

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 647 355**

51 Int. Cl.:

G01S 13/90 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **06.02.2009 PCT/SE2009/050128**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.08.2010 WO10090564**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.02.2009 E 09839776 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.08.2017 EP 2394184**

54 Título: **Sistema de radar y procedimiento para radar de apertura sintética**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
21.12.2017

73 Titular/es:
**SAAB AB (100.0%)
581 88 Linköping, SE**

72 Inventor/es:
**HELLSTEN, HANS y
ANDERSSON, LARS-GUNNAR**

74 Agente/Representante:
CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 647 355 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

Sistema de radar y procedimiento para radar de apertura sintética

Campo técnico

La presente invención se refiere al campo de sistemas de radar y antenas para Radar de Apertura Sintética (SAR).

5 Antecedentes de la técnica

SAR como tal es una técnica conocida, por la que es posible obtener con un sistema de radar montado en una plataforma móvil, normalmente una aeronave o un satélite, imágenes en alta resolución del terreno. Las respuestas de radar desde el terreno se almacenan durante algún intervalo del vuelo de la plataforma. La imagen SAR se obtiene mediante el procesamiento de señales de forma similar a la tomografía informática. La resolución de imagen se determina mediante la amplitud angular de ángulos de visión del terreno representado, así como la longitud de onda usada y la distancia entre el radar y el terreno. Esto significa que la resolución real de la antena de radar no tiene importancia para la resolución de la imagen obtenida.

En SAR no existe requisito fundamental de resolución de la antena de radar, que en consecuencia no se requiere que sea directiva. Por lo tanto, es posible usar frecuencias de radar no convencionales, como ondas métricas, para SAR. Para aplicaciones de radar, que requieren una antena directiva, y usan frecuencias de microondas, es típica una antena parabólica de alrededor de un metro. Por analogía, usando ondas métricas, se requeriría una antena parabólica de alrededor de cien metros. Una antena de ondas métricas más pequeña produciría invariablemente una radiación de dipolo no directiva. Para SAR de onda métrica tal antena es viable ya que la resolución de antena no tiene importancia.

Existen sistemas de radar SAR que operan en la banda de frecuencia de 27,5 - 82,5 MHz, que corresponde a longitudes de onda entre 11 m a 3,5 m, usando este tipo de antena de dipolo. Un radar SAR de este tipo puede obtener imágenes del terreno con una resolución de alrededor de 2,5 metros y opera a través de una banda de frecuencia de más de un octavo. Se logra eficiencia de radiación alta dejando que la antena de dipolo tenga una longitud de alrededor de la mitad de la longitud de onda media de la banda de frecuencia y también poseyendo un grosor significativo para proporcionar suficiente ancho de banda de la antena. Dimensiones adecuadas para una antena de este tipo son un diámetro de 0,2 m y una longitud de 4 m. Antenas de estas dimensiones son bastante viables en aeronaves de tamaño mediano y mayores.

Sin embargo, varias aplicaciones SAR importantes requieren plataformas pequeñas tales como aeronaves de alas rotatorias o alas fijas o Vehículos Aéreos No Tripulados (UAV) tácticos, para los que antenas con el tipo de dimensiones indicadas son demasiado grandes.

El documento US 5900843 B desvela una antena VHF para SAR aerotransportado. La antena se forma cortando una línea de ranuras en el medio de la pared superior de una guía de ondas muy fina a lo largo de su eje. Se considera que la antena produce un haz hacia abajo y de vista lateral con polarización horizontal. Las dimensiones de antena requeridas para esta solución en intervalo de frecuencia VHF son sin embargo del orden de varios metros y no viables para uso en plataformas pequeñas.

E. Douglas Lynch et al: "Deep Penetration using Surface Contact HF Radar", Actas del Simposio Internacional sobre Radares IRS 98, 15 de septiembre de 1998, páginas 649-657, XP000781820 desvela un radar de penetración de terreno con perfilado subterráneo de radar de alta frecuencia. El documento muestra detección de características de discontinuidad en profundidades de 48,5 metros. Una forma de onda de Modulación de Frecuencia Lineal, LFM, generada a través de síntesis digital directa ofrece generación de forma de onda precisa y tiempos de permanencia coherentes largos para procesamiento de datos sensibles a alta resolución.

Por lo tanto, existe una necesidad para lograr antenas SAR más pequeñas adecuadas para vehículos tripulados pequeños y UAV sin comprometer la calidad de imagen SAR.

Sumario

El objeto de la invención es reducir al menos algunas de las deficiencias mencionadas con soluciones de la técnica anterior y proporcionar:

- un sistema de radar y
- un procedimiento

para resolver el problema para lograr antenas SAR más pequeñas adecuadas para vehículos tripulados pequeños y UAV sin comprometer la calidad de imagen SAR.

El objeto se logra proporcionando un sistema de radar para un radar de apertura sintética, SAR, que comprende una disposición de al menos un transmisor, dos receptores que comprenden un primer receptor y un segundo receptor, dos antenas que comprenden una primera antena y una segunda antena y medios de procesamiento de señales

ubicados en una plataforma. La plataforma se dispone para moverse sobre el terreno y se dispone para transmitir una forma de señal conocida y recibir señales reflejadas desde el terreno. Las señales recibidas se usan para producir una imagen SAR del terreno. La imagen SAR comprende un número de células de resolución. El sistema de radar se dispone adicionalmente para operar en una banda de frecuencia con una frecuencia central f_c y con un ancho de banda amplio B de al menos un octavo en el que la primera y la segunda antenas tienen una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c . El sistema de radar se dispone adicionalmente para:

- una función de transferencia de sistema de radar F_f para ser plana en la banda de frecuencia B disponiendo para igualación de señales y compresión de impulsos de las señales recibidas mediante los medios de procesamiento de señales y
- formación de haz unilateral con ganancia de antena de banda ancha, utilizando un primer canal receptor del primer receptor y un segundo canal receptor del segundo receptor en el que el primer canal receptor recibe una señal desde la primera antena y el segundo canal receptor recibe una señal desde la segunda antena y disponiendo adicionalmente para la adaptación de separación de antena d , con una diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena, estando 2α en la proximidad de 90.

El objeto se logra adicionalmente proporcionando un procedimiento para la disposición de un sistema de radar para un radar de apertura sintética, SAR, que comprende una disposición de al menos un transmisor, dos receptores que comprenden un primer receptor y un segundo receptor, dos antenas que comprenden una primera antena y una segunda antena y medios de procesamiento de señales ubicados en una plataforma. La plataforma se mueve sobre el terreno y transmite una forma de señal conocida y recibe señales reflejadas desde el terreno. Las señales recibidas se usan para producir una imagen SAR del terreno. La imagen SAR comprende un número de células de resolución. El sistema de radar opera en una banda de frecuencia con una frecuencia central f_c y con un ancho de banda amplio B de al menos un octavo en el que la primera y la segunda antena tienen una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c . El procedimiento comprende:

- disponer una función de transferencia de sistema de radar F_f para ser plana en la banda de frecuencia B mediante la igualación y compresión de impulsos de las señales recibidas mediante los medios de procesamiento de señales y
- disponer formación de haz unilateral con ganancia de antena de banda ancha, utilizando un primer y un segundo canal receptor en el que el primer canal receptor recibe una señal desde la primera antena y el segundo canal receptor recibe una señal desde la segunda antena y
- adaptar la separación de antena d , con una diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena, estando 2α en la proximidad de 90.

Una ventaja adicional se logra si la Relación de Ondas Estacionarias de Tensión (VSWR) del sistema de radar se dispone para ser reducida mediante la inserción de medios de reducción VSWR en el sistema de radar entre el transmisor y las antenas.

Si adicionalmente se implementan reivindicaciones dependientes ventajosas puede lograrse que, siendo el dispositivo de 4 puertos recíproco un híbrido de 90 grados se realizan ambos medios de reducción VSWR y la diferencia de fase 2α se dispone para ser sustancialmente 90 °.

Se logran ventajas adicionales implementando una o varias de las características de las reivindicaciones dependientes, no mencionadas anteriormente, que se explicarán a continuación.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1a muestra esquemáticamente los ángulos que definen una ventana angular.

La Figura 1b muestra esquemáticamente la ventana angular.

La Figura 2 muestra esquemáticamente un diagrama de bloques de parte de la invención que incluye la función de planitud espectral.

La Figura 3a muestra esquemáticamente la señal recibida antes de igualación.

La Figura 3b muestra esquemáticamente la señal recibida después de igualación.

La Figura 4 muestra esquemáticamente la señal recibida desde una célula SAR comparada con el ruido total externo e interno recibido.

La Figura 5 muestra esquemáticamente un diagrama de bloques de la invención que incluye las funciones de planitud espectral y formación de haz unilateral.

La Figura 6 muestra esquemáticamente un modelo de antena.

La Figura 7 muestra esquemáticamente un diagrama de bloques de la invención que incluye las funciones de planitud espectral, formación de haz unilateral y reducción VSWR.

La Figura 8a muestra esquemáticamente el comportamiento de un híbrido de 90 ° durante la transmisión de señales de radar.

5 La Figura 8b muestra esquemáticamente el comportamiento de un híbrido de 90 ° durante la recepción de señales de radio.

Descripción detallada

La invención se describirá ahora en detalle con referencia a los dibujos.

