

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 634 430**

51 Int. Cl.:

**G01S 13/34** (2006.01)

**G01S 13/50** (2006.01)

**G01S 13/88** (2006.01)

**F42C 13/04** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.06.2010 PCT/NL2010/050375**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.12.2010 WO10147469**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.06.2010 E 10728415 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.05.2017 EP 2443474**

54 Título: **Un método para detectar una distancia, un sistema de radar y un producto de programa informático**

30 Prioridad:

**17.06.2009 EP 09163020**

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

**27.09.2017**

73 Titular/es:

**NEDERLANDSE ORGANISATIE VOOR  
TOEGEPAST- NATUURWETENSCHAPPELIJK  
ONDERZOEK TNO (100.0%)  
Schoemakerstraat 97  
2628 VK Delft, NL**

72 Inventor/es:

**PREVO, RENÉ;  
JANSSEN, JOHANNES ANTONIUS ANDREAS y  
VAN HEIJSTER, ROBERT MICHAEL EVERT**

74 Agente/Representante:

**SÁEZ MAESO, Ana**

ES 2 634 430 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

Un método para detectar una distancia, un sistema de radar y un producto de programa informático

5 La invención se refiere a un método para detectar una distancia entre un sistema de radar y una superficie reflectante, que comprende las etapas de transmitir una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada (FMCW) desde el sistema de radar, recibir una señal de radar FMCW reflejada que es la señal transmitida que se ha reflejado por la superficie reflectante, proporcionar una señal de batido que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la señal recibida y determinar los armónicos de la señal de batido.

10 Tales métodos generalmente se conocen, por ejemplo para detectar una altura. Los algoritmos más contemporáneos para la detección de la altura por radar FMCW miden la diferencia de frecuencia de la señal transmitida y la señal recibida. La diferencia de frecuencia es lineal en dependencia de la altura: multiplicar la señal transmitida por la señal recibida resulta en una señal de batido con una frecuencia igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la señal recibida.

15 Un enfoque estándar para medir la diferencia de frecuencia es usar un banco de filtro o un FFT. Un banco de filtro analógico tiene la desventaja de que se fija en un número limitado de frecuencias (y por lo tanto, rangos de altura) y que la pendiente del filtro tiene que ser muy empinada para lograr detecciones precisas de altura. Lo último también es válido para un banco de filtro digital. Aplicar un FFT requiere la adquisición de un gran número de muestras, y por lo tanto introduce a retraso que es igual o mayor que el retraso de un banco de filtro.

20 Un segundo enfoque es usar las relaciones de amplitud entre los armónicos de la señal de batido. La amplitud, sin embargo, no es una medida robusta para la altura debido a la dispersión superficial. Especialmente, cuando la distancia entre el radar y la superficie cambia rápidamente, usualmente no hay suficientemente tiempo para recolectar y promediar mediciones múltiples para reducir el ruido en las amplitudes de los armónicos.

25 Debe notarse que la publicación de la patente US 3 872 475 describe un método y aparato para medir una distancia a un objetivo en movimiento usando ondas continuas de frecuencia modulada. Después de mezclar una onda transmitida y una onda reflejada se realiza una descomposición en las funciones de Bessel. Es un objeto de la invención proporcionar un método más preciso de acuerdo con el preámbulo para detectar una distancia entre un sistema de radar y una superficie reflectante. Por lo tanto, de acuerdo con la invención, se proporciona un método de acuerdo con la reivindicación 1. En consecuencia, la etapa de determinar los armónicos de la señal de batido se realiza por la descomposición de Fourier. Además, el método de acuerdo con la invención comprende la etapa de usar la información de cambio de fase de al menos uno de dichos armónicos para determinar una distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectante.

30 La invención se basa parcialmente en la idea de que, como una función de la distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectante, los cambios de fase ocurren en los armónicos de la función de batido. Al usar tal información de cambio de fase puede determinarse una distancia específica entre el sistema de radar y la superficie reflectante. Parece que este enfoque mejora la exactitud del método considerablemente. Además, el método se hace virtualmente independiente del tipo de dispersión de superficie y reduce la influencia del ruido.

35 La etapa de usar la información de cambio de fase comprende determinar una diferencia de fase entre un par de armónicos de la señal de batido. Al usar la información de la diferencia de fase entre un par de armónicos, se aprovecha la idea de que los cambios de fase ocurren en intervalos regulares, excepto en el lóbulo principal de un factor de la función de seno cardinal en la fase de armónicos. Cuando, en una cierta aplicación, la distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectantes se reduce en una manera monótona, la diferencia de fase entre el par de armónicos puede permanecer constante, mientras que un cambio repentino en la diferencia de fase ocurre cuando se alcanza una distancia específica, permitiendo de esta manera una detección precisa de la distancia.

40 En este contexto se nota, que, en principio, además la fase absoluta de un único armónico puede monitorearse para verificar cuando ocurre un cambio de fase. Un cambio de fase tal puede por ejemplo determinarse al analizar cuando el factor de la función de seno cardinal antes mencionado en la fase de armónicos cambia de signo.

45 Al determinar múltiples diferencias de fases, puede determinarse múltiples distancias. Específicamente, cuando el método además comprende verificar si las distancias detectadas subsecuentes corresponden con una evolución esperada de la distancia, por ejemplo cuando varía la distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectante en una manera monótona, la robustez del método mejora, por ejemplo contra las detecciones falsas.

50 De acuerdo con la invención, la frecuencia de barrido angular de la señal de radar FMCW se establece para permitir un cambio de fase particular asociado en un armónico o entre los armónicos para corresponder a una distancia predeterminada entre el sistema de radar y la superficie reflectante. Como resultado, puede detectarse una distancia preestablecida.

Además, la invención se refiere a un sistema de radar de acuerdo con la reivindicación 8.

5 Adicionalmente, la invención se refiere a un producto de programa informático de acuerdo con la reivindicación 9. Un producto de programa informático puede comprender un conjunto de instrucciones ejecutables por un ordenador, almacenadas en un portador de datos, tales como un CD o un DVD. El conjunto de instrucciones ejecutables por un ordenador que permite a un ordenador programable llevar a cabo el método definido anteriormente, puede también estar disponible para descargar desde un servidor remoto, por ejemplo vía Internet.

10 Otras modalidades ventajosas de acuerdo con la invención se describen en las siguientes reivindicaciones.

A manera de ejemplo solamente, las modalidades de la presente invención se describirán ahora con referencia a las figuras acompañantes en los cuales:

- 15 la Fig. 1 muestra una vista esquemática de un sistema de radar de acuerdo con la invención;
- la Fig. 2 muestra una señal de barrido lineal triangular;
- la Fig. 3 muestra las características de la señal de batido;
- la Fig. 4 muestra un espectro de frecuencia de amplitud de una primera señal de batido;
- la Fig. 5 muestra un diagrama con un factor de amplitud de un coeficiente de amplitud de armónicos de la señal de batido;
- 20 la Fig. 6 muestra un diagrama con un factor de seno cardinal de un coeficiente de amplitud de armónicos de la señal de batido;
- la Fig. 7 muestra un diagrama con el producto del factor de amplitud y el factor de seno cardinal mostrado en las Figuras 5 y 6;
- la Fig. 8 muestra un diagrama con una gráfica de fases diferenciales como una función de altura;
- 25 la Fig. 9 muestra un espectro de frecuencia de amplitud de una segunda señal de batido;
- la Fig. 10a muestra las señales de diferencia de fase como una función de altura;
- la Fig. 10b muestra una segunda señal de compuerta;
- la Fig. 10c muestra una primera señal de compuerta;
- la Fig. 10d muestra una señal de estado interno;
- 30 la Fig. 11 muestra una vista esquemática de una configuración de prueba;
- la Fig. 12a muestra las señales de diferencia de fase de validación como una función de altura;
- la Fig. 12b muestra una segunda señal de validación de compuerta;
- la Fig. 12c muestra una primera señal de validación de compuerta;
- la Fig. 12d muestra una señal de validación del estado interno;
- 35 la Fig. 13 muestra un diagrama de flujo de una modalidad de un método de acuerdo con la invención.

Las figuras son simplemente vistas esquemáticas de modalidades preferidas de acuerdo con la invención. En las figuras, los mismos números de referencia se refieren a partes iguales o correspondientes.

40 La Figura 1 muestra una vista esquemática de un sistema de radar 1 de acuerdo con la invención. El sistema de radar 1 comprende un módulo transmisor dispuesto para transmitir una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada (FMCW) T. El sistema 1 además comprende un módulo receptor dispuesto para recibir una señal de radar FMCW reflejada R que es la señal transmitida que se ha reflejado por la superficie reflectante. El módulo transmisor y el módulo receptor se han integrado en un único módulo tranceptor 2 para transmitir y recibir las señales de radar FMCW.

45 El módulo tranceptor 2 comprende un elemento de antena 3, un generador 4 para generar la señal a transmitirse y un divisor 5 para dividir la señal de radar transmitida T y la señal de radar recibida R. Debe notarse que, como una alternativa, el módulo transmisor y el módulo receptor pueden además implementarse como módulos separados.

50 El sistema de radar 1 mostrado en la Fig. 1 además comprende una unidad de procesamiento 6 que se dispone para realizar un número de tareas de procesamiento. La unidad de procesamiento 6 incluye un mezclador 7, un filtro 8 y un procesador 9 que incluye una unidad ADC para generar una señal de salida digital 10. El sistema de radar 1 de acuerdo con la invención puede típicamente usarse para detectar la altura mientras que asciende o desciende rápido. Las aplicaciones específicas incluyen medidas de altitud en planos, detección de la altura de encendido en detonadores o misiles, o detección de altitud en exploradores espaciales.

