(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 539 402**

(51) Int. Cl.:
G01V 3/12 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.03.2012 E 12710735 (7)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.03.2015 EP 2695002**

(54) Título: **Método y dispositivo para caracterización de propiedades físicas de un volumen objetivo mediante inspección electromagnética**

(30) Prioridad:

01.04.2011 EP 11160917

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
30.06.2015

(73) Titular/es:

UNIVERSITÉ CATHOLIQUE DE LOUVAIN (100.0%)
Place de l'Université 1
1348 Louvain-la-Neuve, BE

(72) Inventor/es:

LAMBOT, SÉBASTIEN

(74) Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 539 402 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

Método y dispositivo para caracterización de propiedades físicas de un volumen objetivo mediante inspección electromagnética

Campo de la invención

La invención se refiere al campo de la caracterización de propiedades físicas de un volumen objetivo mediante el uso de ondas electromagnéticas. Más precisamente, la invención se refiere, de acuerdo con un primer aspecto, a un método para la determinación de valores de los parámetros físicos de un volumen objetivo. De acuerdo con un segundo aspecto, la invención se refiere a un dispositivo para la determinación de dichos valores.

Descripción de la técnica anterior

Una caracterización precisa de un volumen objetivo tal como en superficies subterráneas es crecientemente importante en diferentes campos, por ejemplo en ingeniería agrícola y de medio ambiente, en hidrología de aguas subterráneas, física de la tierra e ingeniería civil. Existen técnicas de caracterización no invasivas tales como el radar de penetración terrestre (GPR, del inglés “ground-penetrating radar”) o el método de inducción magnética. En el primer caso, una señal incidente que llamamos *a* se envía a una fuente de campo tal como una antena. Dicha fuente de campo envía entonces ondas electromagnéticas incidentes a un volumen objetivo a ser estudiado y se mide una señal retrodispersada que se denomina b_{med} en la salida de un receptor de campo. Este receptor de campo es generalmente también una antena. Se puede determinar entonces una señal medida que se denomina S_{med} a partir de dicha señal retrodispersada b_{med}. Normalmente, S_{med} se define mediante la ecuación (Ec. 1):

$$S_{med} = b_{med} / a \quad \text{(Ec. 1)}$$

Las técnicas de GPR comunes se basan en radares de pulsos. El analizador de redes de vectores (VNA, del inglés “Vector Network Analyzer”) o tecnologías correspondientes son de uso creciente hoy en día. Un VNA que se conecta a una fuente de campo y a un receptor de campo mediante guías de onda determina directamente una señal medida S_{med}. La señal retrodispersada b_{med} medida y la señal medida S_{med} dependen de las propiedades físicas del volumen objetivo, particularmente su permeabilidad magnética, su permitividad dieléctrica y su conductividad eléctrica. A partir de algunos de estos parámetros en particular a partir de las propiedades eléctricas dependientes de la frecuencia del volumen objetivo, se puede deducir el contenido en agua en el volumen objetivo estudiado como un ejemplo, véase por ejemplo el artículo de G. Topp et ál., titulado “Electromagnetic determination of soil water content: Measurements in coaxial transmission lines”, publicado en Water Resources Res. Vol. 16, págs. 574-582, 1980. Cuando se usa el método de la inducción magnética, una bobina primaria transmite a un volumen objetivo un campo electromagnético alternativo primario, típicamente en el intervalo de los hercios a kilohercios. Este campo primario induce corrientes parásitas en el volumen objetivo cuyas amplitudes se relacionan con la conductividad eléctrica del volumen objetivo. Estas corrientes parásitas crean un campo secundario que está desplazado en fase con respecto al campo primario. La magnitud y la fase de este campo secundario pueden medirse por un receptor de campo o bobina secundaria y usarse para determinar la conductividad eléctrica aparente del volumen objetivo.

Cuando se trata con técnicas de caracterización no invasivos tales como el GPR o el método de inducción magnética, se ha de tener típicamente una señal simulada S_{sim} o una señal retrodispersada simulada b_{sim} como un ejemplo. Entonces, se obtienen los valores de los parámetros físicos buscados minimizando las diferencias entre S_{med} y S_{sim}, o entre b_{med} y b_{sim}, típicamente mediante técnicas de diferencias de mínimos cuadrados. En métodos conocidos por los expertos en la técnica, se usan a veces las diferencias entre las funciones de Green medidas o simuladas en lugar de las diferencias entre S_{med} y S_{sim}, o entre b_{med} y b_{sim} cuando se determinan los valores buscados de parámetros físicos (véase por ejemplo el artículo de S. Lambot et ál., publicado en IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, Nº 11, noviembre de 2004, y titulado “Modeling of ground-penetrating radar for accurate characterization of subsurface electric properties”). Estas funciones de Green son bien conocidas por los expertos en la técnica y representan un campo creado por un punto debido a una fuente unitaria situada en otro punto.

En el artículo de S. Lambot et ál. publicado en IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, Nº 11, noviembre de 2004, y titulado “Modeling of ground-penetrating radar for accurate characterization of subsurface electric properties”, el autor propone modelizar la antena como si estuviese compuesta de componentes modelo elementales en serie y en paralelo. A partir de este enfoque, el autor propone la ecuación (Ec. 2) para la evaluación de la señal *S* en un VNA:

$$S(\omega) = \frac{b(\omega)}{a(\omega)} = H_i(\omega) + \frac{H_t(\omega)G(\omega)H_r(\omega)}{1 - H_f(\omega)G(\omega)} \quad \text{(Ec. 2)}$$

en la que:

- $\omega = 2\pi f$ siendo f la frecuencia de la señal a incidente;
- H_i representa una pérdida de retorno compleja; representando H_t (respectivamente H_r) una función de transferencia de la transmisión (respectivamente recepción); H_f es una función de transferencia de realimentación;
- $G(\omega)$ es una función de Green que representa una función de transferencia de un sistema aire-subsuperficie modelizado como un volumen objetivo de capas múltiples.

Los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena H_i, H_t, H_r y H_f pueden obtenerse a partir de un procedimiento de calibración. A partir de una señal medida S_{med}, se puede determinar una función de Green medida G_{med} mediante el uso de la ecuación (Ec. 2). Es posible también obtener mediante cálculo una función de Green simulada G_{sim}, tal como una función de Green simulada que incluye parámetros físicos cuyos valores se desean. Minimizando la diferencia entre G_{med} y G_{sim}, se pueden deducir los valores de los parámetros físicos buscados.

Este método supone que la fuente de campo y el receptor de campo son puntuales. Dicha situación solo se justifica cuando se pueden suponer condiciones de campo lejano. En condiciones de campo lejano, se supone una distribución de las ondas de campo en un plano local. Típicamente, las condiciones de campo lejano son válidas cuando la distancia entre el volumen objetivo estudiado y la fuente de campo/receptor de campo es grande (condiciones de campo lejano). En la práctica, las condiciones de campo lejano no pueden suponerse siempre. Realmente, para incrementar la resolución espacial, se colocan típicamente la fuente de campo y el receptor de campo próximos al volumen objetivo. Esto también permite que se penetre en un volumen objetivo más profundamente y/o usar un campo incidente de una frecuencia mayor. En dichas situaciones, las condiciones de campo lejano ya no pueden suponerse. Por lo tanto, se necesitan otros métodos.

Cuando no pueden suponerse las condiciones de campo lejano, el artículo publicado en Proceedings of the 13th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR 2010), págs. 898-902, editado por L. Crocco, L. Orlando, R. Persico y M. Pieraccini, Lecce, Italia, 21-25 de Junio, por S. Lambot et ál. y titulado “Full- waveform modeling of ground-coupled GPR antennas for wave propagation in multilayered media: the problem solved ? ” Propone el siguiente enfoque para el cálculo de una señal simulada S_{sim}. Se representa una fuente de campo por un conjunto equivalente de fuentes elementales, $\boldsymbol{S_n}$, **n = 1 … N**, y un receptor de campo por un conjunto equivalente de elementos receptores $\boldsymbol{F_n}$, **n = 1 … N**. En el dominio de la frecuencia, se puede evaluar, en una primera aproximación, la relación entre una señal retrodispersada b_{th} y una señal incidente $\boldsymbol{a}$. Siguiendo el enfoque propuesto en el artículo anteriormente mencionado, la relación se expresa entonces mediante la ecuación (Ec. 3):

$$S_{sim}(\omega) = \frac{b_{th}(\omega)}{a(\omega)} = R_i(\omega) + \frac{\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} T_n^s(\omega) G_{xx}^{mn}(\omega) T_m^r(\omega)}{1 - R_s(\omega)\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} T_n^s(\omega) G_{xx}^{mn}(\omega) T_m^r(\omega)} \quad \text{(Ec. 3)}$$

en la que:

- R_i es un coeficiente de reflexión global de la antena;
- T_n^s representa los coeficientes de transmisión global de los N elementos fuente equivalentes; T_m^r representa los coeficientes de transmisión global de los N elementos receptores equivalentes; R_s es un coeficiente de reflexión global de los N elementos receptores equivalentes;
  G_{xx}^{mn} es una función de Green evaluada en un elemento receptor cuando se coloca un dipolo eléctrico de intensidad unitaria en un elemento fuente.

Los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena R_i, T_n, T_m y R_s pueden obtenerse a partir de un procedimiento de calibración como un ejemplo. Minimizando las diferencias entre una señal medida S_{med} y una señal simulada S_{sim} dadas por la ecuación (Ec. 3), se pueden deducir los valores de los parámetros físicos buscados que entran en la función de Green G_{xx}^{mn}.

Las ecuaciones (Ec. 2) o (Ec. 3) pueden usarse como una primera aproximación cuando se trata de determinar los valores de los parámetros físicos de un volumen objetivo sometido a ondas electromagnéticas incidentes. En cualquier caso, un experto en la técnica apreciaría un método más preciso.

Sumario de la invención

Es un objeto de la presente invención proporcionar un método para la determinación de uno o más valores de una o más propiedades físicas de un volumen objetivo sometido a ondas electromagnéticas incidentes que tenga una precisión mayor. Con este fin, el método de la invención comprende las siguientes etapas:

- posicionamiento de una fuente de campo a al menos una primera distancia $h_{1,s}$ desde dicho volumen objetivo;
- posicionamiento de un receptor de campo a al menos una segunda distancia $h_{1,f}$ desde dicho volumen objetivo;
- para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$), proporcionar a dicha fuente de campo una señal incidente a de modo que

dicha fuente de campo envíe ondas electromagnéticas incidentes a dicho volumen objetivo, incidiendo algunas de dichas ondas electromagnéticas incidentes posteriormente en dicho receptor de campo;

- para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$), adquirir una señal retrodispersada b_{med} desde dicho receptor de campo, resultante dicha señal retrodispersada b_{med} de dicha señal incidente a;
- determinación de al menos una señal medida S_{med}, siendo determinada cada una de dichas al menos una señal medida S_{med} para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) y siendo una función de dicha señal retrodispersada b_{med};
- representación de dicha fuente de campo por N elementos fuente equivalentes, siendo N un entero mayor que o igual a uno;
- representación de dicho receptor de campo por M elementos receptores equivalentes, siendo M un entero mayor que o igual a uno;
- proporcionar los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente y dichos M elementos receptores;
- cálculo de al menos una señal simulada S_{sim}, siendo calculada cada una de dichas al menos una señal simulada S_{sim} para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) mediante la consideración de los fenómenos de propagación electromagnéticos que tienen lugar en dicho volumen objetivo sometido a ondas electromagnéticas incidentes;
- determinación de dichos uno o más valores de dichos uno o más parámetros físicos que minimizan una función ϕ que depende de dicha al menos una señal medida S_{med} y dicha al menos una señal simulada S_{sim}.

El método de la invención se caracteriza por que dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena incluyen M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ (i = 1 … M) para los M elementos receptores equivalentes, y por que cuando se calcula la al menos una señal simulada S_{sim}, dichos elementos receptores se consideran como fuentes de ondas electromagnéticas para dicho volumen objetivo mediante la introducción de dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ y MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} (i = 1 … M; j = 1 … M) en bucles de realimentación.

Dado que el método de la invención usa M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ para los M elementos receptores equivalentes, no supone que todos los elementos receptores tengan el mismo coeficiente de reflexión global contrariamente al método vinculado a la ecuación (Ec. 3). En consecuencia, se puede esperar tener una precisión más alta con el método de la invención dado que es posible tener en cuenta posibles valores diferentes de dichos coeficientes de reflexión global $R_{f,i}$ para los M elementos receptores equivalentes. En un caso general, los diferentes elementos receptores no presentan realmente las mismas propiedades de reflexión. Cuando se determina una señal simulada S_{sim}, el método de la invención también introduce MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f}. Mediante la introducción de estas funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} que son en un caso general diferentes de las funciones fuente-receptor G_{cd}, se puede tener en cuenta el hecho de que los elementos receptores no están situados necesariamente en las mismas posiciones que los elementos fuente (condiciones de desplazamiento no cero). Este no era el caso de los métodos mencionados anteriormente. Realmente, en la ecuación (Ec. 3), solo se introduce un tipo de funciones G_{xx}^{mn}, tanto para los elementos receptores como para los elementos fuente. En el método de la invención la capacidad de reflexión de cada punto receptor se tiene en cuenta en la evaluación de una señal simulada S_{sim} mediante la introducción de bucles de realimentación que comprenden dichos coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ y dichas MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f}. Esto incrementa la precisión de la evaluación de una señal simulada S_{sim} lo que conduce a un método capaz de determinar valores de propiedades físicas de un volumen objetivo sometido a un campo electromagnético incidente con una mayor precisión. El método de la invención permite realmente representar apropiadamente las interacciones entre las antenas (receptor de campo y fuente de campo) y el volumen objetivo.

Preferiblemente, el método de la invención se caracteriza por que dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ (i = 1 … M) son idénticos.

Preferiblemente, el método de la invención se caracteriza por que:

- dicha señal incidente a se proporciona a dicha fuente de campo con varias frecuencias,
- dicha al menos una señal medida S_{med} se determina para cada frecuencia de dicha señal incidente a,
- dicha al menos una señal simulada S_{sim} se calcula para cada frecuencia de dicha señal incidente a,
- dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena se proporcionan para cada frecuencia de dicha señal incidente a,
- dicha función ϕ depende de cada señal medida y simulada, S_{med} y S_{sim} determinada para cada frecuencia de dicha señal incidente a.

