados por pasajeros, sistemas de imaginología infrarroja, sistemas de detección bacteriológicos (cromatógrafo, espectrómetro).

Todos estos sistemas presentan diferentes prestaciones, según su tecnología pero son también muy costosos y voluminosos.

20 En efecto, no existe ningún dispositivo portátil de verificación de equipajes, que permitiera por ejemplo cartografiar el contenido del equipaje dejado sin vigilancia en lugares públicos, estaciones ferroviarias o de autobuses, las áreas de descanso en autopista, los vestíbulos de aeropuerto, el metro, etc...

25 Cuando un equipaje sospechoso es descubierto en un lugar público de fuerte afluencia, los servicios de seguridad (artificieros) especializados son avisados para intervenir. Los tiempos de intervención pueden ser largos a causa de la disponibilidad de estos servicios, de la complejidad de intervención (localización intra- o extramuros). Estas perturbaciones del tráfico son, hoy en día, un factor de descontento de los usuarios, así como una pérdida económica importante.

30 La presencia de dichos equipajes en las estaciones ferroviarias por ejemplo, genera de este modo una parálisis total del tráfico durante varios minutos, incluso varias horas y conlleva, por consiguiente, un trastorno general del tráfico en las líneas.

35 Para reducir, incluso eliminar, estas perturbaciones, es necesario, por lo tanto, poder utilizar un dispositivo de imaginología portátil que permita producir in situ, una imagen del contenido de los equipajes o paquetes sospechosos sin tener que tocarlos.

En la presente invención, el interés se centra en los dispositivos llamados radiométricos.

40 El principio de dichos dispositivos se basa en la medición radiométrica en campo lejano.

La radiometría es un término bastante amplio que designa la medición de la intensidad de la radiación electromagnética, ya sea ionizante o no ionizante.

45 Una radiación ionizante posee suficiente energía para arrancar electrones a los átomos o a las moléculas cuando golpea o atraviesa una sustancia (por ejemplo: rayos X e γ , partículas α y β).

50 En oposición, una radiación no ionizante presenta una energía reducida (por ejemplo: ondas hertzianas, microondas, luz visible...).

55 El principio de un dispositivo radiométrico se basa, por lo tanto, en la determinación de la magnitud física «temperatura». El principio físico empleado por este tipo de medición es la radiación electromagnética de origen térmico que emite todo cuerpo cuya temperatura es diferente de cero grados kelvin. El interés principal de dichas mediciones es que son no invasivas a profundidades mucho mayores que las del infrarrojo.

De este modo, todo cuerpo cuya temperatura física sea diferente de cero grados kelvin emitirá una potencia de ruido en direcciones del espacio impuestas por su topología.

60 El objeto de la invención es, por lo tanto, proponer un dispositivo radiométrico que permita al personal de seguridad cualificado de estaciones, aeropuertos, etc..., visualizar el contenido de estos equipajes sin asumir riesgos, y constatar por sí mismos su peligrosidad.

65 Esta herramienta permite intervenir rápidamente, consolidando el aspecto de la seguridad. También podría ser utilizado por los artificieros en sus intervenciones cotidianas in situ para identificar, entre otros, el tipo de explosivo, el mecanismo de activación de una bomba, limitando considerablemente los riesgos.

Uno de los problemas más importantes vinculados al desarrollo de dicha herramienta se refiere al conflicto entre portabilidad del dispositivo y resolución espacial de la imagen.

5 De este modo, el método de elaboración de una imagen de resolución correcta plantea dificultades relativas particularmente al número y el tipo de antenas, la sensibilidad radiométrica, el tiempo de realización de una imagen, la profundidad de investigación, el método de calibrado de cada canal, etc...

10 Por otro lado, el dispositivo buscado debe ser capaz de detectar objetos de muy pequeño tamaño midiendo la potencia de ruido emitido.

Además, el dispositivo debe presentar una sensibilidad lo más reducida posible para detectar variaciones de temperatura lo más reducidas posible.

15 El objeto de la invención es, por lo tanto, aportar una solución a todos o parte de estos problemas, proponiendo un dispositivo de imaginología radiométrica portátil, sensible y de alta resolución espacial.

La invención se refiere, por lo tanto, a un dispositivo de imaginología radiométrica portátil.

20 El dispositivo comprende al menos dos antenas de recepción capaz de captar las radiaciones electromagnéticas respectivamente de un primer y de un segundo puntos de un cuerpo o de un objeto, y para transformarlas en una primera y una segunda señales representativas de estas radiaciones.

25 El dispositivo comprende también dos módulos de recepción asociados respectivamente a las dos antenas, y capaces de recibir, respectivamente, las primera y segunda señales representativas de las radiaciones, y para transformarlas, respectivamente, en una primera y una segunda señales eléctricas.

30 El dispositivo comprende, además, una unidad de procesamiento digital capaz de crear, a partir de las primera y segunda señales eléctricas, una o varias señales digitales representativas de las radiaciones electromagnéticas, y que será o serán presentadas por una pantalla como imagen del cuerpo u objeto.

35 De forma característica, los módulos de recepción comprenden un módulo de reducción de frecuencia y el dispositivo de imaginología comprende al menos un módulo de deconvolución, capaz de deconvolucionar las primera y segunda señales eléctricas en la salida respectivamente del primer y del segundo módulos de recepción. El dispositivo de imaginología comprende, además, un módulo de correlación capaz de correlacionar las primera y segunda señales eléctricas deconvolucionadas para formar al menos una señal representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos del cuerpo u objeto.

40 De este modo, gracias al módulo de correlación, el dispositivo de la invención presenta un volumen reducido, por lo tanto una mejor portabilidad, y ofrece una resolución espacial importante en la imagen, al tiempo que disminuye la temperatura de ruido del sistema.

El interés principal de la invención se refiere, por lo tanto, a la utilización de un módulo de correlación, asociado a dos antenas por medio de dos módulos de recepción.

45 Este módulo de correlación permite producir el producto de correlación de las señales procedentes de las dos antenas a través de su circuito de recepción asociado, a las que se añade el ruido propio de los circuitos de recepción.

50 Además, las antenas, asociadas a un elemento óptico de focalización común a éstas, están dispuestas de tal modo que reciben las señales procedentes de una superficie de escena común. Esta superficie será nominal si corresponde, por ejemplo, a la mitad de la superficie total vista por una antena. Debido a esto, solamente las señales procedentes de esta superficie común a las dos antenas se correlacionan.

55 El producto de correlación permite, por consiguiente, limitar la superficie de escena observada a la superficie común vista por las dos antenas. De este modo, gracias a esta técnica, la resolución espacial mejora en un factor dos, sin barrido espacial mecánico o digital.

60 Además, dado que el ruido propio de cada vía de recepción está poco o incluso no está correlacionado, entonces la temperatura de ruido del sistema después de la correlación tiende a cero. Por consiguiente, el proceso de correlación permite librarse de la temperatura de ruido de la cadena, ofreciendo de este modo varias posibilidades con respecto a una arquitectura de radiómetro habitual, tales como:

- la mejora de la sensibilidad radiométrica para un mismo tiempo de integración,
- la disminución del tiempo de integración para una misma sensibilidad radiométrica.

65 A continuación se presentan variantes de la invención, que pueden considerarse en solitario o en cualquier

combinación.

5 Uno de los módulos de recepción, o los dos, pueden comprender un módulo de transición. Este módulo de transición comprende, preferentemente, un diodo de inyección de ruido conectado a un acoplador. Este acoplador está, preferentemente, conectado a un amplificador de ruido bajo.

El módulo de reducción de frecuencia comprende, preferentemente, un mezclador milimétrico y un amplificador de ruido bajo de baja frecuencia.

10 Los módulos de recepción y la unidad de procesamiento digital pueden estar colocados en un mismo chip de semiconductor.

15 El dispositivo puede comprender un módulo de conversión de las primera y segunda señales eléctricas respectivamente en una primera y una segunda señales digitales. El módulo de correlación es entonces un módulo de correlación digital de las señales digitales, preferentemente integrado entonces en la unidad de procesamiento.

En efecto, para realizar un barrido espacial sin afectar a la sensibilidad radiométrica y sin incrementar la complejidad de los receptores, es preferible producir el producto de correlación digitalmente.

20 Jugando con el desajuste temporal de la señal procedente de una antena con respecto a la procedente de una de las antenas adyacentes, y produciendo el producto de correlación para este desajuste temporal, la zona de solapamiento se modificará, generando de este modo un barrido espacial.

25 El interés del producto de correlación digital es al menos triple: permite realizar el barrido espacial, librarse del ruido propio de los receptores y no afectar demasiado al tiempo dedicado a la medición radiométrica.

La arquitectura de radiómetro que permite producir el producto de correlación digitalmente funciona tal como se explica a continuación.

30 Cada antena está asociada a su módulo de recepción que permite transformar las señales vectoriales analógicas percibidas por la antena en señales vectoriales analógicas de frecuencia reducida.

35 Estas señales son, en un primer momento, almacenadas en memoria de acceso aleatorio después de haber sido digitalizadas para poder ser procesadas matemáticamente en un segundo momento.

La sensibilidad del radiómetro digital depende de su temperatura de ruido propio y del número de muestras:

$$\delta T = T_{\text{sis}} / \sqrt{N}.$$

40 La mejora de la sensibilidad se realizará aumentando el número de muestras. En otras palabras, es necesario realizar una medición en un tiempo dado para incrementar N y, por consiguiente, la sensibilidad.

Por ejemplo, si se utiliza un convertidor analógico-digital (CAD) que funciona a 1 GS/s, y la medición se realiza en 1/10 de segundo entonces N será igual a 100 millones de muestras.

45 Para cada módulo de recepción, una media vectorial de estos 100 millones de muestras puede realizarse en el ámbito de la frecuencia y el resultado almacenado en memoria después de una vuelta al ámbito temporal (resultado vectorial que contiene las nociones de módulo y de fase).

50 Si la cámara portátil posee una matriz de 7x7 antenas por ejemplo, mientras que los 49 módulos de recepción realizarán la adquisición de las señales simultáneamente, es decir un tiempo de adquisición, de promediado y de almacenamiento en memoria de 1/10 de segundo en total para toda la matriz.

55 Es preciso observar que si se busca la rapidez contrariamente a la sensibilidad, entonces el tiempo de adquisición podrá reducirse y viceversa.

Una vez realizada la adquisición, la memoria de acceso aleatorio del aparato contiene una señal vectorial digital para cada módulo de recepción, es decir 49 señales vectoriales en total.

60 En este preciso instante, la imagen aún no está reconstituida. Para realizar un barrido espacial de la escena con el fin de pixelar la imagen, las señales vectoriales digitales que provienen de dos antenas adyacentes que han observado una superficie de la escena común se correlacionan por vía matemática.

65 La correlación se realiza para diferentes constantes de tiempo τ (desajuste temporal entre las dos señales) para obtener para cada valor de τ una señal vectorial digital proporcional a la potencia de ruido emitida por una parte de la superficie de la escena.

De este modo, no se realiza ninguna medición complementaria. Se trata únicamente de un procesamiento matemático aplicado a los resultados de mediciones almacenadas previamente en la memoria.

5 La discretización de la superficie de la escena dependerá de los valores de retrasos τ para los que se han producido los productos de correlación.

10 Tomemos un ejemplo concreto: si la cámara se encuentra a 1 m de la escena, las antenas están separadas una de otras 2 mm, y la resolución espacial buscada en el plano de la escena es de 5 mm, entonces, mediante un sencillo cálculo matemático (velocidad de propagación + cálculo geométrico), el retraso a aplicar entre las dos señales digitales será de 42 fs.

15 Este valor es muy reducido y difícilmente alcanzable. En efecto, el retraso mínimo que es posible aplicar corresponde al desajuste temporal entre dos muestras fijado por la tasa de muestreo de los CAD. Si la tasa es de 1GS/s, entonces la diferencia temporal entre dos muestras es de 1 ns.

20 Ahora bien, es necesario recordar que el módulo de recepción puede estar constituido por un mezclador milimétrico que permite una reducción de frecuencia. Si la frecuencia de la señal emitida por la escena y recibida por la antena es del orden de 100 GHz (señal monoarmónica) y el mezclador milimétrico permite una reducción de la señal medida a 1 MHz, la relación entre las frecuencias de las señales antes y después de la reducción alcanza 100.000. Esta relación corresponde a una compresión o una dilatación del tiempo (según el sentido de la conversión de frecuencia).