55 Durante la operación del sistema de radar 1, el generador 4 produce una señal a transmitirse, la cual es de frecuencia modulada, produciendo un barrido de FM lineal triangular. La señal se alimenta al elemento de antena 3. La señal se transmite por la antena 3 como una señal transmitida T, reflejada por una superficie reflectante 11, tal como la superficie de la Tierra, y se recibe de vuelta por el elemento de antena 3 como una señal reflejada R. Debido a una distancia, por ejemplo una altura ( $h$ ), entre el sistema de radar y una superficie reflectante 11, la señal se atenuará y se retrasará.

60 Debido a la velocidad vertical ( $u_v$ ) del tranceptor del radar FMCW, la señal se afectará por Doppler. La señal recibida por la antena se alimenta al mezclador 7 donde se multiplica por la señal transmitida para obtener una señal que se ha mezclado a la banda base. La señal resultante se alimenta al amplificador de filtro donde se filtra con un filtro paso bajo. La señal de frecuencia baja amplificada, llamada la señal de batido, se convierte a digital.

Debe notarse que en la modalidad mostrada, el sistema de radar se dispone para detectar una altura por encima de la superficie de la Tierra 11. Sin embargo, el sistema de radar puede en principio además aplicarse para detectar otro tipo de distancia, por ejemplo un desplazamiento horizontal entre el sistema de radar y una pared reflectante.

El principio de detección usa una señal FMCW triangular modulada. La Figura 2 muestra un barrido triangular lineal  $H(t)$  que se define como:

$$H(t) = \frac{1}{2} - \frac{2t}{T_m} \quad : 0 < t < \frac{T_m}{2}$$

$$H(t) = \frac{1}{2} + \frac{2t}{T_m} \quad : -\frac{T_m}{2} < t < 0 \quad (1)$$

$$H(t) = H(t - n \cdot T_m) \quad : n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$$

donde  $T_m$  denota la periodicidad de la modulación triangular [s] y  $t$  denota el tiempo. La señal transmitida puede describirse como:

$$S_T(t) = A_T \cos(\omega_c t + \omega_s H(t)t)$$

donde:

- $A_T$  : La amplitud de RF transmitida
- $\omega_c$  : Frecuencia central angular de  $f_c$  [rad/s]
- $\omega_s$  : Frecuencia de barrido angular de  $f_s$  [rad/s]

Aquí,  $f_c$  denota una frecuencia central en el barrido de frecuencia de la señal transmitida mientras que  $f_s$  denota una frecuencia de barrido de la señal transmitida. La señal transmitida se refleja por la superficie de la Tierra y alcanzará el transceptor del radar FMCW con un retraso proporcional a la altura:

$$t_d = 2h / c \quad (2)$$

donde:

- $t_d$  : Tiempo de retraso [s]
- $h$  : Altura del transceptor del radar FMCW [m]
- $c$  : Velocidad de la luz [m/s]

La señal recibida es la versión retrasada de la señal transmitida:

$$S_R(t) = A_R \cos(\omega_c(t - t_d) + \omega_s H(t - t_d)(t - t_d)) \quad (3)$$

donde  $A_R$  denota la amplitud RF recibida.

La Figura 3 muestra las características de la señal de batido. Más específicamente, la Fig. 3 muestra la relación entre la señal transmitida T y la señal recibida R en términos de diferencia de frecuencia  $f_{dif}$  (parte superior) y la señal de batido resultante B (parte baja). Debido a que la señal transmitida es de frecuencia modulada con una forma de onda triangular el retraso  $t_d$  entre la señal transmitida y la recibida corresponde a una diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la señal recibida. La frecuencia de diferencia angular es igual a:

$$\omega_{dif} = 2\omega_s \frac{t_d}{T_m} \quad [rad / s] \quad (4)$$

La combinación de las ecuaciones (2) y (4) produce:

$$\omega_{dif} = \frac{4\omega_s h}{cT_m} \quad [rad / s] \quad (5)$$

la cual da una relación directa entre la detección de la altura  $h$  y la diferencia de la frecuencia angular medida  $\omega_{dif}$ . Esta diferencia de la frecuencia angular puede detectarse fácilmente al multiplicar la señal recibida por la señal transmitida, por medio del mezclador 7.

5

$$S_M(t) = S_T(t)S_R(t) \\ = \frac{1}{2} A_R A_T \cos(\omega_s H(t)t + \omega_c t_d - \omega_s H(t-t_d)t + \omega_s H(t-t_d)t_d) + \\ \frac{1}{2} A_R A_T \cos(2\omega_c t + \omega_s H(t)t - \omega_c t_d + \omega_s H(t-t_d)t - \omega_s H(t-t_d)t_d)$$

10

A bajas altitudes  $t_d \ll T_m$  puede asumirse que  $H(t)$  es constante dentro del intervalo de tiempo  $[t-t_d, t]$  y por lo tanto  $H(t)$  es igual a  $H(t-t_d)$ . La ecuación se convierte en:

15

$$S_M(t) = \frac{1}{2} A_R A_T \cos(\omega_c t_d + \omega_s H(t)t_d) + \\ \frac{1}{2} A_R A_T \cos(2\omega_c t + 2\omega_s H(t)t - \omega_c t_d - \omega_s H(t)t_d) \quad (6) \\ = S_{M1}(t) + S_{M2}(t)$$

20

El espectro de  $S_{M1}(t)$  contiene las frecuencias bajas mientras que el espectro de  $S_{M2}(t)$  contiene las altas frecuencias alrededor de  $2\omega_c$ . Este último término se suprimirá al filtrar mediante el filtro 8 y no se discutirá en detalle. La señal de interés es  $S_{M1}(t)$ :

25

$$S_{M1}(t) = \frac{1}{2} A_R A_T \cos(\omega_c t_d + \omega_s H(t)t_d) \quad (7)$$

Sustituyendo  $H(t)$  resulta en:

30

$$S_{M1}(t) = \frac{1}{2} A_R A_T \cos\left(\omega_c t_d + \frac{1}{2} \omega_s t_d \pm \frac{2\omega_s t_d}{T_m} t\right) \quad (8) \\ = \frac{1}{2} A_R A_T \cos\left(\omega_c t_d + \frac{1}{2} \omega_s t_d \pm \omega_{dif} t\right)$$

35

La señal de batido  $S_{M1}(t)$  tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de la frecuencia transmitida y la recibida (ecuación (4)) y por lo tanto la altura de la detección  $h$  (ecuación (5)).

40

Ya que  $H(t)$  es periódica con  $T_m$  también  $S_{M1}(t)$  es periódica con  $T_m$ . El espectro de frecuencia de  $S_{M1}(t)$  consiste de los armónicos con frecuencia de modulación  $f_m$ . La Figura 4 muestra un espectro de frecuencia de amplitud  $A$  de una primera señal de batido. La señal  $S_{M1}(t)$  puede por lo tanto describirse con:

45

$$S_{M1}(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum a_n \cos(n\omega_m t) + \sum b_n \text{sen}(n\omega_m t) \quad (9)$$

donde:

50

$$a_n = \frac{2}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} S_{M1}(t) \cos(n\omega_m t) dt$$

55

$$b_n = \frac{2}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} S_{M1}(t) \text{sen}(n\omega_m t) dt$$

donde:

$n$  denota un índice de componente armónico.

60

Por lo tanto, la unidad de procesamiento 6 realiza la etapa de proporcionar una señal de batido que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la señal recibida, y la etapa de determinar los armónicos de la señal de batido. Debido a que  $S_{M1}(t) = S_{M1}(-t)$  todos los componentes  $b_n$  son cero. El coeficiente de amplitud de los componentes armónicos  $a_n$  pueden escribirse como:

65

$$a_n = \frac{\frac{1}{2} A_R A_T \omega_s t_d}{(\frac{1}{2} \omega_s t_d + \frac{1}{2} n \pi)(\frac{1}{2} \omega_s t_d - \frac{1}{2} n \pi)} \left[ \cos(\omega_c t_d + \frac{1}{2} n \pi) \sin(\frac{1}{2} \omega_s t_d - \frac{1}{2} n \pi) \right] \quad (10)$$

$A_R$  es también una función de la altura  $h$ :

$$A_R = C \cdot \frac{\lambda_c}{h} \quad (11)$$

donde:

- $\lambda_c$  : Longitud de onda de la frecuencia central del transmisor [m]
- $C$  : Constante, en dependencia de las propiedades del hardware

La ecuación (10) puede reescribirse como:

$$a_n = \underbrace{\left( \frac{A_R A_T \omega_s t_d}{\omega_s t_d + n \pi} \right)}_{\text{Amplitud}} * \underbrace{\left( \frac{\sin(\frac{1}{2} \omega_s t_d - \frac{1}{2} n \pi)}{\frac{1}{2} \omega_s t_d - \frac{1}{2} n \pi} \right)}_{\text{Seno cardinal}} * \underbrace{\left( \cos(\omega_c t_d + \frac{1}{2} n \pi) \right)}_{\text{Portador}} \quad (12)$$

Se muestra en la ecuación (12) que el coeficiente de amplitud  $a_n$  del componente del armónico  $n$  puede verse como una función de modulación en sí misma. Así que el coeficiente  $a_n$  puede dividirse en tres partes:

- Amplitud  
La primera parte del coeficiente puede interpretarse como amplitud. Esta parte de la amplitud  $A'$  se muestra en la Fig. 5. Aquí, el factor de amplitud se muestra como una gráfica 20a-f para  $n=1$  (fundamental) hasta  $n=6$ , respectivamente, como una función de la altura  $h$ .
- Función de seno cardinal  
La función de seno cardinal ( $\sin(x)/x$ ) da un pico por un retraso dado y por lo tanto una altura dada, como se muestra en la Fig. 6 mostrando un factor de seno cardinal  $A''$  de un coeficiente de amplitud de armónicos de la señal de batido como una función de la altura  $h$ . De nuevo, la gráfica 21a-f corresponde al orden de los armónicos  $n=1, \dots, 6$ , respectivamente.
- Portador de armónicos  
La presencia del portador de armónicos se debe al hecho de que un patrón de onda estacionaria se desarrollará entre el transceptor del radar FMCW y la tierra. Cuando el transceptor del radar FMCW se mueve a la tierra una longitud de onda media (de la frecuencia central del transmisor), la amplitud de  $a_n$  se mueve desde el máximo al mínimo y viceversa. Esta frecuencia del portador puede alternativamente interpretarse como la frecuencia Doppler que se genera cuando el transceptor del radar FMCW se mueve hacia la tierra.