Preferiblemente, el método de la invención está caracterizado por que dicha señal simulada S_{sim} viene dada por la ecuación (Ec. 5) a continuación. El presente inventor ha descubierto, en el dominio de la frecuencia, una expresión exacta para una señal simulada S_{sim} que viene dada por la ecuación (Ec. 5). Cuando se usa dicha expresión, se evalúan mejor las al menos una señal simulada. En consecuencia, se incrementa la precisión del método para la determinación de valores de los parámetros físicos de un volumen objetivo.

Preferiblemente, el método de la invención se caracteriza por que dichos N elementos fuente equivalentes se supone que son fuentes eléctricas de intensidad unidad a lo largo de una dirección x que envían dichas ondas electromagnéticas incidentes a lo largo de una dirección z perpendicular a dicha dirección x, por que dichas funciones receptor-receptor vienen dadas por la ecuación (Ec. 9), y por que las funciones de Green G_{cd} vienen dadas por la ecuación (Ec. 10).

Preferiblemente, los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de los N elementos fuente y los M elementos receptores se determinan a partir de un procedimiento de calibración que comprende las siguientes etapas:

a. elección de *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), x = 1,…, *Xcal*, de modo que la diferencia $hcal_{s,x} - hcal_{f,x}$ tenga un valor constante para x = 1, …, *Xcal*, y de modo que *Xcal* sea un entero mayor que tres;
b. posicionamiento de dicha fuente de campo en *Xcal* distancias de calibración $hcal_{s,x}$ a partir de un volumen de calibración y dicho receptor de campo en *Xcal* distancias de calibración $hcal_{f,x}$ (x = 1, …, *Xcal*) desde el mismo volumen de calibración;
c. para cada uno de dichos *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), proporcionar a dicha fuente de campo una señal incidente *a* de modo que dicha fuente de campo envíe ondas electromagnéticas incidentes a dicho volumen de calibración, incidiendo posteriormente algunas de las ondas electromagnéticas incidentes en dicho receptor de campo, y adquiriendo una señal retrodispersada b_{med} a partir de dicho receptor de campo;
d. para cada uno de dichos *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) determinación de una señal medida S_{med};
e. para cada uno de al menos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), cálculo de una señal simulada S_{sim} mediante la suposición de que dicha fuente de campo y dicho receptor de campo son puntuales;
f. determinación de tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena mediante la comparación de las señales medidas S_{med} y las señales simuladas S_{sim} correspondientes a dichos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$);
g. suposición de que dicha fuente de campo se representa mediante dichos N elementos fuente equivalentes y que dicho receptor de campo se representa mediante dichos M elementos receptores equivalentes;
h. determinación de los valores iniciales de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente y dichos M elementos receptores a partir de los tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena determinados en la etapa f.;
i. refinado de los valores de dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente y dichos M elementos receptores mediante el minimizado de una función que depende de las señales medidas S_{med} determinadas en la etapa e. y un número creciente de señales simuladas S_{sim} determinadas mediante un número creciente de pares de distancias de calibración.

Siguiendo este procedimiento de calibración, se pueden determinar eficientemente los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena. En particular, la determinación de los valores iniciales de estos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena a partir de pocos pares de distancias de calibración en donde la fuente de campo y el receptor de campo se suponen que son puntuales es una forma efectiva para la determinación de estos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena a partir de un procedimiento de minimizado.

De acuerdo con un segundo aspecto, el presente inventor propone un dispositivo que comprende: una fuente de campo, un receptor de campo, un aparato para proporcionar a dicha fuente de campo una señal incidente *a*, un aparato para la adquisición de una señal retrodispersada *b* desde dicho receptor de campo y para la determinación de al menos una señal medida S_{med}, medios para la representación de dicha fuente de campo mediante N elementos fuente equivalentes, siendo N un entero mayor que o igual a uno, medios para la representación de dicho receptor de campo mediante M elementos receptores equivalentes, siendo M un entero mayor que o igual a uno, medios para proporcionar coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente y dichos M elementos receptores, medios para la determinación de al menos una señal simulada S_{sim}, medios para la determinación de dichos valores de dichos parámetros físicos que minimizan una función que depende de dicha al menos una señal medida S_{med} y dicha al menos una señal simulada S_{sim}. El dispositivo de la invención está caracterizado por que dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena incluyen M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ (i = 1 … M) para los M elementos receptores equivalentes, y por que cuando se determina la al menos una señal simulada S_{sim}, dichos elementos receptores se consideran actuando como fuentes de ondas electromagnéticas mediante la introducción de dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ y MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} (i = 1 … M; j = 1 … M) en bucles de realimentación.

Breve descripción de los dibujos

Estos y otros aspectos adicionales de la invención se explicarán con mayor detalle a modo de ejemplo con referencia a los dibujos adjuntos en los que:

la Fig. 1 muestra una realización de un dispositivo de acuerdo con la invención en relación a un volumen objetivo;
la Fig. 2 muestra un diagrama de bloques que ilustra el método de la invención;
la Fig. 3 muestra diferentes capas de un volumen objetivo;
la Fig. 4 muestra en un plano bidimensional un ejemplo de reparto de los elementos fuente y los elementos receptores;
la Fig. 5 muestra una disposición experimental cuando se usa el método de la invención en un modo de transmisión;
la Fig. 6 muestra, en el dominio de la frecuencia, una comparación entre las señales medida y simulada cuando se sitúa una antena Vivaldi a 0 mm por encima de una capa de agua;
la Fig. 7 muestra, en el dominio del tiempo, una comparación entre las señales medida y simulada cuando se sitúa una antena Vivaldi a 0 mm por encima de una capa de agua;
la Fig. 8 muestra, en el dominio de la frecuencia, una comparación entre las señales medida y simulada cuando se sitúa una antena Vivaldi a 9,86 mm por encima de una capa de agua;
la Fig. 9 muestra, en el dominio de la frecuencia, una comparación entre las señales medida y simulada cuando se sitúa una antena Vivaldi a 25,53 mm por encima de una capa de agua;
la Fig. 10 muestra, en el dominio de la frecuencia, una comparación entre las señales medida y simulada cuando se sitúa una antena Vivaldi a 710 mm por encima de una capa de agua;

Las figuras no están dibujadas a escala. En general, componentes idénticos se indican mediante los mismos números de referencia en las figuras.

Descripción detallada de realizaciones preferidas

La figura 1 muestra un ejemplo de un dispositivo 200 de acuerdo con la invención en relación con un volumen objetivo 10. Se supone que se desean valores de algunos parámetros físicos de dicho volumen objetivo 10 y que tiene diferentes capas que tienen diferentes propiedades eléctricas y/o magnéticas. Se puede usar también el método de la invención cuando el volumen objetivo 10 solo tiene una capa. Las diferentes capas están separadas mediante interfaces y una primera interfaz 5 que delimita el volumen objetivo 10 representa el límite más próximo de dicho volumen objetivo 10 con respecto a una fuente de campo 40 y un receptor 50. Un ejemplo de volumen objetivo 10 es una zona en el terreno, por debajo de la interfaz entre el aire y la tierra. Cualquier tipo de volumen objetivo 10 puede ser analizado con el método de la invención lo que significa que el método de la invención no está limitado a volúmenes bajo la superficie (el volumen objetivo 10 puede representar cualquier material). Ejemplos de parámetros físicos son: el número de capas, su grosor t_l (el subíndice l se refiere al número de capa l), los valores de la permitividad ε, conductividad eléctrica σ y permeabilidad magnética μ de cada capa. En la figura 1, se supone que el número de capas del volumen objetivo 10 (que llamamos $L - 1$) es igual a $L - 1 = 3$. Un aparato 30 envía a una fuente de campo 40 una señal a. El dispositivo 200 de la figura 1 también comprende un receptor de campo 50. Ejemplos de fuente de campo 40 y de receptor de campo 50 son antenas de radar para sistemas de Radar de Penetración Terrestre (GPR). Ejemplos de antenas de radar son antenas Vivaldi que operan en el intervalo de 0,8-4 GHz y las antenas bowtie. Cuando se usa el método de inducción magnética, la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 son típicamente bobinas. La fuente de campo 40 (respectivamente el receptor de campo 50) se sitúan a una primera distancia $h_{1,s}$ (respectivamente una segunda instancia $h_{1,r}$) del volumen objetivo 10. Preferiblemente, la primera distancia $h_{1,s}$ (respectivamente la segunda distancia $h_{1,r}$) es la distancia más pequeña entre la fuente de campo 40 (respectivamente al receptor de campo 50) y la primera interfaz 5. De ahí, $h_{1,s}$ (respectivamente $h_{1,r}$) es la distancia entre la primera interfaz 5 y el punto más próximo de la fuente de campo 40 (respectivamente el receptor de campo 50) con respecto a dicha primera interfaz 5. Preferiblemente, los desplazamientos de la posición de los puntos de la primera interfaz 5 con respecto a un plano que pasa a través de estos puntos es menor de $\lambda/10$ en donde λ es la longitud de onda de la señal incidente a (típicamente dicho plano se define como el plano que corresponde a la desviación estándar más pequeña de las distancias entre los puntos de la primera interfaz 5 y dicho plano). Esto significa, como se muestra en la figura 1, que las interfaces entre las capas diferentes son preferiblemente localmente planas. Más preferiblemente, las interfaces son perpendiculares a la dirección de propagación de las ondas electromagnéticas incidentes 90 enviadas por la fuente de campo 40. Más preferiblemente, las interfaces son planas en una huella de la fuente de campo 40. Cuando se usa un GPR trabajando con una frecuencia de 200-2000 MHz y de modo que $h_{1,s}$ tienda a cero, dicha huella tiene un área de alrededor de un metro cuadrado.

Cuando la fuente de campo 40 recibe la señal incidente a como una entrada, envía ondas electromagnéticas incidentes 90 al volumen objetivo 10. Dado que el volumen objetivo 10 comprende diferentes capas que tienen diferentes propiedades eléctricas y/o magnéticas, tienen lugar diferentes reflexiones de las ondas electromagnéticas incidentes 90 en las interfaces entre las diferentes capas. Algunas de estas reflexiones inciden en el receptor de campo 50 posteriormente tal como se muestra en la figura 1. Entonces el receptor de campo 50 puede actuar también como una fuente de ondas electromagnéticas debido al fenómeno de reflexión en dicho receptor de campo 50. Las ondas electromagnéticas resultantes del fenómeno de reflexión en el receptor de campo 50 se representan en la figura 1 mediante flechas de puntos. Solo se muestra una reflexión en el receptor de campo 50 en esa figura pero realmente tienen lugar infinitos bucles de reflexión entre el receptor de campo 50 y el volumen objetivo 10. Más aún, las ondas electromagnéticas resultantes del fenómeno de reflexión en el receptor de campo 50 pueden reflejarse también en diferentes interfaces del volumen objetivo 10. Solo se muestra en la figura 1 por razones de

claridad una reflexión en la interfaz superior.

A partir de todas las ondas electromagnéticas que inciden en el receptor de campo 50, se adquiere una señal retrodispersada *b* por el aparato 30. En sistemas GPR, un ejemplo de un aparato 30 es un analizador de red de vectores (VNA) que es conocido por los expertos en la técnica. Típicamente la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se conectan al aparato 30 a través de cables coaxiales de 50 ohmios de impedancia de alta calidad (un ejemplo de un cable de ese tipo es el modelo Sucoflex 104PEA, Huber+Suhner). Algunos VNA son capaces de proporcionar a la fuente de campo 40 una señal incidente *a*. Cuando no es este el caso, el apartado 30 tiene que comprender una unidad generadora para proporcionar a la fuente de campo 40 dicha señal incidente *a*. Es interesante tomar nota de que no se requiere el conocimiento de la señal incidente *a* cuando se usa un VNA dado que dicho aparato proporciona directamente en general una señal medida definida como $S_{med} = b_{med}/a$. El aparato 30 que se conecta a la fuente de campo 40 y al receptor de campo 50 permite que se proporcione a la fuente de campo 40 una señal incidente *a* y para elegir algunas propiedades de dicha señal incidente *a* tales como su magnitud y su frecuencia. El aparato 30 también permite que se analice la señal retrodispersada *b* desde el receptor de campo 50. La señal incidente *a* puede tener una frecuencia fija *f* o puede estar modulada en frecuencia. Una ventaja del uso de una señal incidente *a* que esté modulada en frecuencia es tener la posibilidad de determinar la dependencia de la frecuencia de los parámetros físicos estudiados mediante el método de la invención. La señal retrodispersada *b* depende de la señal incidente *a*, de valores de los parámetros físicos del volumen objetivo 10, y de las propiedades físicas del receptor de campo 50, particularmente sus propiedades de reflexión. En la figura 1, los puntos 1 y 2 se refieren a puntos en donde se determina la señal incidente *a* y la señal retrodispersada *b*.

Se detallan ahora las diferentes etapas del método de la invención. El dispositivo 200 de la invención se detalla posteriormente. Primero, la fuente de campo 40 (respectivamente el receptor de campo 50) se sitúa a al menos una primera distancia $h_{1,s}$ (respectivamente a al menos una segunda distancia $h_{1,f}$) desde el volumen objetivo 10. A continuación, se debe proporcionar a la fuente de campo 40 una señal incidente *a* de modo que dicha fuente de campo 40 envíe entonces ondas electromagnéticas incidentes 90 al volumen objetivo 10. Como se muestra en la figura 1, algunas de las ondas electromagnéticas incidentes 90 son reflejadas por el volumen objetivo 10. Para llevar a cabo el método de la invención, algunas de las ondas electromagnéticas incidentes 90 necesitan incidir posteriormente en el receptor de campo 50 (en la figura 1, esto es el resultado del fenómeno de reflexión en diferentes interfaces del volumen objetivo 10). Algunas de estas reflexiones pueden ser también reflejadas en el receptor de campo 50. En cualquier caso, se genera una señal retrodispersada *b* a la salida del receptor de campo 50. Dicha señal retrodispersada *b* depende de la señal incidente *a*. Esta señal retrodispersada *b* puede medirse mediante un aparato 30. Se denomina b_{med} a la señal retrodispersada *b* medida.

A partir de las señales incidente y retrodispersada medida, *a* y b_{med}, se puede determinar una señal medida S_{med}. Generalmente, los expertos en la técnica definen una señal medida S_{med} mediante la ecuación (Ec. 1) que es $S_{med} = b_{med} / a$. Son posibles otras definiciones. Como ejemplo, se podría tomar $S_{med} = b_{med}$.