10 La invención aborda un nuevo sistema de radar y procedimiento para la obtención de imágenes por radar de una superficie de terreno circundante desde una plataforma móvil, preferentemente una aeronave o UAV de ala fija o ala rotatoria. El sistema de imagen es habitualmente un Radar de Apertura Sintética (SAR) que realizará su tarea mediante un sistema de radar que comprende una disposición de al menos un transmisor, dos receptores, dos antenas y medios de procesamiento de señales ubicados en la plataforma, cuya plataforma se mueve sobre el terreno y dispuesta para transmitir una forma de señal conocida y recibir señales reflejadas desde el terreno. Las
15 dos antenas incluidas en el sistema de radar se denominarán a partir de ahora como la disposición de antena. Las señales recibidas se usan para producir la imagen SAR del terreno. Se ha ideado una nueva tecnología en la que el sistema de radar realiza la tarea de obtención de imágenes en longitudes de onda métricas en vez de (como es el caso normal) en frecuencias de microondas. La elección de longitud de onda afecta al diseño de radar de varias formas, y en particular en cuanto a una disposición de antena adecuada. La invención describe un nuevo sistema de radar para SAR dispuestos para operar en una banda de frecuencia con una frecuencia central f_c y un ancho de banda amplio B de al menos un octavo. En un ejemplo operará en la banda de frecuencia de 27,5 - 82,5 MHz, y por lo tanto cubrirá aproximadamente 1,6 octavos, y aún cumplirá con los requisitos de antena pequeña. En este caso el ancho de banda B es 55 MHz que iguala la frecuencia más alta en la banda de frecuencia, llamada una frecuencia superior, menos la frecuencia más baja en la banda de frecuencia, llamada una frecuencia inferior. El número de
20 octavos se calcula como el segundo algoritmo de la relación entre la frecuencia más alta y más baja de la banda de frecuencia. Un ancho de banda de 1,6 octavos corresponde a la frecuencia superior que es tres veces la frecuencia inferior. Aunque pequeña, la antena propuesta no compromete la calidad de imagen SAR alcanzada. Por supuesto son posibles otras bandas de frecuencia operativas dentro del alcance de la invención siempre que la longitud de onda esté por debajo de frecuencias de microondas, a saber en el intervalo de frecuencia de 20-500 MHz. Este campo de aplicación puede dividirse en VHF SAR y UHF SAR, entendiendo bandas de frecuencia por debajo de 100 MHz y frecuencias en la banda de 100 a 500 MHz, respectivamente. El sistema de radar se dispone por lo tanto
30 para operar en una sub-banda dentro del intervalo de frecuencia de 20-500 MHz.

Relacionado con el hecho de que SAR es un sistema de imagen y no meramente un detector de objetivos puntuales, como es de lo que presume la teoría de detección de radar básica, existen un número de requisitos en un sistema de radar de onda métrica para SAR que tienen que satisfacerse:

1. Función de transferencia de sistema de radar debería ser plana a través de la banda de frecuencia operativa.
2. Función de transferencia de sistema de radar debería ser plana en una ventana angular. La Figura 1a ilustra la geometría 3D de un sistema de radar para SAR con la plataforma móvil a bordo de una aeronave 101. La aeronave se mueve a lo largo de un eje 102 z que es sustancialmente paralelo al terreno. Un eje 103 x es perpendicular al terreno y un eje y perpendicular a los ejes x y z. Una flecha muestra una dirección 105 de visión del sistema de radar para SAR a un cierto punto del terreno, que corresponde a la dirección del lóbulo principal de la disposición de antena del sistema de radar para SAR. Un ángulo 106 Doppler Ψ es el ángulo entre el eje z y la dirección 105 de visión. La dirección 105 de visión se ubica en un plano 107 ilustrado con un patrón de red. Un ángulo 108 de elevación Θ es el ángulo entre el eje x y el plano 107. La ventana 109 angular se describe en la
45 Figura 1b como un eje 110 Ψ y un eje 111 Θ . La ventana angular se define como $\Psi_1 \leq \Psi \leq \Psi_2$ y $\Theta_1 \leq \Theta \leq \Theta_2$. Habitualmente $\Psi_1 = 55^\circ$, $\Psi_2 = 125^\circ$, $\Theta_1 = 100^\circ$ y $\Theta_2 = 150^\circ$. La mayoría de la energía recibida debería recibirse dentro de la ventana 109 angular para todas las frecuencias dentro del ancho de banda B .
3. El sistema de radar debería proporcionar respuesta de radar cero en una ventana 112 especular definida mediante $\Psi_1 \leq \Psi \leq \Psi_2$ y $\Theta_3 \leq \Theta \leq \Theta_4$ en la que $\Theta_3 = 360^\circ - \Theta_2$ y $\Theta_4 = 360^\circ - \Theta_1$ es decir la imagen especular de en la anterior ventana 109 angular.
50

El requisito 1 se necesita para la obtención de resolución de alcance que corresponde al ancho de banda utilizado. El requisito 2 se necesita para una variación angular suficiente de la respuesta de terreno durante el vuelo de la plataforma, de modo que la resolución angular requerida puede alcanzarse mediante el procedimiento SAR. El requisito 3 se debe a la incapacidad del procedimiento SAR para discriminar entre retornos de derecha e izquierda. Esta discriminación debe suceder por lo tanto en la disposición de antena.
55

Adicionalmente se prefiere que la Relación de Ondas Estacionarias de Tensión (VSWR) sea pequeña - preferentemente menor de 2:1

5 No es obvio cómo combinar el requisito 1 con un requisito de antenas que sean pequeñas es decir que tienen una longitud menor de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central en la banda de frecuencia y por lo tanto que tiene una eficiencia de radiación significativamente menor que la unidad para una gran parte de la banda. Una longitud típica de una antena de acuerdo con la invención es aproximadamente de 1 metro y un diámetro de aproximadamente 0,1 metro para operar en una banda de frecuencia de aproximadamente 25 - 90 MHz, por ejemplo 27,5 - 82,5 MHz. De acuerdo con simulaciones teóricas e informáticas, eficiencia de antena η_{ae} para una antena de este tipo variará linealmente con frecuencia a la potencia de cuatro. Generalmente

$$\eta_{ae} = K \left(\frac{f}{f_c} \right)^4 \quad (1)$$

en la que K es una constante sin dimensión, f es frecuencia y f_c una frecuencia central en la banda de frecuencia.

10 Como un ejemplo real, considerar un sistema VHF SAR en la banda de frecuencia de 27,5 - 82,5 MHz con la frecuencia central f_c y ancho de banda B ambas iguales a 55 MHz, y suponer que η_{ae} en la frecuencia superior $f = 3 f_c/2$ es unidad. Entonces:

$$1 = K \left(\frac{3f_c/2}{f_c} \right)^4 \Rightarrow K = \frac{16}{81} \quad (2)$$

15 Se encuentra que $\eta_{ae} = -19\text{dB}$ para la frecuencia inferior. Ya que una antena pequeña es no directiva y cerca de omnidireccional, la ganancia G de radar (es decir de dos direcciones) es la eficiencia de antena al cuadrado. Por lo tanto, $G = -38\text{dB}$ para la frecuencia inferior. Una antena de longitud L tendrá una eficiencia casi unitaria en $f = c/2L$. En este caso:

$$1 = K \left(\frac{c/2L}{f_c} \right)^4 \Rightarrow K = \left(\frac{f_c}{c/2L} \right)^4 \quad (3)$$

en la que c es la velocidad de la luz.

20 El efecto de variación de frecuencia de ganancia de antena se hace evidente en la ecuación de radar, relacionando las densidades de potencia de recepción y transmisión p_s y p_{tx} :

$$p_s = \frac{G}{f^2} \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} \quad (4)$$

25 En este documento, R es alcance, es decir la distancia desde la plataforma al terreno en la dirección 105 de visión y σ es sección transversal objetivo de una célula de resolución de SAR. La sección transversal objetivo es una relación entre la energía retrodispersada del objetivo y recibida por la antena de radar, y la energía interceptada por el objetivo.

Combinada con (1) y (3):

$$p_s = \left(\frac{2L}{c} \right)^8 f^6 \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} \quad (5)$$

30 La sección transversal de radar de cualquier objeto muestra un comportamiento oscilatorio con respecto a frecuencia y ángulo de orientación. El comportamiento oscilatorio de la sección transversal de la célula de resolución de SAR no puede resolverse mediante la medición de SAR. Por lo tanto, en (4) y (5) σ se considerará un valor medio de la sección transversal sobre frecuencia y ángulo de orientación y como tal un valor fijo. Se deduce que desviación de planitud espectral depende de frecuencia a la potencia de seis.

35 Ahora se analizará - en un número de etapas - qué obstáculos hace la fórmula (1) a los requisitos 1 - 3 y cómo todavía es posible un diseño en el que puedan satisfacerse.

De acuerdo con la fórmula (5), con antenas pequeñas no compensadas de otra manera, el sistema de radar tiene las características de un filtro de paso alto con una función de transferencia:

$$F_f = 2 \frac{L^4}{c^3} f^3 \frac{1}{\pi R^2} \sqrt{\frac{\sigma}{\pi}} \quad (6)$$

5 Esta función de transferencia de sistema de radar actúa por multiplicación de $a_f \rightarrow F_f a_f$ en la amplitud espectral a_f de la señal transmitida. a_f es en este punto la transformada de Fourier de la señal transmitida y $F_f a_f$ es la transformada de Fourier de la señal recibida. Tras una transformada de Fourier inversa de $F_f a_f$ en el ancho de banda de radar, se obtiene la función de respuesta a impulso - IRF - de radar (de dos direcciones) de la antena.

10 Se representa mediante IRF^{-1} la función dependiente del tiempo obtenida mediante una transformada de Fourier inversa de $\varepsilon_f a_f$, siendo ε_f un factor de igualación proporcionado por la recíproca del comportamiento de frecuencia de la función de transferencia F_f , a saber

$$\varepsilon_f = \frac{C}{f^3} \quad (7)$$

(en la que C es una constante elegida arbitrariamente) en el ancho de banda de radar. La planitud de transferencia de sistema de radar se recupera mediante el sistema de radar, representado en la Figura 2, utilizando las etapas de procesamiento de señales:

- 15
1. Se usa una forma de onda de radar caracterizada por transmitir una forma de señal conocida (por ejemplo, frecuencia modulada pulsada lineal o frecuencia de paso) por el ancho de banda B para cierta cantidad prescrita de tiempo τ , a partir de ahora llamada el tiempo de registro de radar.
 2. La señal recibida se convoluciona con la función IRF^{-1} . Esta operación se denominará como igualación de señales y produce una señal igualada.
 - 20 3. Compresión de impulsos se aplica convolucionando la señal igualada con el conjugado de la forma de onda de señal de transmisión.

Mediante estas etapas de procesamiento la función de transferencia de sistema de radar F_f se dispone para ser plana en la banda de frecuencia B disponiendo para igualación de señales y compresión de impulsos de las señales recibidas mediante los medios de procesamiento de señales cuando transmite una forma de señal conocida.