La amplitud y la parte del seno cardinal de la función  $a_n$  puede combinarse, lo que resulta en las gráficas 22a-f que corresponden al orden de los armónicos  $n=1, \dots, 6$ , respectivamente, mostrado en la Fig. 7 que muestra el producto  $A'''$  del factor de amplitud y el factor de seno cardinal mostrado en la Fig. 5 y 6. Es claro que cada pico del componente armónico a una altura dada y otros armónicos son cero en esa altura. Por ejemplo, a 45 metros  $a_3$  es máximo, donde  $a_1$  y  $a_5$  son cero. Este hecho puede usarse para detectar una altura dada.

Cuando la amplitud de la parte del seno cardinal, como se muestra en la Fig. 7, cambia de signo, un cambio de fase de  $\pi$  radianes ocurre en la señal armónica. Esos cambios de fase ocurren en intervalos regulares, excepto en el lóbulo principal de la función de seno cardinal. Este fenómeno puede usarse para detectar la altura. Por ejemplo, la Fig. 7 muestra que el segundo y cuarto armónicos tiene una diferencia de fase de  $\pi$  radianes sobre los 60 metros y por debajo de los 30 metros. Entre 30 y 60 metros el segundo y cuarto armónico están en fase (ambas partes del seno cardinal son positivas). El primero (=fundamental) y tercer armónicos tienen una diferencia de fase de  $\pi$  radianes por encima de 45 metros y por debajo de 15 metros. Entre 15 y 45 metros el primero y tercer armónicos están en fase.

Durante la operación del sistema de radar, las cuatro fases  $\phi(a_n)$  de los primeros cuatro armónicos pueden calcularse. Entonces las fases diferenciales  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  y  $\phi(a_1) - \phi(a_3)$  pueden calcularse. El comportamiento de ambas fases diferenciales  $\phi_{diff}$  como una función de altura, se muestra en la Fig. 8. Como se puede observar, los cambios de fase diferenciales  $f_{a1} - f_{a4}$  ocurren a cuatro alturas. Cada una de esos cambios de fase diferenciales puede usarse como un evento de detección de altura. Usando la información de cambio de fase diferencial, la altura en el cambio de fase diferencial de  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  puede determinarse. Para incrementar la robustez contra las detecciones falsas un preámbulo puede usarse: primero un cambio de fase diferencial de  $\phi(a_1) - \phi(a_3)$  debe detectarse antes que se espere ocurra un cambio de fase diferencial de  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  para realizar una detección de altura cuando la altura disminuye en una

manera esencialmente monótona, en una dirección de vuelo F. En este contexto debe notarse que además la información de fase de más armónicos u otros armónicos puede usarse, por ejemplo la información de fase del quinto y sexto armónicos.

5 Por lo tanto, la unidad de procesamiento 6, más específicamente el procesador 9, se dispone para usar la información de cambio de fase de al menos uno de dichos armónicos para determinar una distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectante.

10 Como se mencionó anteriormente, se usa un cambio de fase diferencial como un evento de detección de altura. La altura en la que se producen estos acontecimientos puede modificarse cambiando la frecuencia de barrido angular  $\omega_s$ . Esto puede deducirse de la ecuación (12) cuando se analiza la relación de fase entre, por ejemplo, los armónicos  $a_2$  y  $a_4$ .

15 Durante el descenso, antes de que  $a_4$  alcance su pico, ambas  $a_2$  y  $a_4$  no están en fase, ver la Fig. 7. Entre los picos de  $a_2$  y  $a_4$ ,  $a_2$  y  $a_4$  están en fase. Después de que  $a_2$  alcance su pico, las fases de  $a_2$  y  $a_4$  están de nuevo opuestas. Es decir la altura a detectarse se alcanza cuando  $a_2$  alcanza su pico. La ecuación (12) para  $a_2$  produce:

$$20 \quad a_2 = \left( \frac{A_R A_T \omega_s t_d}{\omega_s t_d + 2\pi} \right) * \left( \frac{\text{sen}(\frac{1}{2} \omega_s t_d - \pi)}{\frac{1}{2} \omega_s t_d - \pi} \right) * (\cos(\omega_s t_d + \pi)) \quad (13)$$

El armónico  $a_2$  alcanza su pico cuando:

$$25 \quad \frac{1}{2} \omega_s t_d - \pi = 0 \quad \Leftrightarrow$$

$$\frac{1}{2} \omega_s t_d = \pi \quad \Leftrightarrow$$

$$30 \quad \omega_s = \frac{2\pi}{t_d} \quad \Leftrightarrow$$

$$35 \quad \omega_s = \frac{c\pi}{h}$$

40 En conclusión: la detección de la altura  $h$  puede cambiarse al cambiar la frecuencia de barrido angular  $\omega_s$ . Esto puede implementarse fácilmente al usar un oscilador de voltaje controlado para generar la señal de barrido.

Cualquier hardware usado exhibirá alguna capacidad de demodulación FM. Incluso en el espacio libre, sin objetos presentes en la cercanía del hardware fusible, los armónicos  $a_n$  tendrá una amplitud dada. Este efecto es provocado por la reflexiones de la señal transmitida en la conexión de la antena. La señal reflejada se alimenta al mezclador, como lo haría cualquier señal recibida. Debido a la diferencia en longitud de la trayectoria (entre la trayectoria "regular" generador-mezclador y la trayectoria "parásita" generador-antena-mezclador) tendrá lugar la detección de FM. La señal parásita de la demodulación de FM se manifestará así misma como un eco fuerte objetivo en (cerca) la distancia cero y la velocidad cero. El efecto parásito puede tomarse en cuenta por:

$$50 \quad S(t) = \frac{1}{2} a_0(t) + \sum_n a_n(t) \cos(n\omega_m t) + \sum_n FM_{\text{señal parásita},n} \cos(n\omega_m t) \quad (14)$$

55 donde  $FM_{\text{señal parásita},n}$  es un valor constante que representa el  $n^{\text{esimo}}$  armónico de la señal parásita de demodulación de FM.

60 La señal parásita de demodulación de FM es la frecuencia dependiente en la amplitud y fase, haciendo el efecto exacto de demodulación FM muy impredecible y virtualmente imposible para compensarlo. Sin embargo, la señal parásita es libre de Doppler, lo cual permite separarse del reflejo de la Tierra. El espectro de la señal del receptor combinado con la señal parásita de demodulación de FM podría parecer como el espectro dado en la Fig. 9 mostrando un espectro de frecuencia de amplitud de una segunda señal de batido. Una señal central 23 es provocada por las reflexiones internas en el transceptor mientras que las señales de desplazamiento 24 representan los componentes armónicos desplazados por Doppler.

5 Abajo, una implementación de un algoritmo específico se describe en detalle. Otras implementaciones además son posibles. La entrada del algoritmo es una señal de batido muestreada y digitalizada. Antes de que pueda realizarse la detección de altura actual, es ventajoso primero garantizar que la señal de batido contenga suficiente información. Por lo tanto, en una primera etapa, se determina una relación de señal a ruido (SNR) de una fase diferencial y se verifica si la relación SNR excede un valor de umbral predeterminado.

10 Las subetapas necesarias para calcular las fases diferenciales  $\phi(a_1) - \phi(a_3)$  y  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  pueden incluir aplicar un banco de filtro para generar cuatro partes reales y cuatro partes imaginarias de la señal de batido en banda base, aplicar un eliminador de Doppler cero, calcular la fase de las cuatro señales complejas, y calcular las fases diferenciales. Estas subetapas pueden usarse por el cálculo SNR así como para la detección de altura. En lo siguiente, las subetapas antes mencionadas se describen en más detalle.

15 El banco de filtro tiene como entrada la señal de batido muestreada y digitalizada. El banco de filtro puede implementarse usando un banco de filtro coseno modulado cuya salida consiste de cuatro señales complejas que representan los primeros cuatro armónicos de la señal de entrada. La salida compleja del  $n^{\text{ésimo}}$  armónico se calcula al filtrar el espectro alrededor del  $n^{\text{ésimo}}$  armónico y simultáneamente desplazando el espectro a la frecuencia central de cero. Después de filtrar, la señal de batido se separa en cuatro partes reales y en cuatro partes imaginarias.

20 Debido a la señal parásita de demodulación de FM hay un gran componente DC (el Doppler cero) presente en todas las salidas del banco de filtro. Este componente se elimina al aplicar un filtro paso alto. Este filtro se aplica a las cuatro partes reales y a las cuatro partes imaginarias resultando en ocho eliminadores de Doppler cero (filtros).

25 En una subetapa siguiente, para todos los cuatro componentes armónicos la fase de la señal compleja se calcula. Entonces, las fases diferenciales  $\phi(a_1) - \phi(a_3)$  y  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  se calculan formando una base para realizar la detección.

30 A altas altitudes, la señal recibida no contiene o solo contiene una pequeña porción de la señal reflejada. El comportamiento de los componentes armónicos  $a_{1-4}$  es al menos parcialmente determinado por la altura: en grandes alturas los componentes armónicos  $a_{1-4}$  son pequeños y dominados por el ruido. Por lo tanto también la diferencia de fases es dominada por el ruido: los valores de las fases diferenciales  $\phi(a_1) - \phi(a_3)$  y  $\phi(a_2) - \phi(a_4)$  son más o menos distribuidos de manera uniforme a través de  $2\pi$  radianes a altas altitudes. Al descender con el sistema de radar, la señal reflejada de la superficie de la Tierra ganará en intensidad y por lo tanto las fases diferenciales iniciarán a ser 0 o  $\pi$  radianes como se espera de analizar por ejemplo la Fig. 8. Esta fase sin embargo tendrá un desplazamiento llamado la fase de referencia  $\phi_{ref}$ . La cantidad de mediciones en  $\phi_{ref}$  y  $\phi_{ref} + \pi$  se usa como una medida para la relación señal a ruido (SNR). El cálculo de la SNR se explica abajo.

