

BOBINAS MAGNÉTICAS QUE TIENEN NÚCLEOS CON ALTA PERMEABILIDAD**MAGNÉTICA****REFERENCIA CRUZADA CON SOLICITUDES RELACIONADAS**

5 **[0001]** Esta solicitud reclama prioridad y el beneficio de la Solicitud en EUA Núm. 14/849,643, presentada el 10 de septiembre de 2015, incorporada en el presente documento por su referencia en su totalidad.

[0002] Esta solicitud se relaciona con la Solicitud de Patente no Provisional en EUA pendiente en conjunto, titulada “Excitación y Uso de Modos de Ondas Superficiales Guiadas en Medios con Pérdidas”, que se presentó el 7 de marzo de 2013, a la cual se asignó el Número de Solicitud 13/789,538 y se publicó el 11 de septiembre de 2014 con el Número de Publicación US2014/0252886 A1, y que se incorpora en el presente documento por su referencia en su totalidad. Esta solicitud también se relaciona con la Solicitud de Patente no Provisional en EUA pendiente en conjunto, titulada “Excitación y Uso de Modos de Ondas Superficiales Guiadas en Medios con Pérdidas”, que se presentó el 7 de marzo de 2013, a la cual se asignó el Número de Solicitud 13/789,525 y se publicó el 11 de septiembre de 2014 con el Número de Publicación US2014/0252865 A1, y que se incorpora en el presente documento por su referencia en su totalidad. Esta solicitud además se relaciona con la Solicitud de Patente no Provisional en EUA pendiente en conjunto, titulada “Excitación y Uso de Modos de Ondas Superficiales Guiadas en Medios con Pérdidas”, que se presentó el 10 de septiembre de 2014 y a la cual se asignó el Número de Solicitud 14/483,089, y que se incorpora en el presente documento por su referencia en su totalidad. Esta solicitud además se relaciona con la Solicitud de Patente no Provisional en EUA pendiente en conjunto, titulada “Excitación y Uso de Ondas Superficiales Guiadas”, que se presentó el 2 de junio de 2015 y a la cual se asignó el Número de Solicitud 14/728,507, y

que se incorpora en el presente documento por su referencia en su totalidad. Esta solicitud además se relaciona con la Solicitud de Patente no Provisional en EUA pendiente en conjunto, titulada "Excitación y Uso de Ondas Superficiales Guiadas", que se presentó el 2 de junio de 2015 y a la cual se asignó el Número de Solicitud 14/728,492, y que se incorpora en el presente documento por su referencia en su totalidad.

SUMARIO DE LA INVENCIÓN

[0003] De acuerdo con una modalidad, un sistema incluye una punta de guía de ondas superficiales guiadas que se configura para generar una onda superficial guiada que se desplaza a través de un medio terrestre. El sistema incluye una estructura de recepción de ondas superficiales guiadas configurada, que obtiene energía eléctrica a partir de la onda superficial guiada. La estructura de recepción de ondas superficiales guiadas incluye una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética. El núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000. El sistema incluye una carga acoplada a la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas. La carga se experimenta como una carga en una fuente de excitación acoplada a una punta de guía de ondas superficiales guiadas.

[0004] De acuerdo con otra modalidad, se recibe energía eléctrica en forma de una onda superficial guiada al utilizar una estructura de recepción de ondas superficiales guiadas. La estructura de recepción de ondas superficiales guiadas incluye una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética. El núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000. Se suministra energía eléctrica a una carga acoplada a la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas.

[0005] En otra modalidad, una estructura de recepción de ondas superficiales guiadas se configura para obtener energía eléctrica a partir de una onda superficial guiada que se desplaza a través de un medio terrestre. La estructura de recepción de ondas superficiales guiadas incluye una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética. El núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000. Una carga se acopla a la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas. La carga se experimenta como una carga en una fuente de excitación acoplada a una punta de guía de ondas superficiales guiadas, lo que genera la onda superficial guiada.