25 En otras palabras, si se realiza un desajuste temporal digital de 1 ns en la señal de frecuencia reducida, esto se traducirá en un desajuste temporal de 10 fs en la señal antes de la reducción. Por consiguiente, la reducción de frecuencia permite realizar desajustes temporales adecuados. Cuanto mayor sea la tasa de reducción, más reducido será el valor de desajuste temporal alcanzable.

30 Tal como se explica esto más abajo en la descripción, esto se verifica para una señal monoarmónica. En cambio, para beneficiarse del impacto de la reducción de frecuencia con señales de ruido multiarmónicas, es necesario procesar matemáticamente las señales previamente al producto de correlación.

35 La introducción de un módulo de reducción de frecuencia permite utilizar CAD con tasa de muestreo no demasiado elevada (<1 GS/s). En cambio, si están disponibles CAD con tasa de muestreo superior a 200 Gs/s, entonces la reducción de frecuencia ya no tiene razón de ser.

40 Para que el producto de correlación pueda realizarse entre las señales procedentes de todas las antenas que ven una superficie común de la escena, es necesario que los mezcladores de los módulos de recepción presenten una señal de oscilador local sincrona, es decir que proviene de la misma fuente. En cambio, 1/10 de segundo se asigna a la medición y la pixelización de la imagen se realiza a posteriori.

Por consiguiente, esta solución está particularmente adaptada a la realización de un dispositivo de imaginología radiométrica portátil y eficaz.

45 Como alternativa, el módulo de correlación puede ser un módulo de correlación analógico que comprende al menos un primer sub-módulo que generará en salida, a partir de la primera señal eléctrica y de la segunda señal eléctrica desfasadas, dos señales que corresponden, respectivamente, a la suma y a la diferencia de las dos señales digitales en entrada.

50 La invención se refiere también a un procedimiento de imaginología radiométrica.

55 El procedimiento comprende una etapa de recepción y de transformación en señales eléctricas, mediante al menos un primer y un segundo módulos de recepción, respectivamente de una primera y de una segunda señales representativas de las radiaciones de un primer y de un segundo puntos de un cuerpo o de un objeto captadas por una primera y una segunda antenas.

El procedimiento comprende también una etapa de creación por una unidad de procesamiento digital, a partir de las primera y segunda señales eléctricas, de al menos una señal digital representativa de las radiaciones electromagnéticas y que será presentada por una pantalla como imagen del cuerpo u objeto.

60 De forma característica, la etapa de recepción y de transformación comprende una etapa de reducción de frecuencia de las señales eléctricas y el procedimiento comprende, además, una etapa de deconvolución de las primera y segunda señales eléctricas. El procedimiento comprende también una etapa de correlación de las primera y segunda señales eléctricas deconvolucionadas para formar al menos una señal representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos del cuerpo u objeto.

65 En una primera variante, las primera y segunda señales eléctricas son convertidas, respectivamente, en una

primera y una segunda señales digitales por un módulo de conversión. La etapa de correlación es entonces una etapa de correlación digital aplicada a estas señales digitales.

5 El procesamiento matemático de las primera y segunda señales digitales antes de la correlación, como se verá a continuación, permite librarse del impacto de la reducción de frecuencia y del filtrado inducidos por la cadena de recepción.

La etapa de correlación digital puede comprender:

- 10
- al menos una etapa de cálculo, a partir de las primera y segunda señales digitales, de al menos una señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos del cuerpo u objeto,
 - al menos una etapa de creación por cálculo de al menos una tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de una zona vecina a los primer y/o segundo puntos,
- 15
- al menos una etapa de cálculo, a partir de la primera y/o de la segunda señal digital y de la tercera señal digital, de al menos una señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección del primer y/o del segundo puntos del cuerpo u objeto con la zona vecina.

20 Por otro lado, la etapa de creación por cálculo de la tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de la zona vecina del primer y/o segundo puntos puede comprender una etapa de desajuste temporal de la primera y/o segunda señal digital.

25 En una segunda variante, la etapa de correlación es una etapa de correlación analógica, aplicada directamente sobre las primera y segunda señales eléctricas. Esta etapa genera entonces al menos una señal eléctrica de salida que es convertida en al menos una señal digital por un módulo de conversión de cara a un procesamiento por la unidad de procesamiento.

30 En este caso, la etapa de correlación puede comprender una etapa de creación de dos señales eléctricas que corresponden respectivamente a la suma y a la diferencia de la primera señal eléctrica y de la segunda señal.

Otras características y ventajas de la invención aparecerán más claramente y de manera completa con la lectura de la descripción a continuación de las variantes preferidas de realización del dispositivo y de implementación del procedimiento, las cuales se dan a modo de ejemplos no limitantes y en referencia a los siguientes dibujos adjuntos.

- 35
- figuras 1a, 1b: representan esquemáticamente un ejemplo de detección de la radiación electromagnética de los puntos de un cuerpo o de un objeto;
 - figuras 2a, 2b: representan esquemáticamente la resolución de detección radiométrica del dispositivo de la invención, destacando las zonas de solapamiento, en el ejemplo de las figuras 1a y 1b,
- 40
- figura 3: representa esquemáticamente un primer ejemplo de dispositivo de acuerdo con la invención,
 - figuras 4a, 4b: representan esquemáticamente la resolución de detección radiométrica del dispositivo de la invención, y el procedimiento de correlación digital múltiple a posteriori,
 - figura 5: representa esquemáticamente un segundo ejemplo de dispositivo, no de acuerdo con la invención,
 - figuras 6a, 6b: representan esquemáticamente otro ejemplo de detección de la radiación electromagnética de los puntos de un cuerpo o de un objeto,
- 45
- figura 7: representa esquemáticamente la resolución de detección radiométrica del dispositivo de la invención, destacando las zonas de solapamiento, en el ejemplo de las figuras 6a y 6b,
 - figura 8: representa la evolución del factor de reducción de una señal de ruido centrada en torno a 99,5 GHz y de banda pasante 1 GHz, en función de la frecuencia de la señal en la entrada del mezclador,
- 50
- figura 9: representa el resultado del producto de correlación entre las señales emitidas por la escena y percibidas por dos antenas con banda pasante igual a 10 GHz centrada en torno a 95 GHz, sin reducción de frecuencia,
 - figura 10: representa el resultado del producto de correlación entre las señales emitidas por la escena y percibidas por dos antenas con banda pasante igual a 10 GHz centrada en torno a 95 GHz, con reducción de frecuencia muestreada a 20 GS/s,
- 55
- figura 11: representa los resultados de las señales temporales correlacionadas digitalmente,
 - figura 12: representa el impacto de la deconvolución.

60 El objetivo de un dispositivo radiométrico es medir la potencia de ruido generada por los objetos.

Convencionalmente, en dicho dispositivo, una antena recibe la potencia de ruido radiada por un objeto presente en la escena, y que presenta cierta temperatura. Esta potencia de ruido es transmitida a un receptor que la transforma en una tensión continua cuyo valor es proporcional a la temperatura. Un calibrado previo o in situ del sistema permite entonces asociar este valor de tensión al valor real de la temperatura del objeto.

65

Cuando la detección es de tipo analógico, la sensibilidad de dicho dispositivo es inversamente proporcional a la raíz cuadrada del producto del tiempo de integración (duración de la medición) del integrador por la banda pasante del sistema:

$$\delta T = T_{sis} / \sqrt{(B \tau)}$$

con

- T_{sis} : temperatura de ruido de la cadena situada entre la antena y el detector cuadrático,
- B = banda pasante del receptor,
- τ = tiempo de integración del integrador.

Por consiguiente, si se desea reducir la sensibilidad sin aumentar considerablemente el tiempo de integración, es preciso un receptor con una banda pasante lo más ancha posible, y asociado a una temperatura de ruido del sistema lo más reducida posible.

Mientras que los dispositivos conocidos buscan actuar sobre la banda pasante B y el tiempo de integración τ para aumentar $B\tau$ y de este modo disminuir δT (por lo tanto aumentar la sensibilidad), el dispositivo de la invención actúa sobre T_{sis} gracias a la correlación presentada anteriormente y descrita con más detalle a continuación.

Disminuyendo T_{sis} , se reduce δT (por lo tanto se aumenta la sensibilidad) sin aumentar la banda pasante B ni el tiempo de integración τ . Del mismo modo, disminuyendo T_{sis} , se reduce la banda pasante B y/o el tiempo de integración τ sin aumentar δT por lo tanto sin reducir la sensibilidad.

Cuando la detección es de tipo digital, la sensibilidad del dispositivo es inversamente proporcional a la raíz cuadrada del número de muestras procesadas en un tiempo dado:

$$\delta T = T_{sis} / \sqrt{N}$$

con:

- T_{sis} : temperatura de ruido de la cadena situada entre la antena y el convertidor analógico-digital,
- N = número de muestras procesadas correspondiente al producto de la tasa de muestreo del convertidor para un tiempo dado.

Por consiguiente, si se desea reducir la sensibilidad sin aumentar considerablemente el tiempo de adquisición, es preciso un receptor con un ruido lo más reducido posible y un convertidor analógico-digital que presente una tasa de muestreo lo más elevada posible.

También en este caso, mientras que los dispositivos conocidos intentan actuar sobre N aumentándolo, para disminuir δT (por lo tanto aumentar la sensibilidad), el dispositivo de la invención actúa sobre T_{sis} gracias a la correlación presentada anteriormente y descrita con más detalle a continuación.

Disminuyendo T_{sis} , se reduce δT (por lo tanto se aumenta la sensibilidad) sin aumentar N . Del mismo modo, disminuyendo T_{sis} , se reduce N sin aumentar δT , por lo tanto sin reducir la sensibilidad.

Siendo el objeto de la invención un dispositivo capaz de detectar objetos de muy pequeño tamaño midiendo la potencia de ruido emitida, este dispositivo debe presentar un diagrama de radiación de la o de las antenas con un ángulo de apertura a media potencia lo más reducido posible.

Por otro lado, los lóbulos secundarios del diagrama de radiación de la antena deben ser lo más reducidos posible.

También, cada píxel unitario P1, P2, P3, P4, es decir el área de la escena vista por cada antena 1, 2, 29, debe estar discretizado mediante barrido mecánico o mediante barrido electrónico (véase las figuras 1a y 1b).

Se entiende por barrido mecánico la orientación biangular del diagrama de radiación del conjunto elemento óptico-antenas mediante un elemento mecánico que permite una observación dinámica de la escena mediante desplazamiento siguiendo dos direcciones en el plano de la escena en x e y.

Se entiende por barrido electrónico el desajuste temporal de una señal percibida por una antena con respecto a la señal recibida por otra antena. Esto implica que las dos antenas observan una superficie de escena común, lo que implica, debido a esto, una correlación de las señales total o parcial.

El desajuste temporal tiene, de este modo, el efecto de reducir la superficie de escena común. Realizando varios desajustes temporales y combinando los resultados obtenidos, es posible pixelar la escena.

5 Además, siendo el objeto de la invención un dispositivo cuya sensibilidad es lo más reducida posible, con el fin de detectar las variaciones de temperatura más reducidas, este dispositivo debe presentar una o varias antenas cuya ganancia es muy grande, que sean muy direccionales, al tiempo que presentan las pérdidas de inserción más reducidas.

10 Por otro lado, el ruido propio del receptor debe ser lo más reducido posible e incluso nulo.

También, el calibrado del sistema debe ser muy preciso para tener en cuenta variaciones de ganancia del receptor periódicamente durante la medición.

15 Además, en el caso de un procesamiento analógico, tal como se explicará a continuación, se encuentra en la salida del detector cuadrático (salida del receptor) un integrador cuya constante de integración τ debe ser importante para aumentar la sensibilidad.

20 En el caso de un procesamiento digital, tal como también se explica a continuación, se encuentra en la salida del detector cuadrático un convertidor analógico-digital cuya tasa de muestreo debe ser importante para aumentar la sensibilidad y la resolución espacial.

25 Tal como se representa esquemáticamente en la figura 1a, el dispositivo de la invención está provisto de un elemento óptico 27 cuyas características están preferentemente determinadas para favorecer la portabilidad del dispositivo.

La estructura del elemento óptico 27 podrá estar constituida por ejemplo por una lentilla.

30 Los elementos radiantes 1, 2, 29 son, por ejemplo, antenas impresas (parches, Yagi, Logarítmica periódica..) 1, 2, 29, cuya topología está ajustada para alcanzar la frecuencia de resonancia requerida.

Estas antenas 1, 2, 29 están dispuestas sobre un soporte 28 y están unidas a sus respectivos receptores.

