

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 667 750**

51 Int. Cl.:

H01Q 15/00 (2006.01)

H01Q 21/24 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.12.2013 PCT/EP2013/076724**

87 Fecha y número de publicación internacional: **25.06.2015 WO15090351**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.12.2013 E 13811430 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.04.2018 EP 3084882**

54 Título: **Método para diseñar una estructura de antena de metasuperficie modulada**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
14.05.2018

73 Titular/es:

**ESA EUROPEAN SPACE AGENCY (100.0%)
8-10 Rue Mario Nikis
75738 Paris Cedex 15, FR**

72 Inventor/es:

**SABBADINI, MARCO;
MINATTI, GABRIELE;
MACI, STEFANO y
PATRIZIO DE VITA, PAOLO**

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 667 750 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 para diseñar una estructura de antena de metasuperficie modulada

5 **Campo técnico de la invención**

La presente invención se refiere a un método para diseñar una antena de metasuperficie modulada. Más particularmente, la presente invención se refiere al diseño de un patrón de superficie para una antena de metasuperficie modulada, es decir, diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia que, si se proporciona en dicha superficie de impedancia, da como resultado en una impedancia objetivo dependiente de la posición de dicha superficie de impedancia, y teniendo la superficie de impedancia la impedancia objetivo dependiente de la posición que irradia una radiación de campo electromagnético deseada en reacción a ser irradiada por una radiación de campo electromagnético dada. La presente invención se refiere además a una superficie de impedancia que tiene un patrón de superficie diseñado mediante el método de la invención y a una antena provista de una superficie de impedancia que tiene un patrón de superficie diseñado mediante el método de la invención.

La invención es particularmente, aunque no exclusivamente, aplicable al diseño de superficies de impedancia para antenas de metasuperficie modulada para aplicaciones de telecomunicaciones, transporte espacial, sensores y detección remota, aplicaciones médicas, vigilancia, etc., y especialmente para antenas de metasuperficie modulada para plataformas satelitales de baja órbita terrestre (LEO).

Antecedentes de la invención

El principal objetivo de diseño de antenas convencionales es dar forma a una estructura de guiado y dispersión electromagnética para obtener un patrón de radiación deseado sobre un ancho de banda dado. Las principales limitaciones del enfoque convencional son que las propiedades de guía y dispersión de los materiales utilizados en el diseño generalmente son parámetros de entrada del procedimiento de diseño. Como resultado, el rango de configuraciones de antena y rendimientos que se pueden lograr en el contexto del diseño de antena convencional es limitado.

Como un ejemplo de una antena convencional, se puede considerar una trompa de guía de onda circular de pared lisa. Para mejorar el patrón de radiación y para ampliar el ancho de banda de la antena, es posible usar paredes corrugadas. Sin embargo, esto conduce a una estructura mucho más voluminosa que también es bastante compleja y costosa de fabricar. Al mismo tiempo, el control proporcionado por las paredes corrugadas está limitado por el hecho de que solo se conoce en la técnica anterior cómo diseñar una estructura axialmente simétrica con corrugaciones radiales y una modulación longitudinal de anchura y profundidad, o una estructura axialmente simétrica con corrugaciones axiales y una modulación radial.

El uso de superficies artificiales moduladas (metasuperficies) permite una desviación radical del procedimiento de diseño convencional, proporcionando un amplio control de las características de impedancia o de dispersión de la superficie, sin embargo, a costa de un procedimiento de diseño bastante complejo.

En el ejemplo anterior, una metasuperficie podría utilizarse para reemplazar las paredes corrugadas del cuerno. Esto daría como resultado una estructura mucho más compacta y ligera, que también es más fácil y menos costosa de fabricar. Además, la posibilidad de diseñar la metasuperficie con variaciones tanto acimutales como longitudinales ofrece un control significativamente mejorado del comportamiento y el rendimiento del cuerno.

El uso de metasuperficies en antenas se conoce en la técnica anterior para diversos objetivos y para diversas aplicaciones, como se propone, por ejemplo, en Sievenpiper, D. F. et al., "Two-Dimensional Beam Steering Using an Electrically Tunable Impedance Surface", IEEE AP, Vol. 51, Iss. 10, 2003, 2713 - 2722, o en Thusco, V.F. et al., "2-D Anisotropic Textured Surfaces: Properties and Advanced Antenna Applications", documento invitado a EuCAP 2007, Edimburgo, Reino Unido, noviembre de 2007.

Sin embargo, los ejemplos anteriores de aplicaciones de metasuperficies de la técnica anterior se limitan a pequeñas antenas y no disponen de ninguna modulación de la propia metasuperficie. La razón principal de estas limitaciones es la falta de un procedimiento de diseño robusto para la modulación de la metasuperficie. Evidentemente, dicho procedimiento de diseño debería proporcionar un control de la sublongitud de onda de la metaesfera en varias (decenas o centenares) de longitudes de onda cuadradas de la abertura de la antena, teniendo en cuenta decenas de miles de parámetros potencialmente independientes que definen el diseño detallado de la metasuperficie.

Intentos recientes para abordar esta cuestión son reportados, por ejemplo, en Sievenpiper, D. F. et al., "Holographic Artificial Impedance Surfaces for Conformal Antennas", IEEE APS/URSI Symposium, Washington, DC, julio de 2005, en Minatti, G. et al., "Spiral Leaky-Wave Antennas Based on Modulated Surface Impedance", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 59, N.º 12, páginas 4436 - 4444, diciembre de 2011 (Minatti et al. 2011), o en Minatti, G. et al., "A Circularly-Polarized Isoflux Antenna Based on Anisotropic Metasurface", IEEE Trans. Antennas and Propagation,

vol. 60, N.º 11, páginas 4998 - 5009, noviembre de 2012 (Minatti et al. 2012).

En este contexto, una metasuperficie se puede definir como una superficie de dispersión que se caracteriza por una modulación de su tensor de dispersión. Las implementaciones conocidas de tales metasuperficies se basan en una losa dieléctrica respaldada por una placa de metal o que tiene una superficie posterior metalizada, que tiene un espesor que varía en la superficie o un patrón de parches metálicos impresos obtenidos por repetición (mosaico) de una célula de sublongitud de onda, con dimensiones y/u orientaciones de los parches metálicos impresos que cambian suavemente a través de la superficie. La modulación de la metasuperficie controla la conversión de una onda electromagnética lanzada sobre la metasuperficie (onda de superficie) en una onda de radiación (comúnmente conocida como onda de fuga). En este caso, el diseño específico de la modulación controla la tasa de fuga y, por lo tanto, la orientación y la forma del haz de la antena.

De acuerdo con otro de tales enfoques, que se informa en la patente US 7.911.407 B1 de Fong, B. H. L et al., se determina una impedancia de superficie tensorial calculando un producto externo entre una proyección de un patrón de campo deseado sobre la superficie de impedancia y una corriente de superficie sobre la superficie de impedancia generada por una alimentación. La impedancia de superficie tensorial se implementa a continuación modelando la superficie de impedancia con parches metálicos, estando caracterizado cada uno de los parches por los parámetros geométricos g , g_s , a_s . Una tabla que vincula los parámetros geométricos con valores de un tensor de impedancia del parche metálico respectivo se determina experimentalmente de antemano proporcionando una superficie de impedancia artificial de muestra compuesta por parches que tienen un conjunto de parámetros dados, y midiendo valores de impedancia para la propagación de onda a lo largo de diferentes direcciones de la superficie de impedancia de muestra. Proporcionar superficies de impedancia de muestra para varios conjuntos de parámetros geométricos y realizar las mediciones mencionadas anteriormente da como resultado que dicha tabla vincule los parámetros geométricos con los valores de un tensor de impedancia. Al hacer referencia a la tabla, los parámetros geométricos para cada parche metálico en la superficie de la impedancia se determinan en función de la impedancia de la superficie local en la posición del parche respectivo, de acuerdo con la impedancia tensorial calculada.

Por lo tanto, este enfoque de la técnica anterior realiza la síntesis de campos (emparejamiento de campos) en la superficie de impedancia, recurriendo a las propiedades bien conocidas de las ondas de superficie en las superficies de impedancia moduladas. Una de las principales limitaciones de este enfoque radica en el hecho de que el emparejamiento de campos en la superficie de la impedancia dificulta el control de casos de patrones de radiación complejos, así como también patrones de modulación complejos.

En consecuencia, este enfoque de la técnica anterior no proporciona información directa sobre las opciones relativas al diseño de los parches. Por lo tanto, si se desea utilizar un diseño de parche diferente, este diseño de parche diferente se debe implementar por prueba y error. Como resulta adicionalmente, el enfoque no ofrece medidas para evitar discontinuidades no deseadas que se producen en las corrientes superficiales (principalmente en la fase de las mismas) y, por lo tanto, también se producen en la derivada de la impedancia superficial tensorial. Por último, el enfoque tiene una concesión limitada para realizar una selección óptima de los parámetros geométricos de los parches. Por ejemplo, varios conjuntos de dichos parámetros geométricos pueden dar como resultado la misma impedancia de superficie tensorial, mientras que las superficies de impedancia resultantes se diferenciarían en otros aspectos, tales como la suavidad de la derivada del vector de onda. En consecuencia, el enfoque no permite satisfacer requisitos secundarios tales como la suavidad de la derivada del vector de onda, lo que podría contribuir a minimizar la conversión modal y, por lo tanto, a mejorar el comportamiento de la superficie de impedancia.

Todos los enfoques de la técnica anterior al diseño de la modulación de una metasuperficie están limitados en que están particularmente adaptados a un tipo particular de estructura de la superficie, por ejemplo, un tipo particular de parche de metal impreso, a un diseño de la alimentación de la producción de la onda electromagnética lanzada en la metasuperficie, y además requiere conocimiento del campo electromagnético deseado proyectado en la metasuperficie. Los patrones de modulación que se pueden obtener mediante los enfoques anteriores de la técnica anterior son bastante limitados, y no son factibles patrones de modulación más complejos que vayan más allá, por ejemplo, una dependencia de seno o coseno de la modulación. Además, como se indicó anteriormente, también la complejidad de los campos radiados tanto con respecto a la variación espacial como a la polarización es limitada.

En resumen, los procedimientos de diseño conocidos en la actualidad para metasuperficies son específicos de la implementación particular de la metasuperficie y, además, ofrecen poca flexibilidad para adaptarse a diferentes necesidades. Dado que el rango de patrones de modulación que se pueden obtener es limitado, en principio también el rango de configuraciones de los haces de antena dispersados por las metasuperficies respectivas está limitado a configuraciones bastante simples, especialmente con respecto a la polarización y/o variación angular del haz de antena.

Sumario de la invención

Es un objeto de la presente invención superar las limitaciones de la técnica anterior descritas anteriormente. Otro objeto de la invención es proporcionar un método flexible para diseñar una metasuperficie. Es aún otro objeto de la invención proporcionar un método para diseñar una metasuperficie que sea aplicable a haces de antenas genéricos

deseados. Es otro objeto de la invención proporcionar un método para diseñar una metasuperficie que proporcione control de una polarización del haz de antena. Otro objeto más de la invención es proporcionar un método para diseñar una metasuperficie que permita diseñar metasuperficies para geometrías de antena generales y disposiciones de alimentación.

5 En vista de los objetos anteriores, la presente invención propone un método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia que tiene las características de la reivindicación 1. Realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes.

10 Según un aspecto de la invención, un método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia que, si se proporciona sobre dicha superficie de impedancia, resulta en una impedancia objetivo dependiente de la posición de dicha superficie de impedancia, y la superficie de impedancia que tiene la impedancia objetivo dependiente de la posición irradia una radiación de campo electromagnético de primer tipo deseada en
 15 reacción a ser irradiada por una radiación de campo electromagnético de segundo tipo, comprende: obtener una primera representación modal sobre la base de la radiación de campo electromagnético de primer tipo en términos de conjunto de modos de base que se eligen de acuerdo con una función de modelo de impedancia objetivo dependiente de la posición, obtener una segunda representación modal sobre la base de la radiación del campo electromagnético de segundo tipo y la función de modelo en términos del conjunto de modos de base, obtener una primera cantidad dependiente de la posición indicativa de la impedancia objetivo dependiente de la posición sobre la
 20 base de la primera representación modal y la segunda representación modal determinando valores para una pluralidad de parámetros de la función de modelo para maximizar un solapamiento entre la primera representación modal y la segunda representación modal, y obtener, como el patrón de superficie, una segunda cantidad dependiente de la posición indicativa de las características geométricas de la superficie de impedancia sobre la base de la primera cantidad dependiente de la posición y una relación entre las características geométricas de la
 25 superficie de impedancia y los valores de impedancia correspondientes.

El método de la invención anterior permite la determinación de un patrón de superficie apropiado para cualquier primer tipo de radiación de campo electromagnético (haz de antena) deseada que tiene una polarización deseada, para cualquier tipo de radiación adecuada del segundo tipo de campo electromagnético (campo incidente o campo de excitación). En particular, tanto la forma de la superficie (curvatura y forma) como el campo del excitador se
 30 pueden elegir de acuerdo con restricciones externas en el diseño de la antena o preferencias de diseño individuales. Además, no es necesario trabajar con una proyección del haz de antena deseado sobre la superficie de impedancia. Por lo tanto, el método de la invención ofrece una mejora significativa en la flexibilidad en comparación con los métodos de la técnica anterior y es aplicable al diseño de metasuperficies para un amplio campo de aplicaciones, tales como aplicaciones de telecomunicaciones, transporte espacial, sensores y detección remota, aplicaciones
 35 médicas, vigilancia, etc.

Además, el método de la invención no está limitado a una elección particular de patrón de superficies, es decir, a una elección particular de aplicación de la impedancia objetivo dependiente de la posición. En otras palabras, el
 40 método de la invención no está adaptado específicamente, por ejemplo, a una elección particular de una célula básica que comprende un parche metálico impreso. Por el contrario, utilizando la primera cantidad dependiente de la posición indicativa de la impedancia del objetivo dependiente de la posición, el patrón de la impedancia final se puede realizar usando cualquier tipo de estructura superficial, en particular, cualquier tipo de célula básica utilizada para embaldosar la superficie de la impedancia. Por lo tanto, es posible usar diferentes tipos de células básicas
 45 simultáneamente cuando se implementa la superficie de impedancia. Esto implica que también el material que forma la superficie no necesita fijarse inicialmente. Más bien, usando la primera cantidad dependiente de la posición indicativa de la impedancia objetivo dependiente de la posición, la superficie de impedancia puede implementarse para cualquier tipo de superficie, eligiendo, por ejemplo, embaldosado por células básicas apropiadas u otros medios apropiados para implementar la impedancia objetivo dependiente de la posición, también en combinaciones. En
 50 consecuencia, también con respecto a la elección de la implementación del patrón de superficie, el método de la invención permite la observación de restricciones externas en el diseño de la antena o preferencias de diseño individuales.

También debe indicarse que el método de la invención permite el control completo de la polarización del haz de
 55 antena. Por lo tanto, las antenas que dispersan, por ejemplo, haces de antena que tienen polarización circular, se pueden diseñar de una manera conveniente y eficiente. En general, se puede decir que el uso de la formulación de onda completa mediante la presente invención permite también configuraciones que están fuera del alcance de la técnica anterior, tales como estructuras de alta fuga, estructuras multimodo, estructuras tridimensionales, y estructuras que muestran una mezcla íntima de diferentes tipos de células.

60 Por último, la estructura modular del método de la invención permite la extensión simple y mejoras adicionales sin comprometer la lógica subyacente y sus ventajas en lo que respecta, por ejemplo, a la precisión y a la velocidad.

En lo anterior, los modos de base puede ser modos de base mutuamente ortogonales u ortonormales.