35 Las entradas del cálculo SNR están en las fases diferenciales. Las fases diferenciales oscilan entre 0 y  $2\pi$  radianes. Para determinar la SNR, las fases diferenciales calculadas se distribuyen a través de conjuntos  $K$ , es decir para cada medición el valor '1' se agrega al conjunto correspondiente a la fase diferencial calculada.

40 Después de la clasificación, todos los conjuntos  $K$  se filtran con un filtro paso bajo para reducir el ruido. Basado en los resultados del filtrado, se calcula la intensidad de la señal. El conjunto  $k \in K$  con el valor máximo se considera que es el conjunto de referencia y el valor de este conjunto se considera que es la intensidad de la señal  $A(S)$ . Una intensidad del ruido ( $N$ ) se mide en los conjuntos que no contienen la señal, es decir todos los conjuntos, excluyendo el conjunto de referencia  $k$  y su contraparte de  $n$  radianes. La intensidad del ruido se promedia a través de estos conjuntos.

45 Cuando la intensidad de la señal  $S$  y la intensidad del ruido  $N$  se han medido, una relación SNR se determina, la intensidad de la señal se compara con el nivel de ruido. Se asume que la SNR suficiente se alcanza cuando el nivel de la señal excede el nivel de ruido por alguna cantidad, por ejemplo cuando la relación señal a ruido excede un nivel predeterminado.

50 Cuando la SNR es suficiente, la parte de detección del algoritmo se inicia. La parte de detección del algoritmo puede comprender un número de subetapas.

55 En una primera subetapa, una fase de referencia puede ahora calcularse. Se debe tener en cuenta que en general no es posible predecir el valor de la fase de referencia debido a las imperfecciones en la electrónica analógica. Todas las fases diferenciales se corrigen con la fase de referencia de manera que la diferencia de fase promedio resultante es ya sea  $\frac{1}{2}\pi$  radianes o  $1\frac{1}{2}\pi$  radianes.

60 En una segunda subetapa, todas las fases diferenciales desplazadas se clasifican en uno de los conjuntos  $[0, \pi)$  y  $[\pi, 2\pi)$ .

En una tercera subetapa, después de la clasificación, ambos conjuntos se filtran con un filtro paso bajo para reducir el



ruido. Las señales resultantes, llamadas las señales de compuerta, contiene las transiciones  $0 \rightarrow 1$  y  $1 \rightarrow 0$  relacionadas a los cambios de fase como se muestra en la Fig. 8.

5 En una cuarta subetapa, ambas señales de compuertas se alimentan en una máquina de estado y se evalúan para los cambios de fase de  $n$  rad. La máquina de estado inicia cuando la SNR suficiente se alcanza en las SNR(13) y SNR(24). El argumento 13 indica la diferencia de fase entre el tercer y primer armónicos mientras que el argumento 24 indica la diferencia de fase entre el cuarto y segundo armónicos. Antes de la transición a un estado siguiente, primero la señal de compuerta de  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$  debe exceder un umbral. Esta verificación reduce la probabilidad de las detecciones falsas. Cuando además la señal de compuerta de  $\phi(a_1)$ -  $\phi(a_3)$  excede un umbral se introduce el estado '24 y 13 abiertas'. Esto es un preámbulo para la detección de la altura actual. Una transición de la señal de compuerta  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$  resulta en la detección de la altura.

15 Las simulaciones se han realizado para validar el rendimiento del algoritmo. Un modelo de señal se usa que incorpora la velocidad de descenso, coeficiente de reflejo de la superficie, dispersión superficial, señal parásita de demodulación de FM, efectos de cuantificación y ruido. Para cada altura de detección del conjunto se generan varias señales aunque teniendo en cuenta los efectos del retraso de las etapas de filtro.

20 La Figuras 10a-d muestran el comportamiento de algunas señales internas como una función de altura. Específicamente, la Fig. 10a muestra las señales de diferencia de fase como una función de altura, en particular todas las fases  $\phi(a_1)$ -  $\phi(a_3)$  25 y todas las fases  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$  26 como una función de altura. A mayores alturas (a la izquierda) las fases se distribuyen aleatoriamente en el intervalo  $[0, 2\pi)$ . Durante el descenso las fases se concentran alrededor de dos fases. En ese punto la SNR es suficiente para iniciar el algoritmo de detección. Al momento que se alcanza la SNR suficiente las fases en la gráfica superior se desplazan a la fase de referencia. Las Figuras 10b-c muestran la señal de compuerta para respectivamente las diferencias de fases  $\phi(a_1)$ -  $\phi(a_3)$  y  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$ . Esas señales son las versiones filtradas de la Fig. 10a. Ambas la señal filtrada 28, 30 así como las señales sin filtrar 27, 29 se han mostrado. La cuarta gráfica muestra la señal de estado interno 31 del algoritmo. Los estados son:

- *inicial*: inicio del algoritmo
- *SNR BIEN*: la diferencia de fase  $\phi(a_1)$ - $\phi(a_3)$  o la diferencia de fase  $\phi(a_2)$ - $\phi(a_4)$  ha alcanzado la SNR suficiente.
- *SNR BIEN*: ambas diferencias de fase han alcanzado la SNR suficiente.
- 30 - *24 abierto*: transición  $0 \rightarrow 1$  de una primera señal de compuerta  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$ .
- *24 y 13 abiertas*: transición  $0 \rightarrow 1$  de una segunda señal de compuerta  $\phi(a_1)$ -  $\phi(a_3)$ .
- *encender*: transición  $1 \rightarrow 0$  de la señal de compuerta  $\phi(a_2)$ -  $\phi(a_4)$ .

35 Las simulaciones se repiten para varias señales. La derivación promedio entre la altura establecida y la altura detectada está por debajo de 10% incluso bajo condiciones realistas que incluye baja reflectividad de la superficie, dispersión superficial, señal parásita de demodulación de FM, efectos de cuantificación y ruido.

40 La validación se ha realizado para validar el rendimiento del algoritmo con señales reales. Esas señales se han registrado con electrónica experimental realizando un descenso usando una grúa elevadora grande, ver la Fig. 11 que muestra una vista esquemática de una configuración de prueba. Aquí, una grúa 35 porta una plataforma 36 que contiene el sistema de radar con el módulo transceptor 37 y la unidad de procesamiento 38. Durante la prueba, la plataforma 36 se mueve hacia abajo hacia la superficie de la Tierra 39 que tiene una velocidad vertical  $u_u$ . Los parámetros relevantes tales como la frecuencia de barrido, la tasa de repetición de barrido y la frecuencia de muestra se escalan a la velocidad de descenso actual de la grúa. Por lo tanto, los filtros del banco de filtro armónico y el filtro para el eliminador de Doppler cero se escalan para tener en cuenta estas diferencias. Los experimentos cubren dos tipos de superficie: pradera plana y una colina arbolada (aproximadamente 3 metros de altura). Ocho señales se registraron. Las Figuras 12a-d muestran el comportamiento de algunas señales internas como una función de altura, similar a la Fig. 10a-d. La detección de la altura se estableció a ser 10m. La detección de la altura promedio fue 9.15m con una desviación estándar de 0.57m.

50 La Figura 13 muestra un diagrama de flujo de una modalidad del método de acuerdo con la invención. Un método se usa para detectar una distancia entre un sistema de radar y una superficie reflectante. El método comprende las etapas de transmitir (100) una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada (FMCW) del sistema de radar, recibir (110) una señal de radar FMCW reflejada que es la señal transmitida que se ha reflejado por la superficie reflectante, proporcionar (120) una señal de batido que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la señal recibida, determinar (130) los armónicos de la señal de batido, y usar (140) la información de cambio de fase de al menos uno de dichos armónicos para determinar una distancia entre el sistema de radar y la superficie reflectante.

60 El método para detectar una distancia entre un sistema de radar y una superficie reflectante puede realizarse usando estructuras de hardware dedicadas, tal como componentes FPGA y/o ASIC. De otra manera, el método también puede al menos parcialmente realizarse usando un producto de programa informático que comprende instrucciones para provocar que una unidad de procesamiento o un sistema informático realice las etapas descritas anteriormente del método de acuerdo con la invención. Todas las etapas de procesamiento pueden en principio realizarse en un único

procesador. Sin embargo debe notarse que al menos una etapa puede realizarse en un procesador separado, por ejemplo la etapa de proporcionar una señal de batido y/o la etapa de determinar los armónicos de la señal de batido.

5 El método usa la información de fase oculta en los armónicos de la señal resultante para mezclar la señal transmitida y la señal recibida. Esto hace que el algoritmo sea independiente de manera virtual de la dispersión superficial, mejora la exactitud y reduce la influencia de ruido. En adición, la aplicación opcional de una compuerta de preámbulo mejora la robustez contra las detecciones falsas. Antes de la detección de la altura, el algoritmo puede usar un método sofisticado para detectar si la relación de señal a ruido es suficiente para iniciar la detección de la altura. Avances en las capacidades de procesamiento de las señales digitales permiten la implementación de este algoritmo innovador en tiempo real. En adición, la implementación en una plataforma de señal digital permite cambiar la altura de detección sin cambios en el diseño. Esto está en contraste con implementaciones discretas donde los filtros necesitan ajustarse para coincidir con la altura de detección.

10 El rendimiento del método se ha verificado usando simulación. Un modelo de la señal se usó que incorpora la velocidad de descenso, el coeficiente de reflejo de la superficie, el ángulo de dispersión superficial, la señal parásita de demodulación de FM, los efectos de cuantificación y ruido. Los resultados de simulación muestran que el algoritmo, a pesar de las distorsiones introducidas, funciona muy bien. La derivación máxima de la altura establecida fue siempre por debajo de 10%.