A continuación, se debe determinar una señal simulada S_{sim} que se comparará con dicha señal medida S_{med}. Para ello, se supone que la fuente de campo 40 puede representarse mediante N elementos fuente equivalentes 60, y que el receptor de campo 50 puede representarse mediante M elementos receptores equivalentes 70, siendo N y M enteros mayores que o igual a uno. Preferiblemente, estos elementos fuente 60 se considera que son dipolos eléctricos o dipolos magnéticos infinitesimales. Los valores de M y N pueden ser diferentes pero preferiblemente M=N. Dado que la complejidad de la propagación de las ondas electromagnéticas se incrementa (lo que típicamente surge cuando la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 están próximos a la primera interfaz, eso significa cuando $h_{1,s}$ y $h_{1,f}$ no son mayores con respecto a las mayores dimensiones de la fuente de campo 40 y del receptor de campo 50) se tomarán preferiblemente valores de M y N mayores que uno. En tales casos, se puede tomar como ejemplo M~N~10 y preferiblemente, M=N=7. Por el contrario, cuando $h_{1,s}$ y $h_{1,f}$ son suficientemente grandes para suponer que se cumplen unas condiciones de campo lejano, se pueden tomar valores más pequeños de M y N, y preferiblemente N=M=1. En condiciones de campo lejano, se supone una onda de campo plana local. Cuando no es válida esta suposición, las condiciones se denominan condiciones de campo cercano. No hay un límite claro entre las condiciones de campo lejano y campo cercano. En cualquier caso, se encuentran típicamente condiciones de campo lejano cuando las distancias $h_{1,s}$ y $h_{1,f}$ son mayores que las mayores dimensiones de la fuente de campo 40 y del receptor de campo 50. Preferiblemente, el límite entre el campo lejano y el campo cercano se define como

$$R_{FF} = 2D^2 / \lambda \quad \text{(Ec. 4)}$$

en la que *D* es la mayor dimensión de la fuente de campo 40 o del receptor de campo 50, y $\lambda = c/f$ es la longitud de onda de la señal incidente *a* usada (*c* es la velocidad de propagación y *f* la frecuencia de la señal incidente *a*). R_{FF} se mide a partir de la fuente de campo 40 o a partir del receptor de campo 50. Se deduce que R_{FF} ~0,34 m cuando D = 16 cm y f = 2 GHz.

Para obtener una señal simulada S_{sim}, se han de conocer las propiedades de transmisión de los N elementos fuente 60 y las propiedades de transmisión y reflexión de los M elementos receptores equivalentes 70. Es también necesario conocer una función de transferencia global T_1 entre la señal incidente *a* y la señal retrodispersada *b* para tener en cuenta el acoplamiento directo entre los elementos fuente 60 y los elementos receptores 70. La función de

transferencia global T_1 representa la señal medida S_{med} en el espacio libre lo que significa cuando las ondas electromagnéticas incidentes 90 desde la fuente de campo 40 no inciden en ningún volumen objetivo 10. La función de transferencia global T_1 se determina generalmente mediante mediciones con antenas dirigidas hacia el cielo. Cuando la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se sitúan en la misma posición (configuración de desplazamiento cero), la función de transferencia global T_1 representa las reflexiones internas de antena. En caso contrario, T_1 indica un coeficiente de transmisión global, siendo dicho coeficiente de transmisión global el coeficiente de transmisión global en el espacio libre entre la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50. Esto significa que T_1 representa la señal medida S_{med} en el receptor de campo 50 cuando la fuente de campo 40 envía ondas electromagnéticas 90 que no son reflejadas (o transmitidas) a dicho receptor de campo por (o a través de) un volumen objetivo 10.

Las propiedades de transmisión de los N elementos fuente 60 pueden describirse mediante los coeficientes de transmisión global $T_{s,d}$, d = 1, …, N. Las propiedades de reflexión y transmisión de los M elementos receptores equivalentes 70 se puede describir mediante los coeficientes de transmisión global y de reflexión global: $T_{f,i}$, y $R_{f,i}$ con j = 1, …, M. Se denominan T_1, $T_{s,d}$, $T_{f,j}$, y $R_{f,j}$ a los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70. Estos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena dependen de la frecuencia y necesitan proporcionarse (a partir de un procedimiento de calibración por ejemplo) para llevar a cabo el método de la invención. Un ejemplo de procedimiento de calibración se explica a continuación. Contrariamente a otros métodos conocidos por el experto en la técnica, el método de la invención incluye M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,j}$ para los M elementos receptores equivalentes 70 cuando se determina una señal simulada S_{sim}.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques que explica cómo se puede determinar una señal simulada S_{sim} en el dominio de la frecuencia con el método de la invención. Este diagrama de bloques se basa en el hecho de que la fuente de campo 40, el receptor de campo 50 y el volumen objetivo 10 son sistemas lineales invariables en el tiempo. Este enfoque es posible también debido a la linealidad de las ecuaciones de Maxwell.

Primero, se tiene en cuenta un acoplamiento directo entre los elementos fuente 60 y los elementos receptores 70 mediante una función de transferencia global T_1. Cada uno de los N elementos fuente 60 se supone que envía ondas electromagnéticas incidentes 90 cuando se proporciona a la fuente de campo 40 una señal incidente a. Estas ondas electromagnéticas incidentes 90 interactúan primero con un volumen objetivo 10, y algunas de ellas viajan a los elementos receptores 70. Las funciones fuente-receptor G_{cd} c = 1, …, M; d = 1, … N, permiten obtener las ondas electromagnéticas que inciden en el elemento receptor 70 de número c cuando una onda electromagnética incidente es enviada por un elemento fuente de número d y se transmite a través de un volumen objetivo 10 a dicho elemento receptor 70 número c. Estas funciones fuente-receptor G_{cd} tienen en cuenta las múltiples reflexiones que tienen lugar en el volumen objetivo 10 de la figura 1. Preferiblemente, estas funciones fuente-receptor G_{cd} son funciones de Green que son soluciones conocidas de las ecuaciones de Maxwell para la propagación de ondas en medios en capas (véase por ejemplo el artículo de S. Lambot et ál., publicado en IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, Nº 11, noviembre de 2004, y titulado “Modeling of ground-penetrating radar for accurate characterization of subsurface electric properties”). Como las funciones fuente-receptor G_{cd} solo representan las ondas electromagnéticas que se reflejan por el volumen objetivo 10 hacia los elementos receptores 70 (y no el conjunto total de ondas electromagnéticas que inciden en los elementos receptores 70), es posible, con el método de la invención, considerar un caso en el que una fuente de campo 40 es similar a un receptor de campo 50. Entonces, se tiene la ventaja de usar solamente una antena que es tanto la fuente de campo 40 como el receptor de campo 50. Mediante el uso de un VNA conectado a dicha antena, se puede obtener una señal medida definida como la relación entre una señal incidente a y una señal retrodispersada b.

Debido a las propiedades de reflexión de los elementos receptores 70 que se tienen en cuenta por los coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$, parte de las ondas electromagnéticas enviadas por un elemento fuente 60 número d y que se transmiten a la elemento receptor 70 número c se reflejan de vuelta al volumen objetivo 10. Estas ondas de reflexión pueden reflejarse también por el volumen objetivo 10 y finalmente incidir en un elemento receptor i. En dicha situación el elemento receptor 70 número j se convierte en una fuente de ondas electromagnéticas. Las funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} (i = 1 … M; j = 1 … M) se introducen en el método de la invención. Tienen en cuenta las múltiples reflexiones que pueden tener lugar en el volumen objetivo 10 cuando un elemento receptor 70 número j se considera como una fuente de ondas electromagnéticas por un elemento receptor 70 número i. Preferiblemente, estas funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} son funciones de Green conocidas para el experto en la técnica. Las reflexiones en los elementos receptores 70 y en el volumen objetivo 10 se tienen en cuenta mediante bucles de realimentación representados en el diagrama de flujo de la figura 2. Se introducen los coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,j}$ y MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} en estos bucles de realimentación.

Siguiendo el enfoque ilustrado en la figura 2, se puede deducir una señal simulada S_{sim} cuyas expresiones preferidas se dan a continuación en realizaciones preferidas correspondientes a diferentes geometrías. Finalmente, se pueden obtener valores de parámetros físicos del volumen objetivo 10 minimizando una función que depende de la señal medida S_{med} y de la señal simulada S_{sim}. Preferiblemente S_{sim} y S_{med} se determinan para diferentes pares de

distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) y se obtienen valores de parámetros físicos del volumen objetivo 10 minimizando una función que depende de las diferentes señales medidas S_{med} y simuladas S_{sim} determinadas para los diferentes pares de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$). Preferiblemente, se puede seguir una formulación de mínimos cuadrados para minimizar dicha función: se ha de hallar el mínimo de una función objetivo $\phi(P)$ que depende de las señales medidas S_{med} y simuladas S_{sim}, en donde P es un vector de parámetros que contiene los parámetros físicos del volumen objetivo 10 a ser estimado. Un ejemplo de la función objetivo viene dada por la ecuación (Ec. 4a)

$$\phi(P) = \left|\overrightarrow{S_{med}} - \overrightarrow{S_{sim}}\right|^T C^{-1} \left|\overrightarrow{S_{med}} - \overrightarrow{S_{sim}}\right| \quad \text{(Ec. 4a)}$$

Como en la ecuación (Ec. 4a), las señales medida y simulada son preferiblemente vectores $\overrightarrow{S_{med}}$ y $\overrightarrow{S_{sim}}$. Estos vectores corresponden a las señales medida y simulada para diferentes frecuencias y/o diferentes pares de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) por ejemplo. Esto permite que se optimice la búsqueda del mínimo de la función objetivo $\phi(P)$. En cualquier caso, se podría usar solamente un valor para las señales medida S_{med} y simulada S_{sim} que entonces se reducen a escalares: S_{med} y S_{sim}. En cualquier caso, cada uno de los elementos de los vectores $\overrightarrow{S_{med}}$ y $\overrightarrow{S_{sim}}$ son cantidades complejas (así como S_{med} y S_{sim} cuando solo se considera una frecuencia y valores simples de $h_{1,s}$ y $h_{1,f}$). Esto es por lo que, en la ecuación (Ec. 4a) su diferencia se expresa por la amplitud de las diferencias en un plano complejo: las barras verticales en la ecuación (Ec. 4a) representan el módulo de un número complejo. Dado que $\overrightarrow{S_{med}}$ y $\overrightarrow{S_{sim}}$ son vectores en el caso general, el exponente 'T' en la ecuación (Ec. 4a) designa una operación de transposición.

En la ecuación (Ec. 4a), C es una matriz de varianza del error de medición cuyos elementos C_{ij} se definen como $cov(x_i, x_j)$ en donde cov es el operador covarianza y x_i y x_j son errores asociados con mediciones específicas (diferencia entre S_{med} y S_{sim} para una frecuencia específica, por ejemplo). Cuando estos errores son homocedásticos y no correlacionados, la matriz de covarianza se reduce a la varianza del error (véase por ejemplo, Bard, Y., 1974. Nonlinear Parameter Estimation. Academic Press, Nueva York, N.Y.). Para resolver la ecuación (Ec. 4a), se necesita un procedimiento de optimización global robusto. Se puede usar como un ejemplo el enfoque del artículo titulado "Estimating soil electric properties from monostatic ground-penetrating radar signal inversion in the frequency domain", publicado en Water Resources Res., vol. 40, págs. W04 205, 2004 por S. Lambot et ál. En este enfoque, se combina un algoritmo de búsqueda de coordinadas multinivel global (GMCS, del inglés "Global Multilevel Coordinate Search") secuencialmente con un algoritmo simple de Nelder-Mead clásico (NMS). El algoritmo GMCS se explica en el artículo titulado "Global optimization by multilevel coordinate search," publicado en J. Glob. Opt., vol. 14, págs. 331-355, 1999, por W. Huyer y A. Neumaier. El algoritmo NMS se explica en el artículo titulado "Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions", publicado en SIAM J. Opt., vol. 9, págs. 112-147, 1998, por J. Lagarias et ál. También se describe un procedimiento de optimización para resolver la ecuación (Ec. 4a) en el artículo titulado "A global multilevel coordinate search procedure for estimating the unsaturated soil hydraulic properties", publicado en Water Resources Research, vol. 38, nº. 11, 1224, 2002, por S. Lambot et ál.

Conociendo S_{med} y S_{sim} (o $\overrightarrow{S_{med}}$ y $\overrightarrow{S_{sim}}$), se pueden usar también los programas disponibles para determinar el conjunto de valores de parámetros físicos que minimizan las diferencias entre S_{med} y S_{sim}. Un ejemplo de dicho programa es MCS (Global Optimization by Multilevel Coordinate Search, http://www.mat.univie.ac.at/~neum/software/mcs/).

De acuerdo con una realización preferida, el presente inventor propone usar el método de la invención en donde una señal medida S_{sim} correspondiente a una par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) viene dada por la ecuación (Ec. 5):

$$S_{sim} = T_1 + [T_{f,1}\ T_{f,2} \ldots T_{f,M}]((\boldsymbol{A}^H \boldsymbol{A})^{-1} \boldsymbol{A}^H \boldsymbol{b}) \quad \text{(Ec. 5)}$$

con

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} R_{f,1}G_{11}^f & R_{f,2}G_{12}^f & \cdots & R_{f,M}G_{1M}^f \\ R_{f,1}G_{21}^f & R_{f,2}G_{22}^f & \cdots & R_{f,M}G_{2M}^f \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{f,1}G_{M1}^f & R_{f,2}G_{M2}^f & \cdots & R_{f,M}G_{MM}^{f0} \end{bmatrix} - \boldsymbol{I_M} \quad \text{(Ec. 6)}$$

y

$$\boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} T_{s,1}G_{11} & T_{s,2}G_{12} & \cdots & T_{s,N}G_{1N} \\ T_{s,1}G_{21} & T_{s,2}G_{22} & \cdots & T_{s,N}G_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{s,1}G_{M1} & T_{s,2}G_{M2} & \cdots & T_{s,N}G_{MN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{(Ec. 7)}$$

en la que:

- $\boldsymbol{I_M}$ es una matriz identidad de orden M, $\boldsymbol{A^H}$ es una matriz transpuesta conjugada de la matriz **A**, las funciones receptor-receptor G_{ij}^f son funciones de Green;
- las funciones fuente-receptor G_{cd} (c = 1 … M; d = 1 … N) son funciones de Green que tienen en cuenta el fenómeno de reflexión en el volumen objetivo 10 para ondas electromagnéticas incidentes 90 que viajen desde un elemento fuente 60 número d a un elemento receptor 70 número c;
- $T_{f,i}$ (i = 1 … M) son parte de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena y son los coeficientes de transmisión de los M elementos receptores; $T_{s,d}$ (d = 1 … N) son parte de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena y son los coeficientes de transmisión de los N elementos fuente.