65

5 Preferiblemente, la obtención de la primera cantidad dependiente de la posición comprende el cálculo de una reacción integral de la radiación de campo electromagnético de primer tipo y una radiación de campo electromagnético de tercer tipo, que se irradiaba por una superficie de impedancia que tiene una impedancia dependiente de la posición de acuerdo con la función del modelo y que es irradiada por la radiación del campo electromagnético de segundo tipo, y maximizando la integral de la reacción.

10 El método puede comprender además una etapa de dividir la superficie de impedancia en una pluralidad de elementos de superficie, en el que la relación entre las características geométricas de la superficie de la impedancia y los valores de impedancia correspondientes es una relación entre las características geométricas de los elementos de área y los correspondientes valores de impedancia, y donde obtener la segunda cantidad dependiente de la posición comprende, para cada uno de la pluralidad de elementos de área, obtener características geométricas del elemento de área sobre la base de la primera cantidad dependiente de la posición y la relación entre las características geométricas de la elementos de área y los valores de impedancia correspondientes.

15 Por discretizar la superficie de impedancia, se puede reducir un esfuerzo de cálculo requerido para la ejecución del método de la invención. Además, la discretización de la superficie de impedancia permite una elección entre una pluralidad de diferentes estructuras de superficie (células básicas), de acuerdo con las limitaciones impuestas por la fabricación de la superficie de impedancia o por otros requisitos específicos.

20 Preferiblemente, el método comprende además determinar el conjunto de modos de base, de modo que cada uno de los modos de base se puede propagar en la superficie de impedancia si la superficie de impedancia está provista de una impedancia dependiente de la posición de acuerdo con la función de modelo.

25 Además, preferiblemente, la obtención de la primera representación modal incluye la descomposición de la radiación del campo electromagnético de primer tipo en una pluralidad de primeros modos, donde cada uno de la pluralidad de primeros modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base, y la obtención de la segunda representación modal incluye descomponer la radiación de campo electromagnético de tercer tipo en una pluralidad de segundos modos, donde cada uno de la pluralidad de segundos modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base.

30 Aún más preferiblemente, la obtención de la primera cantidad dependiente de la posición comprende, para cada uno del conjunto de los modos de base para el que existe un primer modo correspondiente en la pluralidad de primeros modos y un segundo modo correspondiente en la pluralidad de segundos modos, calcular un producto externo entre el primer modo correspondiente y el segundo modo correspondiente.

35 Trabajando con la primera y segunda representaciones modales como se definió anteriormente, la primera cantidad dependiente de la posición indicativa de la impedancia objetivo dependiente de la posición se puede obtener de una manera particularmente simple y eficiente.

40 Preferiblemente, uno de la pluralidad de parámetros de la función de modelo se refiere a un periodo de la modulación espacial de la impedancia objetivo dependiente de la posición en la superficie de impedancia. Más preferiblemente, otro de la pluralidad de parámetros de la función de modelo se refiere a una impedancia promedio en la superficie de impedancia.

45 De este modo, se puede realizar cualquier modulación deseada de la impedancia objetivo, que puede ser elegida de acuerdo con, por ejemplo, propiedades del material en el que la superficie de impedancia se implementa, o de acuerdo con una simetría del haz de antena deseado.

50 En el mismo, la función de modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición puede referirse a una descomposición de la impedancia objetivo dependiente de la posición en una pluralidad de términos, cada uno relacionada con una ondícula Spline. Alternativamente, la función del modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición puede estar relacionada con una descomposición de la impedancia objetivo dependiente de la posición en una pluralidad de productos de ondículas Spline y factores de fase.

55 Tales opciones de la función de modelo ofrecen una mejora significativa en la flexibilidad en cuanto a la impedancia objetivo dependiente de la posición en comparación con la técnica anterior, donde solo los patrones de modulación básicos, tales como patrones de modulación seno o coseno han estado disponibles.

60 En el método de la invención, se prefiere que la impedancia objetivo dependiente de la posición sea de tipo tensorial.

Además, el método de la invención permite obtener una radiación de campo electromagnético de primer tipo que está polarizada circularmente. Además, la radiación de campo electromagnético de segundo tipo puede ser anisotrópica con respecto a un centro de la superficie de impedancia.

65 Preferentemente, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos de superficie se refieren, respectivamente, a una configuración de una estructura de conducción de forma

predeterminada proporcionada en un material dieléctrico. Alternativamente, o, además, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos del área se refieren respectivamente a un espesor de un material dieléctrico. Alternativamente, o, además, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos del área se refieren respectivamente a una configuración de una o más aberturas en una capa metálica. Alternativamente, las características geométricas de la superficie de impedancia pueden estar relacionadas con un espesor de un material dieléctrico.

Las configuraciones anteriores proporcionan implementaciones convenientes para proporcionar el patrón de impedancia con la impedancia objetivo dependiente de la posición.

Se prevé que el método de la invención comprenda además una etapa de proporcionar la superficie de impedancia con el patrón de superficie determinado.

Una ventaja particular se consigue si el método comprende además comparar el primer tipo de radiación de campo electromagnético con una radiación de campo electromagnético de cuarto tipo que se irradia por la superficie de impedancia provista del patrón de superficie determinado en reacción al ser irradiada por la radiación de campo electromagnético de segundo tipo, ajustar al menos una de las funciones del modelo de impedancia del objetivo dependiente de la posición y la radiación del campo electromagnético del segundo tipo, y repetir las etapas definidas anteriormente para obtener un patrón de superficie ajustado.

Aunque se ha encontrado por los inventores que ya una sola iteración del método de la invención en casi todos los casos resulta en resultados satisfactorios, el rendimiento de la superficie de impedancia puede ser emparejada incluso más estrechamente con el rendimiento deseado ajustando uno de la función del modelo y la radiación del campo electromagnético de segundo tipo y repitiendo las etapas del método de la invención.

Un aspecto adicional de la invención se refiere a una superficie de impedancia que tiene un patrón de superficie que puede obtenerse mediante el método de la invención. Un aspecto adicional más de la invención se refiere a una antena provista de una superficie de impedancia que tiene un patrón de superficie que se puede obtener mediante el método de la invención.

Breve descripción de las figuras

La invención se describe a continuación de una manera ejemplar haciendo referencia a los dibujos adjuntos, de los cuales

La figura 1 es un diagrama de flujo que ilustra un método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia según la presente invención;

La figura 2 es un diagrama de flujo que ilustra una etapa del método de la figura 1;

Las figuras 3A, 3B son diagramas de flujo que ilustran otra etapa del método de la figura 1;

La figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra otra etapa del método de la figura 1;

La figura 5 es un diagrama de flujo que ilustra una modificación del método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia de la figura 1;

La figura 6 es una vista general del método de la invención;

La figura 7 ilustra diferentes elecciones de tipos de células para implementar el patrón de impedancia determinado;

La figura 8 ilustra un detalle de la figura 6;

La figura 9 ilustra un mapa entre características de la célula y valores de impedancia; y

La figura 10 ilustra otro detalle de la figura 6.

Descripción detallada de la invención

Realizaciones preferidas de la presente invención se describirán a continuación con referencia a las figuras adjuntas, en las que, en las figuras, objetos idénticos se indican por números de referencia idénticos. Se entiende que la presente invención no se limitará a las realizaciones descritas, y que las características y aspectos descritos de las realizaciones se pueden modificar o combinar para formar realizaciones adicionales de la presente invención.

La presente invención se refiere a un procedimiento de diseño de emparejamiento conjugado para la obtención de antenas de superficie artificiales con tensor de dispersión modulada (tensor de impedancia modulada).

En el contexto de la presente invención, las antenas de metasuperficie moduladas se basan en el uso de un tipo especial de superficies de dispersión caracterizadas por una modulación de su tensor de dispersión. La superficie, que puede ser plana o curvada o facetada, está iluminada por uno o más elementos de alimentación (ya sea integrados o externos). Se pueden combinar varias superficies para lograr el resultado deseado. En el marco de la presente descripción, términos tales como "metasuperficie" y "superficie modulada" se usan como sinónimos.

Las metasuperficies explotan la interacción de ondas electromagnéticas con conductores, dieléctricos y sus combinaciones conformadas y dispuestas de tal manera que se obtienen patrones discretos o continuos a través de la superficie, con variaciones que comienzan en una escala de sublongitud de onda. La interacción local de una onda incidente con el material estructurado controla su dispersión. El campo que surge después de la interacción es el resultado de una recombinación similar a Huygens de las contribuciones locales. Todos los parámetros de Stoke se pueden controlar dentro de un amplio rango a través del frente de onda emergente. Por lo tanto, la amplitud, la fase y la polarización se pueden cambiar de acuerdo con las necesidades y dentro de los límites relacionados con la implementación específica. La onda emergente puede desplazarse en la dirección positiva (hacia adelante) a negativa (hacia atrás) en comparación con la incidencia, como se ve desde el plano de la tangente local.

Las metasuperficies que se han diseñado de acuerdo con el método de la invención se pueden realizar de diferentes maneras, en las que se pueden usar tanto metasuperficies reflectantes como translúcidas. Una reflectante tiene una estructura respaldada por una placa de metal conforme a la misma o tiene una superficie posterior metalizada. Una primera forma de realizar una metasuperficie es modulando el espesor de una losa dieléctrica. Una segunda opción es integrar una o más capas de metal dentro del dieléctrico, cada una caracterizada por un patrón obtenido por la repetición (mosaico) de una célula de sublongitud de onda básica, de acuerdo con una geometría de referencia seleccionada (cuadrada, triangular, hexagonal, circular, etc.) con dimensiones y orientación que cambian suavemente a través de la superficie.

La rejilla subyacente en el patrón también puede ser no uniforme a través de la superficie, por ejemplo, el patrón puede ser disperso. Una capa, posiblemente la única, puede estar en la superficie dieléctrica frontal. Otras posibles implementaciones incluyen elementos metálicos perpendiculares a la superficie, una modulación (discreta) de la constante dieléctrica a través de la superficie (por ejemplo, utilizando patrones entrelazados de dieléctricos con diferentes constantes o rellenando células de panal con polvos de diferentes constantes dieléctricas), una estructura de solo metal con características de sublongitud de onda 3D, etc. Como se describirá con más detalle a continuación, empleando el método de la invención, también se pueden usar combinaciones de soluciones individuales.

Varias tecnologías de fabricación se pueden aplicar, por ejemplo, moldeado, formación, fresado o perforación de dieléctrico en volumen, grabado o depósito de metal sobre el sustrato dieléctrico, fabricación aditiva (o 3D), impresión por chorro de tinta con tintas conductoras (cuando las pérdidas son de menor preocupación). En general, se puede usar cualquier proceso adecuado para producir el patrón deseado de materiales entrelazados con la precisión y la repetibilidad requeridas.

El procedimiento de diseño de la invención implica una serie de etapas que se pueden resumir como sigue.

En primer lugar, se obtiene un patrón holográfico en la superficie de la antena seleccionada. En segundo lugar, el holograma continuo se mapea en la característica de metasuperficie aplicable (tensor de fuga o tensor de dispersión).

A continuación, la impedancia de la superficie se deriva de este último teniendo limitaciones físicas en cuenta, por ejemplo, el rango de impedancia factible en el sustrato dieléctrico seleccionado. Las etapas siguientes dependen de la implementación elegida de la metasuperficie. Si se utiliza un dieléctrico modulado u otra estructura continuamente variable, la impedancia se mapea en la variación específica, por ejemplo, el espesor dieléctrico. Si se utiliza una variación discreta, tal como parches metálicos de sublongitud de onda impresos en un sustrato dieléctrico, entonces la impedancia se discretiza mediante una rejilla de sublongitud de onda seleccionada y la variación de impedancia se vincula a los parámetros geométricos pertinentes de parches individuales, por ejemplo, área y orientación del parche respectivo, mediante un análisis de onda completa periódico local. En este caso, la variación de los parámetros se controla en todas las escalas, es decir, en la escala de parches individuales y grupos cada vez más grandes, hasta toda la superficie. Se pueden hacer diferentes elecciones para cada nivel de escala según los requisitos de la antena, la rejilla seleccionada y el tipo de parche. En particular, la interacción entre la geometría de la rejilla, la alimentación de las simetrías de onda y las simetrías del patrón de antena es importante en esta etapa. La selección entre las estructuras de onda permeable en modo directo y en modo inverso, cuando corresponda, es un ejemplo de este tipo de interacción. Procedimientos similares se aplican a los otros casos.

Por ejemplo, si se utiliza una rejilla inductiva impresa en lugar de los parches capacitivos, los parámetros de elemento de escala se aplicarán a los orificios, de acuerdo con la dualidad electromagnética. Para un panal lleno, la rejilla está claramente fija, mientras que la variación será controlada por la constante dieléctrica del(los) material(es) de relleno y posiblemente su cantidad.

El diseño de primer corte obtenido de este modo a continuación se puede refinar mediante un proceso iterativo basado en un análisis de onda completa de la estructura completa, por ejemplo, utilizando un método muy rápido de solucionador de momentos (MoM).

La primera etapa anterior puede complementarse con un análisis de onda completa simplificado o directo del comportamiento de las tiras cortadas a través de la superficie de la antena dirigida a una mejor exactitud de la

misma.

Alternativamente, un holograma 3D se puede utilizar para derivar una superficie adecuada usando criterios adicionales para identificar un locus adecuado, por ejemplo, variación de fase mínima o variación de impedancia mínima o máxima fuerza actual, y luego el holograma que se correlaciona con el locus (superficie). Vale la pena señalar que el holograma puede no tener modulación, es decir, la superficie de la antena requerida puede ser homogénea, por ejemplo, una lámina de metal. Por lo tanto, el procedimiento también se puede utilizar para diseñar eficientemente antenas clásicas de una manera posiblemente más efectiva. De este modo, la presente invención permite obtener un diseño de reflector conformado sin recurrir a costosas optimizaciones numéricas.

El procedimiento descrito hasta ahora puede aplicarse tanto a los llamados casos de campo y de síntesis de alimentación. En el primer caso, el patrón de antena deseado se conoce tanto en amplitud como en fase, mientras que en el segundo caso solo se conoce la amplitud y la fase se puede determinar de varias maneras, incluyendo proyecciones sucesivas, optimización no lineal aplicada a la primera etapa o a la síntesis completa y a los ciclos de optimización posteriores.

Puesto que la operación de metasuperficies moduladas se basa en fenómenos de sublongitud de onda, se pueden usar metasuperficies moduladas en una amplia variedad de dispositivos y, en particular, se puede aplicar a un amplio espectro de tipos de antena, incluyendo otros completamente nuevos, los cuales solo son factibles usando metasuperficies.

Una visión general del método de la invención se proporciona en la figura 6. El flujo del procedimiento de diseño se mueve aproximadamente de izquierda a derecha de la figura 6, donde la fuente en negrita indica las etapas del proceso y la fuente regular indica los datos que se ingresan a/salen por las etapas del proceso respectivas. Unas entradas globales 602, 603, 604 se especifican de antemano, al menos en los primeros pasos mediante el procedimiento en el ciclo general de diseño.

El procedimiento de diseño comienza con la especificación de un patrón de radiación 601 deseado. Las otras entradas, tales como la forma de la metasuperficie básica 603, el tipo de célula 602 (en caso de una metasuperficie discreta) o la modulación local (en caso de una metasuperficie continua), y el diseño del excitador 604, necesitan definirse también, por ejemplo, basado en experiencia de ingeniería y en los resultados obtenidos de análisis previos de estructuras similares. La etapa de definir el diseño del excitador 604 puede evitarse especificando directamente el campo de excitación (campo incidente) 622, es decir, el campo de origen para el proceso de emparejamiento conjugado 612. También el comportamiento de la superficie 621, la tercera entrada para el emparejamiento conjugado se puede especificar directamente como entrada, si puede derivarse directamente a partir del conocimiento de los parámetros de diseño de la superficie (por ejemplo, para dieléctricos de altura modulada).