15 Para validar el nuevo algoritmo, se ha construido un sistema de radar experimental. Usando una grúa elevadora se realizó el descenso. Los resultados del algoritmo fueron comparados con los de las simulaciones: la derivación máxima de la altura establecida fue siempre por debajo de 10%.

20 Las aplicaciones de este nuevo algoritmo pueden encontrarse entre otros, en la aviónica, aplicaciones militares y espaciales.

25 La invención no se restringe a las modalidades descritas en la presente descripción. Se comprenderá que son posibles muchas variantes.

Reivindicaciones

1. Un método para detectar una distancia (h) entre un sistema de radar en movimiento (1) y una superficie reflectante (11), que comprende las etapas de:
  - transmitir una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada, FMCW, (T) que tiene una frecuencia de barrido ( $f_s$ ) del sistema de radar (1);
  - recibir una señal de radar FMCW reflejada (R) que es la señal transmitida (T) que se ha reflejado por la superficie reflectante (11);
  - proporcionar una señal de batido (B) que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida (T) y la señal recibida (R);
  - determinar los armónicos ( $a_n$ ) de la señal de batido (B) por la descomposición de Fourier; y
  - usar la información de cambio de fase de al menos dos de dichos armónicos ( $a_n$ ) para determinar una distancia (h) entre el sistema de radar (1) y la superficie reflectante (11), en donde dicha información de cambio de fase se determina al analizar un cambio de signo en la amplitud de dichos armónicos ( $a_n$ ), en donde la etapa de usar la información de cambio de fase comprende determinar una diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre a par de armónicos ( $a_n$ ), la diferencia de fase que incluye una diferencia de signo de la amplitud del par de armónicos ( $a_n$ ), que comprende además una etapa de detectar que una distancia específica se ha alcanzado cuando ocurre un cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ), caracterizado por configurar la frecuencia de barrido ( $f_s$ ) de manera que el cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre dichos armónicos ( $a_n$ ), que ocurre cuando la amplitud de un armónico del par de armónicos ( $a_n$ ) cambia de signo, corresponde a una distancia predeterminada entre el sistema de radar y la superficie reflectante.
2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en donde la etapa de usar la información de cambio de fase comprende determinar múltiples diferencias de fases.
3. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además configurar una frecuencia de barrido angular para permitir que un cambio de fase asociada particular en un armónico se corresponda con una distancia predeterminada entre el sistema de radar y la superficie reflectante.
4. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además verificar si las distancias detectadas subsecuentes se corresponden con una evolución esperada de la distancia.
5. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además verificar una relación de señal a ruido de la información de cambio de fase antes de detectar una altura.
6. Un método de acuerdo con la reivindicación 5, en donde una detección de altura se inicia cuando la relación de señal a ruido de la información de cambio de fase excede un nivel predeterminado.
7. Un método de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, en donde una relación señal a ruido de la información de cambio de fase se determina al distribuir las fases diferenciales calculadas a través de los conjuntos K, filtrar con un filtro paso bajo los conjuntos K, seleccionar un conjunto de referencia que tiene un valor máximo para calcular una intensidad de la señal, y calcular una intensidad del ruido medida en los conjuntos.
8. Un sistema de radar (1) para detectar una distancia (h) hasta una superficie reflectante, que comprende:
  - un módulo transmisor (2) dispuesto para transmitir una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada, FMCW, (T) que tiene una frecuencia de barrido ( $f_s$ );
  - módulo receptor (2) dispuesto para recibir una señal de radar FMCW reflejada (R) que es la señal transmitida (T) que se ha reflejado por la superficie reflectante (11); y una unidad de procesamiento dispuesta para:
    - proporcionar una señal de batido (B) que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida (T) y la señal recibida (R);
    - determinar los armónicos ( $a_n$ ) de la señal de batido (B) por la descomposición de Fourier; y
    - usar la información de cambio de fase de al menos dos de dichos armónicos ( $a_n$ ) para determinar una distancia (h) entre el sistema de radar (1), cuando se mueve, y la superficie reflectante (11), en donde dicha información de cambio de fase se determina al analizar un cambio de signo en la amplitud de dichos armónicos ( $a_n$ ), en donde la etapa de usar la información de cambio de fase comprende determinar una diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre un par de armónicos ( $a_n$ ), la diferencia de fase que incluye una diferencia de signo de la amplitud del par de armónicos ( $a_n$ ), detectar que una distancia específica se ha alcanzado cuando ocurre un cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ), caracterizado porque la unidad de procesamiento además se dispone para configurar la frecuencia de barrido ( $f_s$ ) de manera que el cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre dichos armónicos ( $a_n$ ), que ocurre cuando la amplitud de un armónico del par de armónicos ( $a_n$ ) cambia de signo, corresponde a una distancia predeterminada entre el sistema de radar y la superficie reflectante.

9. Un producto de programa informático para detectar una distancia (h) entre un sistema de radar en movimiento (1) y una superficie reflectante (11), cuyo producto de programa informático comprende instrucciones para provocar que una unidad de procesamiento realice las etapas de:
- 5 - proporcionar una señal de batido (B) que tiene una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia entre una señal de radar de onda continua de frecuencia modulada, FMCW, (T) que tiene una frecuencia de barrido ( $f_s$ ) que se transmite por el sistema de radar (1) y una señal de radar FMCW recibida (R) que es la señal transmitida (T) que se ha reflejado por la superficie reflectante (11);
- 10 - determinar los armónicos ( $a_n$ ) de la señal de batido por descomposición de Fourier; y
- 15 - usar la información de cambio de fase de al menos dos de dichos armónicos ( $a_n$ ) para determinar una distancia (h) entre el sistema de radar (1) y la superficie reflectante (11), en donde dicha información de cambio de fase se determina al analizar un cambio de signo en la amplitud de dichos armónicos ( $a_n$ ), en donde la etapa de usar la información de cambio de fase comprende determinar una diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre un par de armónicos ( $a_n$ ), la diferencia de fase que incluye una diferencia de signo de la amplitud del par de armónicos ( $a_n$ ),
- 20 detectar que una distancia específica se ha alcanzado cuando ocurre un cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ), y
- en donde el producto de programa informático además comprende instrucciones para provocar que una unidad de procesamiento realice la etapa de configurar la frecuencia de barrido ( $f_s$ ) de manera que el cambio repentino en dicha diferencia de fase ( $ph_{diff}$ ) entre dichos armónicos ( $a_n$ ), que ocurre cuando la amplitud de un armónico del par de armónicos ( $a_n$ ) cambia de signo, corresponde a una distancia predeterminada entre el sistema de radar y la superficie reflectante.