35 Las figuras 1a y 1b ilustran el conjunto óptico 27 más antenas impresas 1, 2, 29, así como una explicación simplificada relativa al principio de radiación. En este ejemplo, la matriz de antenas 1, 2, 29 está constituida por 7 x 7 antenas 1, 2, 29 (figura 1a).

40 La antena 2 situada en el centro de la matriz irradia en el eje perpendicular al plano del elemento óptico 27. La antena 29 situada a la izquierda de la antena central 2 irradia, a su vez, en un eje inclinado hacia la derecha con respecto al eje perpendicular al plano del óptico 27, y la antena 1 situada a la derecha de la antena central 2 irradia, a su vez, en un eje inclinado hacia la izquierda con respecto al eje perpendicular al plano del óptico 27.

45 Para obtener una zona de solapamiento óptima entre dos antenas adyacentes (véase las figuras 2a y 2b), es necesario colocar las antenas 1, 2, 29 juiciosamente. Esta zona de solapamiento corresponde preferentemente a la mitad de la superficie cubierta por una antena.

De acuerdo con la invención, tal como se representa en dos ejemplos en referencia a las figuras 3 y 4, se encuentra, por lo tanto, un módulo de recepción 5, 6 asociado a cada antena de recepción 1, 2.

50 Las dos antenas 1, 2 son capaces de captar las radiaciones electromagnéticas r_1 y r_2 (véase las figuras 1a y 1b) respectivamente de los puntos P_1 y P_2 (véase también las figuras 1a y 1b) de un cuerpo o de un objeto, y para transformar estas radiaciones en una primera y una segunda señal S_1 , S_2 representativas respectivamente de las dos radiaciones r_1 y r_2 .

55 Los dos módulos de recepción 5 y 6 son, por lo tanto, capaces de recibir respectivamente las primera y segunda señales s_1 , s_2 representativas respectivamente de las dos radiaciones r_1 y r_2 , y capaces de transformar estas señales s_1 , s_2 respectivamente en una primera y una segunda señales eléctricas se_1 , se_2 .

60 Por otro lado, una unidad de procesamiento digital 3 está prevista, para crear, a partir de las primera y segunda señales eléctricas se_1 , se_2 , una o varias señales digitales representativas de las radiaciones electromagnéticas, de cara a presentar estas señales digitales como imagen del cuerpo o el objeto en una pantalla no representada en las figuras.

65 Esta unidad de procesamiento digital 3 comprende una memoria 18 y un microprocesador 19, conectados a un circuito lógico 20 de tipo FPGA.

Finalmente, un módulo de correlación 4 está previsto, para correlacionar (directa o indirectamente) las primera

y segunda señales eléctricas para formar una o varias señales representativas de la radiación electromagnética de la intersección de los puntos P_1 y P_2 .

5 Tal como se explicará con más detalle a continuación, la configuración de la figura 3 es diferente de la de la figura 5, según la correlación efectuada por el módulo de correlación 4 sea de tipo digital (figura 3) o analógico (figura 5).

Cada módulo de recepción 5, 6 puede contener un módulo de transición antena-receptor 7.

10 Preferentemente, se encuentra en el módulo de transición 7 un elemento de transición 11 propiamente dicho, un diodo 8 de inyección de ruido conectado a un acoplador 9. El acoplador 9 es un acoplador unidireccional, conectado, a su vez, a un amplificador de ruido bajo 10.

15 El conjunto acoplador unidireccional 9 y diodo de ruido 8 se utiliza para la determinación periódica de la ganancia del receptor 5, 6.

20 El amplificador de ruido bajo 10 funciona en gama de onda milimétrica e incluso submilimétrica. Este amplificador 10 debe presentar, preferentemente, una ganancia máxima y un factor de ruido mínimo, para limitar la temperatura de ruido del receptor 5, 6, y debe, sobre todo, consumir un mínimo de potencia para evitar el auto-calentamiento del receptor 5, 6.

En el ejemplo de realización representado en la figura 3, un módulo de reducción de frecuencia 12 está previsto en la salida del módulo de transición 7.

25 Este módulo de reducción de frecuencia 12 que puede ser de tipo pasivo, o activo para trasponer la señal procedente de la antena 1, 2 a cierta banda de frecuencia.

30 Preferentemente, se encuentra entonces en este módulo de reducción de frecuencia 12 un mezclador milimétrico 13 y un amplificador de ruido bajo y baja frecuencia.

La señal en la salida del mezclador 13 es filtrada de este modo, a continuación fuertemente amplificada de cara a ser digitalizada y almacenada en la memoria.

35 El mezclador 13 recibe, por lo tanto, en la entrada la señal procedente del módulo de transición 7 y una señal del oscilador local.

La señal del oscilador local preferentemente no es directamente generada en gama de onda milimétrica (o submilimétrica).

40 En efecto, todos los osciladores locales del conjunto de los receptores 5, 6 deben ser sincronos, lo que implica la utilización de una misma fuente. Ahora bien, la potencia nominal de esta señal del oscilador local en cada módulo de reducción de frecuencia 12 se acerca generalmente a los 10 dBm. Debido a esto, en el caso de un ejemplo con 49 receptores 5, 6 (matriz de 7 x 7 antenas), la fuente dedicada a la generación de la señal del oscilador local del conjunto de los receptores debería generar una potencia de aproximadamente 1 W.

45 Este valor de potencia es muy importante y difícilmente alcanzable con, por ejemplo, una fuente de diodo de tipo Gunn o también un amplificador en estado sólido.

50 Es por ello que se utiliza preferentemente una fuente (diodo Gunn no representado) que funciona en gama de onda centimétrica de ruido bajo de fase y que suministra una potencia suficientemente importante. La señal procedente de la fuente centimétrica llega a un multiplicador milimétrico 15, antes de ser amplificada por un amplificador de media potencia milimétrico (o submilimétrico) 16 para alcanzar una potencia suficiente para controlar cada mezclador 13.

55 Además, la realización de mezclador 13 de reducida potencia de señal de oscilador local está prevista utilizando por ejemplo la tecnología de antimonio asociada a una arquitectura de mezclador con diodo Esaki, o con transistor HBT.

60 Las heteroestructuras a base de semiconductor de antimonio permiten desarrollar diodos túnel que general no linealidades de polarización muy reducida, criterio físico esencial para el desarrollo de mezclador de potencia reducida de control de oscilador local.

65 Es preciso observar que, en el caso de señales monoarmónicas, cuanto mayor es la reducción de frecuencia para una tasa de muestreo dada, mejor es la resolución espacial durante el barrido espacial.

En cambio, en el caso de señales de ruido, por lo tanto multiarmónicas, para obtener una mejor resolución

espacial durante el barrido espacial aumentando la reducción de frecuencia para una tasa de muestreo dada, es necesario procesar las señales, particularmente compensando el impacto de la reducción de frecuencia para cada armónico de la señal reducida y realizando, previamente a la correlación, una deconvolución de los efectos de filtrado de la antena y del módulo de recepción.

5 En efecto, el fenómeno de dilatación del tiempo inducido por la reducción frecuencial mediante un mezclador es completamente verificado cuando la señal reducida es de tipo monoarmónico.

10 De este modo, como ejemplo, si una señal sinusoidal de frecuencia 100 GHz se presenta en la entrada del mezclador 13 con banda lateral única (banda lateral superior), y la frecuencia de la señal del oscilador local es igual a 99,99 GHz, entonces la señal presente en la salida del mezclador 13 tendrá una frecuencia de 10 MHz.

15 Por consiguiente, la relación de reducción entre la señal en la entrada del mezclador 13 y la señal en la salida de este mezclador 13 es igual a 10000.

Si se impone un desajuste temporal de 2 ps a la señal de alta frecuencia en la entrada del mezclador 13, esto se traducirá en un desajuste temporal 10000 veces mayor en la salida del mezclador 13, es decir un desajuste de 20 ns.

20 Por consiguiente, si la señal útil en la entrada del mezclador 13 es monoarmónica, la utilización del módulo de reducción de frecuencia 12 permite utilizar CAD con tasa de muestreo no demasiado elevada (<1 GS/s).

En cambio, si están disponibles CAD con tasa de muestreo superior a 200 Gs/s, entonces la reducción de frecuencia ya no es necesaria.

25 Sin embargo, en el caso de la invención, la señal medida y recogida por las antenas 1, 2 es de tipo radiométrico. Se trata de una señal de ruido que presenta una banda pasante finita (impuesta por la banda pasante de las antenas y de los receptores asociados). Esta señal es, por lo tanto, multiarmónica.

30 Ahora bien, para aprovechar las propiedades físicas inducidas por la reducción de frecuencia del módulo 12 (compresión o dilatación del tiempo según el sentido de conversión), es necesario que las señales medidas sean monoarmónicas.

35 Debido a esto, en el contexto de la invención, es necesario generar una señal monoarmónica y utilizarla para iluminar la escena.

En otras palabras, es necesario hacer al sistema «activo» al tiempo que se conserva el procedimiento de adquisición y de barrido espacial digital descrito en la presente invención.

40 Tal como se ha indicado anteriormente, en configuración radiométrica, la cámara mide la radiación térmica de hiperfrecuencia natural emitida por un cuerpo cuya temperatura es diferente de cero grados absolutos. Esta radiación térmica es equivalente a una señal de ruido que presenta un número de armónicos superior a 1.

45 Por ejemplo, cuando una señal de ruido de ancho de banda de frecuencia 1 GHz centrada en torno a 99,5 GHz es inyectada en la entrada del mezclador 13, y la frecuencia del oscilador local es igual a 99 GHz, entonces la señal presente en la salida del mezclador 13 tendrá una banda de frecuencia de 1 GHz centrada en torno a 0,5 GHz.

50 El armónico de frecuencia 100 GHz de la señal en la entrada del mezclador 13 se reduce en la salida de este mezclador 13 al armónico de frecuencia 1 GHz. Esto se traduce en un factor de reducción de 100.

En cambio, el factor de reducción de un armónico de la señal en la entrada del mezclador 13 a 99 GHz, es infinito ya que el valor de la frecuencia en la salida del mezclador 13 es nulo.

55 De este modo, se constata que el factor de reducción no es en absoluto constante en toda la banda de frecuencia, tal como se ilustra en la figura 8 que muestra la evolución del factor de reducción A de una señal de ruido centrada en torno a 99,5 GHz y de banda pasante 1 GHz, en función de la frecuencia FRF de la señal en la entrada del mezclador 13.

60 La evolución del factor de reducción tiene un impacto importante, ya que un desajuste temporal de 5 ps de la señal de ruido en la entrada del mezclador 13 se traduce también en un desajuste temporal de 5 ps de la señal en la salida de este mezclador 13.

65 Por consiguiente, el interés del mezclador frente a la dilatación del tiempo ya no es visible en una señal multiarmónica. En efecto en esta configuración, para alcanzar una resolución temporal de 5 ps, es necesario utilizar un convertidor analógico digital que presenta una tasa de muestreo de 200 GS/s.

En este contexto, el aumento del coste del dispositivo se vuelve exponencial con el aumento de la frecuencia de muestreo.

5 Para oponerse al impacto de la fuerte variación de la reducción en función de la frecuencia de la señal en la entrada del mezclador 13, puede añadirse un procesamiento de la señal.

A partir del valor de la frecuencia de la señal del oscilador local (en el ejemplo 99 GHz), se determina, para cada armónico de la señal en la salida del mezclador 13, el factor de reducción experimentado.

10 Para ello, se realiza la transformada de Fourier de la señal de ruido presente en la salida del mezclador 13, y se aplica para cada armónico la inversa del factor de reducción experimentado. De este modo se reconstruye el espectro de la señal en la entrada del mezclador 13.

15 La transformada de Fourier inversa del espectro reconstituido permite obtener una buena aproximación de la evolución temporal de la señal de ruido en la entrada del mezclador 13 antes de la reducción, pero muestreada con una frecuencia de muestreo igual a 198 GS/s, es decir una muestra cada 5,05 ps.

De este modo, el procesamiento digital propuesto permite alcanzar la resolución temporal buscada mientras se utiliza un convertidor analógico digital con tasa de muestreo mucho más reducida, es decir, en el ejemplo, 2 GS/s.

20 Los gráficos representados en las figuras 9, 10 y 11 permiten ilustrar lo que se ha explicado anteriormente. Para cada uno de estos gráficos, los valores en el eje de ordenadas corresponden a los valores del producto de correlación normalizados, por lo tanto sin unidades.

25 El gráfico de la figura 9 representa el resultado del producto de correlación entre las señales emitidas por la escena y percibidas por dos antenas de banda pasante igual a 10 GHz centrada en torno a 95 GHz, sin reducción de frecuencia. En este ejemplo, la escena que corresponde a la zona de solapamiento vista por las dos antenas está modelizada por nueve superficies elementales (píxeles) cuya temperatura varía.