La definición de la matriz transpuesta conjugada (también denominada hermitiana) $\boldsymbol{A^H}$ de una matriz $\boldsymbol{A}$ viene dada por la ecuación (Ec. 8):

$$A_{ab}^H = A_{ab}^* \quad \text{(Ec. 8)}$$

en la que el símbolo * designa un conjugado complejo. El conjugado complejo de un número complejo $z = 3 + 2i$ es $z^* = 3 - 2i$, en la que i representa el número imaginario de modo que $i^2 = -1$.

La ecuación (Ec. 5) se ha establecido en el dominio de la frecuencia y es válida también cuando solo se usa una frecuencia en la señal incidente a (el experto en la técnica podrá trabajar realmente en un dominio en el tiempo o en un dominio en la frecuencia). La ecuación (Ec. 5) procede de la solución de un sistema lineal de ecuaciones en una forma de matriz que se formula mediante la expresión de las ondas electromagnéticas EM_i (i = 1 … M) en algunos puntos del diagrama de bloques de la figura 2, la suma de las diferentes contribuciones de fuentes unitarias. Por ejemplo, mediante la suposición de que hay tres elementos fuente unitarios 60 y tres elementos receptores 70, el problema puede expresarse como sigue:

$$\begin{cases} EM_1 = T_{s,1}G_{11} + T_{s,2}G_{12} + T_{s,3}G_{13} + R_{f,1}G_{11}^f EM_1 + R_{f,2}G_{12}^f EM_2 + R_{f,3}G_{13}^f EM_3 \\ EM_2 = T_{s,1}G_{21} + T_{s,2}G_{22} + T_{s,3}G_{23} + R_{f,1}G_{21}^f EM_1 + R_{f,2}G_{22}^f EM_2 + R_{f,3}G_{23}^f EM_3 \\ EM_3 = T_{s,1}G_{31} + T_{s,2}G_{32} + T_{s,3}G_{33} + R_{f,1}G_{31}^f EM_1 + R_{f,2}G_{32}^f EM_2 + R_{f,3}G_{33}^f EM_3 \end{cases}$$

$$\begin{cases} (R_{f,1}G_{11}^f - 1)\ EM_1 + R_{f,2}G_{12}^f\ EM_2 + R_{f,3}G_{13}^f\ EM_3 = -(T_{s,1}G_{11} + T_{s,2}G_{12} + T_{s,3}G_{13}) \\ R_{f,1}G_{21}^f\ EM_1 + (R_{f,2}G_{22}^f - 1)\ EM_2 + R_{f,3}G_{23}^f\ EM_3 = -(T_{s,1}G_{21} + T_{s,2}G_{22} + T_{s,3}G_{23}) \\ R_{f,1}G_{31}^f\ EM_1 + R_{f,2}G_{32}^f\ EM_2 + (R_{f,3}G_{33}^f - 1)\ EM_3 = -(T_{s,1}G_{31} + T_{s,2}G_{32} + T_{s,3}G_{33}) \end{cases}$$

$$\underbrace{\left(\begin{bmatrix} R_{f,1}G_{11}^f & R_{f,2}G_{12}^f & R_{f,3}G_{13}^f \\ R_{f,1}G_{21}^f & R_{f,2}G_{22}^f & R_{f,3}G_{23}^f \\ R_{f,1}G_{31}^f & R_{f,2}G_{32}^f & R_{f,3}G_{33}^f \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right)}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} EM_1 \\ EM_2 \\ EM_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{EM}} = \underbrace{-\begin{bmatrix} T_{s,1}G_{11} & T_{s,2}G_{12} & T_{s,3}G_{13} \\ T_{s,1}G_{21} & T_{s,2}G_{21} & T_{s,3}G_{23} \\ T_{s,1}G_{31} & T_{s,2}G_{32} & T_{s,3}G_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}}$$

Resolviendo este sistema lineal de ecuaciones para **EM**, tenemos: $\mathbf{EM} = (\mathbf{A}^H\,\mathbf{A})^{-1}\,\mathbf{A}^H\,\mathbf{b}$. Las ondas electromagnéticas EM_i se multiplican entonces mediante los coeficientes de transmisión del receptor correspondientes y posteriormente se suman con T_1 para obtener S_{sim}.

Para un volumen objetivo homogéneo infinito, las funciones de Green en el dominio espacial se pueden calcular analíticamente. La situación es mucho más compleja en un volumen objetivo de capas en donde las funciones de Green deben tener en cuenta todas las transmisiones, reflexiones y refracciones que tienen lugar en las diferentes interfaces. Las funciones de Green representan el campo electromagnético radiado por una fuente puntual de intensidad unitaria.

En una realización preferida, las funciones receptor-receptor vienen dadas por

$$G_{ij}^{f} = \frac{1}{8\pi}\int_{0}^{+\infty}\tilde{G}_{ij}^{f}(k_{\rho})k_{\rho}\mathrm{d}k_{\rho} \quad (i = 1 \ldots M;\ j = 1 \ldots M) \quad \text{(Ec. 9)}$$

y las funciones fuente-receptor vienen dadas por:

$$G_{cd} = \frac{1}{8\pi}\int_{0}^{+\infty}\tilde{G}_{cd}(k_{\rho})k_{\rho}\mathrm{d}k_{\rho} \quad (c = 1 \ldots M;\ d = 1 \ldots N) \quad \text{(Ec. 10)}$$

en las que

- $\tilde{G}_{ij}^{f}(k_{\rho}) = \left[J_0(k_{\rho}\rho_f)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} - \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right) - J_2(k_{\rho}\rho_f)\cos(2\theta_f)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} + \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right)\right]\exp(-2\Gamma_1 h_{1,f})$ (Ec. 11)
- $\tilde{G}_{cd}(k_{\rho}) = \left[J_0(k_{\rho}\rho)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} - \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right) - J_2(k_{\rho}\rho)\cos(2\theta)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} + \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right)\right]\exp\left(-\Gamma_1(h_{1,s} + h_{1,f})\right)$ (Ec. 12)
- J_0 es una función de Bessel de primera clase de orden cero, J_2 es una función de Bessel de primera clase de segundo orden,
- ρ_f es una distancia bidimensional entre dos elementos receptores, ρ es una distancia bidimensional entre un elemento receptor y un elemento fuente;
- θ_f es un ángulo bidimensional entre dos elementos receptores, θ es un ángulo bidimensional entre un elemento receptor y un elemento fuente;
- R_1^{TM} y R_1^{TE} vienen dados mediante relaciones recursivas:

$$R_l^{TM} = \frac{r_l^{TM} + R_{l+1}^{TM}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}{1 + r_l^{TM}R_{l+1}^{TM}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})} \quad \text{(Ec. 13)}$$

$$r_l^{TM} = \frac{\eta_{l+1}\Gamma_l - \eta_l\Gamma_{l+1}}{\eta_{l+1}\Gamma_l + \eta_l\Gamma_{l+1}},\ R_{L-1}^{TM} = r_{L-1}^{TM}$$

$$R_l^{TE} = \frac{r_l^{TE} + R_{l+1}^{TE}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}{1 + r_l^{TE}R_{l+1}^{TE}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})} \quad \text{(Ec. 14)}$$

$$r_l^{TE} = \frac{\mu_{l+1}\Gamma_l - \mu_l\Gamma_{l+1}}{\mu_{l+1}\Gamma_l + \mu_l\Gamma_{l+1}},\ R_{L-1}^{TE} = r_{L-1}^{TE}$$

con $l = 1 \ldots L$ en la que $L - 1$ representa el número de capas del volumen objetivo 10, en donde $l = 1$ corresponde a un medio en donde se sitúan los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70, y en el que:

$$\Gamma_l = \sqrt{k_{\rho}^2 - k_l^2} \ \text{ con } k_l^2 = \omega^2\mu_l\left(\varepsilon_l - \frac{j\sigma_l}{\omega}\right),\ \eta_l = \sigma_l + j\omega\varepsilon_l \ \text{ y } \ \zeta_l = j\omega\mu_l$$

en la que μ_l es una permeabilidad magnética de una capa número l, σ_l es una conductividad eléctrica de una capa número l, ε_1 es una permitividad de una capa nº l y siendo ω una pulsación de la señal incidente a definida como $\omega = 2\pi f$, en la que f es la frecuencia de la señal incidente a.

Para llevar a cabo las integraciones de las ecuaciones (Ec. 9) y (Ec. 10), se pueden usar preferiblemente estrategias de integración específicas para manejar la presencia de singularidades (polos de ondas superficiales y puntos de ramificación) a lo largo del trayecto de integración. Una corta revisión de los procedimientos de integración disponibles así como un método de integración rápido para el caso de campo lejano son presentados por Lambot et ál. (Lambot, S., Slob, E. y Vereecken, H., 2007. Fast evaluation of zero-offset Green's function for layered media with application to ground-penetrating radar. Geophysical Research Letters, 34: L21405, doi:10.1029/2007GL031459).

Las ecuaciones (Ec. 12) pueden obtenerse mediante la suposición de que se sitúa una fuente eléctrica (o dipolo eléctrico) dirigido según x de intensidad unitaria en un elemento fuente 60 número d. El campo eléctrico dirigido según x correspondiente a un elemento receptor 70 número c viene dado por la ecuación (Ec. 12). De una forma similar, la ecuación (Ec. 11) puede obtenerse mediante la suposición de que se sitúa una fuente eléctrica (o dipolo eléctrico) dirigido según x de intensidad unitaria en un elemento receptor 70 número j. El campo eléctrico dirigido según x correspondiente en un elemento receptor 70 número i viene dado por la ecuación (Ec. 11). La orientación del eje x se muestra en la figura 3 que representa una fuente de campo 40 y un receptor de campo 50 situados por

encima de un volumen objetivo 10. Este volumen objetivo 10 se supone que tiene L – 1 capas diferentes.

Las funciones de Bessel de primera clase se dan por la ecuación (Ec. 15):

$$J_h(k_\rho\rho) = \frac{(-i)^{-h}}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left(-ik_\rho\rho\cos(\varphi)\right)\cos(n\varphi)\mathrm{d}\varphi \quad \text{(Ec. 15)},$$

En la que *'i'* se refiere al número imaginario, y en la que h indica el orden de la función de Bessel. De ese modo, se ha de tomar h = 0 para obtener una función de Bessel de orden cero de primera clase, y h = 2 para obtener una función de Bessel de segundo orden de primera clase.

Las distancias bidimensionales ρ_f y ρ se miden en un plano x-y. Una ilustración de cómo se determinan las distancias bidimensionales ρ entre un elemento fuente número 1 y el elemento receptor número M se muestra en la figura 4. Los ángulos bidimensionales θ_f y θ se determinan a partir del eje x. La figura 4 muestra también como se determina el ángulo bidimensional θ entre el elemento fuente número 1 y el elemento receptor número M.

La forma de obtener las ecuaciones (Ec. 13) y (Ec. 14) para el coeficiente de reflexión global eléctrico transversal (TE) y magnético transversal (TM) se explica en detalle en la tesis doctoral titulada "Hydrogeophysical characterization of soil using ground penetrating radar", por S. Lambot (Université catholique de Louvain, Bélgica, 2003). El coeficiente R_l^{TM} (respectivamente R_l^{TE}) representa un coeficiente de reflexión global de un modo de excitación magnética (respectivamente eléctrica) transversal en la interfaz z = z_l. El adjetivo global significa que se tienen en cuenta todos los fenómenos de reflexión que tienen lugar en o por debajo de $z = z_l$. Por el contrario, el coeficiente r_l^{TM} (respectivamente r_l^{TE}) representa un coeficiente de reflexión local en modo TM (respectivamente TE) en la interfaz $z = z_l$. Local significa que solo se tiene en cuenta la reflexión en la interfaz $z = z_l$. Para obtener las ecuaciones (Ec. 13) y (Ec. 14), se ha de considerar un volumen objetivo 10 que tenga L – 1 capas diferentes (véase la figura 3). La capa más profunda que corresponde a $l = L$ se considera que es semi-infinita. Cada capa l tiene parámetros físicos específicos tales como μ_l, σ_l, ε_l, h_l en la que h_l indica el grosor de la capa l. En la figura 3, se supone que la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se sitúan en un mismo medio caracterizado por parámetros físicos específicos tales como μ_1, σ_1, ε_1 (l =1). La idea para obtener las ecuaciones (Ec. 13) y (Ec. 14) es que una onda electromagnética en una región homogénea se puede descomponer en modos de excitación eléctrico transversal y magnético transversal. Cuando son conocidos los modos TE y TM, es conocida la onda electromagnética completa. Cuando la capa que corresponde a $l = L$ se considera como semi-infinita, hay solo dos ondas que van hacia abajo en esta capa, de ahí el coeficiente de reflexión global en la interfaz más baja es igual al coeficiente de reflexión local en $z = z_{L-1}$, lo que significa que $R_{L-1}^{TM} = r_{L-1}^{TM}$ y $R_{L-1}^{TE} = r_{L-1}^{TE}$ (Esto inicia la fórmula recursiva).

Cuando se usa el método de la inducción magnética, se podría usar la ecuación (Ec. 5) con la (Ec. 6) y la (Ec. 7) para evaluar una señal simulada S_{sim}. Se podrían usar entonces otras funciones de Green G_{ij}^f y G_{cd}. En este caso, la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 son típicamente antenas en bucle. En condiciones de campo lejano (que típicamente aplica cuando las distancias entre las antenas en bucle y el volumen objetivo 10 son mayores que el diámetro de estas antenas de bucle), y para bucles de antena horizontales, se puede mostrar que las funciones de Green fuente-receptor vienen dadas por:

$$G_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{+\infty} J_0(k_\rho\rho)\tilde{G}_{cd}(k_\rho)k_\rho\mathrm{d}k_\rho \quad \text{(Ec. 16)}$$

en la que

$$\tilde{G}_{cd}(k_\rho) = \frac{k_\rho^2}{2\zeta_1\Gamma_1}R_1^{TE}\exp\left(-\Gamma_1(h_{1,s}+h_{1,f})\right) \quad \text{(Ec. 17)}$$

Las funciones receptor-receptor de Green son:

$$G_{ij}^f = \frac{1}{2\pi}\int_0^{+\infty} J_0(k_\rho\rho_f)\tilde{G}_{ij}^f(k_\rho)k_\rho\mathrm{d}k_\rho \quad \text{(Ec. 18)}$$

en la que

$$\tilde{G}_{ij}^f(k_\rho) = \frac{k_\rho^2}{2\zeta_1\Gamma_1}R_1^{TE}\exp\left(-2\Gamma_1 h_{1,f}\right) \quad \text{(Ec. 19)}$$

El subíndice 1 en la ecuación (Ec. 17) se refiere al medio en donde se sitúan los dos bucles de antena (véase la figura 3). El coeficiente de reflexión global R_1^{TE} es dado por las relaciones recursivas como anteriormente (ecuación (Ec. 14)). J_0 se refiere a una función de Bessel de orden cero de primera clase cuya definición se ha dado anteriormente (Ec. 15).