25 En la Figura 2, se representa un diseño de sistema de radar que incorpora estas tres etapas de forma esquemática. La Figura 2 muestra un sistema de radar que comprende una antena 201 conectada a un Conmutador 202 de Transmisión/Recepción (TRS). Cuando el TRS está en posición de recepción la señal recibida mediante la antena se suministra a un receptor 203 Rx. La flecha 212 ilustra que las propiedades de transferencia de antena que se han calculado externamente se suministran a una unidad 204 IRF. Estas propiedades de transferencia de antena se

30 almacenan a continuación en la unidad 204 IRF en forma de la función dependiente del tiempo IRF^{-1} . El receptor y unidades IRF suministran sus resultados a una unidad 205 de convolución. La unidad de convolución realiza la convolución de las dos señales y produce una señal 206 de salida que es la señal igualada. La señal igualada se suministra a una unidad 207 de compresión. Un generador 208 de forma de ondas genera una señal de transmisión que se suministra a un transmisor 209 Tx. La señal de transmisión se suministra a la antena 201 cuando el TRS está

35 en una posición de transmisión. El experto en la materia conoce bien las disposiciones detalladas de transmisor/receptor/TRS y por lo tanto no se explican adicionalmente en este punto. El generador de forma de ondas también suministra la señal de transmisión a una unidad 210 de conjugado produciendo el conjugado de la señal de transmisión que se suministra a la unidad 207 de compresión. Como alternativa el conjugado de la forma de onda de señal de transmisión puede calcularse externamente y suministrarse a la unidad de compresión. La unidad de compresión convoluciona la señal 206 igualada con el conjugado de la forma de onda de señal de transmisión y produce una señal 211 igualada y comprimida con una característica de fase lineal. El generador 208 de forma de ondas, el TRS 202, la unidad 204 IRF, la unidad 205 de convolución, la unidad 207 de compresión y la unidad 210 de conjugado se definen todos como medios de procesamiento de señales.

40

45 Sea E_s la energía de señal recibida desde una única dispersión de puntos, por lo tanto, E_s es la energía de señal para una única célula de resolución en la imagen SAR. Además, sea E_n la energía de ruido interno y externo general que entra en el procesamiento de señal SAR. Esta energía de ruido es por la naturaleza de este procedimiento distribuida equitativamente entre todas las células de resolución. El número de células de resolución independientes en la imagen SAR es solo el número de mediciones independientes que es el producto de ancho de banda de tiempo τB de la señal de radio recibida, siendo τ el tiempo de registro de radar. Por lo tanto, la potencia de

50 transmisión requerida para una cierta relación señal-ruido- SNR - se obtiene igualando:

$$SNR = \tau B \frac{E_s}{E_n} \quad (8)$$

Esta expresión se clarificará adicionalmente en asociación con las Figuras 4 y 3 a continuación.

La Figura 4 muestra esquemáticamente una imagen 401 SAR dividida en sus células 404 de resolución. El número de células puede estar en el orden de 65 millones de células por segundo, que corresponden al ancho de banda de radar de un sistema de 25 - 90 MHz, mientras que el tiempo de integración será muchas decenas de segundos. La energía de ruido interna y externa se ilustra con un plano 402 de ruido externo y un plano 403 de ruido interno. El área de cada plano de ruido corresponde al área de la imagen SAR. Esto significa que el ruido externo e interno se expande por toda la imagen SAR y la energía de ruido por célula de resolución se reduce drásticamente y corresponde a las áreas 405 y 406. La situación descrita en la Figura 4 también se expresa en la fórmula $E_s = E_n/\tau B$ cuando $SNR=1$, determinando la potencia de transmisión de sección transversal equivalente de ruido. Cuando $SNR > 1$ entonces $E_s > E_n/\tau B$, siendo τ el tiempo de registro de radar.

Se considera primero una situación en la que la etapa 2 de igualación se habría excluido. Para un sistema VHF SAR, como se describe en asociación con la fórmula (2), con una antena de ganancia unitaria y en la que la frecuencia central f_c y el ancho de banda B ambas son iguales a f_c :

$$E_s = \int_0^{\tau} \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \frac{1}{f^2} \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} df dt \quad (9)$$

$$= \frac{4}{3f_c} \frac{c^2 \sigma \tau}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx}$$

En este documento, la densidad de potencia de transmisión p_{tx} en la salida del transmisor de radar se supone constante. También, para SAR, alcance R cambiará en algún grado con el tiempo, pero este efecto se ignora.

La energía de ruido E_n se compone de la energía de ruido producida por el propio radar, dada por la temperatura de ruido interno T_i y a saber energía de ruido externa ambiental dada por la temperatura de ruido externo T_e . E_n se convierte en el caso de una antena de ganancia unitaria:

$$E_n = \int_0^{\tau} \int_{f_c/2}^{3f_c/2} (\eta_{ae} k T_e + k T_i) df dt = k \tau f_c (T_e + T_i) \quad (10)$$

en la que k es el número de ondas e iguala $2\pi/\lambda$, siendo λ la longitud de onda en la frecuencia f .

Ahora se hace el mismo análisis, pero considerando el efecto de la inclusión de la etapa 2. Con la igualación, la energía de señal recibida se aumenta mediante el factor de igualación ϵ_f (consúltese (7)) al cuadrado, actuando el factor de igualación en el espectro de potencia de señal recibida. Se obtiene en lugar de (9):

$$E_s = \int_0^{\tau} \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \epsilon_f^2 p_s^2 df dt \quad (11)$$

$$= C^2 \frac{K^2}{f_c^7} \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} \tau$$

Esta ecuación determina la potencia de transmisión requerida para $SNR = 1$ o de forma equivalente la sección transversal objetivo equivalente de ruido para una potencia de transmisión dada.

El ruido se aumenta por el factor de igualación ϵ_f al cuadrado que actúa en el espectro de potencia de ruido recibido:

$$E_n = \tau \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \epsilon f^2 (\eta_{ae} kT_e + kT_i) df \quad (12)$$

$$\approx C^2 \frac{\tau}{f_c^5} \left(\frac{4}{3} K kT_e + \frac{32}{5} kT_i \right)$$

La potencia de transmisión requerida para SNR = 1 se obtiene igualando $E_s = E_n/\tau B$. Esta ecuación proporciona la sección transversal objetivo equivalente de ruido dada la densidad de potencia de transmisión. En el caso de antenas de ganancia unitaria e ignorando la etapa 2, que combinan (9) y (10):

$$\sigma = \frac{4\pi(4\pi R^2)^2}{c^2} \frac{1}{E} f_c^2 \frac{3}{4} (kT_e + kT_i) \quad (13)$$

5 En este punto $E = \tau B p_{tx}$ es la energía total entregada por el transmisor durante el tiempo de registro de radar τ . En el caso de que incluya la etapa 2, igualar $E_s = E_n/\tau B$ a través de (11) y (12):

$$\sigma = \frac{4\pi(4\pi R^2)^2}{c^2} \frac{1}{E} f_c^2 \left(\frac{4}{3K} kT_e + \frac{32}{5K^2} kT_i \right) \quad (14)$$

10 Como se ve en (14) el valor de la constante de igualdad C en (7) no tiene importancia para la sensibilidad de radar. Únicamente tiene importancia la diferencia en la ponderación de las diferentes frecuencias.

15 La fórmula (13) proporciona la sección transversal objetivo equivalente de ruido σ en el caso convencional, es decir cuando se usan antenas de longitud completas, que aproximadamente tienen ganancia unitaria, y cuando se llama filtrado adaptado para compresión de impulsos, es decir cuando se excluye la etapa de igualación. La fórmula (14) proporciona la sección transversal objetivo equivalente de ruido σ en el caso de la invención, es decir cuando se usan antenas cortas, con eficiencia de antena de acuerdo con la fórmula 1, y cuando la falta de eficiencia de antena se compensa mediante la etapa de igualación. Comparando los dos casos para antenas cortas y de tamaño completo, implementadas en un sistema VHF SAR descrito en asociación con la fórmula (2) y usando la fórmula (2) para la inserción de un valor K en la fórmula (14) y comparando las fórmulas (13) y (14), se observa que existe un aumento de sensibilidad con respecto a ruido externo por un factor ≈ 9 y un aumento de sensibilidad con respecto a ruido interno por un factor ≈ 219 para la antena corta comparada con antena de tamaño completo, es decir una antena con casi eficiencia de radiación unitaria.

25 Para un dispositivo de microondas la temperatura de ruido externo puede suponerse más pequeña que la temperatura de ruido interno. Si las condiciones para un sistema VHF SAR como se ha descrito anteriormente deberían ser las mismas para antenas cortas y de tamaño completo, el uso de antenas cortas e igualación para compensar las mismas requeriría un aumento de potencia de transmisión de 219 veces, que no es práctico para el régimen de microondas. Sin embargo, en el régimen de frecuencia de onda métrica el ruido externo terrestre es muy intenso debido a fuentes hechas por el hombre y naturales. Se esperan temperaturas de ruido de $T_e = 300.000$ °K o más.

30 Comparada con estas temperaturas el ruido interno del radar puede ignorarse. Entonces de acuerdo con las fórmulas (13) y (14), el uso de antenas pequeñas únicamente requiere un aumento de potencia de transmisión de 9 veces para alcanzar la sensibilidad de un sistema convencional.

35 Otro factor de relevancia al comparar frecuencia baja frente a diseño SAR de microondas, es que, para SAR de frecuencia baja, la resolución está mucho más cerca a la longitud de ondas utilizada. De este modo tiempo de integración, o tiempo de registro de radar τ , es mucho más largo y la potencia de transmisión requerida para lograr un cierto nivel de energía de señal correspondientemente menor. Por lo tanto, incluso aunque temperaturas de ruido son muy altas, la potencia de transmisión requerida es relativamente independiente de la frecuencia. Esta conclusión no es únicamente válida para VHF SAR sino también para UHF SAR, que opera en frecuencias más altas que el sistema VHF, pero todavía inferiores a 500 MHz. Para UHF SAR la temperatura de ruido externo es significativamente menor que en VHF, mientras que el tiempo de integración es intermedio entre el de VHF y SAR de microondas.

40 Se observará que la carga extra en potencia de transmisión implicada por antenas cortas puede reducirse adicionalmente mediante una manera particular de combinación de dos antenas cortas, de forma que se logra un

diseño general compacto, que satisface todos los requisitos 1 - 3.