30 Cada amplitud de pico es proporcional a la temperatura de cada píxel. La posición temporal de cada pico de correlación principal (representada por un círculo), corresponde a la posición geográfica de cada píxel.

35 Se constata, en este ejemplo, la presencia de picos secundarios en torno a cada pico de correlación, vinculada a ancho reducido de la banda pasante. Cuanto más estrecha es la banda pasante, más difícil es distinguir píxeles cercanos. Sin embargo, la tendencia de la envuelta del producto de correlación representa el perfil de temperatura de la escena.

Se observa también que los valores negativos del producto de correlación están vinculados a la numeración de los píxeles (artefactos de simulación).

40 El gráfico de la figura 10 representa el resultado del producto de correlación entre las señales emitidas por la escena y percibidas por dos antenas de banda pasante igual a 10 GHz centrada en torno a 95 GHz, con reducción de frecuencia (utilización de un mezclador 13 que tiene una señal de oscilador local de frecuencia 90 GHz) y muestreo a 20 GS/s.

45 Tal como puede constatarse por comparación entre los gráficos de las figuras 10 y 9, el resultado del producto de correlación después de la reducción no representa la tendencia del perfil de temperatura de la escena.

También, se realiza la transformada de Fourier de las dos señales muestreadas y reducidas en frecuencia.

50 Conociendo la frecuencia del oscilador local (90GHz en el ejemplo), se determina el factor de reducción experimentado por cada armónico, y mediante procesamiento inverso, se «vuelve» al espectro de la señal antes de la reducción.

55 La evolución temporal de las dos señales se obtiene entonces por transformada de Fourier inversa. Estas señales temporales se correlacionan entonces digitalmente. Los resultados se presentan en el gráfico de la figura 11 a continuación.

60 Tal como puede constatarse por comparación entre el gráfico de la figura 11 y el gráfico de la figura 9, el procesamiento de la señal presentado anteriormente permite reconstituir el perfil de temperatura de la escena, incluso después de la reducción de frecuencia y digitalización.

Además este procesamiento permite alcanzar una resolución temporal adecuada con un CAD de tasa de muestreo sub-dimensionada, por lo tanto menos costoso, con respecto a la resolución espacial deseada.

65 En el marco de la invención, no es necesario utilizar CAD que presenten un número de bits de codificación elevado. En efecto, el producto de correlación efectuado en señales digitalizadas mediante CAD de tipo 1 bit da

resultados idénticos al realizado con señales digitales mediante CAD de tipo de 10 bits.

Este punto es particularmente importante, ya que esto permite priorizar la frecuencia de muestreo con respecto al número de bits de codificación. Esto permite también reducir fuertemente el coste, el consumo de potencia eléctrica y, por lo tanto, limitar el calentamiento del sistema.

Por otro lado, cuando más estrecha es la banda pasante de la señal en la salida del mezclador 13, mayor es la amplitud de los picos secundarios. Del mismo modo, cuando más reducida es la frecuencia de corte superior de la banda pasante de la señal en la salida del mezclador 13, mayor es la dispersión de los picos de correlación (principales y secundarios).

Para limitar estos dos fenómenos, se puede deconvolucionar la influencia del efecto de filtrado inducido por los módulos de recepción. El impacto de la deconvolución se ilustra en el gráfico de la figura 12.

En el gráfico de la figura 12, los valores en el eje de ordenadas corresponden a los valores del producto de correlación normalizados, por lo tanto sin unidades, y los valores en el eje de abscisas corresponden a números de muestra.

Por otro lado, en este gráfico de la figura 12, la curva referenciada como C1 representa el producto de correlación entre las señales emitidas por el píxel único de la escena sin filtrado, la curva C2 representa el producto de correlación entre las señales emitidas por el píxel único de la escena con filtrado, la curva C3 representa el producto de correlación entre las señales emitidas por el píxel único de la escena con filtrado y a continuación deconvolución de la función de transferencia del filtro hasta 10 MHz, y finalmente la curva C4 representa el producto de correlación entre las señales emitidas por el píxel único de la escena con filtrado y a continuación deconvolución de la función de transferencia del filtro hasta 20 MHz.

Se constata bien, por comparación entre la curva C2 y la curva C1, el fenómeno de dispersión del pico de correlación debido al filtrado, y a continuación por comparación entre las curvas C3 y C4 por un lado y la curva C2 por otro lado, la disminución importante del fenómeno de dispersión del pico de correlación gracias a la deconvolución.

Esta técnica permite, por lo tanto, reducir la banda pasante de la señal en la salida del mezclador 13, sin reducir la resolución espacial.

En el ejemplo de la figura 3, es posible no utilizar módulo de reducción de frecuencia 12, con módulos de recepción 5, 6 homodinos.

Este tipo de dispositivo, con módulos de recepción 5, 6 homodinos sin módulo de reducción de frecuencia 12, presenta un interés con respecto a un dispositivo con módulos de recepción 5, 6 con módulo de reducción de frecuencia 12, en términos de volumen, de consumo de potencia, de coste y de precisión. Además, esto permite librarse en gran parte del procesamiento digital de las señales posteriormente a la correlación y, por lo tanto, reducir el tiempo y la potencia de cálculo del dispositivo.

Sin embargo, esto implica utilizar un convertidor analógico/digital 17 en la salida de cada módulo de recepción 5, 6 que sea de tipo milimétrico (incluso submilimétrico) con tasa de muestreo elevada para respetar la regla de Shannon (tasa de muestreo superior a 2 veces la frecuencia de la señal milimétrica).

En este ejemplo representado en la figura 3, en los dos casos, es decir con o sin módulo de reducción de frecuencia 12, el convertidor analógico/digital 17 debe ofrecer un muestreo rápido para permitir un barrido espacial con la mejor resolución espacial posible.

En efecto, el barrido espacial de la escena se efectuará produciendo el producto de correlación, por el módulo de correlación 4, de las señales procedentes de dos antenas adyacentes 1, 2 y aplicando un desajuste temporal de una señal con respecto a la otra.

Dado que las señales están digitalizadas, el desajuste temporal mínimo corresponde al desajuste de una muestra. Por consiguiente, cuanto más elevada es tasa de muestreo, más estrecha es la diferencia temporal entre dos muestras, y mejor es la resolución espacial durante el barrido espacial.

Sin embargo, en el caso en el que se utiliza un módulo de reducción de frecuencia 12, con señales monoarmónicas o señales multiarmónicas pero procesadas mediante el enfoque matemático presentado anteriormente (compensación de la reducción de frecuencia y deconvolución), se produce una especie de «dilatación del tiempo» después de cierta reducción ab , de modo que un desajuste temporal de x segundos sobre la señal de baja frecuencia genera un desajuste temporal de una duración x/ab (en segundos) de la señal milimétrica. Por lo tanto, también en este caso, cuando más elevada es la tasa de muestreo, más estrecha es la diferencia temporal entre dos muestras, y mejor es la resolución espacial durante el barrido espacial.

Preferentemente, y en referencia al ejemplo representado en la figura 3, pueden colocarse los módulos de recepción 5, 6 y la unidad de procesamiento digital 3 en el mismo chip de semiconductor. La realización del conjunto de módulos de recepción 5, 6 analógicos y la unidad de procesamiento digital 3 puede desarrollarse de este modo en tecnología MMIC, según la tecnología de fabricación utilizada (Semiconductor III-V, SiGe, Si...).

La correlación con el módulo de correlación puede ser de tipo digital o analógico.

Tal como ya se ha mencionado anteriormente, el barrido espacial mecánico implica una degradación importante de la sensibilidad radiométrica debido a las múltiples mediciones realizadas para reconstituir la imagen.

En efecto, si se desea, por ejemplo, que el número mínimo de píxeles constituyentes de una imagen de 20 x 20 cm² sea de 130 x 130 píxeles, esto corresponde a una superficie de 5 mm² para cada píxel.

Suponiendo, por ejemplo, que el elemento óptico utilizado es tal como se ha presentado anteriormente (por ejemplo 10 cm de diámetro, matriz de 7 x 7 antenas de parche), la superficie de la zona de solapamiento (figura 2a) entre dos antenas adyacentes debe ser del orden de 2,5 x 5 cm².

El producto de correlación analógica solamente puede realizarse entre las señales procedentes de dos antenas adyacentes que presentan una zona de solapamiento a media potencia vinculada a la arquitectura del correlacionador analógico (figura 5).

Considerando dos antenas adyacentes que presentan una zona de solapamiento, el tamaño del píxel después del producto de correlación analógica será inferior a 2,5 x 5 cm² (véase las figuras 2a).

Para obtener el número mínimo de píxeles en la imagen mencionada anteriormente, es necesario realizar cinco desplazamientos según un primer eje y 10 desplazamientos según un segundo eje, es decir 50 en total, considerando que, para cada posición, se produce el producto de correlación analógica.

El producto de correlación digital puede efectuarse entre las señales procedentes de todas las antenas adyacentes que presentan una zona de solapamiento con media potencia (figura 3) ya que la correlación se efectúa a posteriori.

Considerando cuatro antenas adyacentes que presentan una zona de solapamiento, el tamaño del píxel después del producto de correlación digital será inferior a 2,5 x 2,5 cm² (véase las figuras 2b). En este caso, no es necesario ningún desplazamiento mecánico, ya que la pixelación de la imagen se realiza discretizando todas las zonas de solapamiento que constituyen la imagen «bruta», realizando el producto de correlación digital para diferentes valores de τ (retraso eléctrico entre las señales procedentes de dos antenas que presentan una zona de solapamiento).

Para mejorar la pixelación de la imagen, otros procesamientos digitales pueden ser realizados por la unidad de procesamiento 3 como la deconvolución, el filtrado... sea cual sea el método de correlación utilizado.

En el caso de una correlación de tipo digital (figura 3), el módulo de correlación digital 4 está, preferentemente, integrado en la unidad de procesamiento digital 3, en el módulo lógico 20 de tipo FPGA, y recibe en la entrada las señales digitales sn_1 y sn_2 procedentes de los módulos de conversión analógico-digital 17.

El producto de correlación digital calculado de este modo es entonces:

$$C \text{ } sn_1 \text{ } sn_2 (\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} sn_1 (t) sn_2^*(t-\tau)dt$$

De este modo, el producto de correlación digital entre las señales procedentes de dos antenas adyacentes 1, 2 permite obtener la zona de solapamiento óptima.

Haciendo variar la constante de tiempo τ (véase las explicaciones anteriormente), la superficie de la zona de solapamiento varía, permitiendo de este modo realizar un barrido espacial de la escena.

Tal como se ha explicado anteriormente, para la realización del producto de correlación digital, está prevista una arquitectura de módulo de recepción 5, 6 específica, con el fin de obtener particularmente la información de fase y de amplitud de cada señal para poder producir este producto de correlación.

Debido a esto, las señales procedentes del conjunto de las antenas 1,2 de la matriz (véase también las figuras 1a y 1b) son, preferentemente, muestreadas por separado.

En el caso de una correlación de tipo analógico; la arquitectura del dispositivo es diferente ya que el módulo de

correlación analógica ya no está integrado en la unidad de procesamiento digital.

Esta arquitectura sigue basándose en un barrido espacial mediante movimientos mecánicos, con un producto de correlación de las señales procedentes de dos antenas adyacentes, lo que implica la presencia de una zona de solapamiento óptima tal como se ha presentado anteriormente.

El interés principal de un módulo de correlación analógica reside en el hecho de que el módulo de recepción 5, 6 integra la señal radiométrica en toda su banda pasante, permitiendo de este modo obtener una sensibilidad radiométrica más importante.

En efecto, tal como muestra la expresión de la sensibilidad de un receptor radiométrico, cuanto más ancha presenta el dispositivo una banda pasante, más reducida será la sensibilidad:

$$\delta T = T_{sis} / \sqrt{(B \tau)}$$

Sin embargo, el producto de correlación solamente puede efectuarse, por razones de complejidad del sistema, entre las señales procedentes de dos antenas adyacentes 1, 2, es decir en una dimensión del espacio únicamente (véase la figura 2a), contrariamente al dispositivo con módulo de correlación 4 digital que puede realizar el producto de correlación entre las señales procedentes de tres, incluso cuatro, antenas adyacentes en varias dimensiones del espacio (véase la figura 2b).