Preferiblemente, el número de elementos fuente N es igual al número de elementos receptores M. Más preferiblemente, la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 son simétricos de modo que $T_{s,1} = T_{s,N}$, $T_{f,1} = T_{f,N}$, $R_{f,1} = R_{f,N}$, $T_{s,2} = T_{s,N-1}$, … (M=N en este caso).

Cuando N=1 y M=1, se puede seguir el procedimiento de calibración explicado en el artículo “Effect of soil roughness on the inversion of off-ground monostatic GPR signal for noninvasive quantification of soil properties”, por S. Lambot et ál. y publicado en Water Resources Res., vol. 42, WO03403 para determinar los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena T_1, $T = T_s T_f$ y R_f.

Cuando N>1 y M>1, los presentes inventores proponen usar el siguiente procedimiento de calibración para la determinación de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena que se usan cuando se determina una señal simulada S_{sim} con el método de la invención. La fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se sitúan a diferentes distancias de calibración desde el volumen de calibración 100. Se indican las distancias de calibración de la fuente de campo 40 desde el volumen de calibración 100 por $hcal_{s,x}$ y las distancia de calibración del receptor de campo 50 desde el mismo volumen de calibración 100 por $hcal_{f,x}$, en la que x = 1, …, $Xcal$, siendo $Xcal$ un entero mayor de tres. De ese modo, se pueden definir pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$). Para llevar a cabo el procedimiento de calibración propuesto por el presente inventor, se ha de tener una diferencia $hcal_{s,x} - hcal_{f,x}$ que sea constante para x = 1, …, $Xcal$. Preferiblemente, al menos tres pero no todas las distancias de calibración $hcal_{s,x}$ (respectivamente $hcal_{f,x}$) corresponden a condiciones de campo lejano para la fuente de campo 40 (respectivamente receptor de campo 50). Esto significa que al menos tres pero no todas las $hcal_{s,x}$ (respectivamente $hcal_{f,x}$) son mucho mayores que la dimensión mayor de la fuente de campo 40 (respectivamente receptor de campo 50) (típicamente, dos veces mayor). Cuando la fuente de campo 40 (respectivamente receptor de campo 50) tiene una forma circular con un diámetro ϕ, esto significa que $hcal_{s,x}$ (respectivamente $hcal_{f,x}$) es al menos dos veces mayor que ϕ.

Para cada una de las distancias de calibración, $hcal_{s,x}$, se proporciona una señal incidente a para la fuente de campo 40 de modo que dicha fuente de campo 40 envíe ondas electromagnéticas incidentes 90 al volumen de calibración 100, siendo reflejadas algunas de ellas al receptor de campo 50 situado a la distancia de calibración $hcal_{f,x}$ desde el volumen de calibración 100. Para cada par de distancias de calibración, ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), se ha de adquirir una señal retrodispersada b_{med} desde el receptor de campo 50, dependiendo dicha señal retrodispersada b_{med} de las ondas electromagnéticas incidentes 90 enviadas por la fuente de campo 40 situada a $hcal_{f,x}$. Para cada par de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), se puede determinar una señal medida S_{med}. Cuando se usa un VNA, la señal medida viene dada preferiblemente por $S_{med} = b_{med}/a$. Son posibles otras definiciones.

Para al menos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), se supone que la fuente de campo 40 y al receptor de campo 50 son puntuales. Entonces, la ecuación (Ec. 5) se reduce a la (Ec. 20):

$$S_{sim}(\omega) = \frac{b(\omega)}{a(\omega)} = T_1(\omega) + \frac{T_f(\omega)G(\omega)T_s(\omega)}{1 - R_f(\omega)G^f(\omega)} = T_1(\omega) + \frac{T(\omega)G(\omega)}{1 - R_f(\omega)G^f(\omega)} \quad \text{(Ec. 20)}$$

en la que $T(\omega) = T_f(\omega)T_s(\omega)$. El coeficiente $T_f(\omega)$ (respectivamente $T_s(\omega)$) se refiere al coeficiente de transmisión del receptor de campo 50 (respectivamente fuente de campo 40) que se supone es un punto. R_f es un coeficiente de reflexión del receptor de campo 50. De ese modo, la ecuación (Ec. 20) tienen tres incógnitas: $T_1(\omega)$, $T(\omega)$ y R_f que dependen de la frecuencia. Al realizar tres mediciones a tres pares distintos de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), se pueden obtener tres señales medidas S_{med}. Al introducir estas señales medidas S_{med} en la ecuación (Ec. 20), se pueden deducir los valores T_1, T y R_f mediante la resolución del sistema de ecuaciones lineales. Preferiblemente, se usan más de tres S_{med} y S_{sim} correspondientes a más de tres pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) para determinar los tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena $T_1(\omega)$, $T(\omega)$ y R_f. Al minimizar una función que depende de estos S_{med} y S_{sim}, se pueden determinar $T_1(\omega)$, $T(\omega)$ y R_f, siendo evaluado S_{sim} mediante el uso de la ecuación (Ec. 20). Este problema se puede resolver también directamente en una forma de matriz como la solución de un sistema de ecuaciones lineales (condiciones de campo lejano). El volumen de calibración 100 tiene propiedades físicas conocidas. Por ello, se pueden evaluar las funciones fuente-receptor y receptor-receptor, G y G^f que entran en la ecuación (Ec. 20). Preferiblemente, el volumen de calibración 10 es un volumen de agua con una placa metálica colocada en la parte inferior. Más preferiblemente, solo se usa una placa de cobre. Esta placa se elige preferiblemente suficientemente grande para para parecer como infinita. Minimizando las diferencias entre S_{med} y S_{sim}, se pueden deducir los tres coeficientes T_1, T y R_f, preferiblemente siguiendo un enfoque similar al descrito en el artículo “Effect on soil roughness on the inversion of off-ground monostatic GPR signal for noninvasive quantification of soil properties”, por S. Lambot et ál. y publicado en Water Resources Res., vol. 42, WO03403. Cuando se quiere la dependencia de la frecuencia de los tres valores T_1, T y R_f,

se han de determinar S_{med} y S_{sim} para cada una de las frecuencias deseadas.

A partir de estos tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena, T_1, T y R_f, se pueden determinar los valores iniciales de estos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena para los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70. Estos valores iniciales vienen dados preferiblemente por $T_{s,n} = \sqrt{T}/N$, $T_{f,m} = \sqrt{T}/M$, $R_{f,m} = R_f$, $T_1 = T_1$ en las que $n = 1 \ldots N$, y $m = 1 \ldots M$. Preferiblemente, se supone $T_{s,n} = T_{f,m}$ cuando N=M.

A continuación, se refinan los valores de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70 mediante el minimizado de las diferencias entre las señales medidas S_{med} y las señales simuladas S_{sim} para un número creciente de pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$). Como un ejemplo, si se usan tres pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) cuando se determinan T_1, T y R_f, en condiciones de campo lejano, se consideran preferiblemente en un primer momento cuatro, en un segundo momento cinco y en un tercer momento seis pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) para el refinado de los valores de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70. Preferiblemente, S_{sim} se evalúa a continuación mediante el uso de la ecuación (Ec. 5) para lo que se pueden evaluar las funciones receptor-receptor y fuente-receptor dado que el volumen de calibración 100 tiene propiedades conocidas. Para minimizar las diferencias entre las señales medidas S_{med} y las señales simuladas S_{sim}, se puede seguir el enfoque de la ecuación (Ec. 4) en donde el vector $\overrightarrow{S_{med}}$ (respectivamente $\overrightarrow{S_{sim}}$) corresponde a las señales medidas (respectivamente simuladas) en los diferentes pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$). Preferiblemente, las señales medidas y simuladas se determinan para diferentes frecuencias. Esto permite evaluar la dependencia de la frecuencia de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de los N elementos fuente 60 y los M elementos receptores 70. Preferiblemente, las distancias de calibración son tales que $hcal_{s,x} = hcal_{f,x}$, para $x = 1, \ldots, Xcal$. Preferiblemente, los coeficientes de transmisión de los M elementos receptores 70 y los coeficientes de transmisión de los N elementos fuente se supone que son idénticos. Preferiblemente, las alturas de calibración se extienden desde el campo lejano al campo cercano incluyendo una distancia cero (lo que significa que $h_{1,s}$ y $h_{1,f}$ se reducen a cero). Preferiblemente, las etapas entre las diferentes distancias de calibración son pequeñas. Esto ayuda a asegurar la convergencia del algoritmo hacia la solución buscada.

Cuando la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 pueden suponerse simétricos, se pueden usar útiles relaciones tales como $T_{s,1} = T_{s,N}$, $T_{f,1} = T_{f,M}$, $R_{f,1} = R_{f,M}$. Esto disminuye el número de incógnitas a ser determinadas.

El método de la invención no está limitado a una configuración en la que el receptor de campo 50 detecte ondas electromagnéticas 90 que son reflejadas por el volumen objetivo 10. Realmente, se podría usar también el método de la invención en una configuración de transmisión. Dicha configuración se ilustra en la figura 5. En este ejemplo, la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se insertan en dos ejes diferentes. La fuente de campo 40 envía ondas electromagnéticas 90 que pasan a través del volumen objetivo 10 y algunas de dichas ondas electromagnéticas 90 inciden en el receptor de campo 50. Preferiblemente, se puede usar la ecuación (Ec. 5) para la evaluación de una señal simulada S_{sim} en dicho modo de transmisión. Se podrían usar entonces otras funciones receptor-receptor y fuente-receptor para tener en cuenta la propagación de las ondas electromagnéticas incidentes 90 a través del volumen objetivo 10.

De acuerdo con un segundo aspecto, la invención se refiere a un dispositivo 200 para la determinación de valores de parámetros físicos de un volumen objetivo. Dicho dispositivo 200 se representa en la figura 1. En particular, el dispositivo 200 de la invención incluye una unidad de cálculo tal como un ordenador 260 con diferentes módulos de cálculo. El ordenador 260 puede ser un ordenador personal ordinario, de procesador único que incluye una memoria interna para el almacenamiento de instrucciones de programa de ordenador que controlen cómo una unidad de procesamiento dentro del ordenador acepta, transforma y produce datos. La memoria interna incluye tanto una parte volátil como no volátil. Los expertos en la técnica reconocerán que la memoria interna se puede suplementar con medios de memoria de ordenador, tal como un disco compacto, tarjetas de memoria flash, una unidad de disco magnético o una memoria de acceso aleatorio dinámica. Un módulo de software 210 es capaz de representar la fuente de campo 40 (respectivamente el receptor de campo 50) mediante N (respectivamente mediante M) elementos fuente equivalente 60 (respectivamente elementos receptores 70), siendo N (respectivamente M) un entero mayor que o igual a uno. Un módulo de software 220 es capaz de proporcionar los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente 60 y dichos M elementos receptores 70. A partir de estos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena, un módulo de software 230 es capaz de determinar al menos una señal simulada S_{sim}. Cuando se determina más de una señal simulada S_{sim}, cada una de ellas corresponde preferiblemente a diferentes pares de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$), en donde una primera distancia $h_{1,s}$ corresponde a una distancia en la que se sitúa la fuente de campo 40 y donde una segunda distancia $h_{1,f}$ corresponde a una distancia en la que se sitúa el receptor de campo 50 respecto al volumen objetivo 10. A partir de al menos una señal medida S_{med} proporcionada por un aparato 30 y a partir de al menos una señal simulada S_{sim} proporcionada por el módulo de software 230, un módulo de software 240 determina valores de los parámetros físicos del volumen objetivo 10 que minimizan una función que depende de dicha al menos una señal medida S_{med} y

dicha al menos una señal simulada S_{sim}. Opcionalmente, los valores determinados de los parámetros físicos buscados pueden enviarse a una pantalla 270.

Las figuras 6 a 10 presentan algunos resultados obtenidos con el método de la invención. Las mediciones se realizaron con una antena Vivaldi situada a diferentes alturas por encima de una capa de agua de 5 cm de grosor para la validación del método de la invención. La antena Vivaldi juega el papel tanto de fuente de campo 40 como de receptor de campo 50. Se usó un plano de cobre como la condición límite inferior. A partir de la medición, se determinó una señal medida S_{med} para varias frecuencias de una señal incidente *a* y a diferentes alturas de la antena Vivaldi por encima de la capa de agua. La antena Vivaldi se conectó a un VNA que permitió obtener una señal medida S_{med}. El agua es de particular interés porque es un medio homogéneo con propiedades eléctricas dependientes de la frecuencia que también dependen de la salinidad y la temperatura, constituyendo de ese modo un medio relativamente complejo en ese intervalo de frecuencias (800-4000 MHz). Se usó el modelo Debye (véase por ejemplo la publicación titulada “Polar molecules” por Debye, P., Reinhold, Nueva York) para la descripción de la dependencia de la frecuencia de las propiedades eléctricas del agua libre.

Se calcularon posteriormente las señales simuladas S_{sim}, y se buscó el mínimo de una función dependiente de dichas señales simuladas y medidas, S_{sim} y S_{med} para determinar valores de los parámetros físicos desconocidos (véase el procedimiento relativo a la ecuación (Ec. 4a)). Para los resultados mostrados en las figuras 6 a 10, los parámetros físicos desconocidos se consideraron que eran el grosor de la capa de agua y la altura de la antena Vivaldi por encima de dicha capa de agua (dado que la antena Vivaldi juega el papel tanto de fuente de campo 40 como de receptor de campo 50, la fuente de campo 40 y el receptor de campo 50 se consideraron como estando a las mismas alturas por encima de la capa de agua, lo que significa $h_{1,s} = h_{1,r}$). Se fijaron otros parámetros físicos tales como la conductividad eléctrica de la capa de agua a sus valores teóricos cuando se estimaron las señales simuladas S_{sim} con las ecuaciones (Ec. 5)-(Ec. 7), y (Ec. 9)-(Ec. 14). Para el cálculo de las señales simuladas S_{sim}, se representó la fuente de campo 40 mediante ocho puntos fuente 60 (y el receptor de campo 50 mediante ocho puntos receptores 70). Las figuras 6 a 10 muestran las señales medidas y simuladas, S_{sim} y S_{med}, para varias alturas de la antena Vivaldi. En estas figuras, las señales simuladas S_{sim} mostradas corresponden aquellas que minimizan una función ϕ tal como se define en la ecuación (Ec. 4a), lo que significa que corresponden a señales simuladas S_{sim} con valores de los parámetros físicos desconocidos que minimizan dicha función ϕ.