La Figura 3a muestra energía recibida en el receptor como una función de frecuencia por el ancho de banda B , con energía recibida en un eje 301 y frecuencia en un eje 302 x. La señal recibida, ilustradas mediante la curva 303 de señal, es muy débil a frecuencias bajas debido a la fuerte dependencia de frecuencia de la función de transferencia como se describe por ejemplo en la fórmula (6). El nivel de ruido interno se supone constante en frecuencia y relativamente bajo y se ilustra como la curva 304 de ruido interno que por lo tanto se convierte en una línea recta. El ruido externo es dominante en frecuencia VHF como se ha mencionado anteriormente y se ilustra con curva 305 de ruido externo. El ruido externo también tiene una dependencia de frecuencia como tiene la señal recibida. La Figura 3b ilustra la situación cuando el factor de igualación ϵ_f se ha aplicado a la señal de energía recibida. La señal recibida ahora se convierte en constante por el ancho de banda y se representa con la curva 303' de señal. Debido a la igualación, el ruido interno y el ruido externo se han amplificado en frecuencias más bajas, como se representa mediante la curva 304' de ruido interno y el ruido externo se ha reducido en frecuencias más altas como se representa mediante la curva 305' de ruido externo. La energía total recibida por el ancho de banda es el área entre el eje 302 x y las curvas. Esto significa por ejemplo que la energía de señal recibida por el ancho de banda total antes de igualación es el área entre la curva 303 de señal y el eje x. Después de igualación la energía de señal total es el área entre la curva 303' de señal y el eje x. Esta área es igual al área entre la curva 303 y el eje x.

El sistema de radar de baja frecuencia se requiere para proporcionar direccionalidad unilateral de acuerdo con los anteriores requisitos 2 y 3. Esta unilateralidad se obtiene utilizando dos canales receptores como se muestra en la Figura 5, en la que cada canal recibe la señal desde su propia antena separada. Cada antena puede comprender uno o más elementos de antena. A partir de ahora en la descripción la invención se ejemplifica con antenas que tienen cada una un elemento de antena. La Figura 5 muestra un ejemplo de la invención con un primer receptor con una primera antena 501 en un primer canal receptor y un segundo receptor con una segunda antena 502 en un segundo canal receptor, teniendo las antenas una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c . Cada canal trabaja como se describe para la configuración de acuerdo con la Figura 2. La diferencia en comparación con la Figura 2 es que la señal de transmisión a la primera antena se desfasa en un ángulo $+\alpha$ en una primera unidad 503 de desfase y la señal de transmisión a la segunda antena se desfasa en un ángulo $-\alpha$ en una segunda unidad 504 de desfase.

Los receptores, Rx, y unidades IRF suministran sus resultados a las unidades 505a y 505b de convolución. Las unidades de convolución realizan la convolución entre la entrada desde la unidad IRF y cada una de las señales desde los dos receptores y produce señales 506a y 506b de salida que son las señales igualadas desde el primer y el segundo canal receptor. Las señales igualadas se suministran a una primera unidad 507a de compresión para el primer canal receptor y una segunda unidad 507b de compresión para el segundo canal receptor. Las unidades de compresión convolucionan las señales igualadas con la forma de onda de señal de transmisión de conjugado desde la unidad 210 de conjugado y produce una primera señal 508a igualada y comprimida desde el primer canal receptor y una segunda señal 508b igualada y comprimida desde el segundo canal receptor. La primera y la segunda señales 508a y 508b igualadas y comprimidas se usan a continuación en el sistema de radar para SAR para formar la forma de haz de antena unilateral como se explicará en asociación con la fórmula (16). La señal transmitida, debido al desfase, se formará por haz como se describirá en más detalle en asociación con la Figura 6. Las unidades de desfase también se incluyen en los medios de procesamiento de señales.

Independientemente de cualquier disposición de antena particular, es posible obtener una formación de haz de antena unilateral mediante procesamiento digital de los datos de los dos canales receptores. Un procedimiento de formación de haz de este tipo implica en el caso general la solución del sistema de ecuación lineal planteado mediante dos señales que llegan desde dos direcciones distintas e independientemente combinadas en dos canales receptores distintos como se indica esquemáticamente en la Figura 6. Esta solución implicará en el caso general una sustracción coherente de las señales de los dos canales receptores. Por lo tanto, a menos que se encuentre una solución adecuada para la disposición de antena en cuanto a desfases de transmisión impuestos en las señales de transmisión suministradas en cada antena y cómo se disponen las dos antenas con respecto a entre sí, formación de haz provocaría una pérdida de potencia en la cadena de recepción y en diseños desfavorables pueden requerir una cantidad excesiva de potencia de transmisión. Disposiciones adecuadas para el problema relacionado de creación de nulos de haz de banda estrecha se han estudiado extensivamente y se conocen bien. En el caso presente de creación de un haz unilateral de banda ancha, el haz requerido puede obtenerse adaptando una separación de antena apropiadamente elegida con una separación de fase impuesta en las señales de transmisión suministradas en cada antena, como se demostrará. Esta disposición es altamente favorable ya que de hecho consigue una ganancia en relación señal-ruido reduciendo el requisito para potencia de transmisión, contrario a la creación de una pérdida de potencia debido a una sustracción coherente entre señales de los dos canales receptores.

La Figura 6 muestra una antena 601 izquierda, que corresponde a la primera antena 501 de la Figura 5, conectada al primer canal receptor y suministrada con una señal de transmisión compleja, desfasada por $-\alpha$ y representada $e^{-i\alpha}$ en la Figura 6 (la señal TL). Una antena 602 derecha, que corresponde a la segunda antena 502 de la Figura 5, se conecta al segundo canal receptor y suministra con una señal de transmisión compleja, desfasada por $+\alpha$ y representada $e^{i\alpha}$, en la Figura 6 (la señal TR). Las antenas se posicionan sustancialmente paralelas entre sí y un

plano 603 de simetría izquierda/derecha alineado con la dirección de movimiento de la plataforma. Siendo la antena izquierda la antena a la izquierda del plano de simetría y siendo la antena derecha la antena a la derecha del plano de simetría cuando se mira en la dirección de movimiento. Las antenas se separan por una distancia $604 d$. La flecha 605 representa una señal transmitida a la izquierda desde la antena izquierda, la señal TLL y flecha 606 representa una señal transmitida a la derecha desde la antena derecha, la señal TRR. La flecha 607 representa la señal transmitida a la izquierda desde la antena derecha, la señal TLR. La señal TLR se desfasa en una cantidad kd , en la que k es el número de ondas que es igual a $2\pi/\lambda$, cuando se combina con la señal TLL. El desfase entre las dos señales transmitido a la izquierda, debido a la separación geométrica, es por lo tanto kd y la señal TLR puede escribirse e^{ikd} ya que el acoplamiento entre las antenas en este punto se supone que es despreciable. Esto significa que, ya que las antenas son cortas y lejos de resonancia la señal TLR pasará la antena izquierda sin ninguna absorción significativa de la señal TLR en la antena izquierda. Esta asunción se hace para todas las señales que pasan una antena y a continuación llegan a la otra antena. La flecha 608 representa la señal transmitida a la derecha desde la antena izquierda, la señal TRL. La señal TRL se desfasa comparada con la señal TRR por una cantidad kd . El desfase entre las dos señales transmitidas a la derecha es por lo tanto kd y la señal TRL puede escribirse e^{ikd} . La flecha 609 representa una señal recibida desde el lado izquierdo a la antena izquierda, la señal RLL y la flecha 610 representan la señal recibida desde la derecha a la antena derecha, la señal RRR. La flecha 611 representa la señal recibida desde el lado derecho a la antena izquierda, la señal RRL. La señal RRL se desfasa en una cantidad kd comparada con la señal RLL y por lo tanto puede escribirse e^{ikd} . La flecha 612 representa la señal recibida desde el lado izquierdo to la antena derecha, la señal RLR. La señal RLR se desfasa en una cantidad kd comparada con la señal RRR y por lo tanto puede escribirse e^{ikd} . Por lo tanto, la Figura 6 ilustra las diferentes contribuciones a la función de transferencia de las antenas izquierda y derecha con respecto a señales que vienen desde el lado izquierdo y derecho del plano de simetría 603. Estas contribuciones consisten en los desfases $\pm\alpha$ de las señales de transmisión TR y TL y los desfases, kd , debido a la separación geométrica entre las antenas. Adaptando la separación de antena d , con la diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena, se consigue una forma del haz de radar. Seleccionando valores adecuados para d y α puede lograrse una formación de haz unilateral, sin recibir por lo tanto señales desde la ventana 112 especular.

La ganancia en relación señal-ruido en formación de haz se determina con respecto a ruido externo, ya que este es la forma de ruido dominante. Sin embargo, la disposición debe comprobarse para crecimiento de ruido interno, ya que no puede permitirse que el ruido interno crezca de forma incontrolada o puede resultar ser el ruido dominante después de la formación de haz.

En el caso presente, ya que las antenas son cortas, radiarán como dipolos, es decir en un patrón omnidireccional excepto para los nodos a lo largo de su extensión de longitud. El rendimiento de derecha/izquierda combinado de las dos antenas puede caracterizarse bien por un modelo de una dimensión de transmisión derecha e izquierda a lo largo del eje a través del centro de las dos antenas. La radiación en las otras direcciones sigue una transición fluida entre radiación derecha e izquierda. Por lo tanto, características de transferencia de antena pueden modelarse mediante una transformada lineal de 2×2 entre la Función de Respuesta a Impulso (IRF) de unidad desde derecha, s_R , e izquierda, s_L , y la salida de señal desde o bien el primer o el segundo canal receptor, representados r_R y r_L para indicar si es la salida de señal desde la antena a la derecha o izquierda del plano de simetría 603. s_R es por lo tanto la IRF de la primera antena, en este caso la antena a la derecha del plano de simetría de la plataforma como se define en la Figura 6, cuando esta antena es la única antena. s_L es la IRF de la segunda antena, en este caso la antena a la izquierda del plano de simetría de la plataforma como se define en la Figura 6, cuando esta antena es la única antena. Suponiendo que la diferencia de fase impuesta en señales de transmisión que alimentan las dos antenas es 2α , siendo una antena suministrada con una señal que tiene un desfase $+\alpha$ y siendo la otra antena suministrada con una señal que tiene un desfase $-\alpha$. Ya que las antenas son cortas el acoplamiento entre las dos antenas puede ignorarse y la transformada expresa:

$$\begin{pmatrix} r_R \\ r_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{i\alpha} + e^{-i\alpha} e^{ikd} & e^{i\alpha} e^{i2kd} + e^{-i\alpha} e^{ikd} \\ e^{-i\alpha} e^{i2kd} + e^{i\alpha} e^{ikd} & e^{-i\alpha} + e^{i\alpha} e^{ikd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_R \\ s_L \end{pmatrix} \quad (15)$$

En este punto d es la separación entre las antenas y k es el número de ondas igual a $2\pi/\lambda$.