Dos subprocesos necesitan producirse en paralelo o en serie para proporcionar las entradas requeridas por el procedimiento de emparejamiento de campos conjugados, excepto para el patrón de radiación deseado. El primero de estos subprocesos se refiere a la definición del comportamiento de metasuperficie 621 y el segundo se refiere a la definición del campo de origen 622.

El primer subproceso implica la determinación del diseño de la célula 610 y el cálculo 611 de la conducta del tensor biaxial de la metasuperficie considerando todos sus parámetros. La determinación del diseño de la célula 610 produce la característica de la célula 620. El diseño de la célula 610 se reemplaza por modulación local si se utiliza una implementación de metasuperficie continua. Después de que se haya definido el comportamiento de la superficie 621, se realiza un control sanitario 614 para verificar si los resultados obtenidos por el primer subproceso son satisfactorios o no, es decir, si garantizan o no el cumplimiento de los requisitos mínimos para la viabilidad física de la antena de metasuperficie.

El segundo subproceso implica el cálculo del campo de origen 622 sobre la base del diseño del excitador 604 y el modelo 613 de una metasuperficie uniforme del tipo seleccionado. Este modelo es de hecho una variación del aplicado para derivar la parametrización del comportamiento de la célula, que se ilustra en la figura 8.

Como se ilustra en la figura 8, el diseño de la célula 610 en el primer subproceso requiere dos etapas básicas: el modelado de una estructura periódica infinita y uniforme 802 basado en una única realización de la célula del tipo de célula dado 801 (que corresponde al tipo de célula 602 en la figura 6), es decir, en base a un único conjunto de valores para los parámetros de la célula del tipo de célula dado 801, y el mapeo del comportamiento de la célula 804. Como ejemplo de referencia, se supone el uso de un elemento impreso en un sustrato dieléctrico conectado a tierra como área metalizada.

En la etapa de modelado de la estructura periódica infinita y uniforme 802, suponiendo la aplicación de modelado de onda completa, todas las células actualmente manejados se modelan mediante un método periódico de solucionador de momentos. Otros métodos que podrían aplicarse aquí incluyen, por ejemplo, métodos de dominio de tiempo de diferencias finitas (FDTD), métodos de elementos de límite (BEM) o métodos de elementos finitos (FEM). Las estructuras totalmente conductoras se modelan de forma diferente a las estructuras que contienen dieléctricos. Sin

limitación de la invención, los algoritmos empleados aquí pertenecen a la clase de formulaciones del método periódico de ecuación integral de campo eléctrico (EFIE) de formulaciones de momentos. El algoritmo también tiene en cuenta la periodicidad particular vinculada al tipo de rejilla elegida, tal como cuadrado, hexagonal o circular.

5 Todos estos algoritmos están afectados por la necesidad de cubrir un espacio paramétrico potencialmente grande para caracterizar completamente el comportamiento de la célula como es requerido por el procedimiento de emparejamiento conjugado. Esta necesidad se refleja en el modelado periódico por el requisito de minimizar el número de incógnitas a resolver en cada conjunto de valores de parámetros, un problema que se aborda mediante el uso de algoritmos especializados para reducir la complejidad de la solución. Las bases de dominio completo se
10 usan donde sea posible, mientras que los modos característicos se aplican para geometrías más complejas. El algoritmo de modelado periódico resultante puede utilizarse también para calcular el campo de origen 622 en la estructura uniforme comenzando a partir de los datos 604 de diseño del excitador.

15 En más detalle, en la etapa 802, la función diádica de Green de la capa dieléctrica se calcula en el dominio espectral de acuerdo con prácticas estándar. La metalización de las células se describe utilizando las funciones básicas de Rao-Wilton-Glisson (RWG) o las funciones básicas especializadas, analíticas o numéricas de dominio global. A continuación, se calcula la matriz MoM y se construye el sistema lineal relevante utilizando la formulación de resonancia transversal. Los valores de impedancia se calculan iterativamente para un número suficiente de valores de parámetros de la célula del tipo de célula 801, iterando las etapas de describir la metalización de la célula,
20 calculando la matriz de MoM, y resolviendo el sistema lineal relevante si es necesario.

25 El mapeo de comportamiento de la célula 804 utiliza la información generada por el modelado periódico 802 de la célula para producir un mapeo completo durante el uso de tan poca información como sea posible, es decir, minimizando el número de conjuntos de valores de parámetros. Aunque un enfoque de fuerza bruta requiere el cálculo de todos los valores eventualmente necesarios para el emparejamiento conjugado, enfoques más refinados, como se analiza a continuación, reducen el número a solo unos pocos conjuntos. El mapa completo se obtiene mediante interpolación, explotando las propiedades matemáticas (simetrías y regularidades) de la representación integral de los campos relevantes en la proximidad de la superficie de impedancia.

30 Además, esta etapa utiliza un algoritmo de emparejamiento de polos y ceros como se propone en Maci, S. et al, "A pole-zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 53, n.º 1, páginas 70-81, enero de 2005, que permite comprimir la cantidad total de información que se utilizará en la etapa de emparejamiento conjugado al derivar los valores de parámetros de células requeridos para obtener el comportamiento deseado punto por punto. Vale la pena
35 señalar que la compresión también contribuye a reducir el número de puntos de muestra necesarios para producir el mapa completo, es decir, el número de conjuntos de parámetros que se calcularán en la primera etapa. Por lo tanto, su uso es crítico para asegurar una solución eficiente y precisa para el problema de emparejamiento conjugado.

40 Como un resultado, el diseño de la célula 610 proporciona la característica de la célula 805, que corresponde a un mapa para cada componente del tensor de impedancia de superficie, lo que indica un valor particular del componente respectivo para un conjunto dado de parámetros de la célula. Típicamente, para un tipo de célula dado (por ejemplo, una célula que contiene un parche metálico circular con muescas como se ilustra en la figura 7A, que se describirá más adelante), una célula está completamente caracterizada para los presentes propósitos mediante solo dos parámetros (por ejemplo, la orientación angular de la muesca y el radio del parche circular). En este caso,
45 el mapa respectivo puede representarse mediante un mapa bidimensional, como se ilustra en la figura 9.

Volviendo ahora a la figura 6, el comportamiento global de la superficie 621 se deriva entonces de la característica de la célula 620 y de la entrada de forma de superficie 603. El algoritmo combina la información en la célula (es decir, el mapa determinado por el proceso de la figura 8) con la forma de superficie global para derivar una trayectoria óptima a seguir en el mapa de las características de la célula al generar el diseño en el procedimiento de emparejamiento de campos. Esta trayectoria en el espacio de los parámetros geométricos de la célula permite una inversión única del mapa. La determinación de la trayectoria se basa en las características específicas de la célula y,
50 por lo tanto, depende del mapa. Para una visión general de dicha determinación de la trayectoria, se hace referencia al ejemplo en la sección VI de Minatti et al. 2012.

55 La determinación de la trayectoria óptima, que no es necesariamente la misma para los diferentes elementos del tensor de impedancia, utiliza un algoritmo más dedicado que determina el mejor compromiso entre la estabilidad de actuaciones, es decir, gradiente mínimo, y la suavidad de la distribución de impedancia resultante (muestreada) \mathbf{Z}_s (ξ, η), es decir, variación mínima de todos los parámetros relevantes, mientras se logra la dinámica de impedancia deseada (es decir, permitiendo la implementación de todos los valores del componente respectivo del tensor de impedancia que se espera sean necesarios en darse cuenta de la superficie de impedancia). Por lo tanto, cada trayectoria se elige de modo que permita obtener todos los valores presumiblemente deseados del componente respectivo del tensor de impedancia. Las trayectorias para los diferentes componentes del tensor de impedancia se relacionan entre sí de acuerdo con las relaciones entre los componentes, por ejemplo, dictadas por consideraciones
60 de simetría. Es posible garantizar que tales trayectorias existan ajustando apropiadamente los parámetros adicionales de la célula del tipo de célula dado más allá de los dos parámetros que se usan realmente para

caracterizar la célula.

5 Un enfoque alternativo utilizado en caso de mapas multidimensionales complejos es buscar directamente la trayectoria a partir de un punto seleccionado en el límite del espacio de parámetros geométricos y siguiendo la trayectoria óptima, determinada de acuerdo con los requisitos anteriores y repitiendo las etapas para describir la metalización de la célula, calcular la matriz de MoM y resolver el sistema lineal relevante en los nuevos conjuntos de valores de los parámetros geométricos determinados por el algoritmo de optimización en cada etapa.

10 El campo de emparejamiento conjugado 612 produce la disposición de metasuperficie 623 utilizando la salida de las etapas descritas hasta ahora, a saber, el campo de origen 622 y el comportamiento de la superficie 621, además del patrón de radiación deseado 601. La figura 10 ilustra detalles adicionales de esta etapa, donde la fuente en negrita indica las etapas del proceso y la fuente regular indica los datos que se ingresan a/salen mediante las etapas de proceso respectivas. La coincidencia se produce en el dominio espectral, es decir, utilizando información relacionada con campos observados a una distancia muy grande desde la antena de la metasuperficie. Por lo tanto, no es necesario proyectar el patrón de campo deseado en la abertura, ya sea mediante una simple transformación inversa desde el campo lejano al campo cercano, si el campo se conoce en amplitud y fase, o mediante un procedimiento de proyección alternativa si solo se conoce la amplitud, como suele ser el caso. En cambio, cuando se trabaja en el dominio espectral, es el campo de origen (campo incidente) que necesita transformarse al dominio espectral. Sin embargo, los detalles algorítmicos de transformación del campo de origen en el dominio espectral son bastante diferentes de las técnicas de la técnica anterior para proyectar el campo radiante deseado sobre la abertura de la antena. Particularmente, debe observarse que el método de la invención y los enfoques de la técnica anterior como se describen tienden a proporcionar resultados diferentes incluso para configuraciones idénticas.

25 El comportamiento de la superficie 621 se descompone primero en una representación modal 630. Se pueden usar varias posibilidades para la descomposición, tal como una descomposición en polinomios de Zernike, sectores angulares, funciones armónicas, ondículas Spline, donde la elección particular depende también de la forma básica (por ejemplo, redonda, cuadrada, elíptica, etc.) de la metasuperficie. La distribución modal resultante 631 se combina entonces con el espectro del campo de origen (campo incidente) 622 para obtener, por medio del análisis espectral 632, una representación espectral (espectro de radiación) 633 de un campo genérico irradiado por la superficie. En la etapa 634, esta última se conjuga-empareja a continuación mediante una reacción integral al campo irradiado deseado (patrón de radiación deseado) 601. El emparejamiento de campo 634 produce los coeficientes modales del comportamiento de superficie que definen la característica superficial 640. Como el emparejamiento se realiza directamente en el dominio espectral, ofrece un control mucho mejor del campo irradiado (por ejemplo, con respecto a la distribución angular y a la polarización) y permite el diseño de antenas de metasuperficie con un patrón conformado prácticamente en una sola etapa.

40 La siguiente etapa utiliza de nuevo información sobre el comportamiento de la superficie 621, local más que global en este caso, para mapear la distribución continua en el diseño discreto o disposición continua de la metasuperficie, de acuerdo con el tipo seleccionado de célula.

45 La generación de la disposición de metasuperficie 623 depende de la aplicación de la metasuperficie elegida. Si se usa un dieléctrico modulado u otra estructura continuamente variable, la distribución de impedancia de superficie continua obtenida a partir del emparejamiento de campo 612 se mapea en la variación específica de la estructura, por ejemplo, la modulación del espesor dieléctrico que da lugar a la variación de la impedancia de superficie para una antena alimentada en plano. Si se utiliza una implementación discreta, como parches metálicos de longitud de onda inferior impresos en un sustrato dieléctrico, entonces la distribución de impedancia de superficie se discretiza en la rejilla de sublongitud de onda seleccionada y la impedancia de superficie local se vincula a los parámetros geométricos relevantes de células individuales, por ejemplo, área y orientación del parche metálico respectivo.

50 Debe indicarse que una trayectoria alternativa es posible, en paralelo con el procedimiento descrito anteriormente. El emparejamiento de campo en una superficie o volumen de campo cercano se calcula entre el campo de origen y el campo irradiado deseado, por ejemplo, utilizando el núcleo integral de la reacción de forma puntual a través de un volumen. La salida se usa para derivar una superficie adecuada usando criterios adicionales para identificar un lugar apropiado, por ejemplo, variación de fase mínima, variación de impedancia mínima o intensidad de corriente máxima.

60 Es también digno de mención que, en casos especiales, la superficie identificada por el enfoque de la invención puede no requerir ninguna modulación de sus características, es decir, la superficie de la antena requerida puede ser homogénea, por ejemplo, una hoja de metal. Como consecuencia, el procedimiento se puede usar para diseñar eficientemente antenas clásicas de una manera posiblemente más efectiva, como un caso límite de una clase más general de estructuras. Por ejemplo, se puede obtener un diseño de reflector con forma sin recurrir a costosas optimizaciones numéricas.

65 Volviendo de nuevo a la figura 6, la disposición de metasuperficie 623 es una entrada a la modelización posterior de onda completa 615 de la antena, que implica varias etapas. La otra entrada al modelado de onda completa 615 es el diseño del excitador 604. La disposición de metasuperficie debe transformarse en una disposición CAD y una malla

adecuada generada en la misma. Lo mismo se aplica para el excitador, a menos que se dé como un patrón de onda fijo, como puede suceder en los primeros intentos de diseño. En el modelado de onda completa 615, por ejemplo, el núcleo numérico de la herramienta comercial ADF-EMS de IDS Ingegneria Dei Sistemi SpA puede utilizarse para resolver la estructura. La salida está constituida por el patrón de antena 624, las características de entrada (es decir, la matriz de dispersión 625) y las corrientes de superficie o campos de superficie 626 (es decir, campos calculados en una superficie muy cercana a la superficie radiante de la metasuperficie), si se desea.

Todas las cantidades anteriores se pueden utilizar en el bucle de optimización, comparándolas con el rendimiento deseado según una función objetivo adecuadamente definida. En teoría, la optimización podría abordar individualmente las células de la metasuperficie. Sin embargo, esto está claramente más allá de la capacidad de los actuales algoritmos de optimización y búsqueda, ya que el espacio de solución resultante tendría a decenas de miles de dimensiones. Como consecuencia, es necesario utilizar una parametrización adecuada de la disposición de metasuperficie.

El algoritmo real para este propósito incluye un método especializado de formulación de momentos que aborda la impedancia de la superficie continua, que se utiliza para predecir el comportamiento de la metasuperficie y proporcionar retroalimentación para el ajuste de los modelos y de los parámetros. Un bucle de optimización interna actúa sobre los parámetros de superficie globales para encontrar la mejor solución. Esto es particularmente beneficioso ya que el modelo utilizado en el algoritmo de método de momentos es el mismo que el utilizado para la descomposición modal de la superficie.

La variación de los parámetros de la metasuperficie se controla en todas las escalas, a partir de células individuales o la modulación local, a toda la superficie. Se pueden hacer diferentes elecciones para cada nivel de escala según los requisitos de la antena, la rejilla seleccionada, el tipo de metasuperficie, la forma de la célula o el tipo de modulación, y así sucesivamente. En particular, la interacción entre las periodicidades de modulación, las simetrías de onda de alimentación y las simetrías de patrón de antena es un aspecto importante a este respecto. La selección entre las estructuras de pseudo-fugas del modo hacia adelante y el modo hacia atrás, cuando corresponda, es un buen ejemplo para una elección que se hará de acuerdo con este tipo de interacción.