[0006] Otros sistemas, métodos, atributos y ventajas de la presente divulgación serán o se volverán evidentes para un experto en la técnica, con el examen de los siguientes dibujos y descripción detallada. Se pretende que todos estos sistemas, métodos, atributos y ventajas adicionales se incluyan en esta descripción, estén dentro del alcance de la presente divulgación, y se protejan por las reivindicaciones anexas.

[0007] Además, todos los atributos y modificaciones opcionales y preferidas de las modalidades descritas son utilizables en todos los aspectos de toda la divulgación enseñada en el presente documento. Aún más, los atributos individuales de las reivindicaciones dependientes, así como todos los atributos y modificaciones opcionales y preferidas de las modalidades descritas, son combinables e intercambiables entre sí.

20

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

[0008] Durante más de un siglo, las señales transmitidas por ondas de radio involucraron campos de radiación lanzados al utilizar estructuras de antenas convencionales. En contraste con la ciencia de la radio, los sistemas de distribución de

energía eléctrica en el último siglo involucraron la transmisión de energía guiada a lo largo de conductores eléctricos. Esta comprensión de la distinción entre la radiofrecuencia (RF) y la transmisión de energía ha existido desde principios de la década de 1900.

5

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0009] Muchos aspectos de la presente divulgación pueden entenderse mejor con referencia a los siguientes dibujos. Los componentes en los dibujos no están necesariamente a escala y, en cambio, se pone énfasis en ilustrar claramente los principios de la divulgación. Más aún, en los dibujos, los números de referencia similares designan partes correspondientes a lo largo de las diversas vistas.

10

[0010] La Figura 1 es un cuadro gráfico que representa la intensidad de campo en función de la distancia para un campo electromagnético guiado y un campo electromagnético irradiado.

15

[0011] La Figura 2 es un dibujo que ilustra una interfase de propagación con dos regiones empleadas para la transmisión de una onda superficial guiada, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

20

[0012] La Figura 3 es un dibujo que ilustra una punta de guía de ondas superficiales guiadas dispuesta con respecto a una interfase de propagación de la Figura 2, de acuerdo con una modalidad de la presente divulgación. 2, de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

[0013] La Figura 4 es una gráfica de un ejemplo de las magnitudes de asíntotas muy cercanas y muy lejanas de las funciones de Hankel de primer orden, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

[0014] Las Figuras 5A y 5B son dibujos que ilustran un ángulo de incidencia complejo de un campo eléctrico sintetizado por una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

5 **[0015]** La Figura 6 es una representación gráfica que ilustra el efecto de elevación de una terminal de carga en la ubicación donde el campo eléctrico de la FIG. 5A hace intersección con el medio conductivo con pérdidas en un ángulo Brewster de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

10 **[0016]** La Figura 7 es una representación gráfica de un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

[0017] Las Figuras 8A a 8C son representaciones gráficas que ilustran ejemplos de modelos de planos de imágenes equivalentes de la punta de guía de ondas superficiales guiadas de las Figuras 3 y 7, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

15 **[0018]** Las Figuras 9A y 9B son representaciones gráficas que ilustran ejemplos de modelos de línea de transmisión de un solo hilo y línea de transmisión clásica de los modelos de planos de imágenes equivalentes de las Figuras 8B y 8C, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

20 **[0019]** La Figura 10 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de ajuste de una punta de guía de ondas superficiales guiadas de las Figuras 3 y 7 para lanzar una onda superficial guiada a lo largo de la superficie de un medio conductivo con pérdidas de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

[0020] La Figura 11 es una gráfica que ilustra un ejemplo de la relación entre un ángulo de inclinación de onda y el retardo de fase de una punta de guía de ondas superficiales

guiadas de las Figuras 3 y 7, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

[0021] La Figura 12 es un dibujo que ilustra un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

5 **[0022]** La Figura 13 es una representación gráfica que ilustra la incidencia de un campo eléctrico sintetizado, en un ángulo de Brewster complejo, para hacer coincidir el modo de guía de ondas superficiales guiadas a la distancia de cruce de Hankel, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