La figura 6 muestra en el dominio de la frecuencia, la señal medida S_{med} (curva discontinua) y la señal simulada S_{sim} (curva continua) cuando la antena Vivaldi está a 0,0 mm por encima de la capa de agua. Como recordatorio, la señal dada por un VNA es una señal compleja que tiene una amplitud y una fase. La figura 7 muestra en el dominio del tiempo, las señales medida y simulada, S_{med} y S_{sim} cuando la antena Vivaldi está a 0,0 mm por encima de la capa de agua. La figura 8 muestra en el dominio de la frecuencia, la señal medida S_{med} (curva discontinua) y la señal simulada S_{sim} (curva continua) cuando la antena Vivaldi está a 9,86 mm por encima de la capa de agua. La figura 9 muestra en el dominio de la frecuencia, la señal medida S_{med} (curva discontinua) y la señal simulada S_{sim} (curva continua) cuando la antena Vivaldi está a 25,53 mm por encima de la capa de agua mientras que la figura 10 corresponde a una posición de la antena Vivaldi de 710 mm por encima de la capa de agua. Los gráficos superiores de las figuras 6 y 8 a 10 corresponden a la amplitud de las señales *S*, mientras que los gráficos inferiores de las mismas figuras corresponden a su fase. A partir de estas figuras, se ve que para todas las alturas, solo existen pequeñas diferencias entre las mejores señales simuladas S_{sim} y medidas S_{med}. Por ello, mediante el uso del método de la invención, se puede obtener una señal simulada S_{sim} muy próxima a la señal medida real S_{med}. Esto es debido a la elevada precisión del método de la invención para la determinación de los valores de los parámetros físicos desconocidos. Para el caso que corresponde a las figuras 6 a 10, la precisión en la determinación del grosor de la capa de agua y de la altura de la antena es sub-milimétrico.

La presente invención se ha descrito en términos de realizaciones específicas, que son ilustrativos de la invención y no han de ser interpretados como limitativos. Más generalmente, se apreciará por los expertos en la técnica que la presente invención no está limitada a lo que se ha mostrado y/o descrito particularmente en el presente documento anteriormente. La invención reside en todas y cada una de las novedosas particularidades características y todas y cada una de las combinaciones de particularidades características. Los números de referencia en las reivindicaciones no limitan su alcance de protección.

El uso de los verbos “comprender”, “incluir”, “estar compuesto de”, o cualquier otra variante, así como sus conjugaciones respectivas, no excluye la presencia de elementos distintos a aquellos establecidos. El uso del artículo “un”, “una” o “el”, “la” precedente a un elemento no excluye la presencia de una pluralidad de dichos elementos.

Como sumario, la invención se puede describir también como sigue. El método de la invención comprende las siguientes etapas: colocación de la fuente de campo 40 a al menos una primera distancia de un volumen objetivo 10; colocación de un receptor de campo 50 a al menos una segunda distancia del mismo volumen objetivo 10; para cada par de la primera y segunda distancias, determinación de una señal medida S_{med} y una señal simulada S_{sim}; determinación de los valores de los parámetros físicos del mismo volumen objetivo 10 minimizando una función que depende de las señales medidas S_{med} y simuladas S_{sim}. El método de la invención está caracterizado por que cuando se determina una señal simulada S_{sim}, se introducen los coeficientes específicos de reflexión global y

funciones receptor-receptor en bucles de realimentación.

REIVINDICACIONES

1. Método para la determinación de uno o más valores de uno o más parámetros físicos de un volumen objetivo (10) y que comprende las siguientes etapas:

- posicionamiento de una fuente de campo (40) a al menos una primera distancia $h_{1,s}$ desde dicho volumen objetivo (10);
- posicionamiento de un receptor de campo (50) a al menos una segunda distancia $h_{1,f}$ desde dicho volumen objetivo (10);
- para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$), proporcionar a dicha fuente de campo (40) una señal incidente *a* de modo que dicha fuente de campo (40) envíe ondas electromagnéticas incidentes (90) a dicho volumen objetivo (10), incidiendo algunas de dichas ondas electromagnéticas incidentes (90) posteriormente en dicho receptor de campo (50);
- para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$), adquirir una señal retrodispersada b_{med} desde dicho receptor de campo (50), resultante dicha señal retrodispersada b_{med} de dicha señal incidente *a*;
- determinación de al menos una señal medida S_{med}, siendo determinada cada una de dichas al menos una señal medida S_{med} para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) y siendo una función de dicha señal retrodispersada b_{med};
- representación de dicha fuente de campo (40) por N elementos fuente (60) equivalentes, siendo N un entero mayor que o igual a uno;
- representación de dicho receptor de campo (50) por M elementos receptores (70) equivalentes, siendo M un entero mayor que o igual a uno;
- proporcionar los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente (60) y dichos M elementos receptores (70);
- cálculo de al menos una señal simulada S_{sim}, siendo calculada cada una de dichas al menos una señal simulada S_{sim} para cada par de distancias ($h_{1,s}$, $h_{1,f}$) mediante la consideración de los fenómenos de propagación electromagnéticos que tienen lugar en dicho volumen objetivo (100) sometido a ondas electromagnéticas incidentes (90);
- determinación de dichos uno o más valores de dichos uno o más parámetros físicos que minimizan una función ϕ que depende de dicha al menos una señal medida S_{med} y dicha al menos una señal simulada S_{sim}.

caracterizado por que

dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena incluyen M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ (i = 1,…, M) para los M elementos receptores equivalentes (70),

y por que

cuando se calcula la al menos una señal simulada S_{sim}, dichos elementos receptores (70) se consideran como fuentes de ondas electromagnéticas para dicho volumen objetivo (10) mediante la introducción de dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ y MxM funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} (i = 1 … M; j = 1 … M) en bucles de realimentación.

2. Método de acuerdo con la reivindicación 1 caracterizado por que dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ (i = 1 … M) son idénticos.

3. Método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2 caracterizado por que:

- dicha señal incidente *a* se proporciona a dicha fuente de campo (40) con varias frecuencias,
- dicha al menos una señal medida S_{med} se determina para cada frecuencia de dicha señal incidente *a*,
- dicha al menos una señal simulada S_{sim} se calcula para cada frecuencia de dicha señal incidente *a*,
- dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena se proporcionan para cada frecuencia de dicha señal incidente *a*,
- dicha función ϕ depende de cada señal medida y simulada, S_{med} y S_{sim} determinada para cada frecuencia de dicha señal incidente *a*.

4. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que dicha señal simulada S_{sim} se calcula mediante:

$$S_{sim} = T_1 + [T_{f,1}\ T_{f,2}\ \ldots\ T_{f,M}]((\boldsymbol{A}^H \boldsymbol{A})^{-1} \boldsymbol{A}^H \boldsymbol{b})$$

con

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} R_{f,1}G_{11}^{f} & R_{f,2}G_{12}^{f} & \cdots & R_{f,M}G_{1M}^{f} \\ R_{f,1}G_{21}^{f} & R_{f,2}G_{22}^{f} & \cdots & R_{f,M}G_{2M}^{f} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{f,1}G_{M1}^{f} & R_{f,2}G_{M2}^{f} & \cdots & R_{f,M}G_{MM}^{f0} \end{bmatrix} - \boldsymbol{I_M}$$

y

$$\boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} T_{s,1}G_{11} & T_{s,2}G_{12} & \cdots & T_{s,N}G_{1N} \\ T_{s,1}G_{21} & T_{s,2}G_{22} & \cdots & T_{s,N}G_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{s,1}G_{M1} & T_{s,2}G_{M2} & \cdots & T_{s,N}G_{MN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

en la que:

- $\boldsymbol{I_M}$ es una matriz identidad de orden M,
- $\boldsymbol{A}^H$ es una matriz transpuesta conjugada de la matriz **A**,
- dichas funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} (i = 1 …M; j = 1 …M) son funciones de Green;
- G_{cd} (c = 1 … M; d = 1 … N) son funciones de Green;
- $T_{f,i}$ (i = 1 … M) son parte de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena y son los coeficientes de transmisión de los M elementos receptores;
- $T_{s,d}$ (d = 1 … N) son parte de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena y son los coeficientes de transmisión de los N elementos fuente.

5. Método de acuerdo con la reivindicación 4 caracterizado por que:

- dichos N elementos fuente (60) equivalentes se supone que son fuentes eléctricas de intensidad unitaria a lo largo de una dirección x enviando dichas ondas electromagnéticas incidentes (90) a lo largo de una dirección z perpendicular a dicha dirección x;
- dichas funciones receptor-receptor G_{ij}^{f} vienen dadas por:

$$G_{ij}^{f} = \frac{1}{8\pi}\int_{0}^{+\infty} \tilde{G}_{ij}^{f}(k_\rho)k_\rho \mathrm{d}k_\rho \quad (i = 1 \ldots M;\ j = 1 \ldots M)$$

- y por que

$$G_{cd} = \frac{1}{8\pi}\int_{0}^{+\infty} \tilde{G}_{cd}(k_\rho)k_\rho \mathrm{d}k_\rho \quad (c = 1 \ldots M;\ d = 1 \ldots N)$$

en la que

- $\tilde{G}_{ij}^{f}(k_\rho) = \left[J_0(k_\rho\rho_f)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} - \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right) - J_2(k_\rho\rho_f)\cos(2\theta_f)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} + \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right)\right]\exp(-2\Gamma_1 h_{1,f})$
- $\tilde{G}_{cd}(k_\rho) = \left[J_0(k_\rho\rho)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} - \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right) - J_2(k_\rho\rho)\cos(2\theta)\left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\eta_1} + \frac{\zeta_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1}\right)\right]\exp\left(-\Gamma_1(h_{1,s} + h_{1,f})\right)$
- J_0 es una función de Bessel de primera clase de orden cero, J_2 es una función de Bessel de primera clase de segundo orden,
- ρ_f es una distancia entre dos elementos receptores (70) medida en un plano perpendicular a dicha dirección z, ρ es una distancia bidimensional entre un elemento receptor (70) y un elemento fuente (60) medida en un plano perpendicular a dicha dirección z;
- θ_f es un ángulo bidimensional entre dos elementos receptores (70) medido a partir de dicho eje x, θ es un ángulo bidimensional entre un elemento receptor (70) y un elemento fuente (60) medido a partir de dicho eje x;
- $\Gamma_1 = \sqrt{k_\rho^2 - k_1^2}$ con $k_1^2 = \omega^2\mu_1\left(\varepsilon_1 - \frac{j\sigma_1}{\omega}\right)$, $\eta_1 = \sigma_1 + j\omega\varepsilon_1$ y $\xi_1 = j\omega\mu_1$, siendo μ_1 una permeabilidad magnética de un medio en el que se sitúan los N elementos fuente (60) y los M elementos receptores (70), siendo σ_1 una conductividad eléctrica de dicho medio en el que se sitúan los N elementos fuente (60) y los M elementos receptores (70), siendo ε_1 una permitividad de dicho medio en el que se sitúan los N elementos fuente (60) y los

M elementos receptores (70), y siendo ω una pulsación de la señal incidente *a*,

- R_1^{TM} y R_1^{TE} son coeficientes de reflexión global magnética transversal y eléctrica transversal.

6. Método de acuerdo con la reivindicación 5 caracterizado por que dichos coeficientes de reflexión global magnética transversal y eléctrica transversal vienen dados por:

$$R_l^{TM} = \frac{r_l^{TM} + R_{l+1}^{TM}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}{1 + r_l^{TM}R_{l+1}^{TM}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}$$

$$r_l^{TM} = \frac{\eta_{l+1}\Gamma_l - \eta_l\Gamma_{l+1}}{\eta_{l+1}\Gamma_l + \eta_l\Gamma_{l+1}},\ R_{L-1}^{TM} = r_{L-1}^{TM}$$

$$R_l^{TE} = \frac{r_l^{TE} + R_{l+1}^{TE}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}{1 + r_l^{TE}R_{l+1}^{TE}\exp(-2\Gamma_{l+1}h_{l+1})}$$

$$r_l^{TE} = \frac{\mu_{l+1}\Gamma_l - \mu_l\Gamma_{l+1}}{\mu_{l+1}\Gamma_l + \mu_l\Gamma_{l+1}},\ R_{L-1}^{TE} = r_{L-1}^{TE}$$

con l = 1 … L en la que L – 1 representa el número de capas de dicho volumen objetivo (10), en donde l = 1 corresponde a dicho medio en el que se sitúan los N elementos fuente y los M elementos receptores, y en el que:

$$\Gamma_l = \sqrt{k_\rho^2 - k_l^2} \text{ con } k_l^2 = \omega^2\mu_l\left(\varepsilon_l - \frac{j\sigma_l}{\omega}\right),\ \eta_l = \sigma_l + j\omega\varepsilon_l \text{ y } \zeta_l = j\omega\mu_l$$

en la que μ_l es una permeabilidad magnética de una capa número l, σ_l es una conductividad eléctrica de una capa número l, ε_l es una permitividad de una capa número l.

7. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente (60) y dichos M elementos receptores (70) se determinan a partir de un procedimiento de calibración que comprende las etapas de:

a. elección de *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), x = 1,…, *Xcal*, de modo que la diferencia $hcal_{s,x} - hcal_{f,x}$ tenga un valor constante para x = 1, …, *Xcal*, y de modo que *Xcal* sea un entero mayor que tres;
b. posicionamiento de dicha fuente de campo (40) en *Xcal* distancias de calibración $hcal_{s,x}$ a partir de un volumen de calibración (100) y dicho receptor de campo (50) en *Xcal* distancias de calibración $hcal_{f,x}$ (x = 1, …, *Xcal*) desde el mismo volumen de calibración (100);
c. para cada uno de dichos *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$),, proporcionar a dicha fuente de campo (40) una señal incidente *a* de modo que dicha fuente de campo (40) envíe ondas electromagnéticas incidentes (90) a dicho volumen de calibración (100), incidiendo posteriormente algunas de las ondas electromagnéticas incidentes (90) en dicho receptor de campo (50), y adquiriendo una señal retrodispersada b_{med} a partir de dicho receptor de campo (50);
d. para cada uno de dichos *Xcal* pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) determinación de una señal medida S_{med};
e. para cada uno de al menos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$), cálculo de una señal simulada S_{sim} mediante la suposición de que dicha fuente de campo (40) y dicho receptor de campo (50) son puntuales;
f. determinación de tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena mediante la comparación de las señales medidas S_{sim} y las señales simuladas S_{sim} correspondientes a dichos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$);
g. suposición de que dicha fuente de campo (40) se representa mediante dichos N elementos fuente (60) equivalentes y que dicho receptor de campo (50) se representa mediante dichos M elementos receptores (70) equivalentes;
h. determinación de los valores iniciales de los coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente (60) y dichos M elementos receptores (70) a partir de los tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena determinados en la etapa f.;
i. refinado de los valores de dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente y dichos M elementos receptores mediante el minimizado de una función que depende de las señales medidas S_{med} determinadas en la etapa e. y un número creciente de señales simuladas S_{sim} determinadas mediante un número creciente de pares de distancias de calibración.

8. Método de acuerdo con la reivindicación 7, caracterizado por que al menos tres pero no todos los pares de distancias de calibración ($hcal_{s,x}$, $hcal_{f,x}$) de la etapa e. son tales que la fuente de campo (40) se considera como que está en condiciones de campo lejano cuando se sitúa en dichas al menos tres pero no todas las distancias de calibración $hcal_{s,x}$ desde dicho volumen de calibración (100) y por que el receptor de campo (50) se considera que está en condiciones de campo lejano cuando se sitúa en dichas al menos tres pero no todas las distancias de calibración $hcal_{f,x}$ desde dicho volumen de calibración (100).

9. Método de acuerdo con la reivindicación 7 u 8, caracterizado por que dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena comprenden coeficientes de transmisión de los M elementos receptores (70) y coeficientes de transmisión de los N elementos fuente (60), y porque dichos coeficientes de transmisión de los M elementos receptores (70) y dichos coeficientes de transmisión de los N elementos fuente (60) se supone que son idénticos.

10. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9 caracterizado por que $hcal_{s,x} = hcal_{f,x}$ para $x = 1, \ldots, Xcal$.

11. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10 caracterizado por que:

- la señal simulada S_{sim} calculada en la tapa e. del procedimiento de calibración viene dada por $S_{sim} = T_1 + \frac{TG}{1 - R_f G^f}$, en la que T_1, T, R_f son los tres coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena y en la que G y G^f son funciones de Green, y por que,
- las señales simuladas S_{sim} usadas en la etapa i. del procedimiento de calibración vienen dadas por $S_{sim} = T_1 + [T_{f,1}\ T_{f,2} \ldots T_{f,M}]((\boldsymbol{A}^H \boldsymbol{A})^{-1} \boldsymbol{A}^H \boldsymbol{b})$.

12. Dispositivo (200) para la determinación de parámetros físicos de un volumen objetivo (10) y que comprende:

- una fuente de campo (40),
- un receptor de campo (50),
- un aparato (30) para proporcionar a dicha fuente de campo (40) una señal incidente a,
- un aparato (30) para la adquisición de una señal retrodispersada b desde dicho receptor de campo (50) y para la determinación de al menos una señal medida S_{med},
- medios (210) para la representación de dicha fuente de campo (40) mediante N elementos fuente (60) equivalentes, siendo N un entero mayor que o igual a uno,
- medios (210) para la representación de dicho receptor de campo (50) mediante M elementos receptores (70) equivalentes, siendo M un entero mayor que o igual a uno,
- medios (220) para proporcionar coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena de dichos N elementos fuente (60) y dichos M elementos receptores (70),
- medios (230) para la determinación de al menos una señal simulada S_{sim},
- medios (240) para la determinación de dichos valores de dichos parámetros físicos que minimizan una función que depende de dicha al menos una señal medida S_{med} y dicha al menos una señal simulada S_{sim},

caracterizado por que

dichos coeficientes de reflexión y transmisión característicos de la antena incluyen M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ ($i = 1 \ldots M$) para los M elementos receptores equivalentes,

y por que

cuando se determina la al menos una señal simulada S_{sim}, dichos elementos receptores se consideran actuando como fuentes de ondas electromagnéticas mediante la introducción de dichos M coeficientes específicos de reflexión global $R_{f,i}$ y MxM funciones receptor-receptor G^f_{ij} ($i = 1 \ldots M$; $j = 1 \ldots M$) en bucles de realimentación.

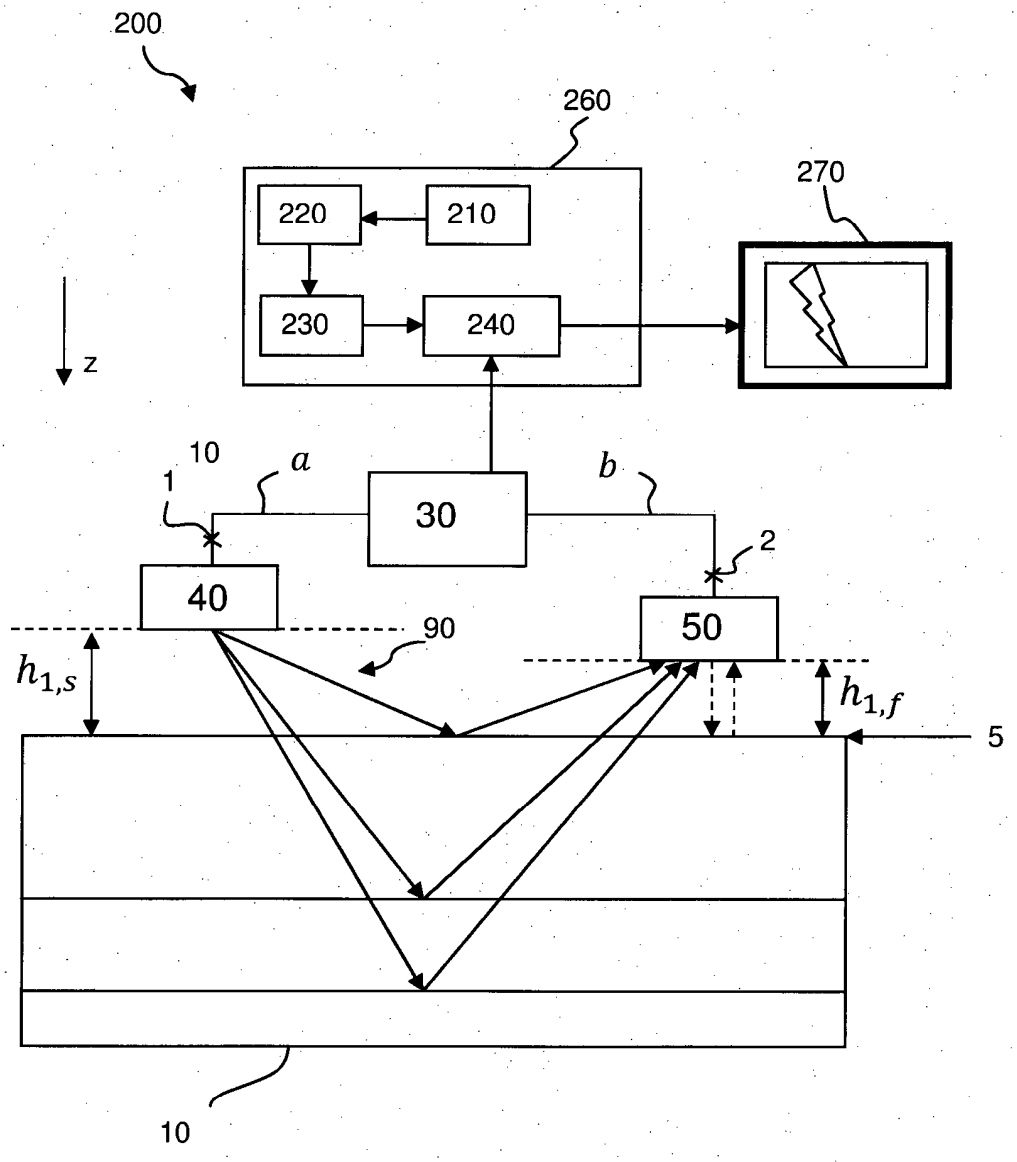

Fig. 1

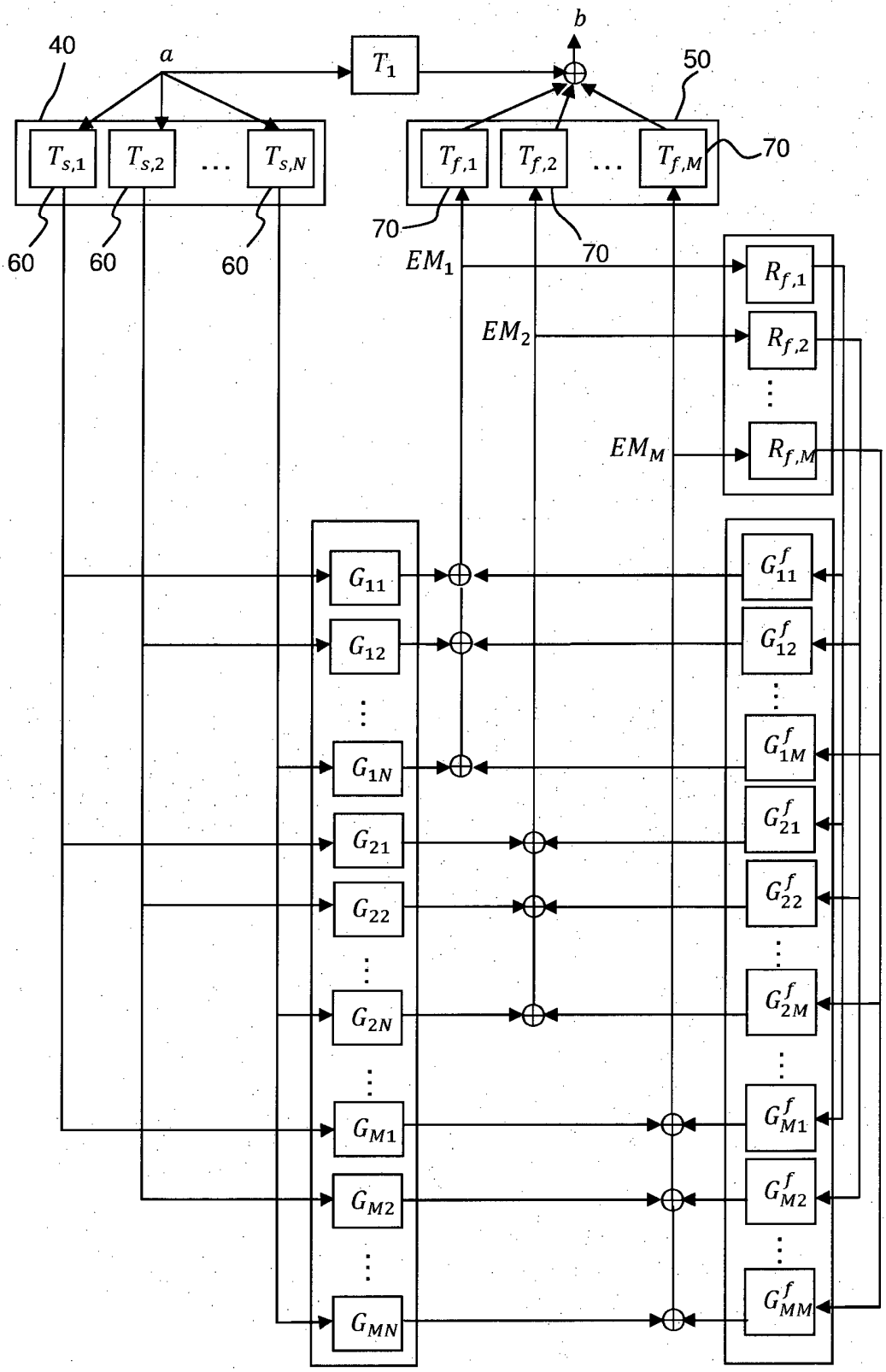
40
a
T_1
b
50
$T_{s,1}$
$T_{s,2}$
...
$T_{s,N}$
$T_{f,1}$
$T_{f,2}$
...
$T_{f,M}$
70
60
60
60
70
70
EM_1
EM_2
EM_M
$R_{f,1}$
$R_{f,2}$
$R_{f,M}$
G_{11}
G_{12}
G_{1N}
G_{21}
G_{22}
G_{2N}
G_{M1}
G_{M2}
G_{MN}
G^f_{11}
G^f_{12}
G^f_{1M}
G^f_{21}
G^f_{22}
G^f_{2M}
G^f_{M1}
G^f_{M2}
G^f_{MM}