Además, los diferentes parámetros se aplican a cada configuración de metasuperficie. Por ejemplo, si se utiliza una rejilla inductiva impresa en lugar de la disposición de parches capacitivos, el parámetro de tamaño de célula se aplicará a los orificios en lugar de a los parches, de acuerdo con la dualidad electromagnética. Para un panel lleno, la rejilla y el tamaño de la célula se fijan claramente mediante los productos disponibles, mientras que la variación se controla mediante la constante dieléctrica del(los) material(es) de relleno y posiblemente su cantidad. La mayoría de los anteriores solo está disponible hoy en día para parches impresos y configuraciones dieléctricas de espesor modulado. Para cubrir una amplia gama de configuraciones, el procedimiento de la invención se puede adaptar a cada caso, por lo tanto, esta parte del procedimiento general implica una biblioteca de funciones, que crece con el tiempo después del número de casos diferentes abordados.

A continuación, la presente invención se describirá en mayor detalle con referencia a las figuras 1 a 5. Para obtener detalles de la teoría subyacente de las metasuperficies, se remite nuevamente a la referencia de Minatti et al. 2012, que se incorpora a el presente documento por referencia.

La figura 1 ilustra un flujo global del procedimiento de diseño de la invención. El haz de antena deseado E^f (campo disperso deseado, onda dispersa deseada o radiación de campo electromagnético de primer tipo), es decir, su forma y polarización de haz, es un requisito externo y una entrada al procedimiento de diseño. La forma de la superficie (curvatura de superficie y forma de superficie, tal como circular, cuadrada, elíptica, etc.) y la disposición de alimentación que produce el campo excitador E^i (campo de incidente o radiación de campo electromagnético de segundo tipo) son parámetros de entrada que pueden elegirse, dentro de límites apropiados dictados por las características principales del campo disperso deseado, de acuerdo con requisitos externos o preferencias individuales, es decir, la forma de la superficie y la disposición de alimentación son parámetros de diseño. En lo anterior, el campo disperso deseado E^f corresponde al patrón de radiación 601 en la figura 6, el campo incidente E^i corresponde al campo de origen 622, y la forma de la superficie corresponde a la forma de la superficie 603.

Otros parámetros de diseño se refieren a la elección particular de aplicación de la superficie de impedancia (tipo de células 602 y forma de la superficie 603 en la figura 6), por ejemplo, parámetros relacionados con las células básicas, y se describirán en más detalle a continuación. Dependiendo de la elección particular de implementación del patrón de impedancia (por ejemplo, mediante la modulación de altura continua de un dieléctrico o mediante mosaico con parches metálicos), es posible realizar el procedimiento de diseño de la invención en una configuración en la que la superficie se trata como una superficie continua o una configuración en la que la superficie se discretiza en una pluralidad de elementos de área. Primero, se describirá el caso continuo.

En la etapa S101, una primera representación modal del campo disperso deseado E^f (radiación de campo electromagnético de primer tipo) se determina mediante la descomposición del campo disperso deseado E^f en términos de un conjunto de modos de base. El campo disperso deseado E^f puede referirse a un campo polarizado (onda polarizada) y, en particular, a un campo de polarización circular. La etapa S101 comprende las subetapas

S201 para determinar un conjunto de modos de base y S202 para descomponer el campo disperso deseado \mathbf{E} en términos de los modos de base. Las subetapas S201 y S202 se ilustran en la figura 2.

5 En la etapa S201 se genera un conjunto de modos de base de acuerdo con una función de modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición \mathbf{Z}_s (tensor de impedancia superficial) de la superficie de impedancia $\Sigma(\xi, \eta)$, siendo ξ y η coordenadas en la superficie. Debe observarse que la función del modelo corresponde al comportamiento superficial 621 en la figura 6. En una realización preferida, los modos de base son mutuamente ortogonales, o incluso ortonormales.

10 La propia función de modelo \mathbf{Z}_s se elige practicable para reflejar una simetría de la radiación del campo electromagnético de primer tipo, pero es de otra manera arbitraria. La función del modelo $\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_s(\rho, Q)$ indica un patrón de modulación deseado del patrón de impedancia eventual. Es decir, la función del modelo \mathbf{Z}_s es un mapa del espacio de coordenadas bidimensional $\rho = (\xi, \eta)$ en la superficie de la impedancia al espacio de la impedancia tensorial \mathbf{Z}_s , en el que la impedancia tensorial está representada por dos matrices dos por dos que tienen elementos complejos. Por lo tanto, la función del modelo tiene un componente para cada componente de la impedancia tensorial \mathbf{Z}_s . La función del modelo tiene dos o más parámetros aún no fijados $Q = (Z, q_1, \dots, q_n)$, siendo Z una impedancia promedio de la impedancia de la superficie.

20 Convenientemente, la función de modelo se descompone en la impedancia media y una variación, es decir, $\mathbf{Z}_s(\vec{\rho}, Q) = \bar{Z}(\mathbf{1} + \Delta(\vec{\rho}, Q))$ utilizando un sistema de coordenadas apropiado para la geometría elegida (forma de la superficie, campo de excitación), por ejemplo, cartesiano o circular. La descomposición puede tener diferentes formas generalmente ligadas a las características principales de simetría del campo irradiado deseado \mathbf{E} (radiación de campo electromagnético de primer tipo). Ejemplos de la descomposición (es decir, la función del modelo) incluyen, entre otros,

25 1) funciones del modelo de tipo senoidal, para las cuales

$$Q = \{\bar{Z}, m, l\},$$

30 y

$$Z_s(\xi, \eta) = \bar{Z} \left(1 + m \cos \frac{2\pi\rho}{l} \right);$$

2) funciones del modelo que implican factores de fase $e^{j\varphi}$, para las cuales

35
$$Q = \{\bar{Z}, m_{-N}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_N, l_{-N}, \dots, l_{-1}, l_1, \dots, l_N\},$$

y

$$Z_s(\xi, \eta) = \bar{Z} \left(1 + \sum_{n \neq 0} m_n e^{j2\pi \frac{\rho}{l_n}} \right);$$

40 3) funciones de modelo que implican polinomios Zernike Z_n , para las cuales

$$Q = \{\bar{Z}, m_{-N}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_N\},$$

y

45
$$Z_s(\xi, \eta) = \bar{Z} \sum_n m_n Z_n(\rho, \varphi);$$

4) funciones de modelo que implican ondículas Spline de grado q, ${}_q\Psi_n$, para las cuales

50
$$Q = \{\bar{Z}, m_{-N}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_N, q\},$$

y

$$Z_s(\xi, \eta) = \bar{Z} \sum_n m_n {}_q\Psi_n(\xi, \eta);$$

y

55 5) funciones modelo que implican ondículas Spline de grado q, ${}_q\Psi_n$, y factores de fase, para las cuales

$$Q = \{\bar{Z}, m_{-N}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_N, q\},$$

y

$$\mathbf{Z}_s(\xi, \eta) = \bar{\mathbf{Z}} \sum_n m_n \mathbf{q} \Psi_n(\rho) e^{jn\phi},$$

5 en el que se entiende que dicha descomposición se realiza para cada uno de los componentes del tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s . Un ejemplo de esta descomposición de los componentes del tensor de impedancia de superficie \mathbf{Z}_s se proporcionará a continuación. Como se puede ver a partir de lo anterior, uno de los parámetros \mathbf{Q} se refiere al valor medio de la impedancia de superficie, y al menos un parámetro adicional se refiere a una modulación espacial de la impedancia de superficie.

10 La generación del conjunto de modos de base puede proceder de diferentes maneras. Su selección está limitada principalmente por la forma prevista de la antena y la disposición de alimentación seleccionada (por ejemplo, central o borde), que dicta la geometría del campo incidente \mathbf{E}^i . Por ejemplo, los modos de base pueden elegirse para corresponder a modos que pueden propagarse en la superficie de impedancia si la superficie de impedancia está provista de una impedancia dependiente de la posición de acuerdo con la función del modelo. Como se indicó anteriormente, ambas opciones de forma de superficie y disposición de alimentación están intrínsecamente
15 vinculadas a las simetrías del campo disperso deseado \mathbf{E}^r . Dos ejemplos para una selección de los modos de base se proporcionan a continuación.

20 Primer ejemplo. Suponiendo una simetría circular de toda la estructura de la antena (antena circular que se alimenta desde su centro), el campo realmente disperso \mathbf{E}^s se puede expresar como

$$\mathbf{E}^s = \sum_n \alpha_n \frac{J_n(\sqrt{u^2+v^2})}{\sqrt{u^2+v^2}}, \quad (\text{Ec. 1})$$

25 donde J_n es la función de Bessel de orden n . Alternativamente, J_n puede verse como la combinación de una serie de "haces" generados por la misma abertura excitada con diferentes gradientes de fase lineal a través de la misma. En el presente caso, estos gradientes se pueden asociar a la interacción entre el campo incidente \mathbf{E}^i y la impedancia superficial \mathbf{Z}_s . La expansión resultante está dada por

$$\mathbf{E}^s = \sum_n \gamma_n \frac{J_1(\sqrt{(u-u_n)^2+(v-v_n)^2})}{\sqrt{(u-u_n)^2+(v-v_n)^2}} = \sum_n \gamma_n Y_n(u, v), \quad (\text{Ec. 2})$$

30 donde los pares (u_n, v_n) representan las direcciones de los picos de los haces individuales. Las funciones de base $Y_n(u, v)$ no son ortonormales, mientras que estarían en el caso de una abertura rectangular alimentada por borde. Si se desea alguna forma de ortogonalidad, existen dos rutas alternativas: ortogonalizar la base mediante un procedimiento de Gram-Schmidt y normalizarlas, o usar una base dual $Y_n(u, v)$ tal que $\langle Y_n(u, v), Y_m(u, v) \rangle = \delta_{nm}$, siendo δ_{nm} el símbolo de Kronecker.

35 Segundo ejemplo. Suponiendo una estructura rectangular, el campo \mathbf{E}^s realmente disperso en la superficie se puede expresar como una combinación de contribuciones localizadas de acuerdo con un esquema de ondícula. Entre las muchas opciones disponibles, esto se puede hacer usando ondículas Spline, que tienen la propiedad de abarcar una variedad de grados de aproximación (polinomial) de acuerdo con el orden de la función Spline generadora. El campo disperso \mathbf{E}^s se expresa entonces en el infinito como
40

$$\mathbf{E}^s = \sum_{m,n} \psi_{m,n} \hat{\Psi}_{m,n}(u, v), \quad (\text{Ec. 3})$$

45 donde $\hat{\Psi}_{m,n}(u, v)$ son las transformadas de Fourier de la base de ondícula, que se conocen en forma analítica. Como las ondículas Spline en un soporte finito son por necesidad cuasi-ortogonales y lo mismo se aplica a sus transformadas de Fourier, se debe usar una doble base en este caso si se desea alguna forma de ortogonalidad.

50 En la etapa S202, el campo disperso deseado \mathbf{E}^r se descompone en términos del conjunto de modos de base. La descomposición del campo disperso deseado \mathbf{E}^r viene dada por

$$\mathbf{E}^r(u, v) = \sum_{p,q} \alpha_{pq} \mathbf{e}_{pq}^r(u, v), \quad (\text{Ec. 4})$$

55 donde (u, v) son coordenadas en una superficie de observación, $\mathbf{e}_{pq}^r(u, v)$ son los modos de base, y α_{pq} son coeficientes de expansión del campo disperso deseado \mathbf{E}^r . Por lo tanto, obtener la primera representación modal incluye descomponer la radiación de campo electromagnético de primer tipo \mathbf{E}^r en una pluralidad de primeros modos, donde cada uno de la pluralidad de primeros modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base.

En lo que sigue, la esfera de campo lejano se asume como una superficie de observación, pero el procedimiento de diseño de la invención, con las modificaciones necesarias, puede aplicarse igualmente bien para otras opciones de la superficie de observación, por ejemplo, una esfera de radio R que rodea la estructura de la antena.

- 5 En caso de que el campo irradiado requerido (deseado) \mathbf{E}^f sea conocido, solo en el módulo cuadrado del patrón de campo lejano, es decir, como patrón de directividad $D^f \propto |\mathbf{E}^f|^2$, se aplican proyecciones sucesivas utilizando una base de Fourier adecuada (por ejemplo, ondas planas, esféricas o cilíndricas) para reconstruir la información completa de campo lejano en amplitud y fase. Después de una reconstrucción inicial basada en las características geométricas principales de la antena de metasuperficie deseada, por ejemplo, el diámetro o las longitudes laterales, el ciclo de proyección sucesivo opera utilizando el campo \mathbf{E}^s irradiado por la estructura. La posible radiación del excitador, es decir, la porción de \mathbf{E}^f que llega al campo lejano también se tiene en cuenta en el proceso al sumarlo a \mathbf{E}^s o restarlo de \mathbf{E}^f de acuerdo con el tipo de excitador.

15 En la etapa S102, una segunda representación modal se determina sobre la base del campo incidente \mathbf{E}^i (campo de excitación, campo/onda incidente o segundo de tipo de radiación de campo electromagnético) y la función del modelo. El campo incidente \mathbf{E}^i puede ser anisotrópico con respecto a un centro de la superficie de impedancia. Como se ilustra en la figura 3A, esta etapa comprende subetapas S301 de determinación de un campo real disperso \mathbf{E}^s (onda dispersada real o radiación de campo electromagnético de tercer tipo) y S302 de descomponer el campo realmente disperso \mathbf{E}^s en términos de los modos de base.

20 En la etapa S301, se determina el campo disperso real \mathbf{E}^s (radiación de campo electromagnético de tercer tipo). El campo irradiado por la superficie de impedancia depende del campo incidente \mathbf{E}^i y de la impedancia de superficie \mathbf{Z}_s . Está dado por

$$25 \quad \mathbf{E}^s = \iint_{\Sigma} \mathbf{J}_{eq}(\xi, \eta) e^{-jk_0 r} d\Sigma = \iint_{\Sigma} F(\mathbf{E}^i(\xi, \eta), \mathbf{Z}_s(\xi, \eta)) e^{-jk_0 r} d\Sigma = L(\mathbf{E}^i, \mathbf{Z}_s), \quad (\text{Ec. 5})$$

donde $\mathbf{J}_{eq}(\xi, \eta)$ es una distribución de corriente en la superficie de impedancia $\Sigma(\xi, \eta)$, siendo ξ y η coordenadas en la superficie, y k_0 es la constante de propagación de onda de espacio libre.

- 30 En la etapa S302, el campo disperso real \mathbf{E}^s obtenido en la etapa S301 se descompone en términos del conjunto de modos de base. La descomposición del campo disperso real \mathbf{E}^s está dada por

$$\mathbf{E}^s(u, v) = L(\mathbf{E}^i, \mathbf{Z}_s)(u, v) = \sum_{p,q} \beta_{pq} \mathbf{e}_{pq}^s(u, v), \quad (\text{Ec. 6})$$

35 donde β_{pq} son coeficientes de expansión del campo disperso real \mathbf{E}^s , y $\mathbf{e}_{pq}^s(u, v)$ son los modos de base en el caso de los modos de base ortonormales, o los duales de los respectivos modos de base en el caso de modos de base no ortonormales. Por lo tanto, obtener la segunda representación modal incluye descomponer la radiación de campo electromagnético de tercer tipo \mathbf{E}^s en una pluralidad de segundos modos, donde cada uno de la pluralidad de segundos modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base.