El sistema puede invertirse para conseguir:

$$\begin{aligned} s_R &= \frac{1}{1 - e^{i2kd}} \frac{r_R - e^{ikd} r_L}{e^{i\alpha} + e^{-i\alpha} e^{ikd}} \\ s_L &= \frac{1}{1 - e^{i2kd}} \frac{r_L - e^{ikd} r_R}{e^{-i\alpha} + e^{i\alpha} e^{ikd}} \end{aligned} \quad (16)$$

La fórmula (16), comprende dos sub fórmulas, la primera sub fórmula se usará para la obtención de la señal de radio procedente únicamente del lado derecho, s_R , y la segunda sub fórmula se usará para la señal de radio procedente únicamente del lado izquierdo, s_L . Las entradas a la fórmula (16) son las señales igualadas y comprimidas de radio r_R y r_L que corresponden a las señales representadas mediante las flechas 508a y 508b en la Figura 5 y 708a y 708b en la Figura 7. Después de una selección real del desfase α únicamente debería usarse una de las sub fórmulas - digamos la sub fórmula para s_R - que tiene una baja influencia de ruido. La otra sub fórmula para s_L corresponderá a alta influencia de ruido. Cuando se hace la selección opuesta del desfase α , es decir se elige $-\alpha$ en lugar de $+\alpha$, la sub fórmula para s_L es la que tiene que usarse.

El cálculo real de s_R y s_L de acuerdo con la fórmula (16) se realiza de una forma convencional, bien conocida para el experto, mediante medios de procesamiento de señales SAR no mostrados en las Figuras. Estos medios de procesamiento de señales SAR también se incluyen en los medios de procesamiento de señales. Cuando un desfase de $+\alpha$ se ha seleccionado para una antena (y por lo tanto $-\alpha$ para la otra antena) los medios de procesamiento de señales SAR se dispondrán para seleccionar la señal con baja influencia de ruido que corresponde a la señal procedente del lado derecho, es decir s_R o la señal procedente del lado izquierdo, es decir s_L . Cuando un desfase de $-\alpha$ se ha seleccionado para una antena (y por lo tanto $+\alpha$ para la otra antena) los medios de procesamiento de señales SAR se dispondrán para seleccionar la señal opuesta a la selección $+\alpha$. Seleccionando el desfase para que una antena sea $+\alpha$ o $-\alpha$ y por lo tanto $-\alpha$ o $+\alpha$ para la otra antena, como la diferencia de fase entre la antena señales será 2α , por lo tanto será posible seleccionar si deberían usarse señales procedentes del lado derecho o izquierdo. El sistema de radar puede establecerse para usar permanentemente un desfase de $+\alpha$ para una antena y por lo tanto siempre recibir señales desde un lado, digamos el lado derecho. Como alternativa el sistema de radar puede comprender medios de conmutación en los que es posible seleccionar un desfase de $+\alpha$ o $-\alpha$ para una antena y de este modo seleccionar si deberían recibirse señales desde el lado derecho o izquierdo. Las definiciones de lado izquierdo y derecho se explican en asociación con la Figura 6.

De esta manera se logra una formación de haz unilateral con ganancia de antena de banda ancha utilizando el primer y el segundo canal receptor en el que el primer canal receptor recibe una señal desde la primera antena y el segundo canal receptor recibe una señal desde la segunda antena y adicionalmente disponiendo para la adaptación de separación de antena d , con una diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena.

Ruido externo, n_{ext} , será coherente en el canal receptor izquierdo y derecho mientras que ruido interno, n_{int} , es coherente entre los canales receptores. Ruido externo tiene un impacto de componente de Fourier izquierdo y derecho $n_{ext,R}$, $n_{ext,L}$ en las antenas desde cada lado. Los propios componentes son incoherentes, pero con igual varianza. Los componentes de ruido interno izquierdo y derecho incoherentes (de igual varianza) representados mediante $n_{int,R}$, $n_{int,L}$. En el caso de señal de radio no transmitida la señal recibida en el dominio espectral se convierte:

$$\begin{aligned} r_R &= n_{ext,R} + e^{ikd} n_{ext,L} + n_{int,R} \\ r_L &= n_{ext,L} + e^{ikd} n_{ext,R} + n_{int,L} \end{aligned} \quad (17)$$

Se espera que el ruido varíe aleatoriamente en tiempo lento. Insertando en la ecuación (16) y promediando con el paso del tiempo:

$$\langle |s_R|^2 \rangle = \frac{\langle |n_{ext}|^2 \rangle}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)]} + \frac{\langle |n_{int}|^2 \rangle}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)][1 - \cos(2kd)]} \quad (18)$$

Los corchetes angulares $\langle \rangle$ significan que el promedio con el paso del tiempo se calculará para la expresión dentro de los corchetes. Las líneas verticales $| \ |$ significan que el valor absoluto se calculará para la expresión dentro de las líneas verticales.

Las contribuciones de factor de ruido externo e interno a la energía de señal recibida debido a la formación de haz se identifican como:

$$\begin{aligned} \Gamma_{ext,bf} &= \frac{1}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)]} \\ \Gamma_{int,bf} &= \frac{1}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)][1 - \cos(2kd)]} \end{aligned} \quad (19)$$

Idealmente, ambos factores deberían ser tan pequeños como sea posible, que es el caso si:

$$\begin{aligned}\cos(2\alpha - kd) &= 1 \\ \cos(2kd) &= -1\end{aligned}\tag{20}$$

Estos requisitos se satisfacen si

$$2\alpha = kd = \pi/2\tag{21}$$

- 5 Ya que estos son valores mínimos para $\Gamma_{ext,bf}$ y $\Gamma_{int,bf}$ variarán lentamente con variaciones de parámetros, implicando que permanecerán pequeños en un ancho de banda. Sin embargo, se observa que la dependencia de frecuencia es más pronunciada para $\Gamma_{int,bf}$ que para $\Gamma_{ext,bf}$. Esto está en orden ya que, como se ha indicado, existe una mayor tolerancia para ruido interno que para externo.

Dentro de la banda de frecuencia considerada de 25 - 90 MHz y eligiendo $d = 1,3$ m

$$10 \quad 39^\circ \leq kd \leq 140^\circ ; 78^\circ \leq 2kd \leq 280^\circ\tag{22}$$

Las variaciones tienen un impacto bastante pequeño en $\Gamma_{ext,bf}$ y un impacto tolerable en $\Gamma_{int,bf}$. De hecho, en el ancho de banda:

$$\begin{aligned}\frac{1}{4} &\leq \Gamma_{ext,bf} \leq \frac{1}{3} \\ \frac{1}{8} &\leq \Gamma_{int,bf} \leq \frac{3}{8}\end{aligned}\tag{23}$$

- 15 Obsérvese que a partir de este análisis, que el sistema de radar propuesto proporciona el carácter unilateral requerido para la antena de radar, también sigue que el desfase 2α , también representado como la diferencia de fase 2α , en el suministro de las antenas puede diferir de 90 grados hasta un grado significativo sin la disrupción del rendimiento de antena. Por ejemplo, una desviación de los 90 grados por digamos ± 10 -20 grados, hará los factores de ruido $\Gamma_{ext,bf}$, $\Gamma_{int,bf}$ menos favorables, pero únicamente en un grado que puede ser aceptable con respecto a qué rendimiento se requiere desde el sistema de radar y qué potencia proporcionará el transmisor. Mediante el mismo argumento la desviación de los 90 grados puede ser incluso mayor. En realidad, las fórmulas (19) decidirán sobre una base de caso a caso si es aceptable un cierto grado de desviación de los 90 grados para un diseño de radar particular en una aplicación particular. Esta observación es el fundamento matemático para la declaración de que el desfase 2α se requiere que esté únicamente en la proximidad de 90 grados. Preferentemente el desfase 2α debería seleccionarse que sea de 90 grados o sustancialmente 90 grados.

- 25 La variación de factor de ruido con frecuencia se ha demostrado menos plana para ruido interno que para externo. Sin embargo, ambos factores de ruido permanecen menores a la unidad implicando un aumento de ganancia mediante el procedimiento de separación izquierda-derecha.

- 30 El ruido externo determina la potencia de transmisión requerida en la condición de que el ruido interno puede ignorarse. Ya que el factor de ruido interno es menor a la unidad, la influencia de ruido interno se suprimirá adicionalmente mediante el diseño de antena.

- 35 En resumen, es viable un diseño de radar en el que únicamente el ruido externo determina la potencia de transmisión requerida. Ya que el factor de ruido externo es menor de $1/3$, el incremento de potencia requerido en comparación con una situación de tamaño de longitud de onda, o tamaño completo, y por lo tanto antenas sin pérdidas es 3 veces (dado que era 9 veces sin tener en cuenta el factor de ruido de disposición de antena). El aumento de potencia transmitida requerida para poder adaptar SNR de un sistema convencional usando antenas de tamaño completo es por lo tanto de aproximadamente tres veces, es decir es moderado. Esta conclusión se debe al hecho de que el ruido interno del radar puede ignorarse como se explica en asociación con las fórmulas (13) y (14). De esta manera la potencia transmitida se dispone de tal forma que después de igualación, compresión de impulsos y la formación de haz unilateral, descritos anteriormente, la energía E_s de señal recibida desde una célula de resolución durante el tiempo de registro de radar τ será al menos igual la suma de energía de ruido externo e interno E_n , dividido con producto de tiempo/ancho de banda τB lo que significa que $E_s \geq E_n / \tau B$ y por lo tanto $SNR \geq 1$.