10 **[0023]** La Figura 14 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de ajuste de una punta de guía de ondas superficiales guiadas de la Figura 12, de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

[0024] La Figura 15A incluye gráficas de un ejemplo de las partes imaginaria y real de un retardo de fase (Φ_U), de una terminal de carga T_1 de una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

15 **[0025]** La Figura 15B es un diagrama esquemático de la punta de guía de ondas superficiales guiadas de la Figura 14, de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

[0026] La Figura 16 es un dibujo que ilustra un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

20 **[0027]** La Figura 17 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de ajuste de una punta de guía de ondas superficiales guiadas de la Figura 16, de acuerdo con modalidades diversas de la presente descripción.

[0028] Las Figuras 18A a 18C representan ejemplos de estructuras de recepción que pueden emplearse para recibir la energía transmitida en forma de una onda superficial

guiada lanzada por una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con las diversas modalidades de la presente divulgación.

[0029] La Figura 18D es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de ajuste de una estructura de recepción, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

5 **[0030]** Las Figuras 19 a 20 representan un ejemplo de una estructura de recepción adicional que puede emplearse para recibir la energía transmitida en forma de una onda superficial guiada lanzada por una punta de guía de ondas superficiales guiadas, de acuerdo con las diversas modalidades de la presente divulgación.

10 **[0031]** La Figura 21 representa un ejemplo de la estructura de recepción de las Figuras 19 a 20 incorporada a una montura, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

[0032] La Figura 22 representa un ejemplo de un dispositivo de computación que controla la orientación de la estructura de recepción de las Figuras 19 a 20, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

15 **[0033]** La Figura 23 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de la funcionalidad implementada por el dispositivo de computación de la Figura 22, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

20 **[0034]** Para comenzar, debe establecerse cierta terminología para proporcionar claridad en la exposición de los conceptos a continuación. Primero, tal como se contempla en el presente documento, se establece una distinción formal entre campos electromagnéticos *irradiados* y campos electromagnéticos *guiados*.

[0035] Tal como se contempla en el presente documento, un campo electromagnético irradiado comprende energía electromagnética que se emite desde una estructura fuente en forma de ondas que no se delimitan a una guía de ondas. Por ejemplo, un campo electromagnético irradiado por lo general es un campo que deja una estructura eléctrica, tal como una antena, se propaga a través de la atmósfera u otro medio, y no se delimita a ninguna estructura de guía de ondas. Una vez que las ondas electromagnéticas irradiadas dejan una estructura eléctrica, tal como una antena, continúan propagándose en el medio de propagación (tal como el aire) independientes de su fuente, hasta que se disipan sin importar si la fuente continúa operando. Una vez que las ondas electromagnéticas se irradian, no son recuperables a menos que se intercepten y, si no se interceptan, la energía inherente en las ondas electromagnéticas irradiadas se pierde para siempre. Las estructuras eléctricas, tales como las antenas, se diseñan para irradiar campos electromagnéticos al maximizar la relación proporcional de la resistencia a la irradiación a la resistencia a la pérdida de estructura. La energía irradiada se esparce en el espacio y se pierde sin importar si se presenta un receptor. La densidad de energía de los campos irradiados es una función de la distancia debido a la difusión geométrica. Por consiguiente, el término “irradian” en todas sus formas, como se utiliza en el presente documento, se refiere a esta forma de propagación electromagnética.