40 Alternativamente, como se ilustra en la figura 3B, el campo incidente \mathbf{E}^i puede descomponerse en términos de los modos de base en la etapa S301', y posteriormente, en la etapa S302' el campo disperso real \mathbf{E}^s puede determinarse a partir de la descomposición del campo incidente \mathbf{E}^i en analogía a la descripción anterior. En este caso, la descomposición del campo incidente \mathbf{E}^i viene dada por

$$45 \quad \mathbf{E}^i(u, v) = \sum_{p,q} \gamma_{pq} \mathbf{e}_{pq}^i(u, v), \quad (\text{Ec. 7})$$

donde $\mathbf{e}_{pq}^i(u, v)$ son los modos de base, y γ_{pq} son coeficientes de expansión del campo incidente \mathbf{E}^i .

- 50 El campo disperso real se obtiene a continuación taponando la descomposición de (ec. 7) en la integral de (ec. 5). Los coeficientes de expansión del campo dispersado real \mathbf{E}^s en términos de los modos de base obtenidos de esta manera son idénticos a los coeficientes de expansión β_{pq} obtenidos a través de (ec. 6), modos base idénticos asumidos, es decir, si

$$55 \quad \mathbf{e}_{pq}^s = L(\mathbf{e}_{pq}^i, \mathbf{Z}_s)$$

para todo p, q .

En la etapa S103, se determina una primera cantidad dependiente de la posición. La primera cantidad dependiente de la posición es indicativa de la impedancia del objetivo dependiente de la posición. Más específicamente, la primera cantidad dependiente de la posición se obtiene sobre la base de la primera representación modal y la segunda representación modal maximizando una superposición entre la primera representación modal y la segunda representación modal. Así, como se ilustra en la figura 4, la etapa S103 comprende las subetapas S401 de cálculo de una integral de reacción (acoplamiento) de la radiación de campo electromagnético de primer tipo y la radiación de campo electromagnético de tercer tipo en términos de la primera y segunda descomposiciones modales, y S402 de maximizar la integral de reacción mediante la determinación de un conjunto de parámetros Q de la función del modelo que maximizan la integral de reacción.

En la etapa S401, se calcula la integral de reacción \mathbf{G} , que viene dada por

$$\mathbf{G} = \iint_{\Omega} \mathbf{E}^s \cdot \mathbf{E}^{r*} d\Omega = \iint_{\Omega} L(\mathbf{E}^i, \mathbf{Z}_s) \cdot \mathbf{E}^{r*} d\Omega, \quad (\text{Ec. 8})$$

donde \mathbf{Z}_s es la función de modelo del tensor de impedancia de superficie y \mathbf{E}^r es el conjugado complejo del campo disperso deseado.

Un punto importante en el presente procedimiento es el hecho de que la integral de la reacción se calcula en el dominio espectral. Aquí, esto se ejemplifica como campo lejano, es decir, direcciones en el espacio real, pero el procedimiento no se limita necesariamente al campo lejano, ya que Ω se extiende realmente al dominio espectral completo (espacio K , es decir, dominio de frecuencia para frecuencias espaciales).

Como se indicó anteriormente, la disponibilidad de la descomposición modal para el campo disperso deseado \mathbf{E}^r permite ampliar el campo dispersado real \mathbf{E}^s y/o el campo incidente \mathbf{E}^i , ya sea utilizando las mismas funciones de base (modos de bases) tal como se utiliza para \mathbf{E}^s y/o \mathbf{E}^i , si los modos de base son ortonormales, o sus duales en el caso opuesto. Como se indicó anteriormente, el par de coordenadas (u, v) corresponden a puntos en la esfera de campo lejano de radio infinito, cuyo hemisferio delantero tiene una asignación de uno a uno al disco de la unidad en el espacio de los números de onda, o dominio espectral K .

La evaluación de la integral de reacción \mathbf{G} implica, para cada uno de los conjuntos de modos de base para los que existe un primer modo correspondiente en la pluralidad de primeros modos y un segundo modo correspondiente en la pluralidad de segundos modos, calcular un producto externo entre el primer modo correspondiente y el segundo modo correspondiente. Por lo tanto, una ventaja importante de esta configuración es que la (bi-)ortogonalidad de los modos de base reduce la integral de reacción de (ec. 8) a una simple suma de coeficientes del mismo orden. En particular, el enlace íntimo obtenido entre los tres campos implicados en el proceso, a saber, \mathbf{E}^i , \mathbf{E}^s y \mathbf{E}^r , permite "proyectar" directamente las características del campo dispersado deseado \mathbf{E}^r en la característica de la distribución de impedancia \mathbf{Z}_s para un campo incidente dado \mathbf{E}^i . Además, esta "proyección" tiene una forma esencialmente analítica, que da como resultado un proceso de síntesis muy rápido y directo. En una primera etapa del proceso de síntesis, las series se truncan en uno o en unos pocos términos, lo que da como resultado una muy buena aproximación de la solución, que luego se refina por medio de un proceso de optimización. Este enfoque tiene intrínsecamente un grado de precisión mucho mayor que los enfoques de la técnica anterior, ya que solo los fenómenos de dispersión que se producen en la estructura de antena y que proporcionan en gran medida la contribución dominante al campo radiante se tienen en cuenta en el modelo de superficie de impedancia de la invención.

Se obtiene entonces la distribución de impedancia de superficie deseada en la etapa S402 mediante la maximización del acoplamiento entre el campo requerido e irradiado, es decir, mediante la maximización de la reacción integral \mathbf{G} de (ec. 8). Más específicamente, los parámetros Q de la función de modelo $Z_s(\xi, \eta)$ del tensor de impedancia de superficie se determinan en esta etapa para maximizar la reacción integral.

Usando las expansiones modales obtenidas en las etapas S101 y S102 en la integral de reacción \mathbf{G} , el problema de optimización puede reducirse a uno discreto. Reescribiendo la integral \mathbf{G} en forma explícita se produce

$$\mathbf{G} = \iint_{\Omega} L(\mathbf{E}^i, \mathbf{Z}_s) \cdot \mathbf{E}^{r*} d\Omega = \iint_{\Omega} j2k \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \hat{\mathbf{r}} \times \iint_{\Sigma} \frac{Z_s(\rho)}{Z_0} \mathbf{E}^i(\rho) \times \hat{\mathbf{n}} e^{jk_0 \rho \cdot \hat{\mathbf{r}}} d\Sigma \cdot \mathbf{E}^{r*} d\Omega, \quad (\text{Ec. 9})$$

donde R es la distancia de campo lejano, $\hat{\mathbf{r}} = (u, v)$ son las direcciones de campo lejano, $\rho = (\xi, \eta)$ son las coordenadas de superficie y la forma válida para $\mathbf{r} \rightarrow \infty$ se ha tomado para la integral de radiación. Suponiendo una propagación TM en la metasuperficie (modo dominante), la integral de la reacción puede ser refundida como

$$\mathbf{G} = -j \frac{2k_0}{Z_0} \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \iint_{\Omega} \hat{\mathbf{r}} \times \iint_{\Omega'} \tilde{\mathbf{Z}}_s(\boldsymbol{\omega}') \mathbf{E}_{//}^i(\hat{\mathbf{r}} - \boldsymbol{\omega}') d\Omega' \cdot \sum_{r,s} \alpha_{rs}^* \mathbf{e}_{rs}^{r*}(\hat{\mathbf{r}}) d\Omega, \quad (\text{Ec. 10})$$

e insertando las descomposiciones modales uno obtiene

$$\mathbf{G} = -j \frac{2k_0}{Z_0} \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \sum_{p,q} \beta_{pq} \sum_{rs} \alpha_{rs}^* \iint_{\Omega} \hat{\mathbf{r}} \times \iint_{\Omega'} \tilde{\mathbf{Z}}_s(\boldsymbol{\omega}') \mathbf{e}_{//pq}^i(\hat{\mathbf{r}} - \boldsymbol{\omega}') d\Omega' \mathbf{e}_{rs}^{r*}(\hat{\mathbf{r}}) \sin \theta d\Omega. \quad (\text{Ec. 11})$$

Descomponiendo la función del modelo \mathbf{Z}_s en su promedio y variación, $\mathbf{Z}_s(\vec{\rho}, Q) = \bar{\mathbf{Z}}(\mathbf{1} + \Delta(\vec{\rho}, Q))$ y utilizando un sistema de coordenadas apropiado para la geometría elegida, la integral de reacción \mathbf{G} viene dada por

$$\mathbf{G} = -j \frac{2k_0}{Z_0} \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \sum_{p,q} \beta_{pq} \sum_{rs} \alpha_{rs}^* [\bar{\mathbf{Z}} \iint_{\Omega} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{e}_{//pq}^i(\hat{\mathbf{r}}) \mathbf{e}_{rs}^{r*}(\hat{\mathbf{r}}) \sin \theta d\Omega + \sum_{n \neq 0} m_n \iint_{\Omega} \hat{\mathbf{r}} \times \iint_{\Omega'} \Delta \tilde{\mathbf{Z}}_s(\boldsymbol{\omega}') \mathbf{e}_{//pq}^i(\hat{\mathbf{r}} - \boldsymbol{\omega}') \mathbf{e}_{rs}^{r*}(\hat{\mathbf{r}}) \sin \theta d\Omega], \quad (\text{Ec. 12})$$

donde se entiende que una descomposición de la función del modelo \mathbf{Z}_s se realiza para cada uno de los cuatro

$$Z_s(\xi, \eta) = \bar{Z} \left(1 + \sum_{n \neq 0} m_n e^{j2\pi \frac{\rho}{l_n}} \right)$$

componentes del tensor de impedancia de superficie. Usando, por ejemplo correspondiente a la expansión 2) descrita anteriormente, esto se puede simplificar finalmente en

$$\mathbf{G} = -j \frac{2k_0 \bar{Z}}{Z_0} \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \left[\sum_{p,q} \beta_{pq} \sum_{rs} \alpha_{rs}^* \mathcal{V}_{pqrs}^0 + \sum_{n \neq 0} m_n \sum_{p,q} \beta_{pq} \sum_{rs} \alpha_{rs}^* \mathcal{V}_{pqrs}^n(u, w) \right], \quad (\text{Ec. 13})$$

donde la primera suma introduce una compensación constante, mientras que la segunda es realmente responsable de la configuración del haz irradiado.

Se obtiene un resultado similar para la propagación *TE*, cubriendo así el espectro completo de posibilidades.

Otro punto importante en el procedimiento de la presente invención es que el uso de la serie combinada permite el cálculo de \mathbf{G} de una manera en gran medida independiente del diseño específico de la antena, aún más cuando se considera el enlace a una representación en serie completa del tensor de impedancia \mathbf{Z}_s . Se observa que usando expansiones 4) y 5) para el tensor de impedancia de superficie \mathbf{Z}_s no ha sido posible en los enfoques de la técnica anterior que intentan diseñar una superficie de impedancia.

Los coeficientes vectoriales \mathcal{V}_{pqrs}^n en (ec. 13) se puede calcular una vez que se hayan seleccionado las representaciones de campo e impedancia. Como también se conocen los coeficientes α_{ij} , es posible maximizar la integral de reacción \mathbf{G} , obteniendo de este modo los valores óptimos para los parámetros Q , es decir, \mathbf{Z} , m_n , $n = -N, \dots, N$ y $l_n, n = -N, \dots, N$, con N seleccionado según las necesidades en el presente ejemplo.

Debe observarse que la presente invención no está limitada a la expansión 2) para el tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s que se ha elegido anteriormente como ejemplo. De hecho, los inventores han descubierto que la expansión 2) no es la opción más eficiente y es conveniente principalmente para estructuras muy grandes que presentan un decaimiento lento de la onda superficial debido a la radiación a través del mecanismo de excitación de onda de fuga, que implica la modulación del tensor de impedancia de superficie.

El proceso real de la maximización de la integral de reacción \mathbf{G} puede realizarse por métodos convencionales que son conocidos por el experto de experiencia en la técnica y no se describirán aquí. En el proceso, pueden tenerse en cuenta las condiciones de contorno para la impedancia media Z derivada de una elección particular de implementación de la superficie de impedancia. Una vez que los parámetros Q se fijan mediante este proceso, también se fija la función del modelo. La función del modelo del tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s indica la impedancia objetivo deseada para la superficie de impedancia (primera cantidad dependiente de la posición).

En la etapa S104, se determina una segunda cantidad dependiente de la posición indicativa de características geométricas de la superficie de impedancia sobre la base de la primera cantidad dependiente de la posición y una relación entre las características geométricas de la superficie de la impedancia y los valores de impedancia correspondientes. La segunda cantidad dependiente de la posición es el patrón de impedancia deseado de la superficie de impedancia (es decir, la disposición de la metasuperficie 623 en la figura 6).

En lo anterior, se ha introducido una función de modelo $\mathbf{Z}_s(\rho, Q)$. Por otro lado, el tensor de impedancia de superficie depende de un conjunto de parámetros que caracterizan la superficie de impedancia, vinculados a la geometría y a las características físicas, por ejemplo, la permitividad o permeabilidad del material (equivalente). Por lo tanto, $\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_s(C)$, donde $C = \{c_1, c_2, c_3 \dots\}$ es un conjunto de parámetros que caracterizan la superficie de la impedancia.

Como se indicó anteriormente, en el caso de una superficie de impedancia continua, las características de superficie $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ de la superficie de impedancia (que indica una modulación de los parámetros c_i) pueden referirse a la permitividad del material, la permeabilidad o el espesor del material dieléctrico. Para el caso de una superficie de impedancia discretizada, es decir, con diseño o con mosaico, las características de la superficie se reemplazan por las características de superficie (local) $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ de la superficie de impedancia que puede relacionarse con, por ejemplo, un área de un parche metálico en la célula respectiva, o una orientación del parche metálico. Claramente, para cada una de las implementaciones posibles de la superficie de impedancia, existe una relación entre las características de superficie (locales) $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ y los valores de impedancia correspondientes (locales).

En la presente descripción, la impedancia de superficie está vinculada a C a través de los parámetros $Q = \{Z, q_1, q_2, q_3 \dots\}$ que en este sentido son parámetros intermedios. En otras palabras, los valores de los parámetros C en cada punto de la superficie de impedancia definen el tensor de impedancia de superficie \mathbf{Z}_s que se parametriza mediante la función del modelo y el conjunto de parámetros Q . Este tratamiento permite separar mejor los dos componentes del procedimiento de diseño de la invención, concretamente el de determinar un tensor de impedancia de superficie objetivo y elegir una implementación física del tensor de impedancia superficial objetivo en términos de características geométricas de la superficie de impedancia. En lo anterior, los parámetros Q se definen en toda la superficie Σ , mientras que los parámetros C se definen localmente.

Esta relación entre C y \mathbf{Z}_s permite definir un mapa $\mathbf{Z}_s = \Psi(C)$ que enlaza los parámetros que caracterizan la superficie de impedancia con los valores del tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s . Cabe señalar que el mapa $\Psi(C)$ corresponde a las características de la célula 620 en la figura 6 (aunque el término características de la célula puede no ser completamente adecuado en el caso de una superficie de impedancia continua). La definición del mapa $\Psi(C)$ se puede lograr de varias maneras: mediante consideraciones analíticas, que es posible para las geometrías de célula más simples, mediante modelado de onda completa, que requiere un algoritmo dedicado basado en el método de momentos de dominio espectral (MoM), y también mediante medición e interpolación.

En el presente ejemplo, habiendo obtenido los valores de los coeficientes de expansión Q en $\mathbf{Z}_s(\xi, \eta) = \bar{\mathbf{Z}} \left(1 + \sum_{n \neq 0} m_n e^{j2\pi \frac{\rho}{l_n}} \right)$, entonces es posible derivar los valores de las características de superficie $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ invirtiendo el mapa relevante $\mathbf{Z}_s = \Psi(C)$. Dado que la asignación no es uno a uno, la etapa de invertir el mapa requiere la determinación de una trayectoria óptima en el espacio de las características de superficie C para cada componente del tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s , como se indicó anteriormente.