- 40 Que el aumento de ganancia es válido para un ancho de banda relativamente grande es debido al corto retardo de tiempo real entre las antenas (obtenido mediante su relativamente pequeña separación) y la desviación de fase

entre las señales suministradas a las antenas. El aumento de ganancia también puede verse como una interferencia constructiva a través de la banda de frecuencia lograda en (16), mediante esta selección de parámetros.

Se ha proporcionado un diseño que combina la pequeñez y suficiente eficiencia de potencia con requisitos 1 - 3. Adicionalmente se prefiere que la VSWR del sistema de radar se disponga para ser reducida y para ser lo suficientemente baja para ajustarse a las soluciones estándar para la generación de potencia de transmisión. Esto puede conseguirse insertando medios de reducción VSWR en el sistema de radar entre el transmisor y las antenas.

Los medios de reducción VSWR pueden conseguirse con medios convencionales como circuitos de adaptación y los desfases pueden conseguirse mediante desfasadores convencionales. Una solución preferida es sin embargo usar un dispositivo de 4 puertos recíproco tanto como un medio de reducción VSWR y como un medio para la realización de la diferencia de fase 2α de sustancialmente 90 grados entre las señales de transmisión suministradas en las antenas. Resulta que la inserción del dispositivo de 4 puertos recíproco, preferentemente un híbrido de 90 °, en el sistema de radar entre el transmisor y las antenas puede cumplir con ambos de estos objetivos. Esto es una ventaja ya que ambos objetivos pueden cumplirse con un único componente. Una realización de un sistema de radar que incluye el dispositivo de 4 puertos recíproco, por lo tanto, que reduce la VSWR, se muestra en la Figura 7. La Figura 7 muestra un ejemplo de la invención con un sistema de radar que corresponde a la Figura 5 con la primera 503 y la segunda 504 unidades de desfase intercambiadas con una unidad 701 híbrida de 90 ° y una carga 702. Las antenas tienen, como en el ejemplo de la Figura 5, una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c . La unidad híbrida tiene 4 puertos, un tercer puerto P11 conectado al transmisor, un primer puerto P12 conectado a la primera antena a través de uno TRS y un segundo puerto P22 conectado a la segunda antena a través del otro TRS. Un cuarto puerto P21 se conecta a la carga 702. La unidad 701 híbrida de 90 ° consigue una señal de entrada en el tercer puerto P11, señales de salida desfasadas en el primer puerto P12 y el segundo puerto P22, siendo un desfase entre ellos sustancialmente de 90 grados, como se describe en asociación con la Figura 8. El híbrido de 90 ° por lo tanto logra una diferencia de fase de 90 ° entre las señales de transmisión suministradas en las antenas, que corresponden a $2\alpha = 90^\circ$. La unidad 701 híbrida y la carga 702 también se incluyen en los medios de procesamiento de señales. Las señales igualadas y comprimidas del sistema de radar de acuerdo con la Figura 7 se representan 708a y 708b que corresponden a las señales 508a y 508b en la Figura 5.

La configuración del sistema de radar para SAR por lo tanto comprende:

- la primera 501, 601 y la segunda 502, 602 antena,
- un Conmutador de Transmisión/Recepción conectado a cada antena
- teniendo el dispositivo 701 de 4 puertos recíproco el primer puerto P12 conectado a la primera antena a través de uno de los Conmutadores de Transmisión/Recepción y el segundo puerto P22 conectado a la segunda antena a través del otro Conmutador de Transmisión/Recepción,
- estando el generador 208 de forma de ondas conectado al tercer puerto P11 del dispositivo 701 de 4 puertos recíproco a través del transmisor 209,
- la carga 702 se conecta al cuarto puerto P21 del dispositivo de 4 puertos recíproco
- estando el primer receptor conectado a la primera antena a través de uno de los Conmutadores de Transmisión/Recepción en el primer canal receptor y el segundo receptor se conecta a la segunda antena a través del otro Conmutador de Transmisión/Recepción en el segundo canal,
- estando los receptores y la unidad 204 IRF conectados a la primera 505a y la segunda 505b unidad de convolución y la primera unidad 505a de convolución se conecta a la primera unidad 507a de compresión en el primer canal y la segunda unidad 505b de convolución se conecta a la segunda unidad 507b de compresión en el segundo canal, estando el segundo canal en paralelo al primer canal, estando ambas unidades de compresión conectadas a la unidad 210 de conjugado y cada unidad de compresión se dispone para producir la señal igualada y comprimida para sus respectivos canales.

La Figura 8a muestra el híbrido de 90 °, 701, que es un dispositivo de 4 puertos recíproco en el sentido de que tiene el mismo rendimiento si los puertos de entrada y salida se sustituyen de acuerdo con $P11 \leftrightarrow P22$ y $P21 \leftrightarrow P12$. En la presente solicitud, las antenas A1 y A2 se conectan al primer puerto P12 y el segundo puerto P22 y el transmisor Tx al tercer puerto P11. Una primera señal 801, mostrada con una línea continua, se desfasa 90 ° en su camino desde el tercer puerto P11 al primer puerto P12. La parte de la señal que es reflejada en el primer puerto P12 (que será larga ya que la antena conectada al primer puerto P12 es corta) se desfasa en unos 90 ° adicionales en su camino de vuelta al tercer puerto P11, por lo tanto, la señal reflejada experimenta un desfase total de 180 °. Esto es debido a propiedades intrínsecas en el híbrido. Una segunda señal 802, mostrada con una línea discontinua, no estará sujeta a ningún desfase en su camino desde tercer puerto P11 al segundo puerto P22. De forma similar, la señal reflejada en el segundo puerto P22 de vuelta al tercer puerto P11 no estará sujeta a ningún desfase debido a propiedades intrínsecas del híbrido. Por lo tanto, la primera y segunda señal tendrán una diferencia de fase de 180 ° y por lo tanto se cancelarán en el tercer puerto P11. En un cuarto puerto P21 los componentes de señal añadirán sin embargo constructivamente. En la aplicación, esta señal reflejada combinada en el cuarto puerto P21 se descinde mediante una carga 702 L conectada al cuarto puerto P21. La energía reflejada desde las dos antenas se suministrará de este modo en su totalidad en esta carga. A fin de cuentas, los componentes de señal de transmisión que se reflejan mediante la antena debido a su baja eficiencia de radiación no provocarán ningún impacto de señal reflejada en el propio transmisor.

Mientras señales reflejadas se anulan, señales que se acoplan sin retardo o desfase entre el primer puerto P12 y el segundo puerto P22 se añaden constructivamente al tercer puerto P11. La trayectoria señal en línea discontinua en la Figura 8b corresponde un acoplamiento entre el segundo puerto P22 y el primer puerto P12 y trayectoria de señal en línea continua corresponde un acoplamiento entre el primer puerto P12 y el segundo puerto P22. La energía recibida en el tercer puerto P11 debido al acoplamiento entre las antenas se refleja al primer puerto P12 en una tercera señal 803 y al segundo puerto P22 en una cuarta señal 804. La tercera señal se desfasa 90° debido a la propiedad intrínseca del híbrido. La tercera señal se acopla al segundo puerto P22 a través del aire sin desfase y a continuación adicionalmente al tercer puerto P11 sin desfase debido a las propiedades intrínsecas del híbrido. Cuando la tercera señal llega al tercer puerto P11 se desfasa por lo tanto 90° . La cuarta señal se acopla al primer puerto P12 a través del aire sin desfase y a continuación de vuelta al tercer puerto P11 con un desfase de 90° debido a las propiedades intrínsecas del híbrido. La tercera y cuarta señales por lo tanto se añaden constructivamente al tercer puerto P11. Por lo tanto, el acoplamiento entre las antenas dará lugar a un impacto de señal en el transmisor. Para frecuencias más bajas la baja eficiencia de radiación hará que el efecto de acoplamiento sea pequeño. Sin embargo, debido al carácter generalmente omnidireccional de radiación de dipolo, incluso a las frecuencias más altas, en las que las antenas tienen alta eficiencia de radiación, la parte de la radiación absorbida por la antena vecina será lo suficientemente pequeña para que el efecto de acoplamiento sea tolerablemente pequeño. En resumen, el diseño propuesto por lo tanto resuelve el problema de conexión de las antenas a un diseño de generación de potencia de transmisión estándar.