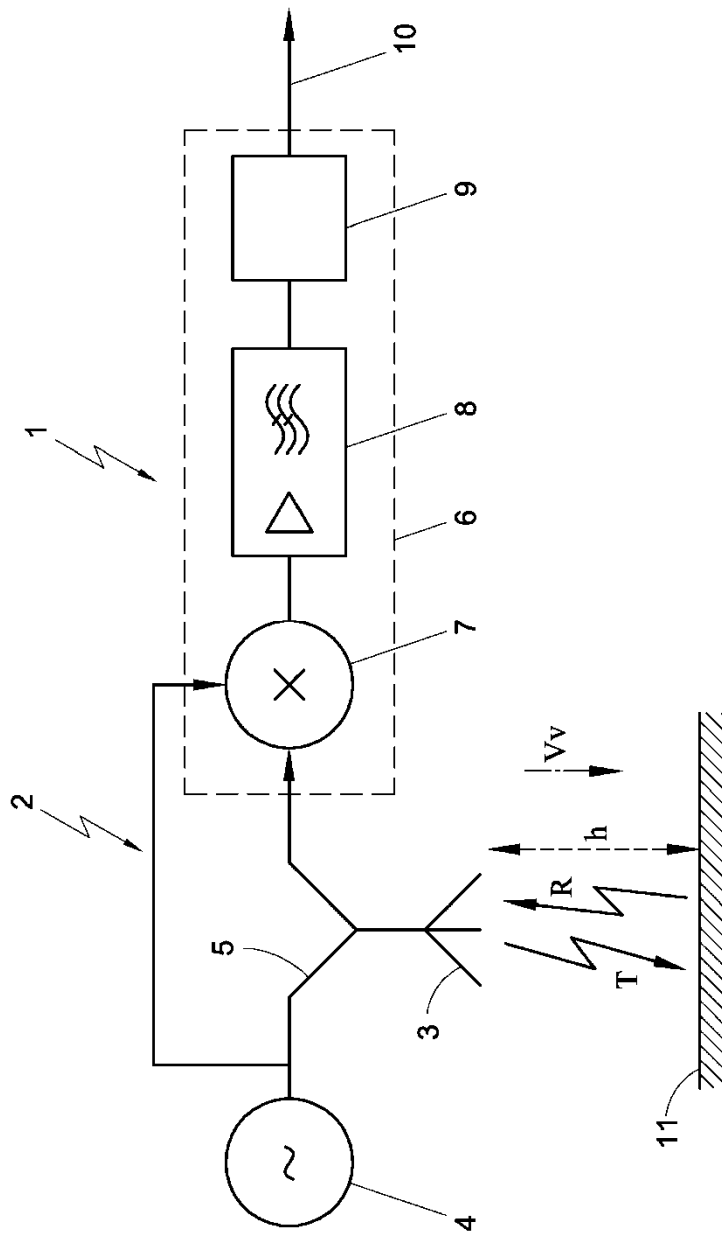


Fig. 1

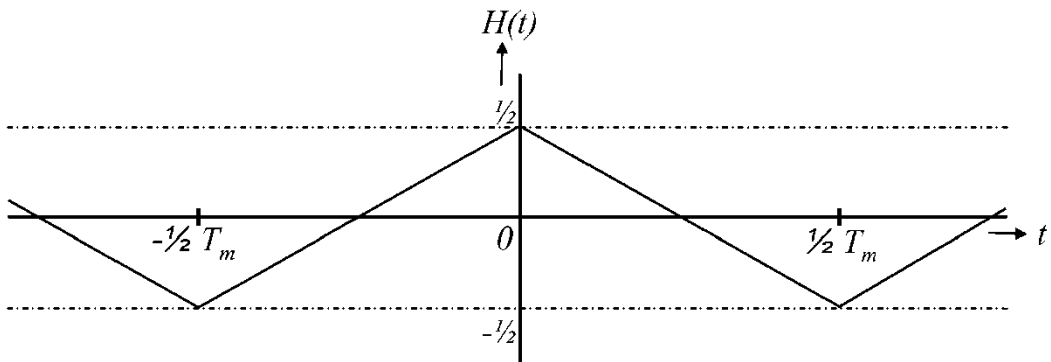


Fig. 2

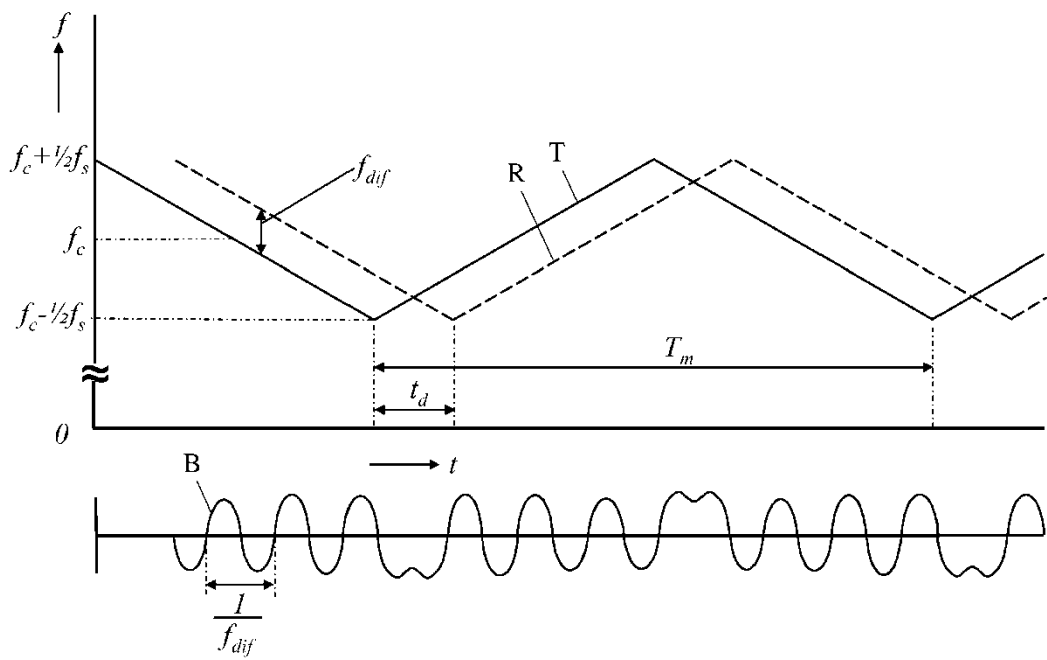


Fig. 3

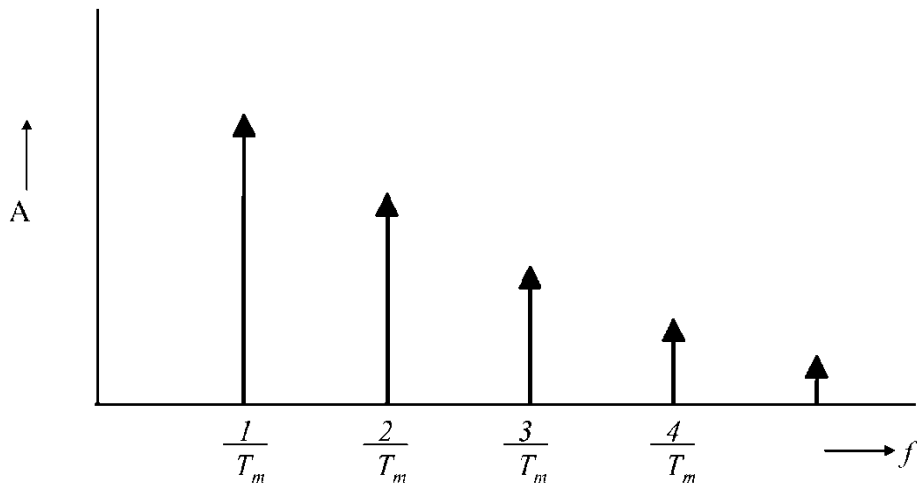


Fig. 4

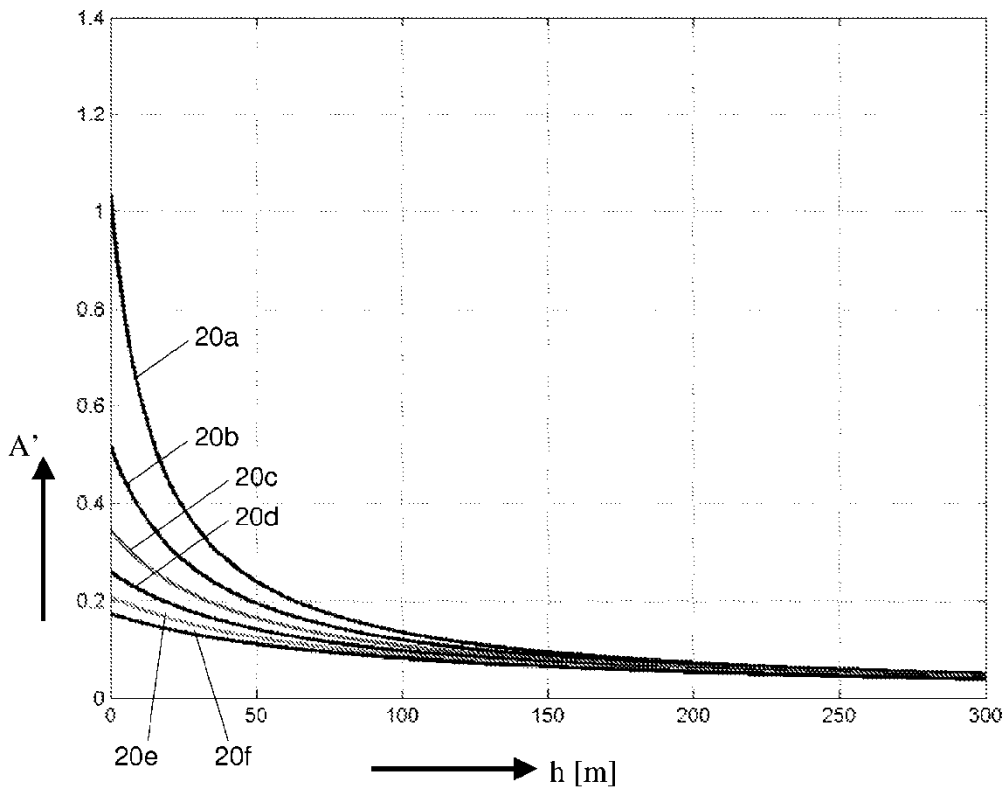


Fig. 5

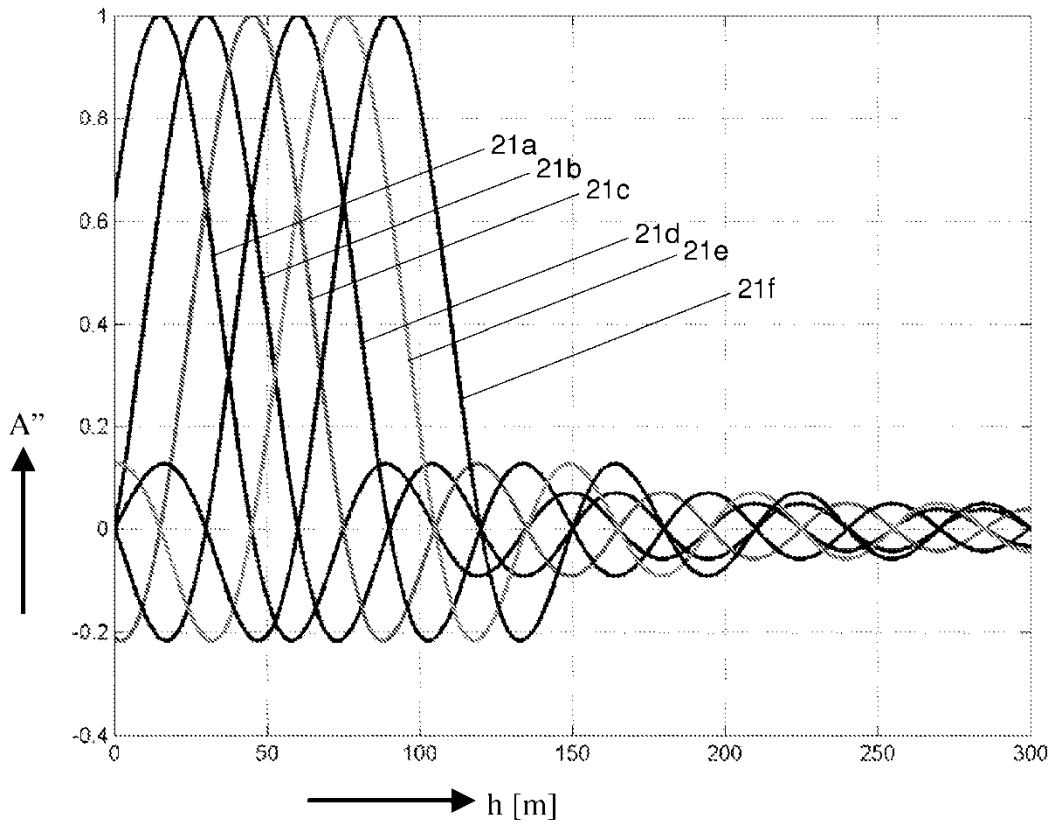


Fig. 6