El resultado final de este proceso es la disposición de metasuperficie (disposición de metasuperficie 623 en la figura 6) definida por $C = \{c_1(\xi, \eta), c_2(\xi, \eta), c_3(\xi, \eta), \dots\}$, es decir, un conjunto de parámetros de superficie c_1, c_2, c_3, \dots para cada posición (ξ, η) en la superficie de impedancia.

El proceso de invertir el mapa $\mathbf{Z}_s = \Psi(C)$ y determinar las características de la superficie $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ se describirá con más detalle a continuación con referencia al caso de una superficie de impedancia discretizada.

En la etapa S105, la superficie de impedancia está provista del patrón de impedancia deseado mediante la manipulación mecánica de la superficie de impedancia, por ejemplo, mediante perforación, fresado, impresión de parches metálicos, montaje de pequeños pernos metálicos, etc.

La descripción anterior del método de la invención ha supuesto un tratamiento continuo de la superficie de la antena. Alternativamente, la superficie de impedancia puede discretizarse en una pluralidad de elementos de área (parches o células) por razones de eficiencia computacional, y especialmente en casos en los que la implementación elegida de la impedancia de superficie se planifica para ser realizada por medio de mosaico de la superficie de la antena.

En este caso, el procedimiento de diseño de la invención comprende una etapa adicional S106 de dividir la superficie de impedancia en una pluralidad de elementos de área. Esta etapa implica elegir una partición $\Gamma = \{\Gamma_k, k = 1, 2, \dots, K\}$ de la superficie de impedancia Σ , tal que $\Gamma_k \subset \Sigma$ y $\cup \Gamma_k = \Sigma$. A menos que la elección particular de la

partición tenga un impacto en la elección del conjunto de modos de base, la etapa S106 puede insertarse en el flujo de proceso ilustrado por la figura 1 en cualquier posición antes de la etapa S104.

5 Como se indicó anteriormente, para una superficie de impedancia dividida en una pluralidad de elementos de área, el tensor de impedancia de superficie puede implementarse embaldosando la superficie de impedancia con una pluralidad de células. Un ejemplo de células que pueden usarse en este contexto se refiere a parches metálicos impresos como se ilustra en las figuras 7A a 7D.

10 La figura 7A ilustra una célula (cuadrada) con un parche metálico circular que tiene una muesca rectangular que llega desde una circunferencia del parche hacia el centro del parche. Los parámetros de diseño de la célula son el diámetro a del parche (o más bien la relación a/a' , donde a' es el tamaño de la propia célula) y la orientación de la muesca que está indicada por un ángulo ψ con respecto a dirección de referencia fija.

15 La figura 7B ilustra una célula (cuadrada) con un parche cuadrado metálico que tiene un recorte que se extiende desde un lado del parche hasta el lado opuesto (o desde una esquina del parche hasta la esquina opuesta) que pasa por el centro del parche. Los parámetros de diseño de esta célula son la longitud a de los lados del parche cuadrado (o más bien la relación a/a' , donde a' es el tamaño de la propia célula) y la orientación del recorte que se indica mediante un ángulo ψ con respecto a una dirección de referencia fija.

20 La figura 7C ilustra una célula (cuadrada) con un parche metálico elíptico. Los parámetros de diseño de esta célula son, por ejemplo, la longitud a del semieje más corto del parche elíptico (o más bien la relación a/a' , donde a' es el tamaño de la propia célula) y la orientación del semieje largo del parche elíptico que está indicado por un ángulo ψ con respecto a una dirección de referencia fija.

25 La figura 7D ilustra una célula (cuadrada) con un parche circular que tiene un recorte a lo largo de un diámetro del parche circular. Los parámetros de diseño de esta célula son el diámetro a del parche circular (o más bien la relación a/a' , donde a' es el tamaño de la propia célula) y la orientación del recorte que se indica mediante un ángulo ψ con respecto a una dirección de referencia fija.

30 Volviendo ahora a la descripción de la etapa S106, el mapa relevante que une características de la superficie $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots\}$ a los valores del tensor de impedancia de superficie Z_s es dada por $\Psi(C, k)$. Debe indicarse que para una partición dada Γ , de acuerdo con la invención, una implementación diferente del tensor de impedancia de superficie (es decir, por ejemplo, un tipo de célula diferente) puede elegirse para cada elemento de área Γ_k de la partición Γ . Por ejemplo, las células del tipo celular ilustradas en la figura 7A podrían usarse para algunos elementos del área de la partición Γ , mientras que las células del tipo celular ilustradas en la figura 7B podrían usarse para los elementos restantes del área de la partición Γ . Más detalladamente, el mapa $\Psi(C, k)$, para cada elemento del área Γ_k relaciona los parámetros de la célula respectiva (características geométricas) con los valores de los componentes del tensor de impedancia Z_s . En otras palabras, el mapa $\Psi(C, k)$ se refiere a una relación entre las características geométricas de los elementos del área y los valores de impedancia correspondientes.

40 Así, como ejemplo, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos de superficie se refieren, respectivamente, a una configuración de una estructura de conducción de forma predeterminada proporcionada en un material dieléctrico. Alternativamente, o además, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos del área se pueden referir respectivamente a un espesor de un material dieléctrico. También alternativamente, o además, las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos del área se refieren respectivamente a una configuración de una o más aberturas en una capa metálica. Aún también alternativamente, o además, las características geométricas de la superficie de impedancia pueden estar relacionadas con un espesor de un material dieléctrico.

50 A continuación, para cada elemento del área, las características geométricas del elemento de área respectivo se determinan sobre la base del valor de la impedancia tensorial (indicada por la primera cantidad dependiente de la posición) en la posición del elemento del área, haciendo referencia al mapa respectivo $\Psi(C, k)$, de la misma manera que el descrito anteriormente en conexión con el caso continuo. Ahí, por ejemplo, un valor promedio de la impedancia tensorial sobre el área del elemento de área, o el valor particular de la impedancia tensorial en el centro del elemento de área, puede tomarse como la impedancia tensorial en la posición del elemento de zona. De esta manera, de forma similar al caso continuo, se determina una segunda cantidad dependiente de la posición indicativa de características geométricas de la superficie de impedancia sobre la base de la primera cantidad dependiente de la posición y una relación entre características geométricas de la superficie de impedancia y valores de impedancia correspondientes. La segunda cantidad dependiente de la posición es el patrón de impedancia deseado de la superficie de impedancia. En otras palabras, obtener la segunda cantidad dependiente de la posición en el presente caso comprende, para cada uno de la pluralidad de elementos de área, obtener características geométricas del elemento de área en base a la primera cantidad dependiente de la posición y la relación entre características geométricas de los elementos de área y los valores de impedancia correspondientes.

65 La figura 5 ilustra una modificación del método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia descrita con referencia a la figura 1. Las etapas S501 a S504 corresponden a las etapas S101 a S104

de la figura 1. Sin embargo, en lugar de proporcionar la superficie de impedancia con el patrón de impedancia deseado por manipulación mecánica de la superficie de impedancia, en la etapa S505 se determina un campo (radiación de campo electromagnético de cuarto tipo) que sería irradiado por una superficie de impedancia proporcionada con el patrón de impedancia obtenido en la etapa S504. Por lo tanto, esta etapa tiene en cuenta la implementación real del tensor de impedancia de superficie determinado en la etapa S503.

En la etapa S506, la radiación de campo electromagnético de cuarto tipo se compara con el campo disperso deseado \mathbf{E}' (radiación de campo electromagnético de primer tipo). En otras palabras, la etapa comprende comparar la radiación de campo electromagnético de primer tipo con la radiación de campo electromagnético de cuarto tipo que sería irradiada por la superficie de impedancia proporcionada con el patrón de superficie determinado en reacción a ser irradiada por la radiación de campo electromagnético de segundo tipo. En caso de una desviación entre las radiaciones del campo electromagnético de primer y cuarto tipo más allá de un margen dado, se ajustan todas o algunas de las entradas al procedimiento de diseño, tal como la función del modelo elegido, la estructura del excitador (que da como resultado una modificación del campo incidente), la forma de la metasuperficie, etc.

Después del ajuste de las entradas al procedimiento de diseño, el flujo pasa a la etapa S501 para un ciclo adicional del procedimiento de diseño para obtener un patrón de superficie ajustado. Después de las etapas S501 a S504 de este ciclo adicional, puede realizarse una etapa correspondiente a S105 proporcionando la superficie de impedancia con el patrón de impedancia deseado (patrón de superficie) mediante la manipulación mecánica de la superficie de impedancia, o en su lugar, realizando también las etapas S505 y nuevamente S506, se puede ejecutar un tercer ciclo del procedimiento de diseño. El procedimiento de diseño puede repetirse hasta que se alcance un acuerdo satisfactorio entre las radiaciones de campo electromagnético de primer y cuarto tipo. Sin embargo, debe observarse que el método de la invención está muy cerca de tener capacidad de un disparo, de modo que para la mayoría de las configuraciones se obtiene un resultado satisfactorio después del primer ciclo del procedimiento de diseño.

A continuación, se describirá un ejemplo específico en el que se puede emplear el procedimiento de diseño de la invención. Para este ejemplo, se considera una antena de metasuperficie en un satélite de órbita terrestre baja (LEO). Se puede suponer que el satélite es visible desde un punto de observación en la superficie de la tierra si tiene un ángulo de elevación mínimo $\gamma_e = 10^\circ$. Al requerir una densidad de potencia uniforme para cada punto de observación en la superficie de la tierra con un ángulo de elevación mayor que γ_e , es decir, que requiere un denominado patrón Isoflux, se requiere un campo disperso (radiación de campo electromagnético de primer tipo), que tiene un perfil de ganancia $G(\theta, h)$ dado por

$$G(\theta, h) = \frac{4\pi g^2(\theta, h)}{\iint_{\Omega} g^2(\theta, h) d\Omega}, \quad (\text{Ec. 14})$$

donde θ es un ángulo con respecto a la normal de la antena de la metasuperficie, h es una distancia desde la antena de la metasuperficie, y

$$g(\theta, h) = \begin{cases} |\cos\theta|\sigma - \sqrt{1 - \sigma^2 \sin^2\theta} & \text{para } \theta < \theta_e \\ 0 & \text{para } \theta > \theta_e \end{cases}, \quad (\text{Ec. 15})$$

con $\sigma = (1 + h/R_e)$ y $\theta_e = \text{sen}^{-1}(1/\sigma) - \gamma_e$, siendo R_e el radio de la tierra.

El perfil de ganancia $G(\theta, h)$ define la forma de la radiación de campo electromagnético de primer tipo. El requisito impuesto por el perfil de ganancia $G(\theta, h)$ es extremadamente difícil de satisfacer utilizando métodos de diseño de la técnica anterior, ya que una porción importante de la radiación necesita extenderse sobre una región angular muy grande.

Además, en el marco de la presente invención, la polarización circular del haz irradiado se puede lograr permitiendo un patrón de superficie anisotrópico y proporcionando un parche de excitación metálico en el centro de la antena de la metasuperficie que se excita en rotación secuencial mediante cuatro pasadores desplazados simétricamente con respecto al centro del parche de excitación.

Una posible descomposición del tensor de la impedancia de superficie (es decir, la función del modelo) en el presente ejemplo viene dada por

$$Z_{\rho\phi} = jX_s m' \text{sen}(K\rho), \quad (\text{Ec. 16})$$

$$X_{\rho\rho} = X_s(1 + m \cos(K\rho)), \quad (\text{Ec. 17})$$

$$X_{\phi\phi} = X_s(1 - m \cos(K\rho)), \text{ (Ec. 18)}$$

donde X_s es el valor de reactancia promedio en la superficie de impedancia, m , $m' < 1$ son índices de modulación, y $K = 2\pi/d$, siendo d el período de la modulación. El tensor de impedancia de superficie \mathbf{Z}_s viene dado por

5

$$\mathbf{Z}_s = \begin{pmatrix} jX_{\rho\rho} & Z_{\rho\phi} \\ Z_{\phi\rho} & jX_{\phi\phi} \end{pmatrix}. \text{ (Ec. 19)}$$

Las ecuaciones (ec. 16) a (ec. 18) indican que se eligen diferentes descomposiciones (del mismo tipo, sin embargo) para los componentes del tensor de impedancia superficial \mathbf{Z}_s de acuerdo con las simetrías del tensor de impedancia superficial. Sin embargo, la presente invención no se limita a la descomposición anterior, y se desvía del ejemplo anterior, también a descomposiciones más complejas de la lista anterior de funciones de modelo 1) a 5), o se pueden elegir descomposiciones completamente diferentes en el contexto de la presente invención.

10

15

Se han realizado prototipos de la superficie modulada excitada básica (plana) mediante una onda de superficie que se desplaza a través de la misma (conocida como antenas holográficas y de metasuperficie en la literatura). Estos prototipos han demostrado la posibilidad de controlar la forma y la polarización del haz irradiado. Se han realizado prototipos para el espesor dieléctrico modulado y las implementaciones de parches metalizados de una sola capa, y se han demostrado haces puntuales y haces conformados. El modelado por ordenador se ha utilizado para evaluar la viabilidad de otras configuraciones.

20

25

El comportamiento de la metasuperficie en el modo de dispersión, es decir, bajo iluminación fuera de plano, se ha simulado para 45° y 90° de incidencia, que muestra la capacidad de controlar la fase del tensor de dispersión y, en consecuencia, la fase y la polarización del campo disperso. La dependencia significativa del cambio de fase en el tensor de dispersión con el ángulo de incidencia de la onda incidente y la modulación de superficie es una clara indicación de la excitación de las ondas en desplazamiento, que es bien conocida y ha sido probada para tipos similares de estructuras, por ejemplo, superficies selectivas de frecuencia.

30

Estas pruebas en prototipos han demostrado tanto el poder predictivo excepcional de la parte de síntesis como la alta precisión de los modelos dedicados de onda completa.

35

Además, como se ha indicado anteriormente, se ha encontrado que el procedimiento de diseño de la invención se acerca mucho a una capacidad de diseño de un solo disparo, es decir, la precisión es tal que la antena de metasuperficie se puede realizar sin más iteraciones, al menos para probar las configuraciones hasta ahora.

40

Las características, los componentes y los detalles específicos de las estructuras de las realizaciones descritas anteriormente pueden intercambiarse o combinarse para formar realizaciones adicionales optimizadas para la aplicación respectiva. En la medida en que esas modificaciones sean evidentes para un experto en la materia, se divulgarán implícitamente mediante la descripción anterior sin especificar explícitamente todas las combinaciones posibles, por motivos de concisión de la presente descripción.