La invención no se limita a las realizaciones y ejemplos descritas anteriormente, sino que puede variar libremente dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de radar para un radar de apertura sintética, SAR, que comprende una disposición de al menos un transmisor (209), un primer receptor (RX) y un segundo receptor (RX), una primera antena (501, 601) y una segunda antena (502, 602) y medios (208, 202, 204, 210, 503, 504, 505a, 505b, 507a, 507b, 701, 702) de procesamiento de señales ubicados en una plataforma dispuesta para moverse sobre el terreno y dispuesta para transmitir una forma de señal conocida y recibir señales reflejadas desde el terreno, siendo las señales recibidas usadas para producir una imagen (401) SAR del terreno, comprendiendo la imagen SAR un número de células (404) de resolución, estando el sistema de radar adicionalmente dispuesto para operar en una banda de frecuencia con una frecuencia central f_c y con un ancho de banda amplio B de al menos un octavo, teniendo la primera (501, 601) y la segunda antena (502, 602) una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c , estando el radar adicionalmente dispuesto para la implementación de
- una función de transferencia de sistema de radar F_r para ser plana en la banda de frecuencia B por medio de igualación de señales y compresión de impulsos de las señales recibidas mediante los medios de procesamiento de señales y
 - formación de haz unilateral con ganancia de antena de banda ancha, utilizando un primer canal receptor del primer receptor y un segundo canal receptor del segundo receptor, en el que el primer canal receptor se dispone para recibir una señal desde la primera antena (501, 601) y el segundo canal receptor se dispone para recibir una señal desde la segunda antena (502, 602)
- en el que el sistema de radar se **caracteriza por** la adaptación de separación de antena d , con una diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena, estando 2α en la proximidad de 90.
2. Un sistema de radar de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque la** potencia transmitida se dispone de tal forma que después de igualación, compresión de impulsos y formación de haz unilateral la energía E_s de señal recibida desde una célula de resolución durante el tiempo de registro de radar τ al menos iguala la suma de energía de ruido externo e interno E_n , dividido con producto de tiempo/ancho de banda τB .
3. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque la** planitud de la función de transferencia de sistema de radar F_r se dispone mediante transmisión de la forma de señal conocida por el ancho de banda B , disponiendo para las señales recibidas para cada canal a convolucionar con una Función de Respuesta a Impulso inversa, IRF^{-1} , obteniendo así una igualación de señales para cada canal, y disponiendo una compresión de impulsos convolucionando la señal igualada para cada canal con una forma de onda de señal de transmisión de conjugado obteniendo así una primera señal (508a, 708a) igualada y comprimida desde el primer canal receptor y una segunda señal (508b, 708b) igualada y comprimida desde el segundo canal receptor.
4. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque un** dispositivo (701) de 4 puertos recíproco se dispone entre el transmisor y dichas antenas en una configuración con:
- el dispositivo (701) de 4 puertos recíproco tiene un primer puerto (P12) conectado a la primera antena (501, 601) a través de uno de los Conmutadores de Transmisión/Recepción y un segundo puerto (P22) conectado a la segunda antena (502, 602) a través del otro Conmutador de Transmisión/Recepción,
 - el generador (208) de forma de onda es conectado a un tercer puerto (P11) del dispositivo (701) de 4 puertos recíproco a través del transmisor (209),
 - una carga (702) es conectada a un cuarto puerto (P21) del dispositivo de 4 puertos recíproco.
5. Un sistema de radar de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado porque** el sistema de radar tiene una configuración de:
- los receptores y una unidad (204) IRF se conectan a una primera (505a) y una segunda (505b) unidad de convolución y la primera unidad (505a) de convolución se conecta a una primera unidad (507a) de compresión en el primer canal receptor y la segunda unidad (505b) de convolución se conecta a una segunda unidad (507b) de compresión en el segundo canal receptor, estando el segundo canal receptor en paralelo al canal de primer receptor, estando ambas unidades de compresión conectadas a una unidad (210) de conjugado y cada unidad de compresión se dispone para producir la señal igualada y comprimida para sus respectivos canales.
6. Un sistema de radar de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado porque**, el dispositivo de 4 puertos recíproco es un híbrido de 90 grados, la diferencia de fase 2α se dispone para ser sustancialmente 90 °.
7. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** el sistema de radar se dispone para operar en una sub-banda dentro del intervalo de frecuencia de 20-500 MHz.
8. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** el ancho de banda amplio B de la banda de frecuencia se dispone para cubrir 1,6 octavos que corresponden a la frecuencia más alta en la banda de frecuencia siendo tres veces la frecuencia más baja en la banda de frecuencia.

9. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** dichas antenas (501, 502, 601, 602) tienen la longitud de aproximadamente 1 m cuando el sistema de radar se dispone para operar en una banda de frecuencia de 27,5 MHz - 82,5 MHz.

5 10. Un sistema de radar de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** los Conmutadores (202) de Transmisión/Recepción, el dispositivo (701) de 4 puertos recíproco, el generador (208) de forma de ondas, la unidad (210) de conjugado, la unidad (204) IRF, las unidades (505a, 505b) de convolución, desfasadores (503, 504), las unidades (507a, 507b) de compresión y medios de procesamiento de señales SAR son todos medios de procesamiento de señales.

10 11. Un procedimiento para la disposición de un sistema de radar para un radar de apertura sintética, SAR, que comprende una disposición de al menos un transmisor (209), un primer receptor (RX) y un segundo receptor (RX), una primera antena (501, 601) y una segunda antena (502, 602) y medios (208, 202, 204, 210, 503, 504, 505a, 505b, 507a, 507b, 701, 702) de procesamiento de señales ubicados en una plataforma que se mueve sobre el terreno y que transmite una forma de señal conocida y que recibe señales reflejadas desde el terreno, siendo las señales recibidas usadas para producir una imagen (401) SAR del terreno, comprendiendo la imagen SAR un número de células (404) de resolución, operando el sistema de radar en una banda de frecuencia con una frecuencia central f_c y con un ancho de banda amplio B de al menos un octavo, teniendo la primera (501, 601) y la segunda antena (502, 602) una longitud de menos de la mitad de la longitud de onda de la frecuencia central f_c , comprendiendo el procedimiento las etapas de:

- 20 • disposición de una función de transferencia de sistema de radar F_f para ser plana en la banda de frecuencia B mediante:
 - igualación y compresión de impulsos de las señales recibidas mediante los medios de procesamiento de señales y
- disposición de formación de haz unilateral con ganancia de antena de banda ancha, mediante:
 - 25 ○ utilización de un primer canal receptor del primer receptor y un segundo canal receptor del segundo receptor, en el que el primer canal receptor recibe una señal desde la primera antena (501, 601) y el segundo canal receptor recibe una señal desde la segunda antena (502, 602)

y estando **caracterizado por** la etapa de:

- adaptación de separación de antena d , con una diferencia de fase de 2α grados entre las señales de transmisión suministradas en cada antena, estando 2α en la proximidad de 90.
- 30 12. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado porque** la potencia transmitida se dispone de tal forma que después de igualación, compresión de impulsos y formación de haz unilateral la energía E_s de señal recibida desde una célula de resolución durante el tiempo de registro de radar τ al menos iguala la suma de energía de ruido externo e interno E_n , dividido con producto de tiempo/ancho de banda τB .

35 13. Un procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 11-12, **caracterizado porque** la planitud de la función de transferencia de sistema de radar F_f se dispone mediante transmisión de la forma de señal conocida por el ancho de banda B , convolucionando las señales recibidas para cada canal con una Función de Respuesta a Impulso inversa, IRF⁻¹, obteniendo así una igualación de señales para cada canal, y mediante compresión de impulsos convolucionando la señal igualada para cada canal con una forma de onda de señal de transmisión de conjugado obteniendo así una primera señal (508a, 708a) igualada y comprimida desde el primer canal receptor y una segunda señal (508b, 708b) igualada y comprimida desde el segundo canal receptor.

40 14. Un procedimiento de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 11-13, **caracterizado porque** un dispositivo (701) de 4 puertos recíproco se inserta entre el transmisor y dichas antenas en una configuración con:

- 45 • el dispositivo (701) de 4 puertos recíproco tiene un primer puerto (P12) conectado a la primera antena (501, 601) a través de uno de los Conmutadores de Transmisión/Recepción y un segundo puerto (P22) conectado a la segunda antena (502, 602) a través del otro Conmutador de Transmisión/Recepción,
- el generador (208) de forma de onda se conecta a un tercer puerto (P11) del dispositivo (701) de 4 puertos recíproco a través del transmisor (209),
- una carga (702) se conecta a un cuarto puerto (P21) del dispositivo de 4 puertos recíproco.