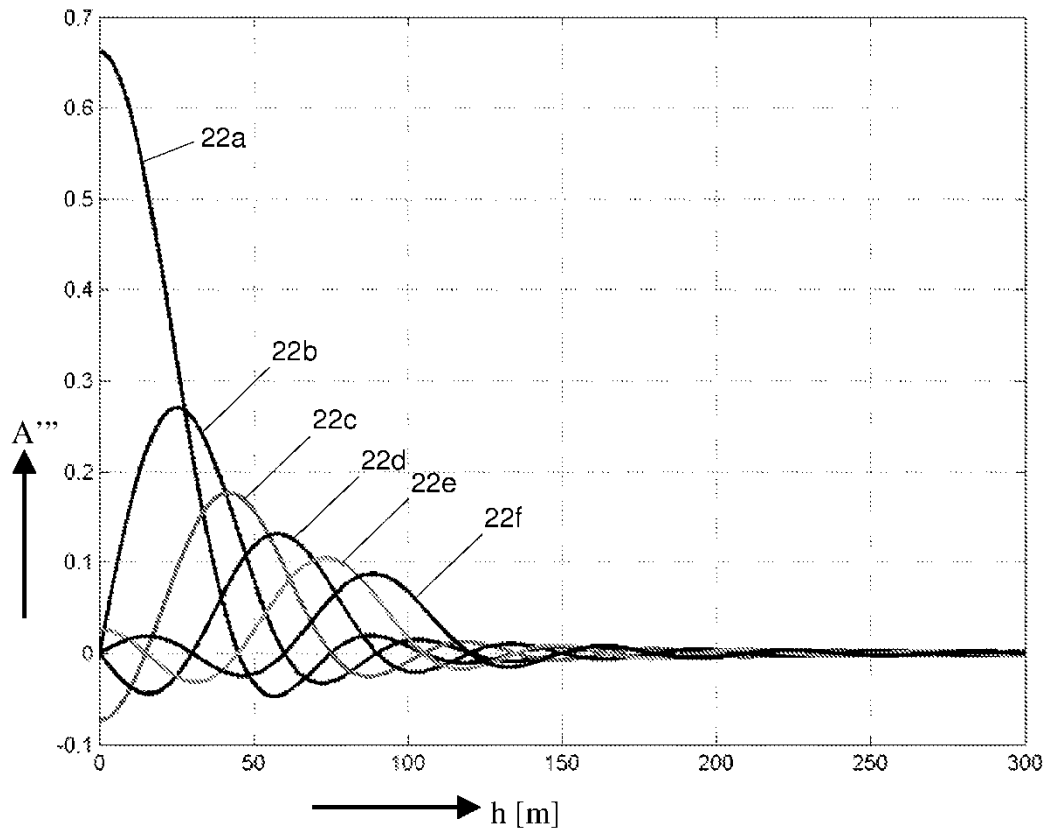


Fig.7

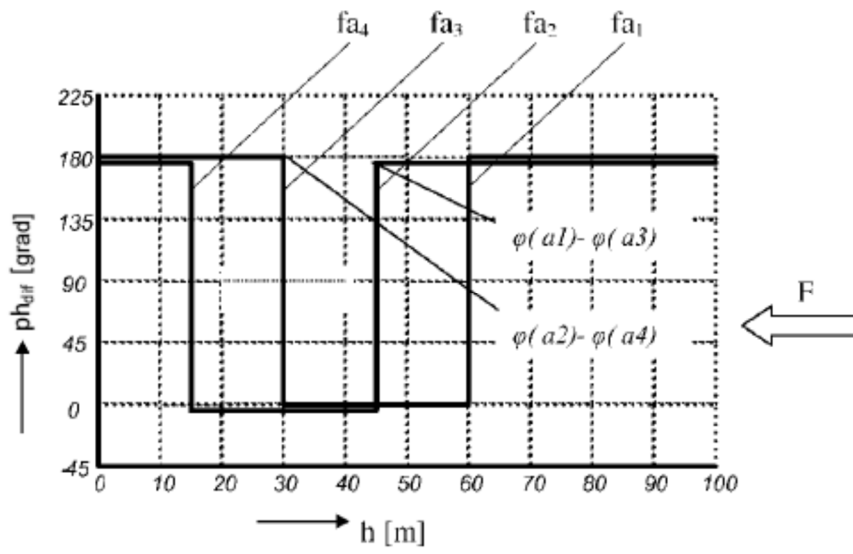


Fig. 8

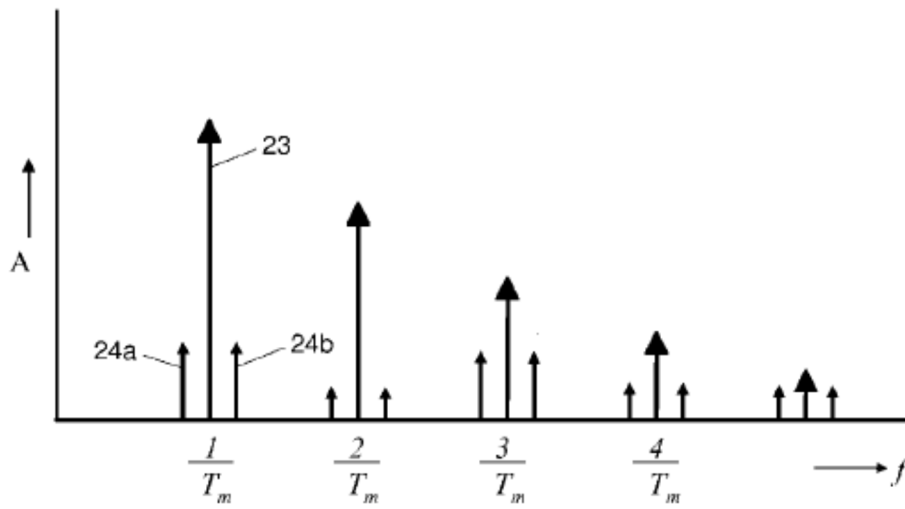


Fig. 9

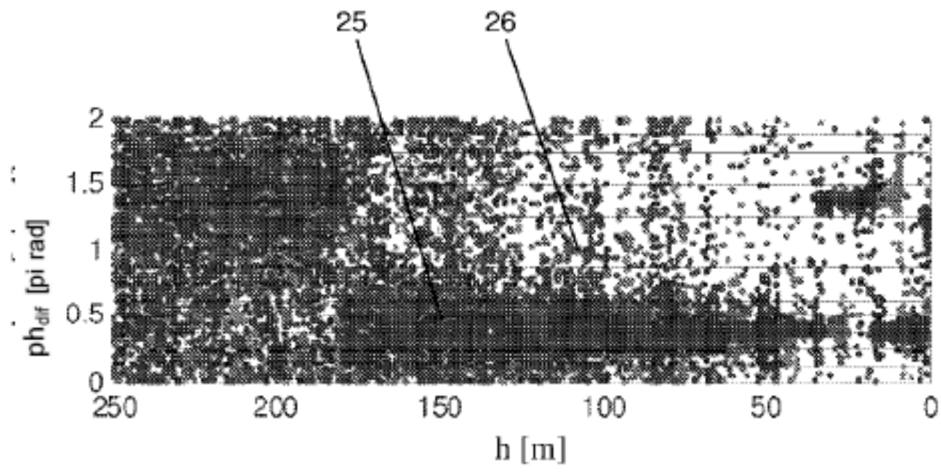


Fig. 10a

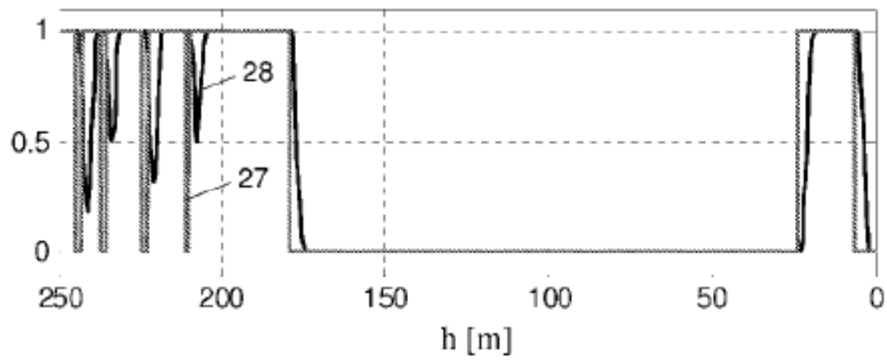


Fig. 10b

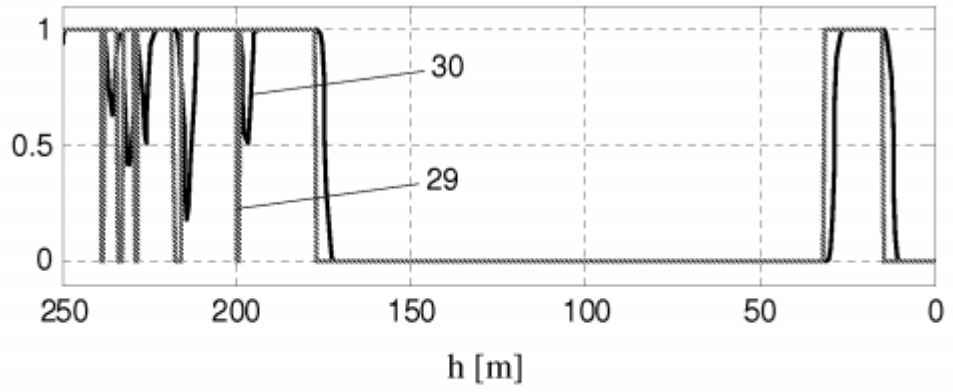


Fig. 10c

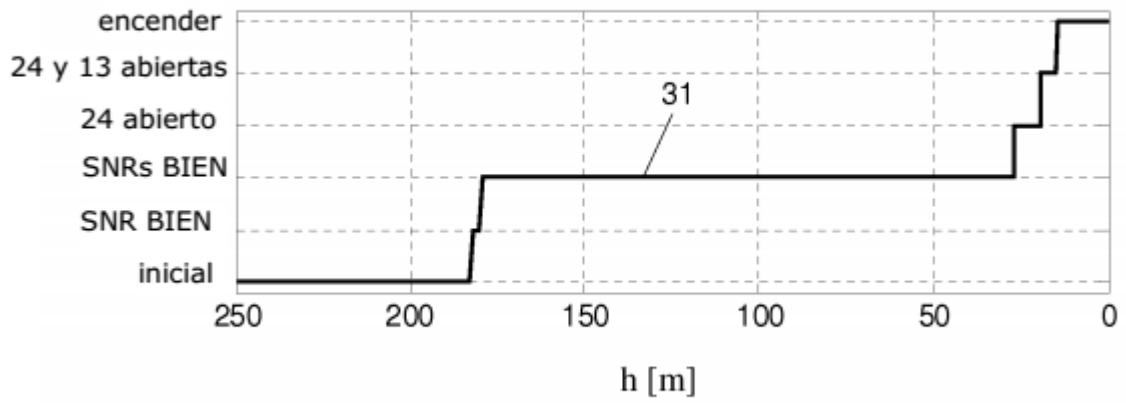