[0036] Un campo electromagnético guiado es una onda electromagnética en propagación cuya energía se concentra dentro o cerca de las delimitaciones entre medios que tienen diferentes propiedades electromagnéticas. En este sentido, un campo electromagnético guiado es uno que se delimita a una guía de ondas y puede caracterizarse por transportarse por el flujo de corriente en la guía de ondas. Si no hay carga para recibir y/o disipar la energía transportada en una onda electromagnética guiada, entonces no se pierde energía, excepto por la disipada en la conductividad del medio de guía. Dicho de otra

forma, si no hay carga para una onda electromagnética guiada, entonces no se consume energía. De este modo, un generador u otra fuente que genera un campo electromagnético guiado no suministra energía real, a menos que se presente una carga resistiva. Para este fin, este generador u otra fuente esencialmente funciona inactiva hasta que se presenta una

5 carga. Esto es similar a hacer funcionar un generador para generar una onda electromagnética de 60 Hertz que se transmite a través de líneas de energía donde no hay carga. Debe tenerse en cuenta que un campo u onda electromagnética guiada es el equivalente a lo que se denomina un “modo de línea de transmisión”. Esto contrasta con las ondas electromagnéticas irradiadas en las cuales se suministra energía real en todo

10 momento con el fin de generar ondas irradiadas. A diferencia de las ondas electromagnéticas irradiadas, la energía electromagnética guiada no continúa propagándose a lo largo de una guía de ondas de longitud finita después de que la fuente de energía se apaga. Por consiguiente, el término “guían” en todas sus formas, como se utiliza en el presente documento, se refiere a este modo de transmisión de la propagación

15 electromagnética.

[0037] En referencia ahora a la Figura 1, se muestra una gráfica 100 de intensidad de campo en decibeles (dB) por arriba de una referencia arbitraria en volts por metro en función de la distancia en kilómetros en una gráfica logaritmo-dB para ilustrar además la distinción entre los campos electromagnéticos irradiados y guiados. La gráfica 100 de la Figura 1

20 representa una curva de intensidad de campo guiado 103 que muestra la intensidad de campo de un campo electromagnético guiado en función de la distancia. Esta curva de intensidad de campo guiado 103 es esencialmente la misma que la de un modo de línea de transmisión. También, la gráfica 100 de la Figura 1 representa una curva de intensidad de campo irradiado 106 que muestra la intensidad de campo de un campo electromagnético

25 irradiado en función de la distancia.

[0038] Son de interés las conformaciones de las curvas 103 y 106 para *onda guiada* y para propagación de *radiación*, respectivamente. La curva de intensidad de campo irradiado 106 se precipita geométricamente ($1/d$, donde d es distancia) lo cual se representa como una línea recta en la escala logaritmo-logaritmo. La curva de intensidad de campo guiado 103, por otro lado, tiene un decaimiento exponencial característico de $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ y exhibe un codo distintivo 109 en la escala logaritmo-logaritmo. La curva de intensidad de campo guiado 103 y la curva de intensidad de campo irradiado 106 se intersecan en el punto 112, lo cual ocurre a una distancia de cruce. A distancias menores a la distancia de cruce en el punto de intersección 112, la intensidad de campo de un campo electromagnético guiado es significativamente superior en la mayor parte de las ubicaciones a la intensidad de campo de un campo electromagnético irradiado. A distancias mayores a la distancia de cruce, lo opuesto es verdadero. De este modo, las curvas de intensidad de campo guiado e irradiado 103 y 106 además ilustran la diferencia de propagación fundamental entre los campos electromagnéticos guiado e irradiado. Para una exposición informal de la diferencia entre los campos electromagnéticos guiado e irradiado, se hace referencia a Milligan, T., Modern Antenna Design, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp.8-9, que se incorpora en el presente documento como referencia en su totalidad.

[0039] La distinción entre las ondas electromagnéticas irradiada y guiada, hecha arriba, se expresa con facilidad formalmente y se coloca sobre una base rigurosa. El que dos soluciones tan diversas pudieran emerger de una misma ecuación diferencial parcial lineal, la ecuación de onda se deduce analíticamente a partir de las condiciones de delimitación impuestas al problema. La función Verde para la ecuación de onda, en sí misma, contiene la distinción entre la naturaleza de las ondas de irradiación y las guiadas.