Fig. 2

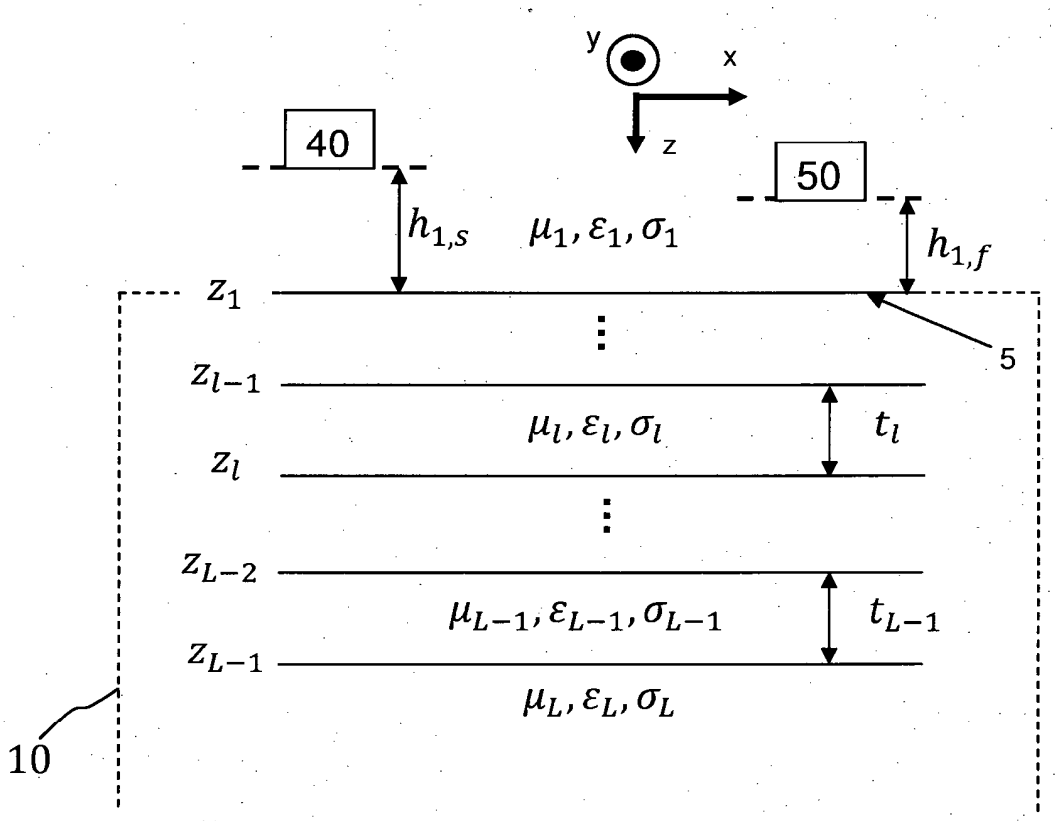
y
x
z
40
50
$h_{1,s}$
$\mu_1, \varepsilon_1, \sigma_1$
$h_{1,f}$
z_1
5
z_{l-1}
$\mu_l, \varepsilon_l, \sigma_l$
t_l
z_l
z_{L-2}
$\mu_{L-1}, \varepsilon_{L-1}, \sigma_{L-1}$
t_{L-1}
z_{L-1}
$\mu_L, \varepsilon_L, \sigma_L$
10

Fig. 3

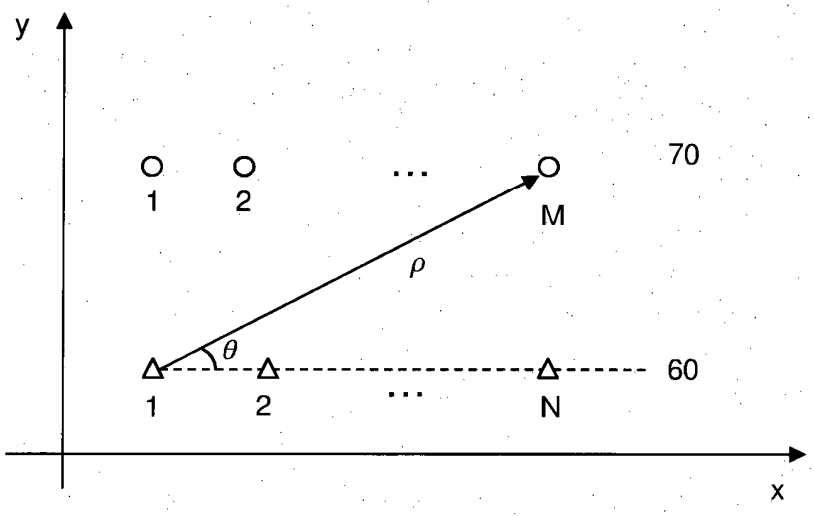

Fig. 4

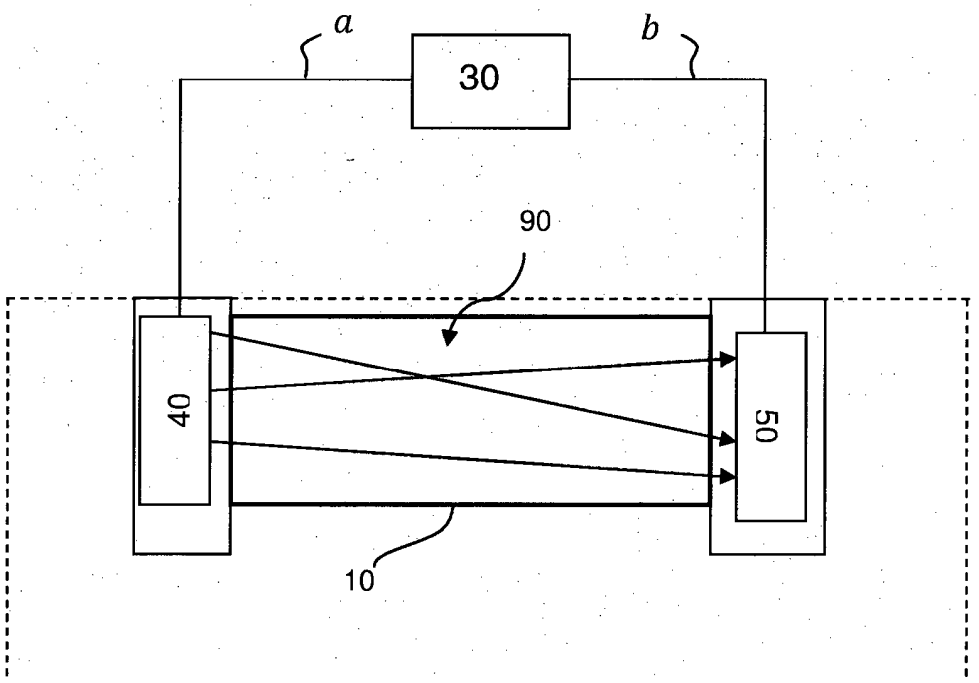

Fig. 5

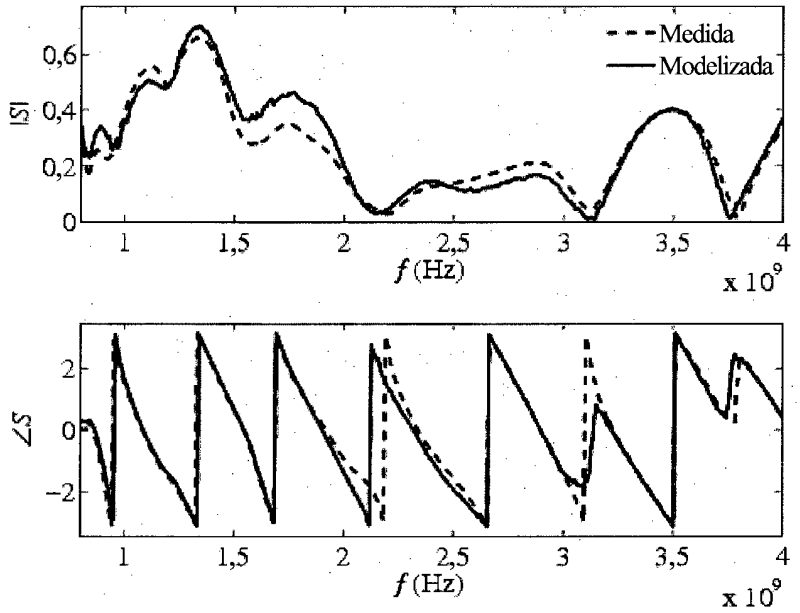
Medida
Modelizada
|S|
0,6
0,4
0,2
0
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9
∠S
2
0
−2
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9

Fig. 6

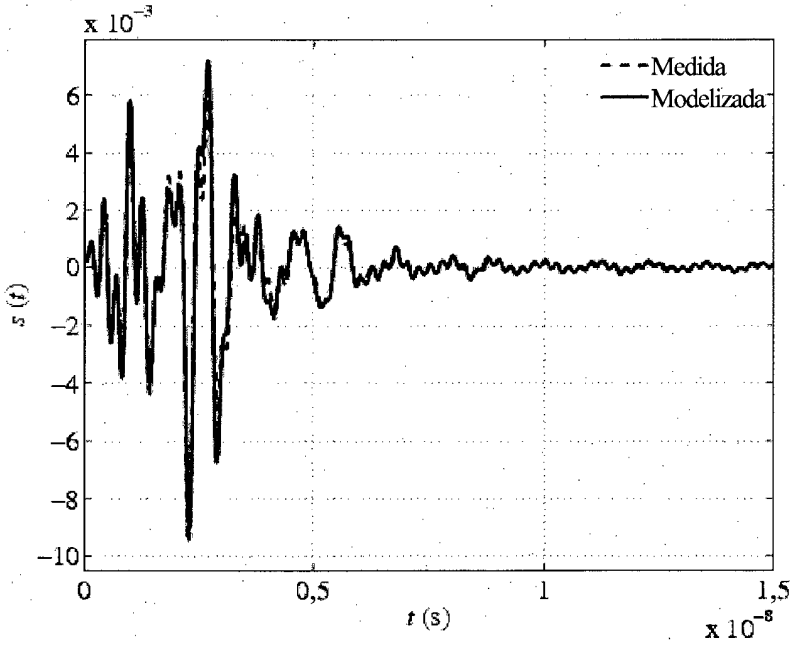
x 10^-3
Medida
Modelizada
6
4
2
0
−2
−4
−6
−8
−10
s (t)
0
0,5
1
1,5
t (s)
x 10^-8

Fig. 7

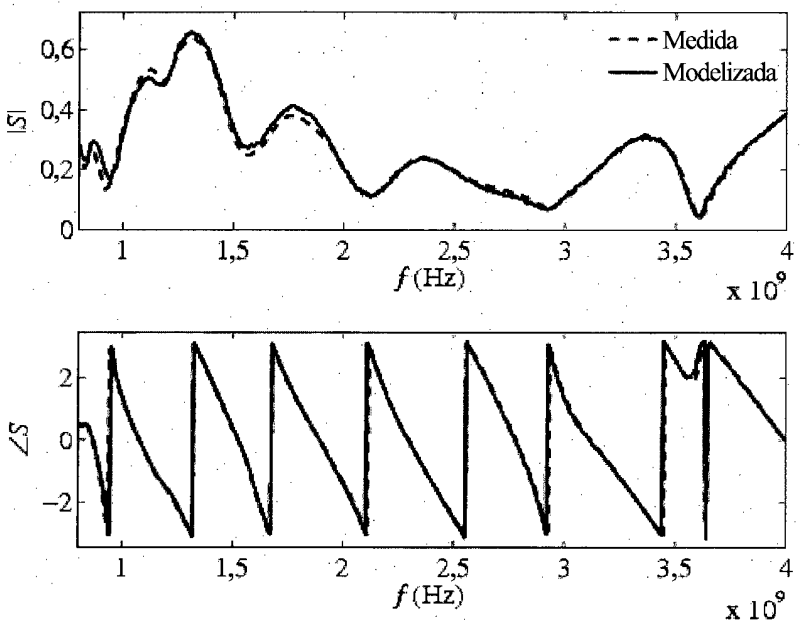
Medida
Modelizada
|S|
0,6
0,4
0,2
0
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9
∠S
2
0
−2
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9

Fig. 8

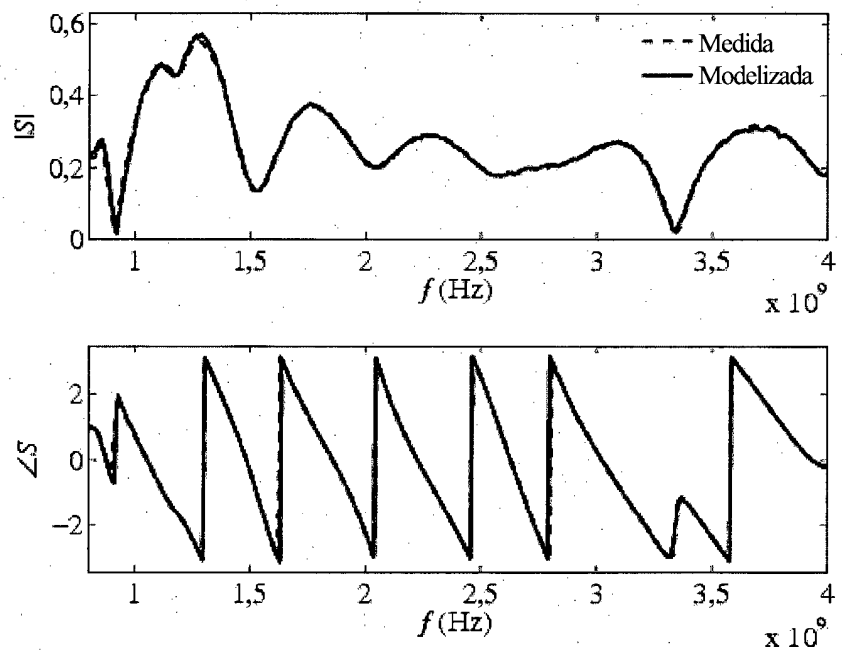
Medida
Modelizada
|S|
0,6
0,4
0,2
0
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9
∠S
2
0
−2
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9

Fig. 9

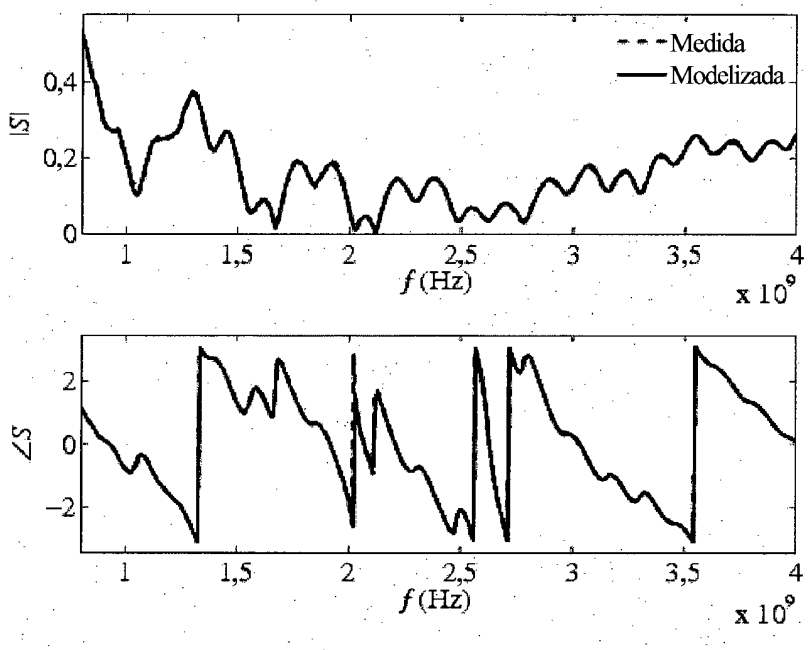
Medida
Modelizada
|S|
0,4
0,2
0
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9
∠S
2
0
−2
1
1,5
2
2,5
3
3,5
4
f (Hz)
x 10^9

Fig. 10