Debido a esto, en el caso de una matriz de 7 x 7 antenas 1, 2 (véase las figuras 1a y 1b), es necesario realizar 5 desplazamientos en la dirección correspondiente a la posición de las dos antenas 1, 2 cuyas señales están correlacionadas y 10 desplazamientos en la otra dirección, es decir 50 en total.

Si el conjunto elemento óptico 27, parches de antenas 1, 2, módulos de recepción 5, 6 (véase las figuras 1a y 1b), presenta un ancho de banda de 10 GHz, considerando un tiempo de medición $\tau = 0,2$ s por posición (etapa de calibrado no incluida) y una temperatura de ruido propio de los módulos de recepción 5, 6 de 1810 K, la sensibilidad radiométrica se aproximará a $0,04^\circ$.

Este valor de sensibilidad es muy interesante ya que ésta es inferior a la obtenida con un dispositivo con módulo de correlación 4 digital y para un tamaño de memoria de 1024 MB.

Los dos módulos de recepción 5, 6 asociados, cada uno, a una antena 1, 2, y cuyas señales deben correlacionarse, deben estar lo más apareadas posible en términos de fase y de amplitud para la realización de este producto de correlación.

Además, esta solución por correlación analógica implica utilizar amplificadores de banda ancha.

La configuración del dispositivo con módulo de correlación 4 analógico se presenta, por lo tanto, en referencia al ejemplo no de acuerdo con la invención representado en la figura 5.

De este modo, se encuentran bien los módulos de recepción 5 y 6 asociados a las antenas 1 y 2, comprendiendo cada uno un módulo de transición 7, tal como ya se ha explicado en referencia a la figura 3, sin módulo de reducción de frecuencia 12.

De este modo, las señales procedentes de dos antenas adyacentes 1, 2 que presentan una zona de solapamiento óptima son amplificadas por dos amplificadores independientemente antes de ser combinadas entre sí para las necesidades de la correlación analógica.

El módulo de correlación 4 analógica y los módulos de recepción 5 y 6 pueden estar colocados en el mismo chip de semiconductor.

El módulo de correlación 4 analógica comprende, de este modo, un primer sub-módulo 21 que generará en la salida, a partir por un lado de la primera señal eléctrica se_1 procedente del módulo de transición 7 del primer módulo de recepción 5, y por otro lado de la segunda señal eléctrica se_2 procedentes del módulo de transición 7 del segundo módulo de recepción 6, dos señales que corresponden respectivamente a la suma y a la diferencia de las dos señales en la entrada se_1 y se_2 . Los desfases 25 y 26 se utilizan para compensar el desfase en fase inducido por el hecho de que los dos módulos de recepción 5, 6 no están forzosamente apareados.

Este primer sub-módulo 21 es, preferentemente, un acoplador híbrido 21 con dos entradas.

Por otro lado, el módulo de correlación 4 comprende al menos dos sub-módulos 22, 23 de detección cuadrática que recibirán en la entrada respectivamente las dos señales de salida del primer sub-módulo 21.

De este modo, el valor cuadrático medio de las dos señales procedentes de las dos salidas del primer submódulo 21 se mide mediante los dos módulos 22, 23 de detección cuadrática.

Preferentemente, las señales en la salida de los dos módulos de detección cuadrática 22, 23 son amplificadas a continuación por un amplificador diferencial 24.

Debido a esto, la señal en la salida del amplificador diferencial 24 corresponde al producto de correlación de las dos señales procedentes de dos antenas 1 y 2.

Esta señal corresponde a la potencia de ruido media emitida por la escena cuya superficie corresponde a la zona de solapamiento (intersección de los puntos P1 y P2, véase las figuras 2a y 2b).

Esta señal es digitalizada a continuación por el convertidor analógico-digital 17 antes de ser almacenada en la memoria de acceso aleatorio 18.

La presencia de los dos desfasadores fijos 25 y 26 en el módulo de correlación 4 analógica, en la salida de los dos amplificadores hiperfrecuencias 10 en cada módulo de transición 7 de los módulos de recepción 5 y 6, permite aparear las dos vías en fase para que el producto de correlación sea máximo.

Para reducir la ganancia de los amplificadores milimétricos 10, incluso eliminar los de la cadena, puede preverse utilizar detectores cuadráticos 22, 23 ultrasensibles, por ejemplo por medio de diodos túnel de tipo Esaki a base de antimonio. En efecto, esta tecnología de diodo permite detectar una potencia de señal milimétrica inferior a -80 dBm sin utilización de amplificadores milimétricos. Este valor de potencia corresponde a la potencia de una señal de ruido emitida por un cuerpo a temperatura ambiente en 20 GHz de banda pasante.

De este modo, el procedimiento de imaginería radiométrica de acuerdo con la invención, que puede implementarse mediante el dispositivo tal como se ha presentado anteriormente comprende, en primer lugar, una etapa de recepción y de transformación en señales eléctricas se_1 , se_2 por al menos el primer y el segundo módulos de recepción 5, 6, respectivamente de una primera y de una segunda señales s_1 , s_2 representativas de las radiaciones r_1 , r_2 del primer y del segundo puntos P_1 , P_2 de un cuerpo o de un objeto captadas por la primera y la segunda antenas 1, 2.

A continuación, a partir de las primera y segunda señales eléctricas se_1 , se_2 , se implementa una etapa de creación, por la unidad de procesamiento digital 3, de al menos una señal digital representativa de las radiaciones electromagnéticas r_1 , r_2 .

Esta señal digital será presentada por una pantalla como imagen del cuerpo o del objeto.

Por otro lado, la correlación de las primera y segunda señales eléctricas se_1 , se_2 se implementa, con el fin de formar al menos una señal representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos P_1 , P_2 del cuerpo o del objeto.

En el caso de la correlación digital (figura 3), las primera y segunda señales eléctricas se_1 , se_2 son convertidas respectivamente en una primera y una segunda señal digital sn_1 , sn_2 por los módulos 17 de conversión, y la correlación se implementa entonces en estas señales digitales sn_1 , sn_2 , a las que el procesamiento matemático presentado anteriormente es aplicado previamente (transformada de Fourier, corrección del factor de reducción para cada armónico, deconvolución del filtrado de la cadena de recepción, y transformada de Fourier inversa).

Cada procesamiento matemático es objeto de un módulo de procesamiento digital (no representado en la figura 3) implementado en la unidad de procesamiento digital 3, de la misma manera que el módulo de correlación digital 4. Se habla entonces, por ejemplo, de un módulo de transformada de Fourier, de un módulo de corrección del factor de reducción para cada armónico, de un módulo de deconvolución del filtrado de la cadena de recepción, y de un módulo de transformada de Fourier inversa.

La correlación digital comprende particularmente al menos una etapa de cálculo, a partir de las primera y segunda señales digitales sn_1 , sn_2 , de al menos una señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos P_1 , P_2 del cuerpo u objeto.

La correlación digital comprende también al menos una etapa de creación por cálculo de al menos una tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de una zona vecina de los primer y/o segundo puntos P_1 , P_2 .

La correlación digital comprende finalmente al menos una etapa de cálculo, a partir de una parte de la primera y/o de la segunda señal digital, y por otra parte de la tercera señal digital, de al menos una señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección del primer y/o del segundo puntos P_1 , P_2 del cuerpo u objeto, con la zona vecina.

Dicho de otro modo, mediante la correlación digital, puede construirse la información digital relativa a la zona vecina mediante el cálculo, sin barrido mecánico.

Para ello, la etapa de creación por cálculo de la tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de la zona vecina del primer y/o segundo puntos P_1 , P_2 comprende, a su vez, una etapa de desajuste temporal o de desfase de la primera y/o segunda señales digitales sn_1 , sn_2 .

De este modo, es posible, mediante un barrido digital, aumentar fuertemente la resolución.

Todas las señales que provienen de las antenas que presentan una zona de solapamiento pueden estar correlacionadas, por correlación digital múltiple.

La pixelación de la imagen se realiza, de este modo, mediante discretización de todas las zonas de solapamiento realizando el producto de correlación para diferentes desajustes temporales (o desfases).

De este modo, la correlación digital múltiple a posteriori, solamente necesita una única medición para cada antena.

A título de ilustración, la figura 4a muestra la señal digital 30 representativa de la intersección entre dos puntos P_1 y P_2 adyacentes, obtenida por correlación de las señales representativas de los puntos P_1 y P_2 .

Realizando digitalmente un desajuste temporal, se crea matemáticamente el punto P_1' y su señal correspondiente, que puede, entonces, correlacionarse con la señal representativa del punto P_2 o con la señal representativa de la intersección 30 de los puntos P_1 y P_2 . El resultado de esta correlación corresponde a la banda 31.

Iterando este procedimiento para diferentes valores de desajuste temporal, hasta obtener un producto de correlación nulo, se obtienen diferentes bandas 31, 32, 33, 34, que corresponden a una discretización de la zona de solapamiento inicial 30.

Si se implementa este procedimiento para todas las zonas de intersección dos a dos de una matriz de antenas, se obtiene una discretización matricial tal como se ilustra en la figura 4b.

Esta figura 4a muestra la señal digital 40 representativa de la intersección entre cuatro puntos P_1 , P_2 , P_3 y P_4 adyacentes en dos direcciones, obtenido mediante correlación de las señales representativas de los puntos P_1 , P_2 , P_3 y P_4 .

Realizando digitalmente un desajuste temporal según una primera dirección, se crea matemáticamente el punto P_1' , y realizando digitalmente un desajuste temporal según una segunda dirección, se crea matemáticamente el punto P_4' .

La intersección 40 entre los cuatro puntos P_1 , P_2 , P_3 y P_4 adyacentes se discretiza a continuación en la banda 41 y la banda 42 cuya intersección forma un píxel elemental 43.

Iterando este procedimiento para diferentes valores de desajuste temporal en cada una de las dos direcciones, hasta obtener un producto de correlación nulo, se obtienen diferentes píxeles 43, 44, 45, 46, que corresponden a una discretización de la zona de solapamiento inicial 40.

Como alternativa, en el caso de la correlación analógica tal como el ejemplo no de acuerdo con la invención ilustrado en la figura 5, la etapa de correlación se implementa directamente en las primera y segunda señales eléctricas se_1 , se_2 .

Esta etapa de correlación analógica genera al menos una señal eléctrica de salida que es convertida en al menos una señal digital sn_1 por el módulo 17 de conversión de cara a un procesamiento por la unidad de procesamiento 3, y particularmente de cara a la creación de la imagen del cuerpo u objeto.

Esta etapa de correlación analógica comprende una etapa de creación de dos señales eléctricas que corresponden respectivamente a la suma y a la diferencia de la primera señal eléctrica y de la segunda señal eléctrica desfasada.

Otro ejemplo de detección de la radiación electromagnética de los puntos de un cuerpo o de un objeto se representa esquemáticamente en las figuras 6a y 6b.

En este ejemplo, el dispositivo está provisto, como mínimo, de dos elementos ópticos 2a, 2b, preferentemente 3 elementos ópticos 2a, 2b, 2c, cuyas características se determinan preferentemente para favorecer la portabilidad del dispositivo.

La estructura de cada elemento óptico 2a, 2b, 2c podrá estar, por ejemplo, constituida por una lentilla.

Cada elemento óptico 2a, 2b, 2c está asociado a al menos un elemento radiante 1a, 1b, 1c que puede ser, por ejemplo, una antena impresa (parches, Yagi, Logarítmica periódica...) cuya topología está ajustada para alcanzar la frecuencia de resonancia esperada.

Entre cada elemento óptico 2a, 2b, 2c y elementos radiantes 1a, 1b, 1c, está intercalado al menos un espejo 3a, 3b, 3c inclinable de manera biangular, que permite orientar el ángulo de visión del dispositivo en el plano 4 de la escena 5.

Para que el producto de correlación pueda producirse, es necesario que al menos dos antenas vean una misma superficie de escena 5. En otras palabras, los espejos 3a, 3b, 3c se utilizan para orientar el haz de cada conjunto antena más elemento óptico, para que estos conjuntos vean una superficie de escena común.

En esta configuración la zona de solapamiento óptima está definida por la superficie total vista por cada una de las antenas.

El interés de esta topología de dispositivo reside en el hecho de que las antenas están separadas una distancia D mucho mayor que para la variante con un único elemento óptico tal como se representa en las figuras 1a, 1b. Debido a esto, para alcanzar la misma resolución espacial, pueden utilizarse convertidores analógicos digitales con tasa de muestreo mucho más reducida. Sin embargo, en contrapartida, esta topología presenta un volumen mucho menor.

La figura 7 representa esquemáticamente la resolución de detección radiométrica del dispositivo de la invención, destacando las zonas de solapamiento, en el ejemplo de las figuras 6a y 6b.