[0040] En el espacio vacío, la ecuación de onda es un operador diferencial cuyas autofunciones poseen un espectro *continuo* de valores propios en el plano de número de onda complejo. Este campo electromagnético transversal (TEM) se denomina el campo de irradiación, y esos campos en propagación se denominan “ondas hertzianas”. Sin embargo,

5 en presencia de una delimitación conductiva, la ecuación de onda más condiciones de delimitación conducen matemáticamente a una representación espectral de los números de onda compuestos de un espectro continuo *más* una suma de espectros *discretos*. Para este fin, se hace referencia a Sommerfeld, A., “Über die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie,” *Annalen der Physik*, Vol. 28, 1909, pp. 665-736. Ver también Sommerfeld, A.,

10 “Problems of Radio,” published as Chapter 6 in Partial Differential Equations in Physics – Lectures on Theoretical Physics: Volume VI, Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296; Collin, R. E., “Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79; and Reich, H. J., Ordnung, P.F, Krauss, H.L., and Skalnik, J.G., Microwave

15 Theory and Techniques, Van Nostrand, 1953, pp. 291-293, cada una de estas referencias se incorporan en el presente documento como referencia en su totalidad.

[0041] Los términos “onda terrestre” y “onda superficial” identifican dos fenómenos de propagación física claramente diferentes. Una onda superficial surge analíticamente de un polo distinto que produce un componente *discreto* en el espectro de ondas planas. Ver, por

20 ejemplo, “The Excitation of Plane Surface Waves” por Cullen, A.L., (Proceedings of the IEE (British), Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235). En este contexto, una *onda superficial* se considera como una onda superficial guiada. La *onda superficial* (en el sentido de onda guiada de Zenneck-Sommerfeld), física y matemáticamente, no es la misma que la *onda terrestre* (en el sentido de Weyl-Norton-FCC) que ahora es tan familiar en la

25 radiodifusión. Estos dos mecanismos de propagación surgen de la excitación de diferentes

tipos de espectros de valores propios (de flujo continuo o discretos) en el plano complejo. La intensidad de campo de la *onda superficial* guiada decae exponencialmente con la distancia como se ilustra en la curva 103 de la Figura 1 (muy parecido a la propagación en una guía de ondas disipativas) y se parece a la propagación en una línea de transmisión radial, opuesto a la radiación Hertziana clásica de la *onda terrestre*, la cual se propaga de manera esférica, poseen un *continuum* de valores propios, se precipita geoméricamente como se ilustra en la curva 106 de la Figura 1, y resulta de integrales de corte de ramificación. Como lo demostró de manera experimental C.R. Burrows en “The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth” (Proceedings of the IRE, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219-229) y “The Surface Wave in Radio Transmission” (Bell Laboratories Record, Vol. 15, June 1937, pp. 321-324), las antenas verticales irradian *ondas terrestres* pero no lanzan *ondas superficiales* guiadas.

[0042] Para resumir lo anterior, primero, la parte *continua* del espectro de valores propios de número de onda, correspondiente a *integrales de corte de ramificación*, produce el campo de irradiación, y segundo, los espectros discretos, y la correspondiente *suma de residuos* que surge de los polos confinados por el contorno de integración, resultan en ondas superficiales progresivas no TEM que se amortiguan exponencialmente en la dirección transversa a la propagación. Estas ondas superficiales son modos de líneas de transmisión guiadas. Para una explicación adicional, se hace referencia a Friedman, B., Principles and Techniques of Applied Mathematics, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283-286, 290, 298-300.

[0043] En el espacio libre, las antenas excitan los valores propios de *continuum* de la ecuación de onda, lo cual es un campo de irradiación, donde la energía RF de propagación hacia el exterior con E_z y H_ϕ en fase se pierde para siempre. Por otro lado, las puntas de

guías de ondas excitan valores propios *discretos*, lo cual resulta en la propagación de líneas de transmisión. Ver Collin, R. E., Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474-477. Aunque estos análisis teóricos han mantenido la posibilidad hipotética del lanzamiento de ondas guiadas superficiales abiertas sobre superficies planas o esféricas de medios homogéneos con pérdidas, por más de un siglo, no han existido estructuras conocidas en las artes de ingeniería para conseguir esto con eficiencia práctica alguna. Infortunadamente, desde que surgió a principios de la década de 1900, el análisis teórico arriba expuesto ha seguido siendo esencialmente una teoría y no ha habido estructuras conocidas para conseguir prácticamente el lanzamiento de ondas guiadas superficiales abiertas sobre superficies planas o esféricas de medios homogéneos con pérdidas.