REIVINDICACIONES

1. Un método para diseñar un patrón de superficie para una superficie de impedancia que, si se proporciona en dicha superficie de impedancia, da como resultado en una impedancia objetivo dependiente de la posición de dicha superficie de impedancia, y teniendo la superficie de impedancia la impedancia objetivo dependiente de la posición que irradia una radiación de campo electromagnético de primer tipo deseada en reacción a ser irradiada por una radiación de campo electromagnético de segundo tipo, comprendiendo el método:
- determinar una primera representación modal sobre la base de la radiación de campo electromagnético de primer tipo en términos de un conjunto de modos de base que se eligen de acuerdo con una función de modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición;
- determinar una segunda representación modal sobre la base de la radiación del campo electromagnético de segundo tipo y la función de modelo en términos del conjunto de modos de base;
- obtener una primera cantidad dependiente de la posición indicativa de la impedancia objetivo dependiente de la posición sobre la base de la primera representación modal y la segunda representación modal determinando valores para una pluralidad de parámetros de la función de modelo para maximizar una superposición entre la primera representación modal y la segunda representación modal; y
- determinar, como el patrón de superficie, una segunda cantidad dependiente de la posición indicativa de características geométricas de la superficie de impedancia sobre la base de la primera cantidad dependiente de la posición y una relación entre las características geométricas de la superficie de la impedancia y los valores de impedancia correspondientes.
2. El método según la reivindicación 1, en el que la obtención de la primera cantidad dependiente de la posición comprende:
- calcular una reacción integral de la radiación de campo electromagnético de primer tipo y una radiación de campo electromagnético de tercer tipo, que se irradiaba por una superficie de impedancia que tiene una impedancia dependiente de la posición de acuerdo con la función del modelo y que es irradiada por la radiación del campo electromagnético de segundo tipo; y
- maximizar la reacción integral.
3. El método según la reivindicación 1 o 2, que comprende además una etapa de partición de la superficie de impedancia en una pluralidad de elementos de área,
- donde la relación entre las características geométricas de la superficie de impedancia y los valores de impedancia correspondientes es una relación entre las características geométricas de los elementos de área y los valores de impedancia correspondientes; y
- en el que obtener la segunda cantidad dependiente de la posición comprende, para cada uno de la pluralidad de elementos de área, obtener características geométricas del elemento de área en base a la primera cantidad dependiente de la posición y la relación entre características geométricas de los elementos de área y los valores de impedancia correspondientes.
4. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, que comprende, además:
- determinar el conjunto de modos de base, de modo que cada uno de los modos de base se puede propagar en la superficie de impedancia si la superficie de impedancia está provista de una impedancia dependiente de la posición de acuerdo con la función de modelo.
5. El método según al menos una de las reivindicaciones 2 a 4, en el que
- obtener la primera representación modal incluye descomponer la radiación de campo electromagnético de primer tipo en una pluralidad de primeros modos, donde cada uno de la pluralidad de primeros modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base; y
- obtener la segunda representación modal incluye descomponer la radiación de campo electromagnético de tercer tipo en una pluralidad de segundos modos, donde cada uno de la pluralidad de segundos modos corresponde a uno respectivo del conjunto de modos de base.
6. El método según la reivindicación 5, donde la obtención de la primera cantidad dependiente de la posición comprende, para cada uno del conjunto de los modos de base para el que existe un primer modo correspondiente en la pluralidad de primeros modos y un segundo modo correspondiente en la pluralidad de segundos modos, calcular un producto externo entre el primer modo correspondiente y el segundo modo correspondiente.
7. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, en el que uno de la pluralidad de parámetros de la función de modelo se refiere a un período de modulación espacial de la impedancia objetivo dependiente de la posición en la superficie de impedancia.
8. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, en el que la función de modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición se refiere a una descomposición de la impedancia objetivo

dependiente de la posición en una pluralidad de términos, cada uno relacionado con una ondícula Spline.

5 9. El método según la reivindicación anterior, en el que la función de modelo de la impedancia objetivo dependiente de la posición se refiere a una descomposición de la impedancia objetivo dependiente de la posición en una pluralidad de productos de ondículas spline y factores de fase.

10. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, en el que la impedancia objetivo dependiente de la posición es de tipo tensorial.

10 11. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, en el que la radiación de campo electromagnético de primer tipo está polarizada circularmente.

15 12. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, en el que la radiación de campo electromagnético de segundo tipo es anisotrópica con respecto a un centro de la superficie de impedancia.

13. El método según al menos una de las reivindicaciones 3 a 12, en el que las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos de área se refieren respectivamente a una configuración de una estructura conductora de forma predeterminada proporcionada sobre un material dieléctrico.

20 14. El método según al menos una de las reivindicaciones 3 a 13, en el que las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos de área se refieren respectivamente a un espesor de un material dieléctrico.

25 15. El método según al menos una de las reivindicaciones 3 a 14, en el que las características geométricas de al menos un subgrupo de la pluralidad de elementos de área se refieren respectivamente a una configuración de una o más aberturas en una capa metálica.

30 16. El método según al menos una de las reivindicaciones 1 a 12, en el que las características geométricas de la superficie de impedancia se refieren a un espesor de un material dieléctrico.

17. El método según al menos una de las reivindicaciones anteriores, que comprende, además:

35 comparar la radiación de campo electromagnético de primer tipo con una radiación de campo electromagnético de cuarto tipo que sería irradiada por la superficie de impedancia proporcionada con el patrón de superficie determinado en reacción a ser irradiada por la radiación de campo electromagnético de segundo tipo; ajustar al menos una de las funciones del modelo de impedancia del objetivo dependiente de la posición y la radiación de campo electromagnético de segundo tipo; y repetir las etapas según al menos una de las reivindicaciones anteriores para obtener un patrón de superficie ajustado.