De este modo, la zona rayada en la figura 7 ilustra la zona de solapamiento de las tres antenas 1a, 1b, 1c de la figura 6a, vista en el plano 4 de la escena 5. Esta zona de solapamiento corresponde a la superposición de tres superficies elípticas.

La producción del producto de correlación entre las señales percibidas por las dos antenas 2a, 2b (figura 6b), o por una combinación de dos antenas entre las tres antenas 2a, 2b, 2c (figura 6a), discretiza la zona de solapamiento, o por desajuste temporal (arquitectura digital), o por barrido mecánico utilizando los espejos (arquitectura analógica).

En el caso del ejemplo de dispositivo que utiliza tres conjuntos de antenas 2a, 2b, 2c más elementos ópticos 3a, 3b, 3c, la zona de solapamiento se discretizará siguiendo tres direcciones paralelas respectivamente a las direcciones de separación D entre cada conjunto de antena más elemento óptico (figura 6a). El enfoque de pixelización de la escena es entonces el mismo que el presentado anteriormente en referencia a las figuras 4a y 4b, salvo que la zona de solapamiento es total.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de imaginología radiométrica portátil que comprende:

- 5 - al menos una primera y una segunda antenas de recepción (1, 2) capaces de captar las radiaciones electromagnéticas (r_1, r_2) respectivamente de un primer y de un segundo puntos (P_1, P_2) de un cuerpo o de un objeto, y de transformarlas respectivamente en una primera y una segunda señales (s_1, s_2) representativas de dicha radiación (r_1, r_2),
- 10 - al menos un primer y un segundo módulo de recepción (5, 6) asociados respectivamente a dichas primera y segunda antenas (1, 2), y capaces de recibir respectivamente dichas primera y segunda señales (s_1, s_2) representativas de dichas radiaciones (r_1, r_2), y de transformarlas respectivamente en una primera y una segunda señales eléctricas (se_1, se_2),
- 15 - una unidad de procesamiento digital (3) capaz de crear, a partir de dichas primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2), al menos una señal digital representativa de dichas radiaciones electromagnéticas, y que será presentada por una pantalla como imagen de dicho cuerpo u objeto,

caracterizado por que el primer y el segundo módulos de recepción (5, 6) comprenden un módulo de reducción de frecuencia (12), y por que el dispositivo comprende además:

- 20 - al menos un módulo de deconvolución, capaz de deconvolucionar las primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2) en la salida respectivamente del primer y del segundo módulos de recepción (5, 6),
- un módulo de correlación (4) capaz de correlacionar dichas primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2) deconvolucionadas para formar al menos una señal representativa de la radiación electromagnética de la intersección de dichos primer y segundo puntos (P_1, P_2) de dicho cuerpo u objeto.

25 2. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado por que** el primer y/o el segundo módulos de recepción (5, 6) comprenden un módulo de transición (7) que comprende, preferentemente, un diodo (8) de inyección de ruido conectado a un acoplador (9), estando dicho acoplador (9) preferentemente conectado a un amplificador de ruido bajo (10).

30 3. Dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 y 2, **caracterizado por que** los módulos de reducción de frecuencia (12) comprenden un mezclador milimétrico (13) y un amplificador de ruido bajo de baja frecuencia (14).

35 4. Dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado por que** los módulos de recepción (5, 6) y la unidad de procesamiento digital (3) están colocados en un mismo chip de semiconductor.

40 5. Dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado por que** el dispositivo comprende un módulo (17) de conversión de las primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2) respectivamente en una primera y una segunda señales digitales (sn_1, sn_2), y **por que** el módulo de correlación (4) es un módulo de correlación digital (4) de dichas señales digitales (sn_1, sn_2), preferentemente integrado en la unidad de procesamiento (3).

45 6. Procedimiento de imaginología radiométrica que comprende:

- una etapa de recepción y de transformación en primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2), por al menos un primer y un segundo módulos de recepción (5, 6), respectivamente de una primera y de una segunda señales (s_1, s_2) representativas de las radiaciones (r_1, r_2) de un primer y de un segundo puntos (P_1, P_2) de un cuerpo o de un objeto captados por una primera y una segunda antenas (1, 2),
- 50 - una etapa de creación por una unidad de procesamiento digital (3), a partir de dichas primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2), de al menos una señal digital representativa de dichas radiaciones electromagnéticas (r_1, r_2) y que será presentada por una pantalla como imagen de dicho cuerpo u objeto, **caracterizado por que** la etapa de recepción y de transformación comprende una etapa de reducción de la frecuencia de dichas señales eléctricas (se_1, se_2), y **por que** dicho procedimiento comprende, además, una
- 55 - etapa de deconvolución de dichas primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2) a continuación una etapa de correlación de dichas primera y segunda señales eléctricas (se_1, se_2) deconvolucionadas para formar al menos una señal representativa de la radiación electromagnética de la intersección de dichos primer y segundo puntos (P_1, P_2) de dicho cuerpo u objeto.

60 7. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 6, **caracterizado por que** las primera y segunda señales eléctricas son convertidas respectivamente en una primera y una segunda señales digitales, (sn_1, sn_2) por un módulo (17) de conversión, y **por que** la etapa de correlación se implementa en dichas señales digitales (sn_1, sn_2).

8. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 7, **caracterizado por que** la etapa de correlación comprende:

- 65 - al menos una etapa de cálculo, a partir de las primera y segunda señales digitales (sn_1, sn_2), de al menos una

- señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos (P_1 , P_2) del cuerpo u objeto,
- al menos una etapa de creación por cálculo de al menos una tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de una zona vecina del primer y/o segundo puntos (P_1 , P_2),
 - al menos una etapa de cálculo, a partir por un lado de la primera y/o de la segunda señal digital y por otro lado de la tercera señal digital, de al menos una señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección del primer y/o del segundo puntos (P_1 , P_2) del cuerpo u objeto con dicha zona vecina.
- 5
- 10 9. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, **caracterizado por que** la etapa de creación por cálculo de la tercera señal digital representativa de la radiación electromagnética de la zona vecina del primer y/o segundo puntos (P_1 , P_2) comprende una etapa de desajuste temporal o de desfase de la primera y/o segunda señales digitales (sn_1 , sn_2).
- 15 10. Procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 y 9, **caracterizado por que** comprende una etapa de cálculo de la diferencia entre, por un lado, la señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección de los primer y segundo puntos (P_1 , P_2) del cuerpo u objeto y, por otro lado, la señal digital de correlación representativa de la radiación electromagnética de la intersección del primer y/o del segundo puntos (P_1 , P_2) del cuerpo u objeto con dicha zona vecina.
- 20
11. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 6, **caracterizado por que** la etapa de correlación se implementa directamente en las primera y segunda señales eléctricas (se_1 , se_2), y **por que** genera al menos una señal eléctrica de salida que es convertida en al menos una señal digital (sn_1) por un módulo (17) de conversión de cara a un procesamiento por la unidad de procesamiento (3).
- 25