Fig. 10d

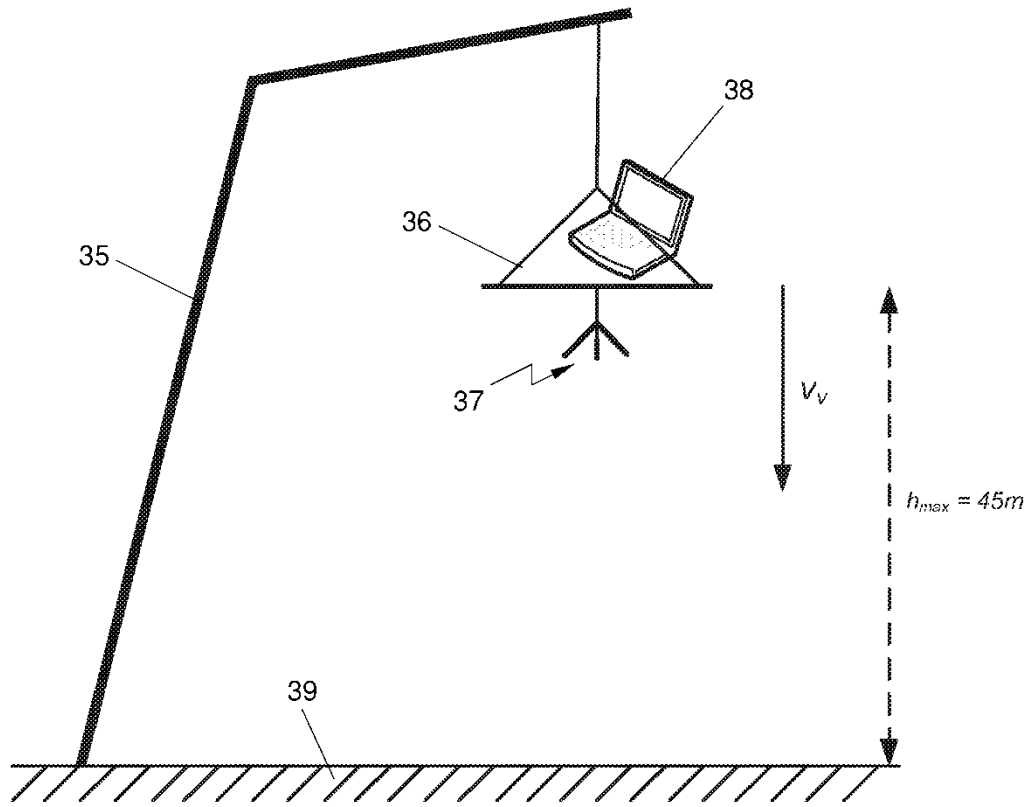


Fig. 11

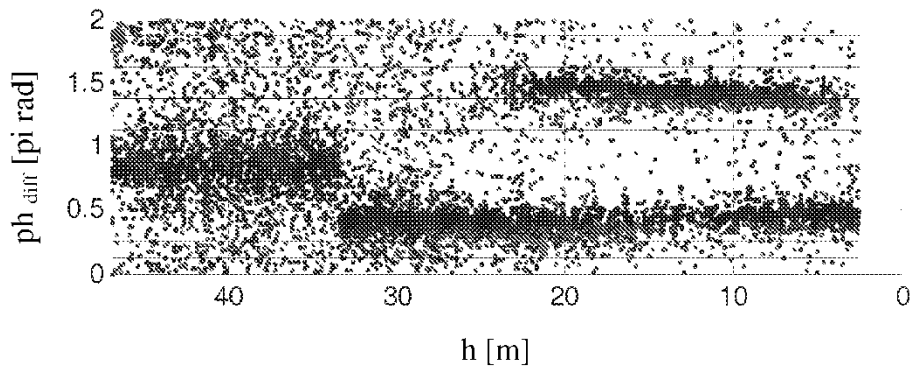


Fig. 12a

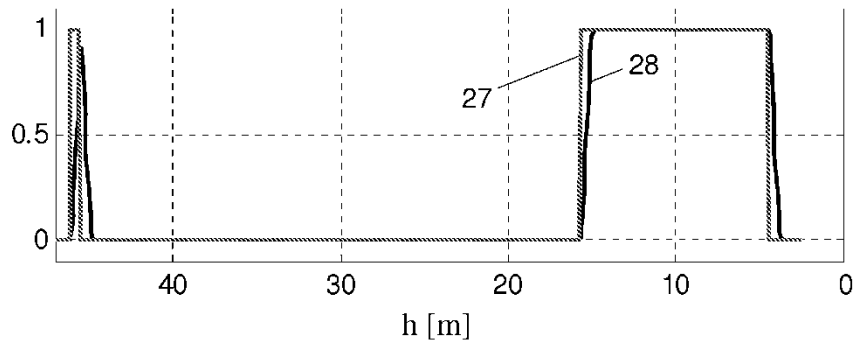


Fig. 12b

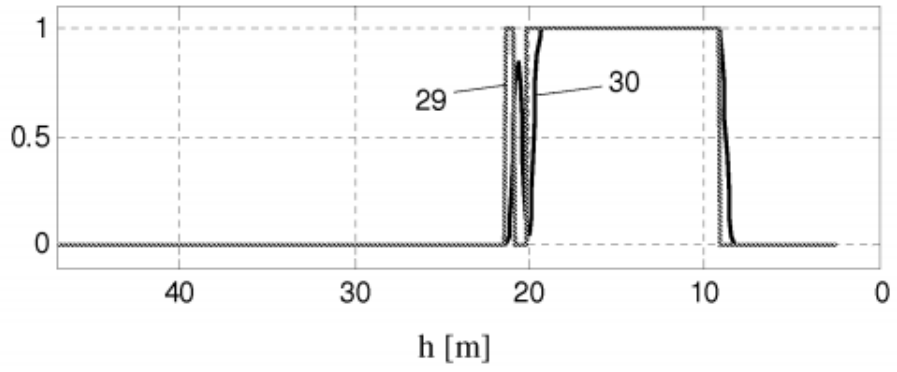


Fig. 12c

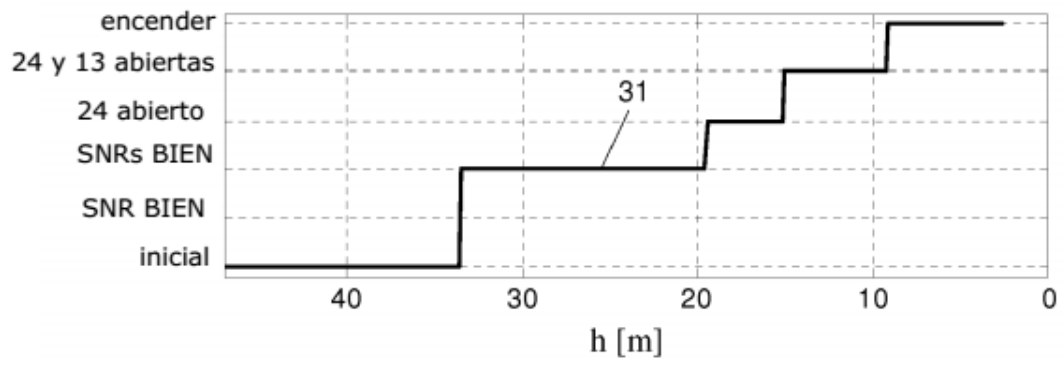


Fig. 12d

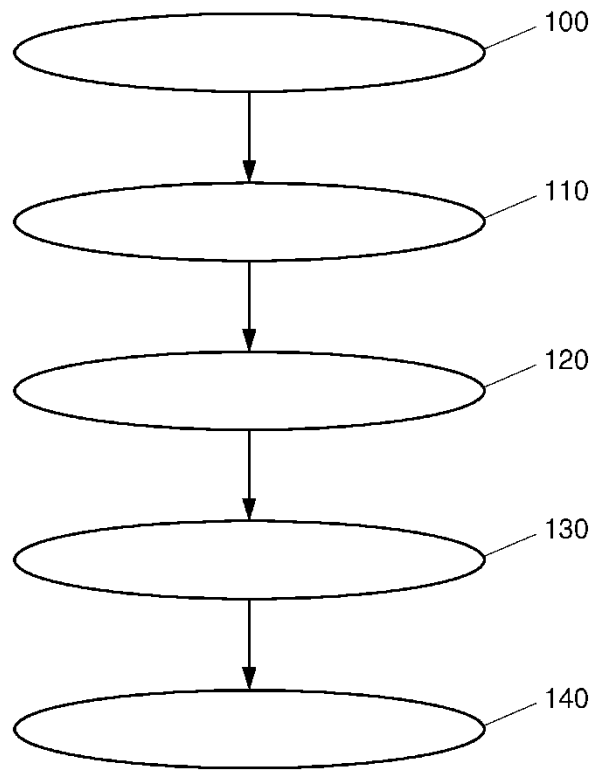


Fig. 13