40

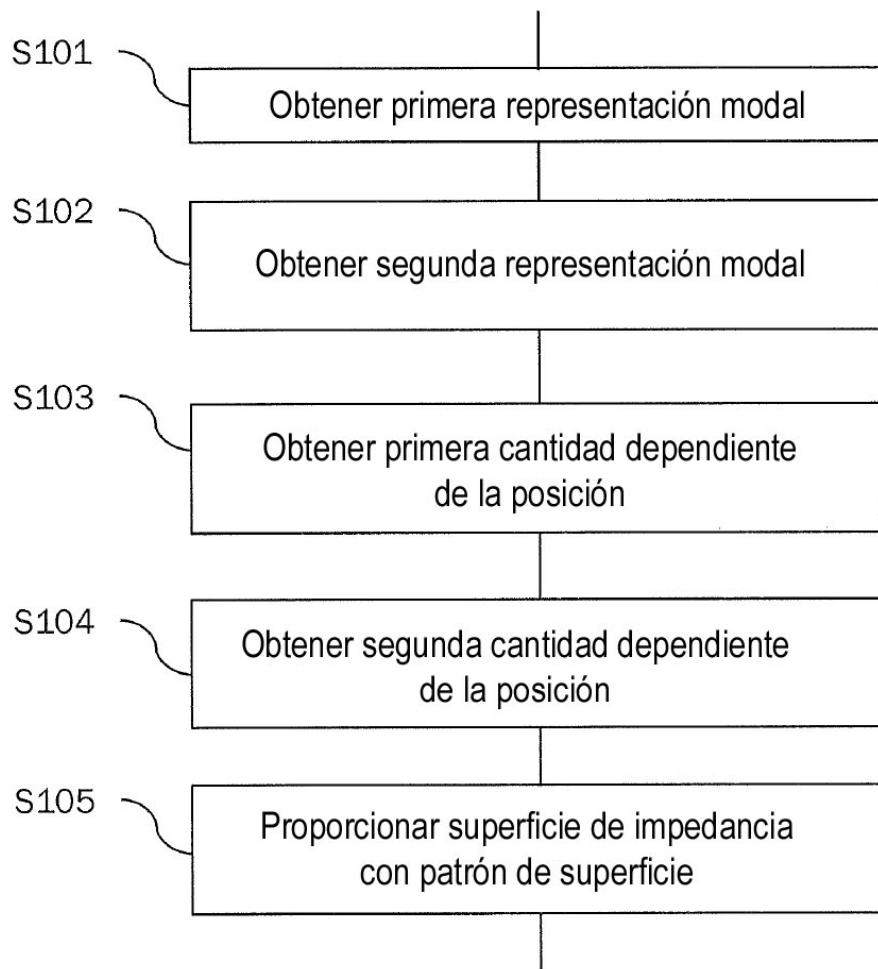


Fig. 1

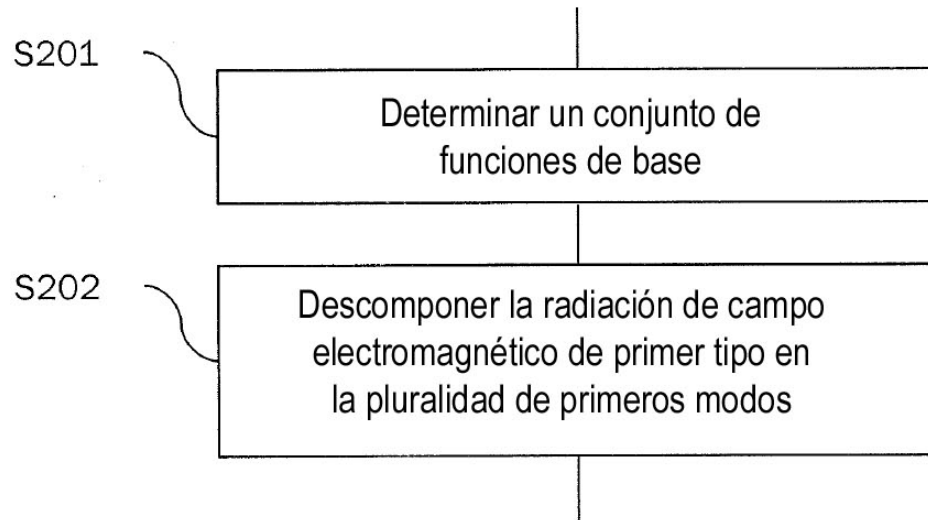


Fig. 2

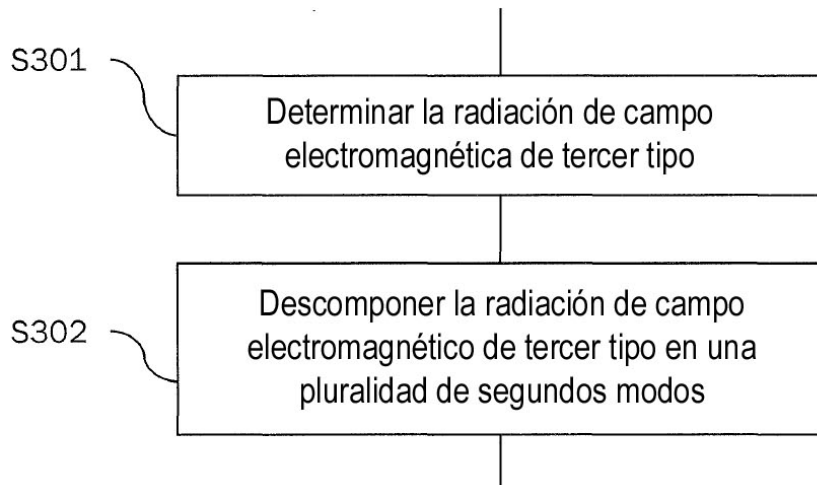


Fig. 3A

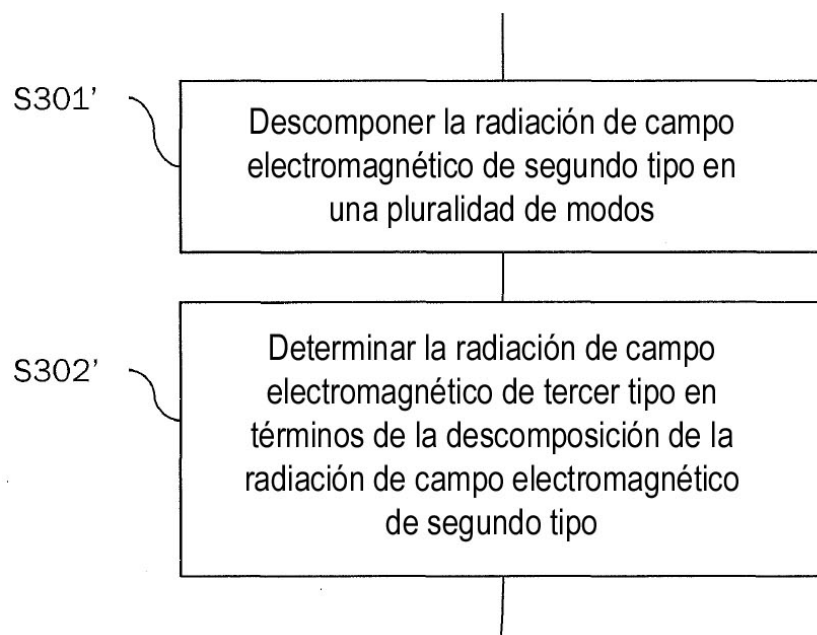


Fig. 3B

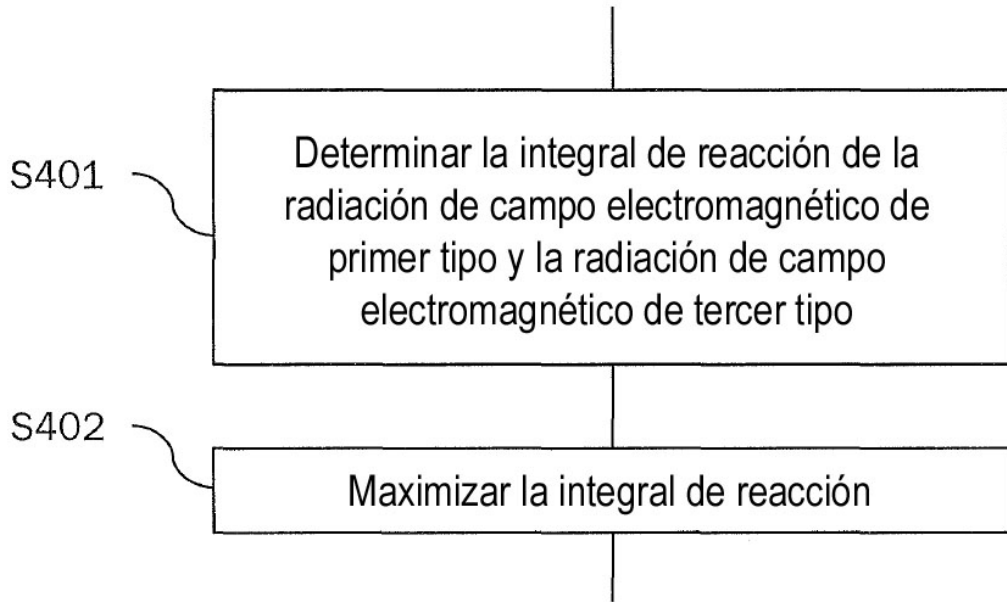


Fig. 4

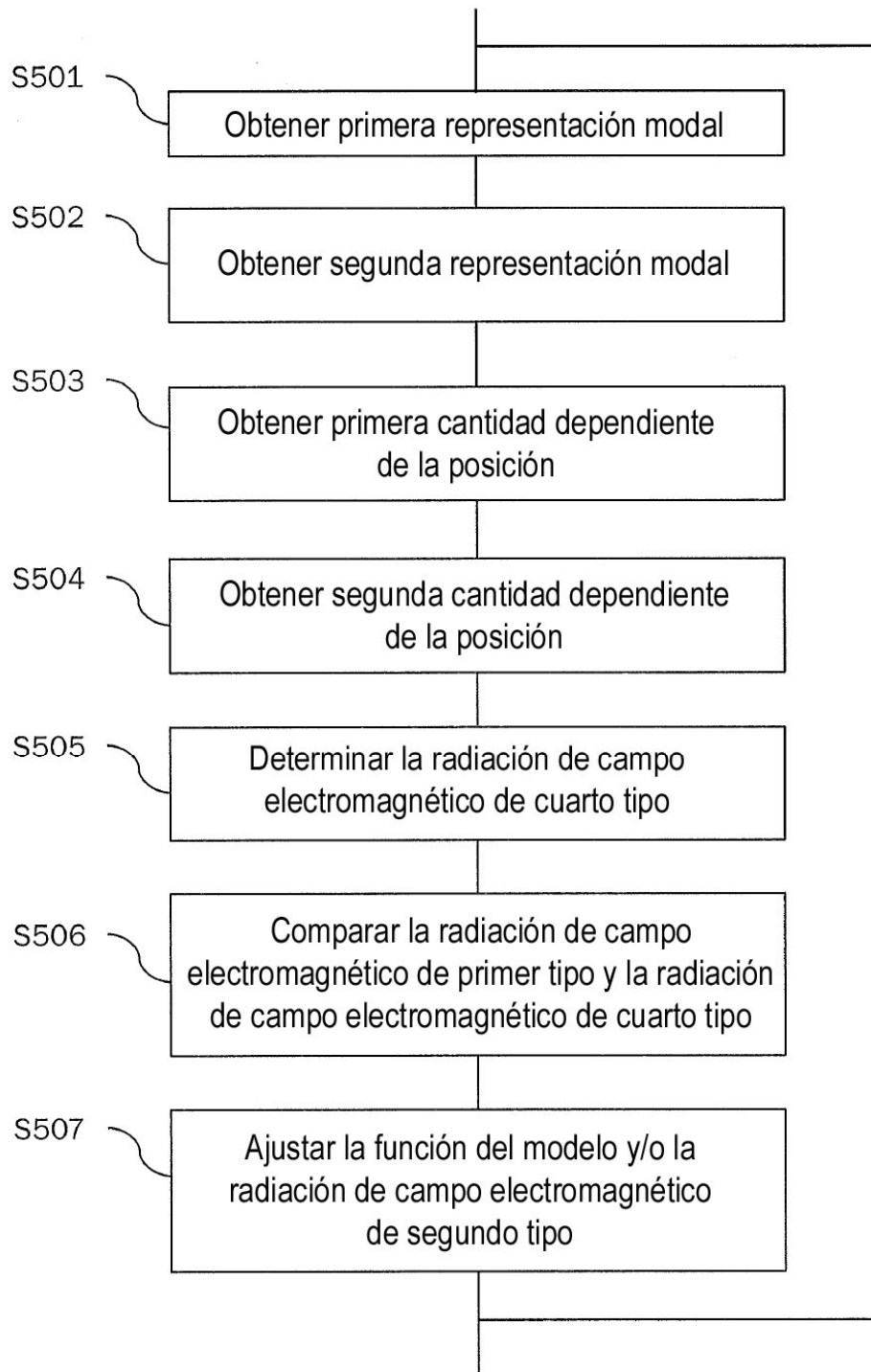


Fig. 5

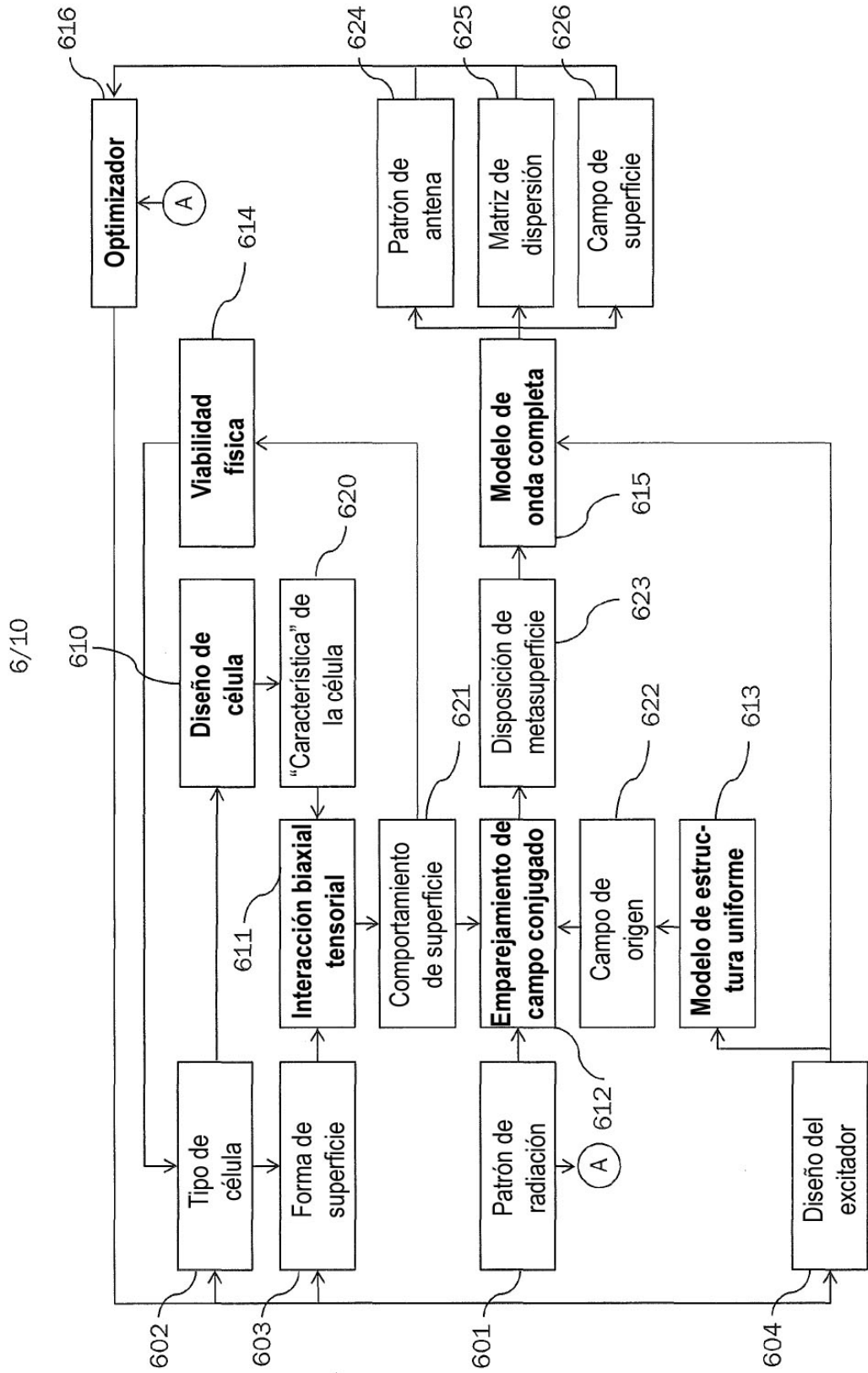


Fig. 6

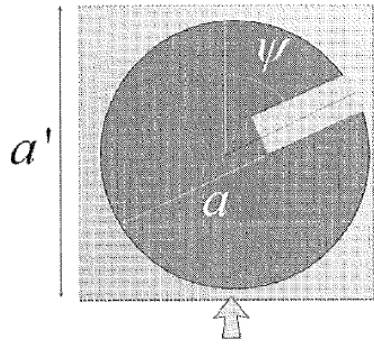


Fig. 7A

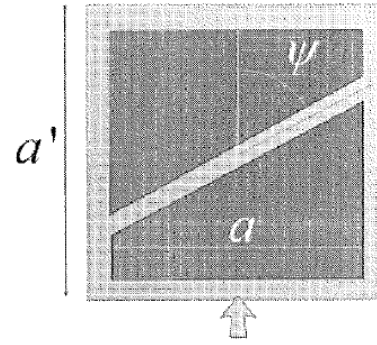


Fig. 7B

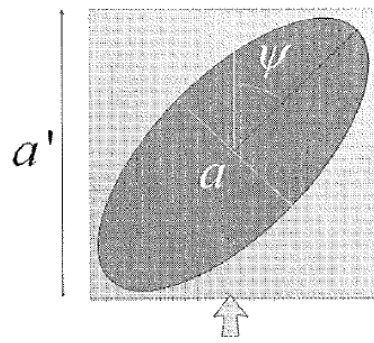


Fig. 7C

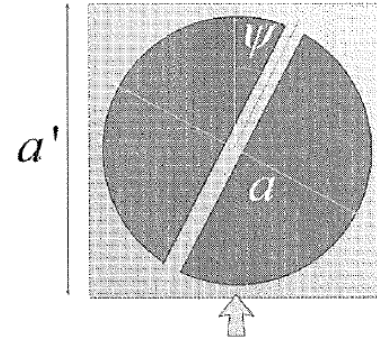


Fig. 7D

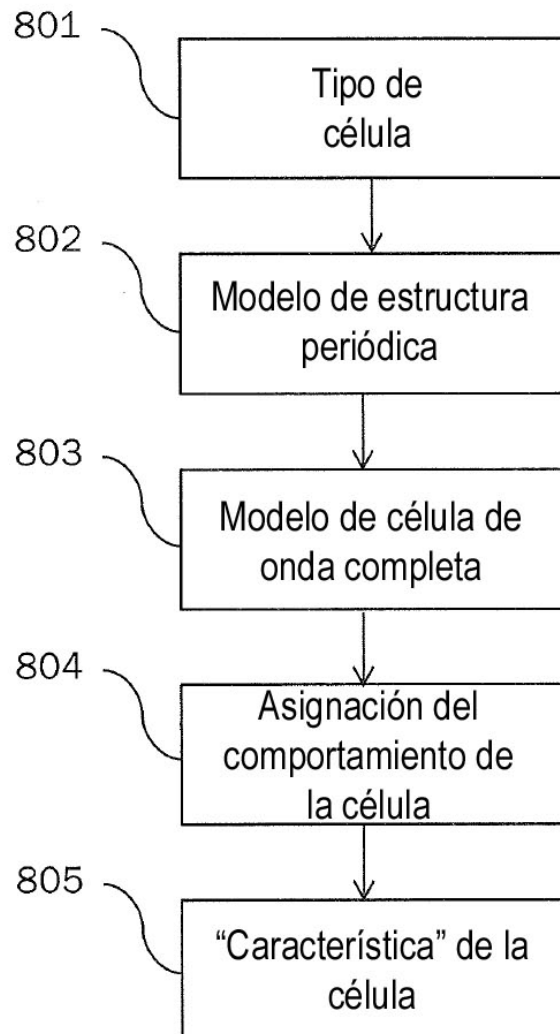


Fig. 8

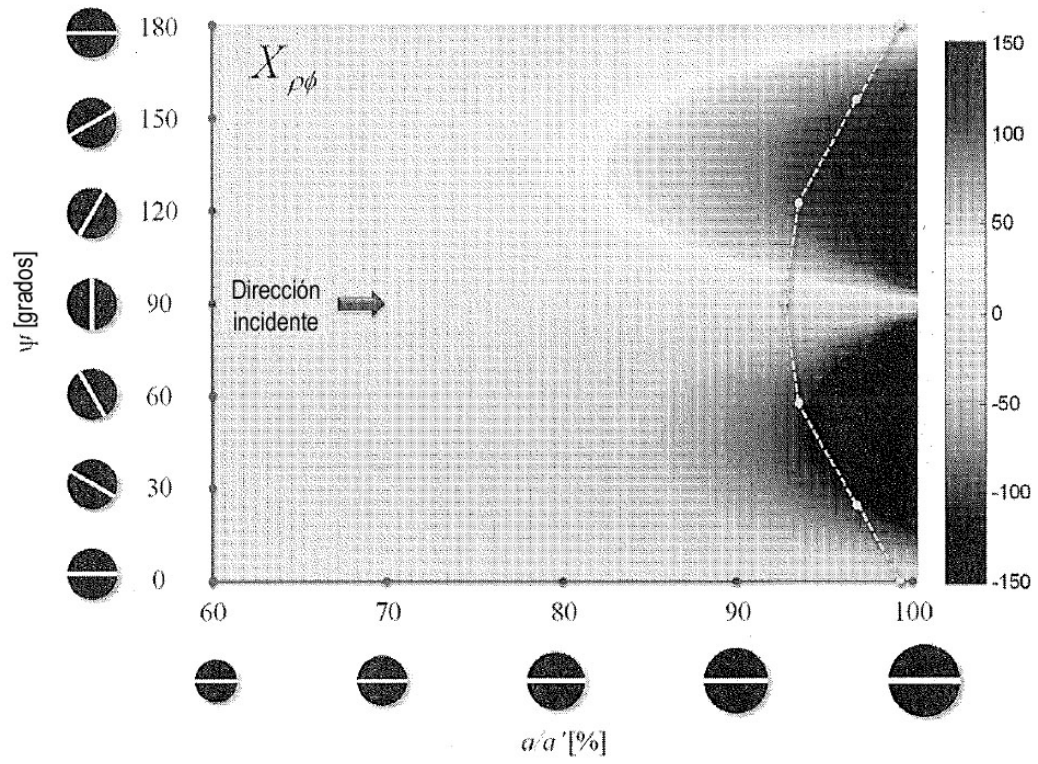


Fig. 9

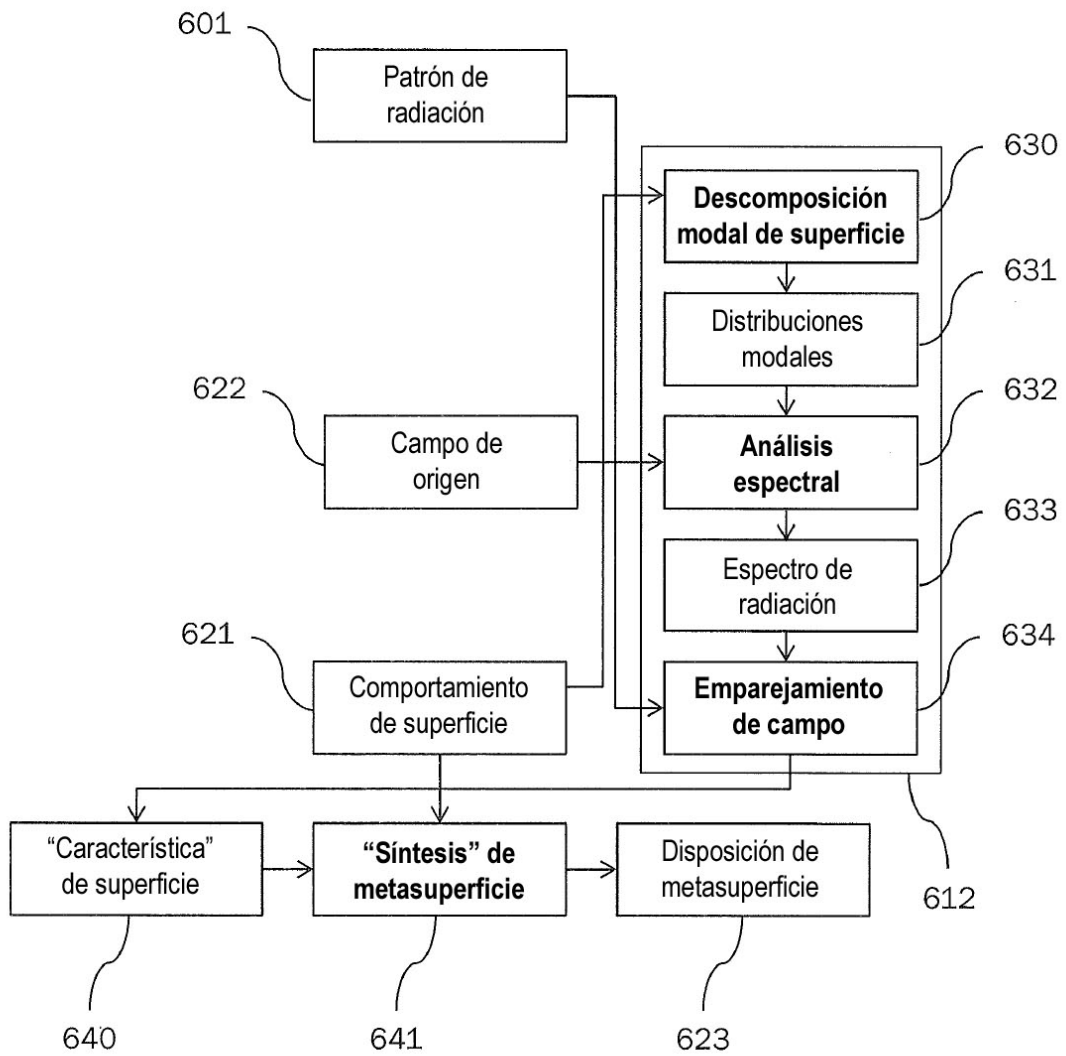


Fig. 10