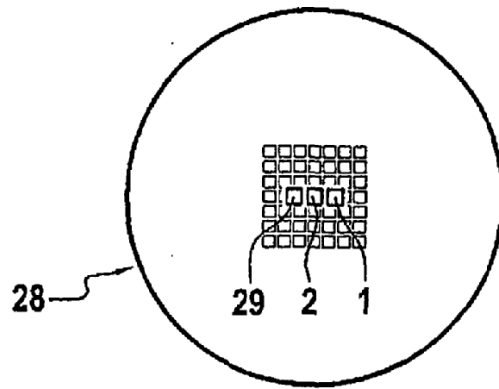


FIG. 1A

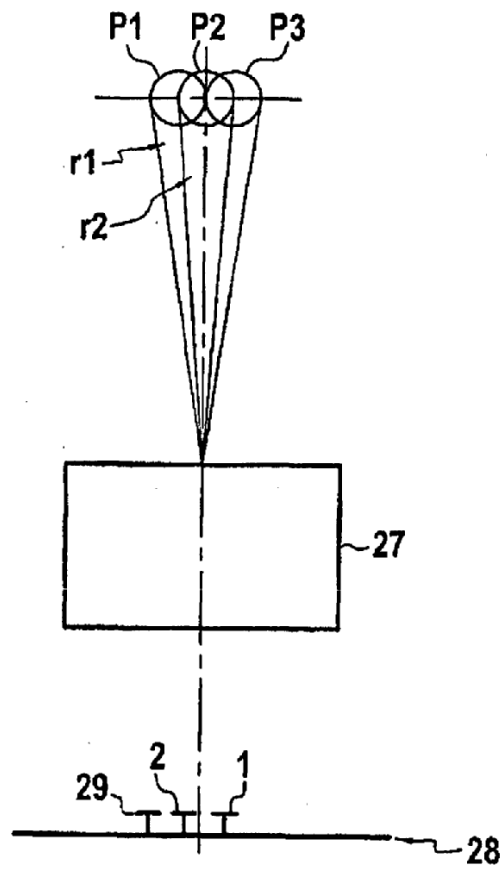


FIG. 1B

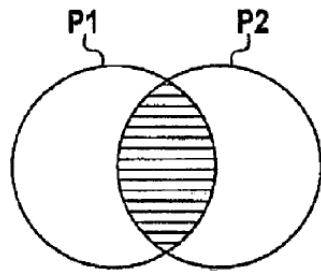


FIG.2A

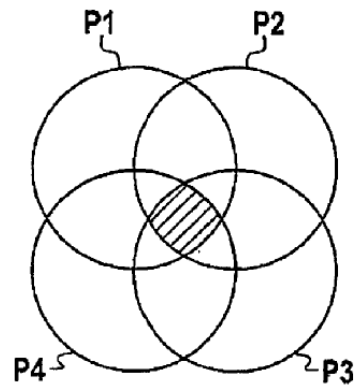


FIG.2B

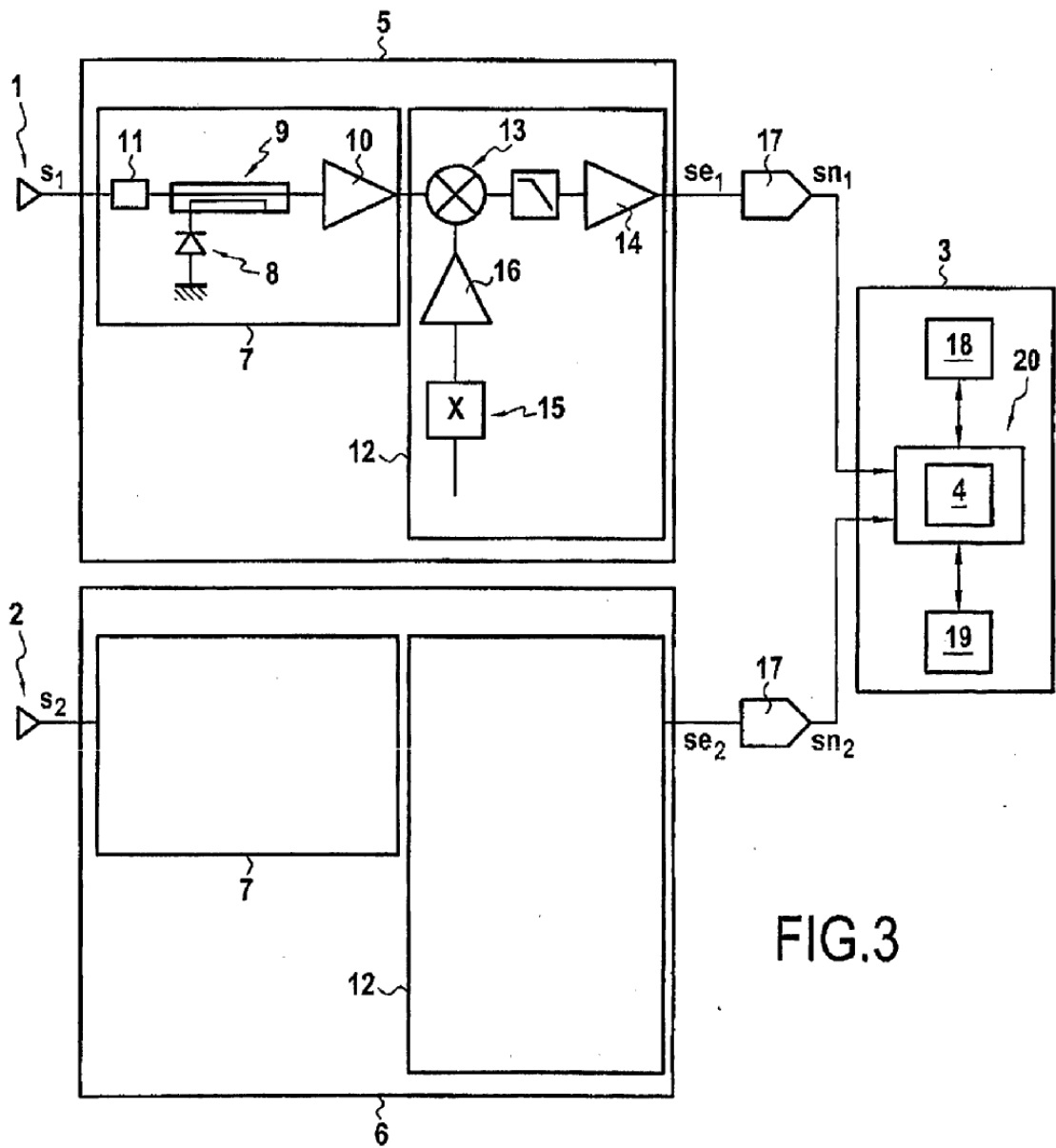


FIG.3

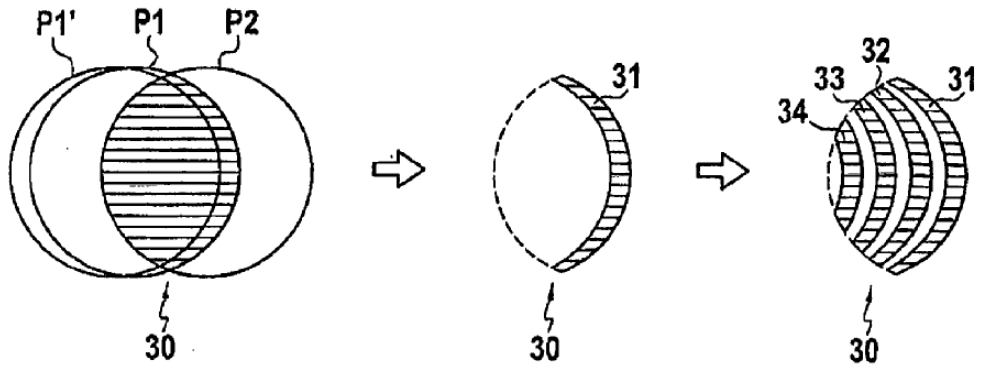


FIG.4A

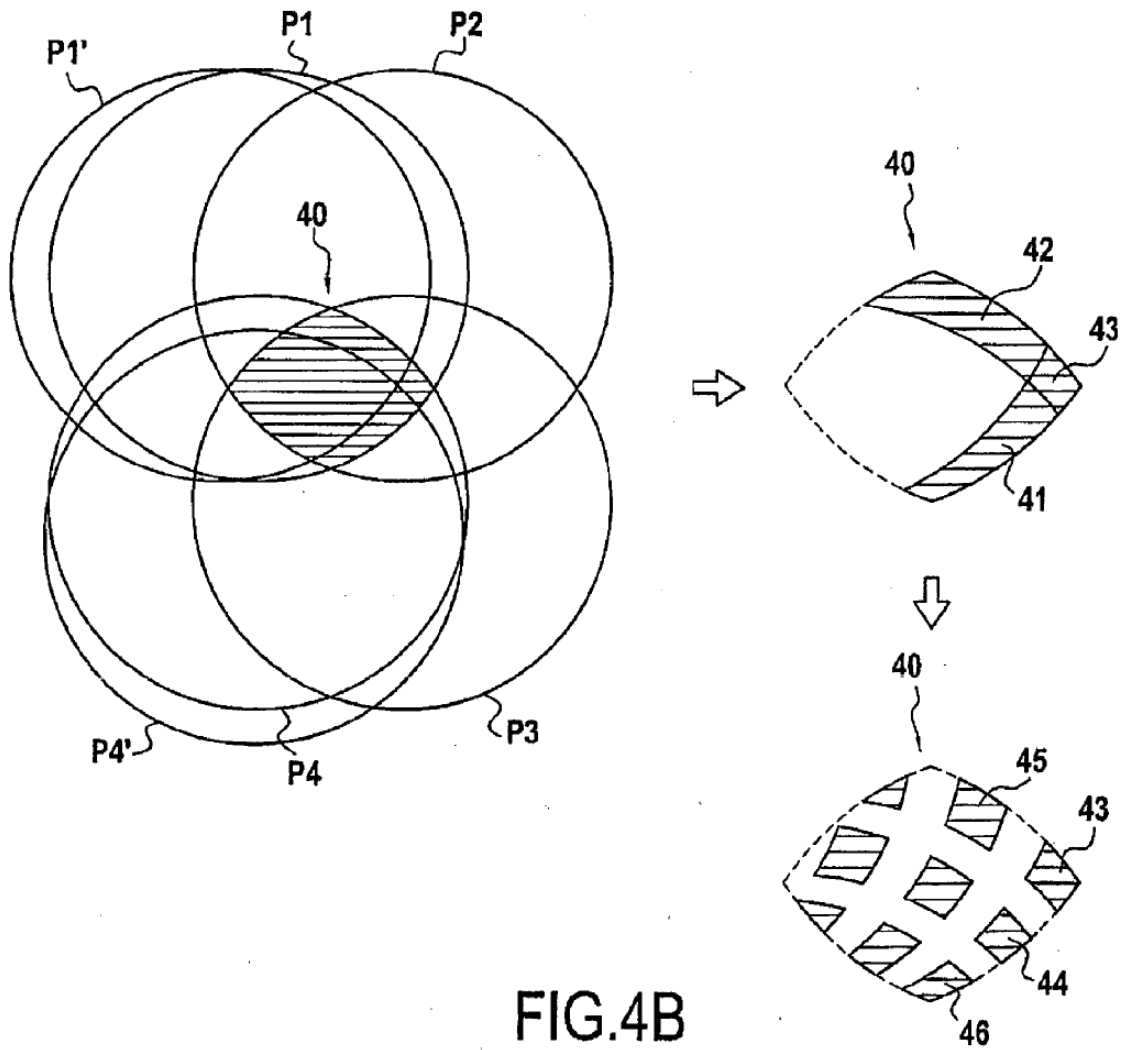


FIG.4B

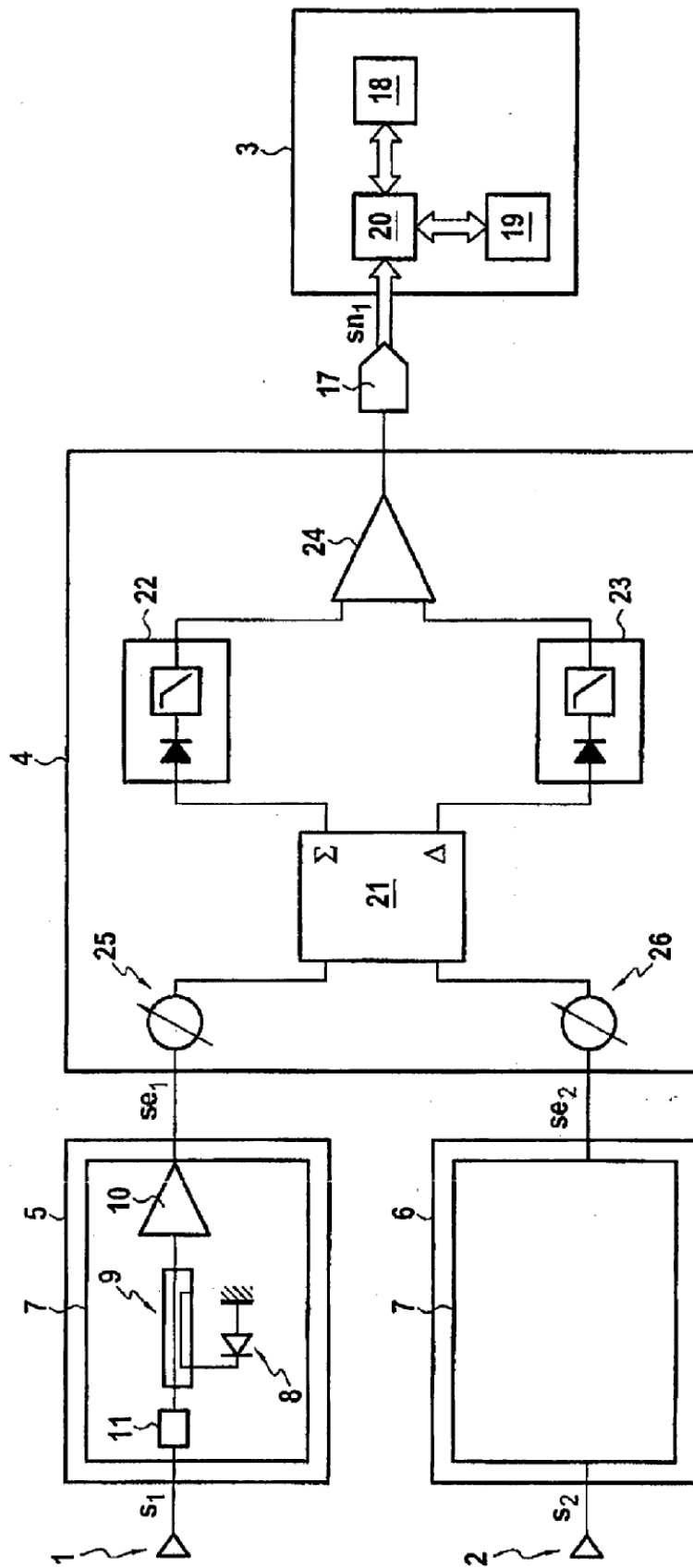


FIG.5