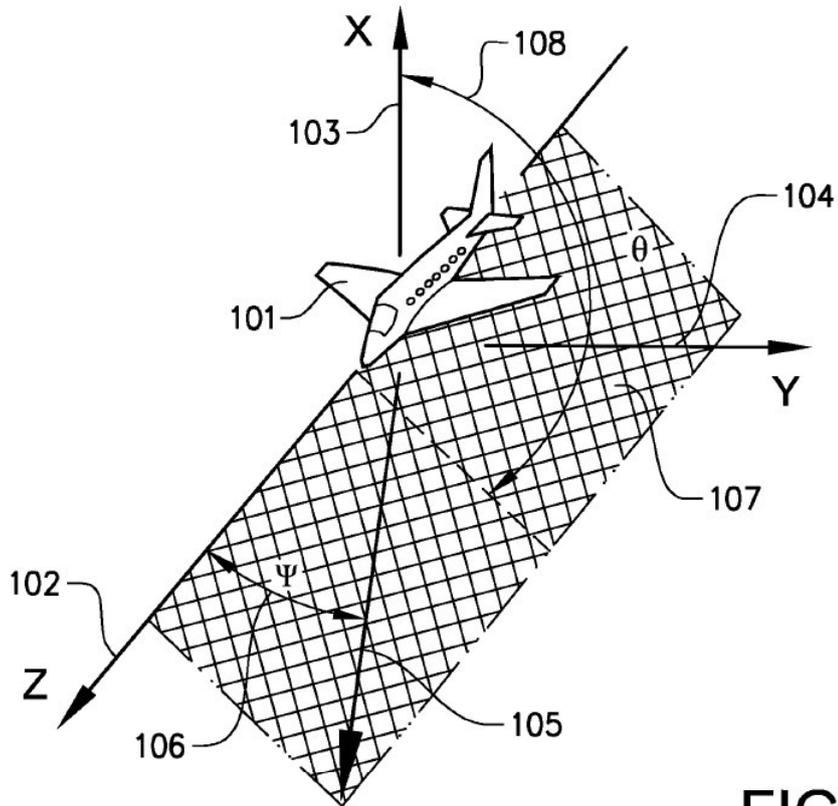


FIG. 1a

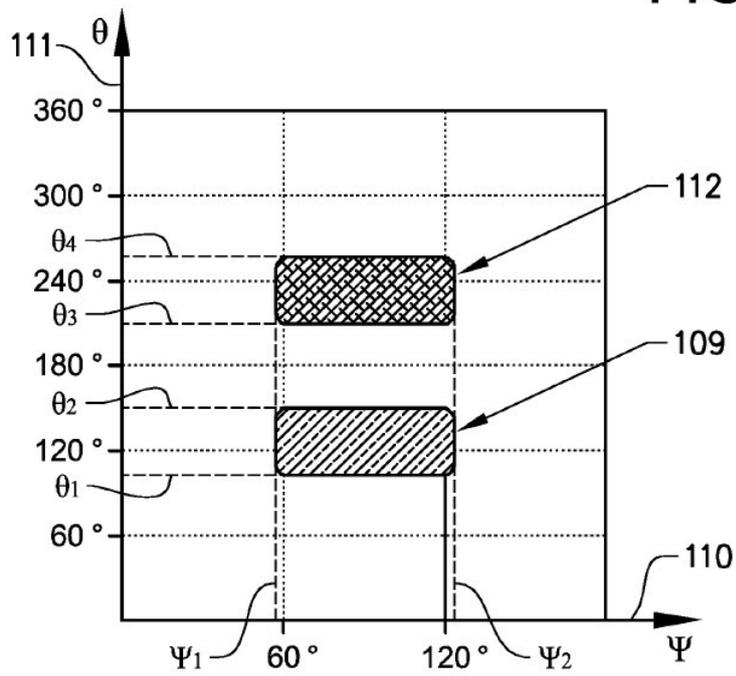
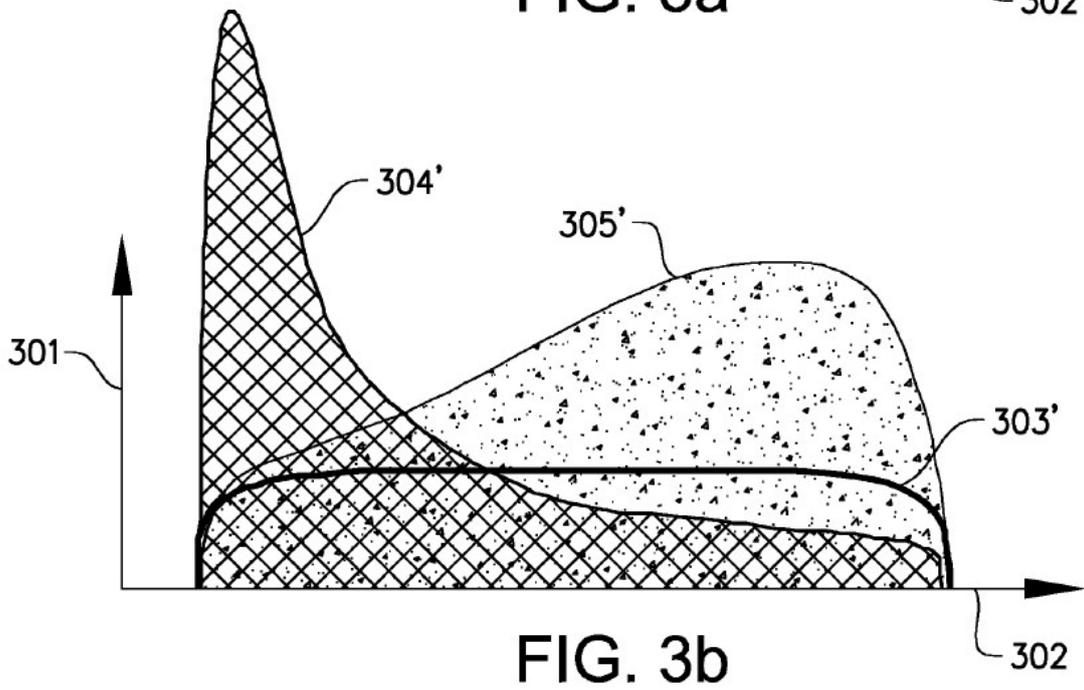
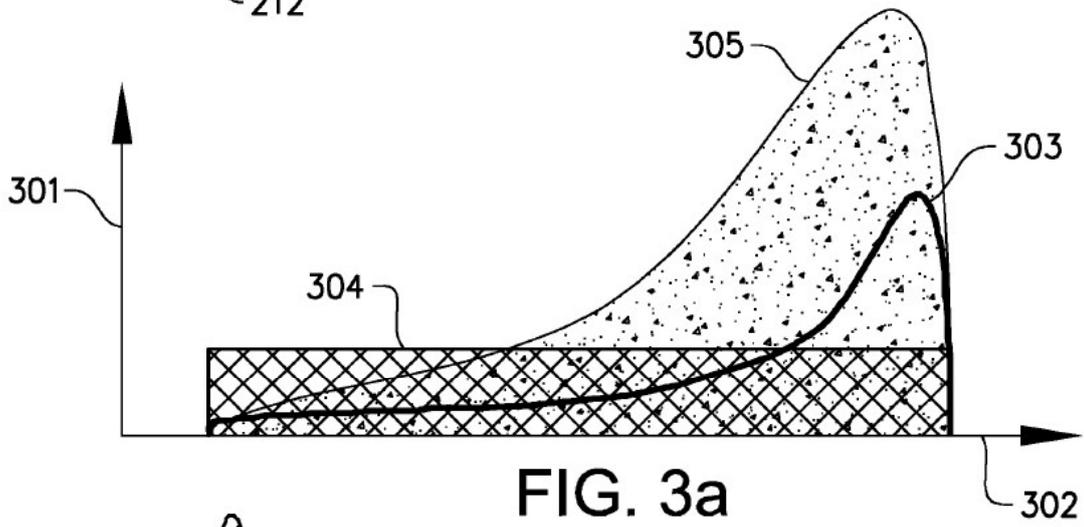
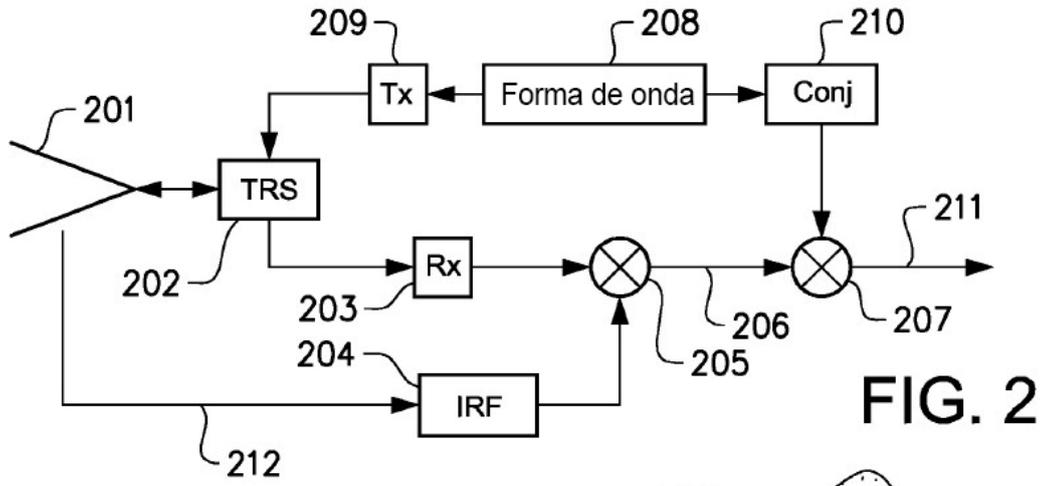


FIG. 1b



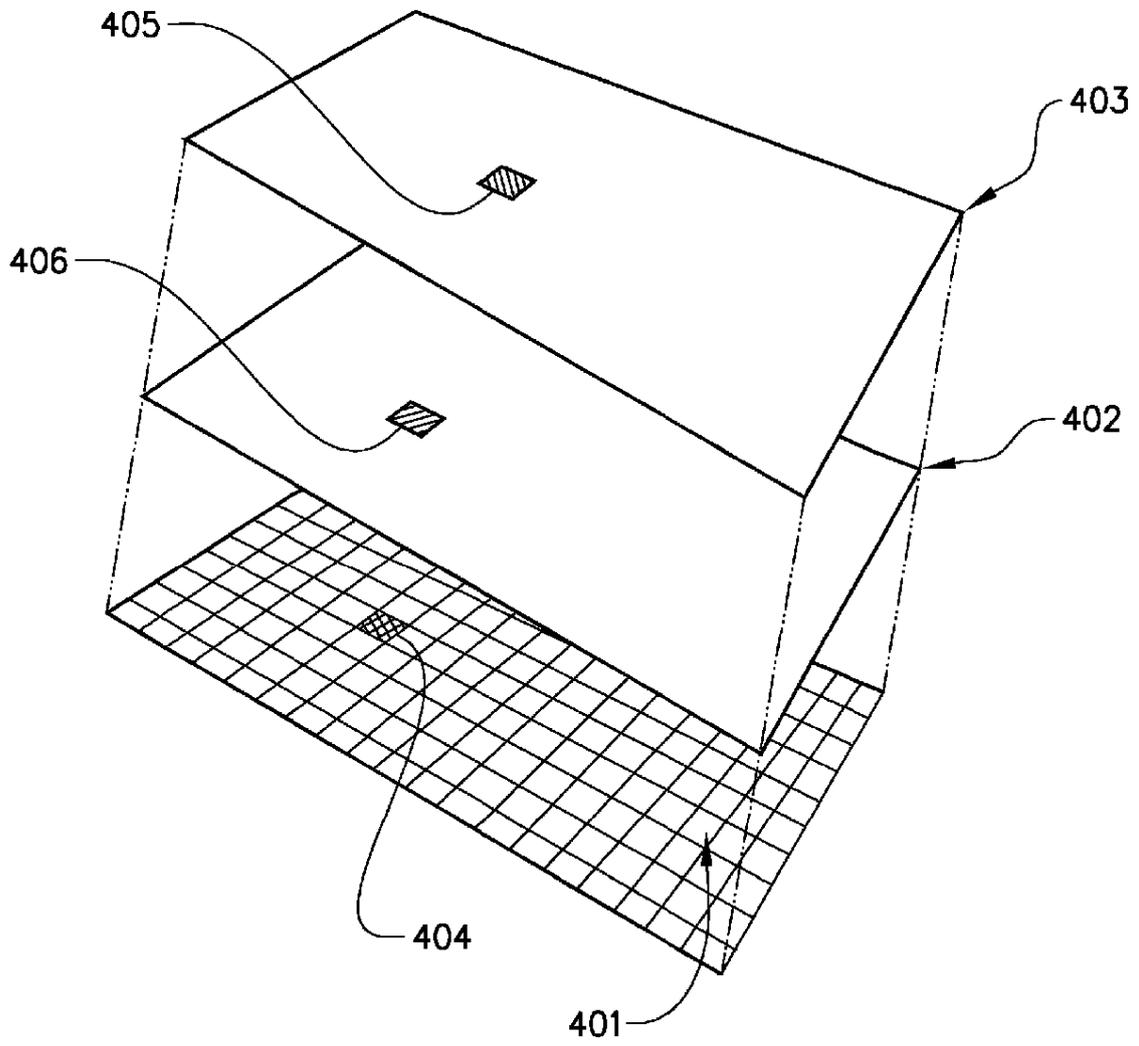


FIG. 4