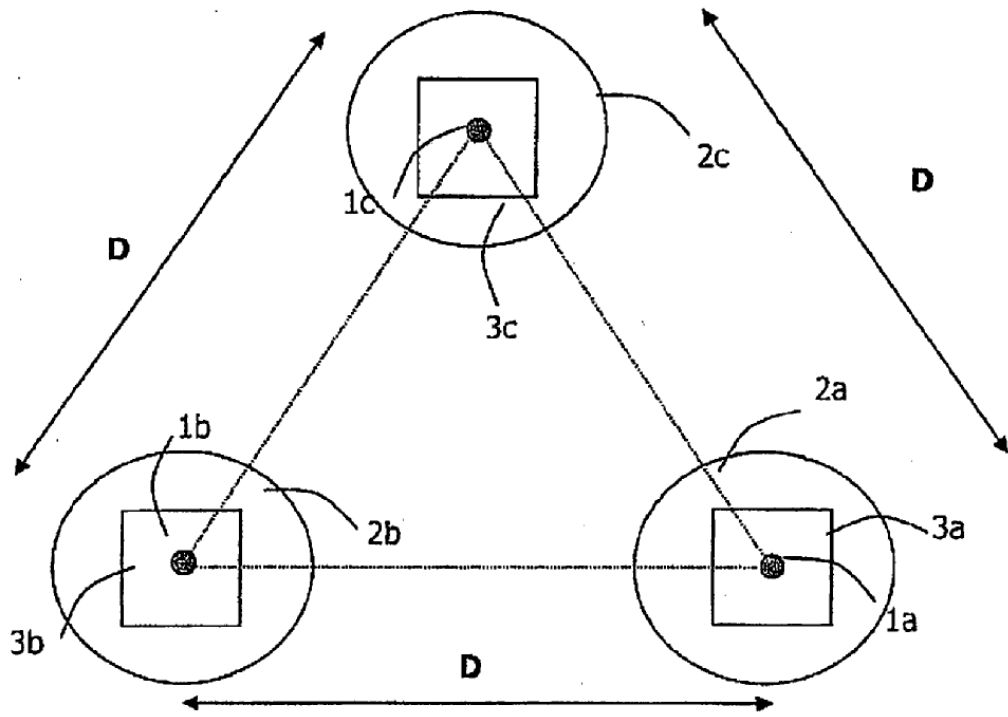


FIG. 6A

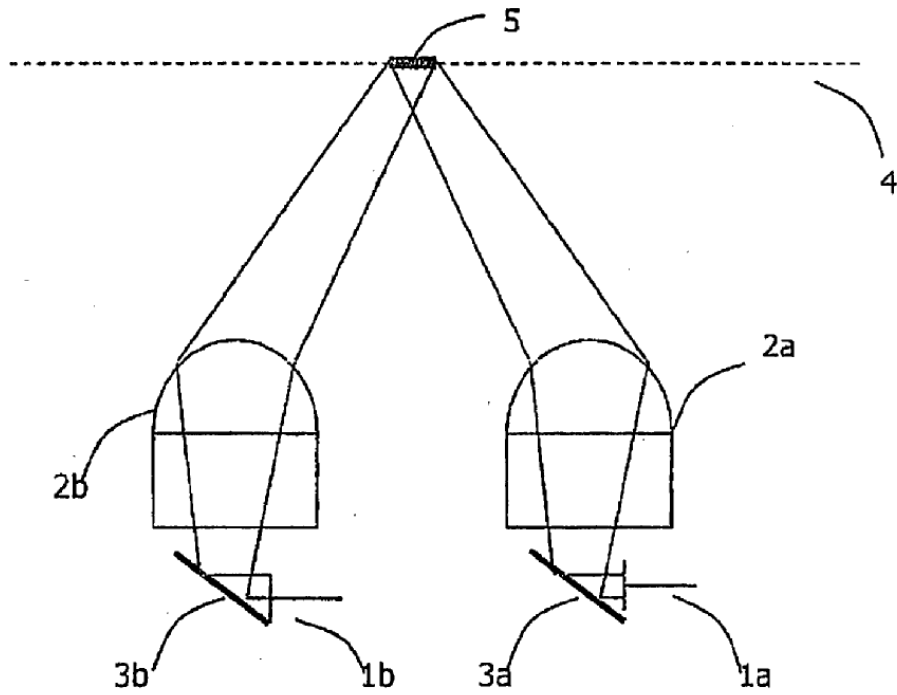


FIG. 6B

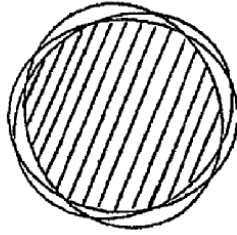


FIG.7

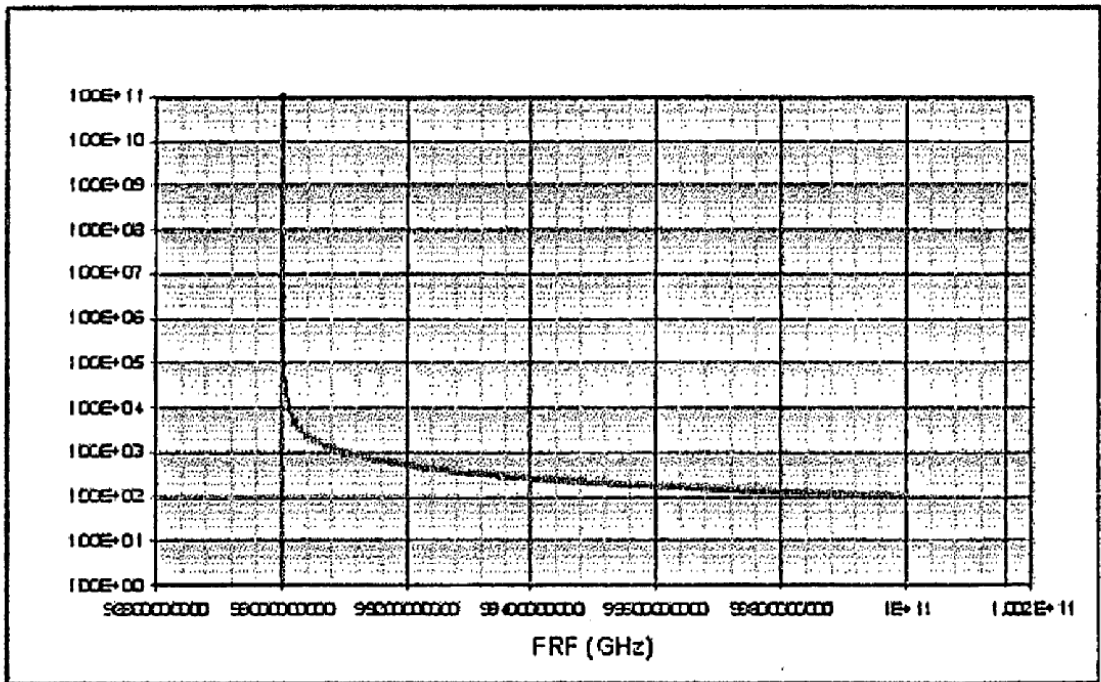


FIG.8

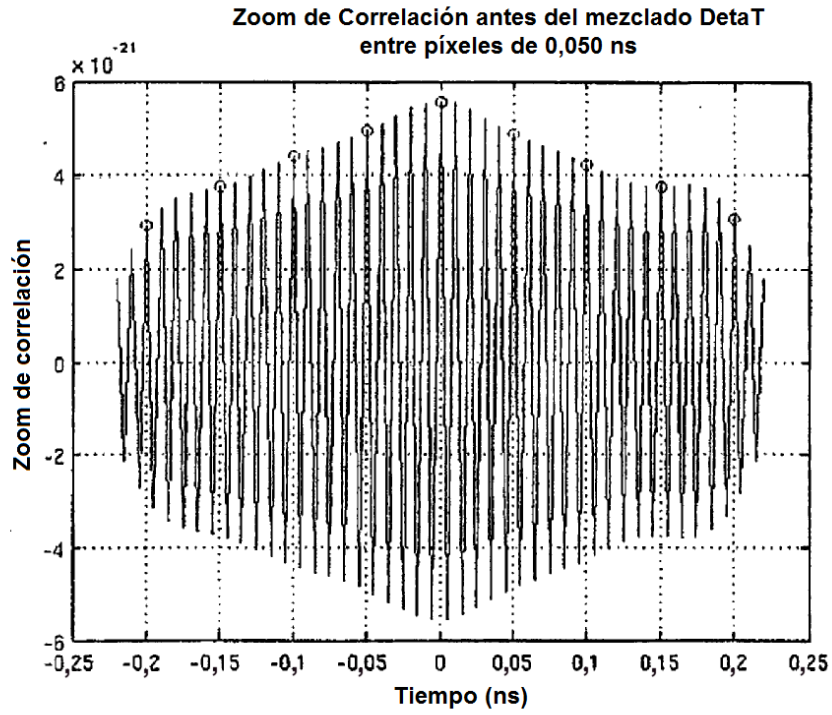


FIG.9

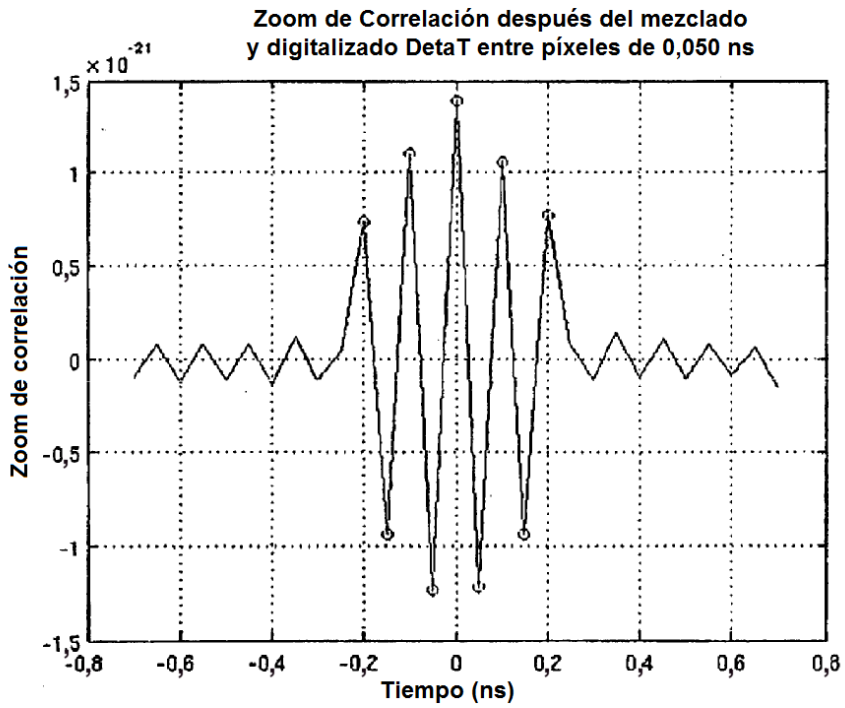


FIG.10

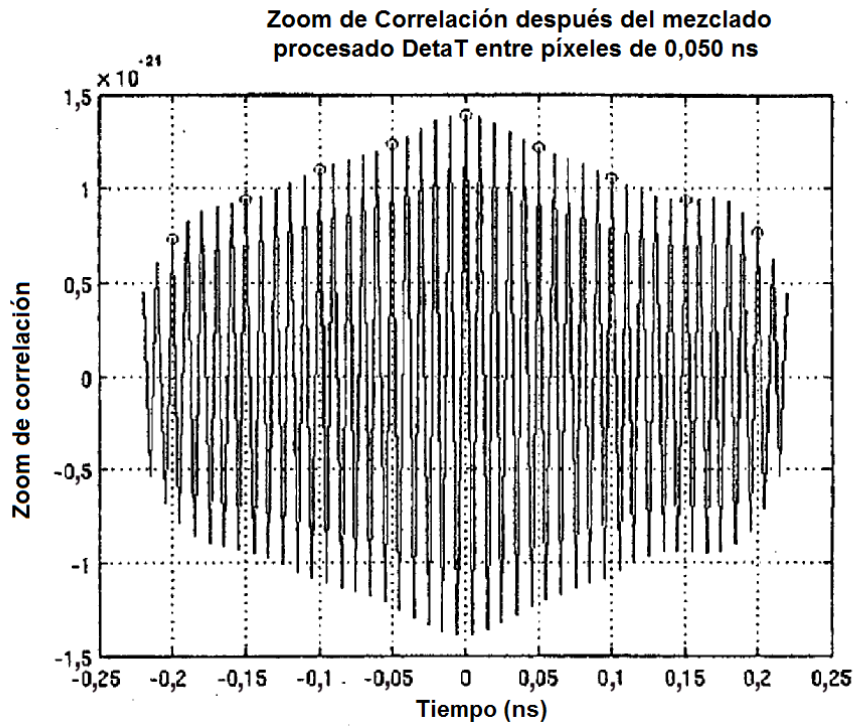


FIG.11

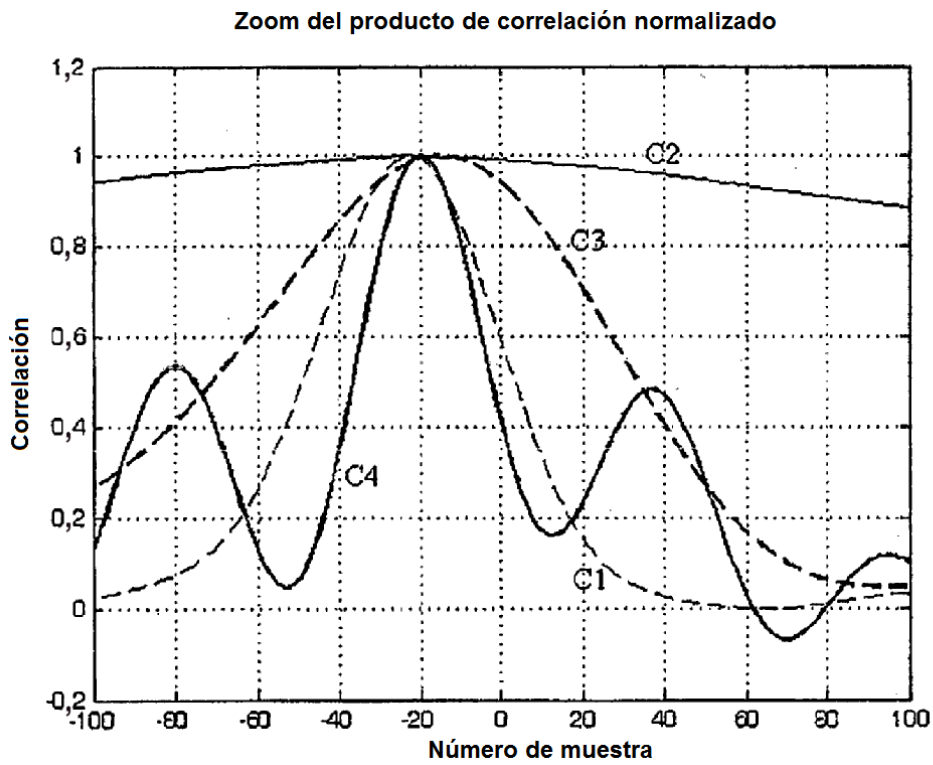


FIG.12