[0044] De acuerdo con las diversas modalidades de la presente divulgación, se describen diversas puntas de guías de ondas superficiales guiadas que se configuran para excitar campos eléctricos que se acoplan en un modo de guía de ondas superficiales guiadas a lo largo de la superficie de un medio conductor con pérdidas. Estos campos electromagnéticos guiados se hacen coincidir sustancialmente en modo, en magnitud y fase, con un modo de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas. Este modo de ondas superficiales guiadas también puede denominarse como modo de guía de ondas de Zenneck. En virtud del hecho de que los campos resultantes excitados por las puntas de guías de ondas superficiales guiadas, descritas en el presente documento, se hacen coincidir sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas, un campo electromagnético guiado en forma de una onda superficial guiada se lanza a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas. De acuerdo con una modalidad, el medio conductor con pérdidas comprende un medio terrestre, tal como la Tierra.

[0045] En referencia a la Figura 2, se muestra una interfase de propagación que hace posible un examen de las soluciones de valores de delimitación para las ecuaciones de Maxwell derivadas en 1907 por Jonathan Zenneck, como se establece en su artículo Zenneck, J., "On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy," *Annalen der Physik*, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, pp. 846-866. La Figura La Figura 2 representa coordenadas cilíndricas para propagar radialmente ondas a lo largo de la interfase entre un medio conductivo con pérdidas especificado como Región 1 y un aislante especificado como Región 2. La Región 1 puede comprender, por ejemplo, cualquier medio conductivo con pérdidas. En un ejemplo, este medio conductivo con pérdidas puede comprender un medio terrestre, tal como la Tierra, u otro medio. La Región 2 es un segundo medio que comparte una interfase de delimitación con la Región 1 y tiene parámetros constitutivos diferentes en relación con la Región 1. La Región 2 puede comprender, por ejemplo, cualquier aislante, tal como la atmósfera u otro medio. El coeficiente de reflexión para esta interfaz de delimitación se reduce a cero sólo para la incidencia en un ángulo de Brewster *complejo*. Ver Stratton, J.A., Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, 1941, p. 516.

[0046] De acuerdo con diversas modalidades, la presente divulgación establece diversas puntas de guías de ondas superficiales guiadas que generan campos electromagnéticos que se hacen coincidir sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductivo con pérdidas que comprende la Región 1. De acuerdo con diversas modalidades, estos campos electromagnéticos sintetizan sustancialmente un frente de onda incidente en un ángulo de Brewster complejo del medio conductivo con pérdidas, que puede resultar en una reflexión de cero.

[0047] Para explicar más aún, en la Región 2, donde se asume una variación de campo $e^{j\omega t}$ y donde $\rho \neq 0$ y $z \geq 0$ (con z siendo la coordenada vertical normal a la superficie de la Región 1, y ρ siendo la dimensión radial en las coordenadas cilíndricas), la solución exacta de forma cerrada de Zenneck de las ecuaciones de Maxwell, que satisface las condiciones de delimitación a lo largo de la interfase, se expresa por los siguientes componentes de campo eléctrico y campo magnético:

$$H_{2\phi} = Ae^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \quad (1)$$

$$E_{2\rho} = A \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \text{ y} \quad (2)$$

$$E_{2z} = A \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho). \quad (3)$$

[0048] En la Región 1, donde se asume la variación de campo $e^{j\omega t}$ y donde $\rho \neq 0$ y $z \leq 0$, la solución exacta de forma cerrada de Zenneck de las ecuaciones de Maxwell, que satisface las condiciones de delimitación a lo largo de la interfase, se expresa por los siguientes componentes de campo eléctrico y campo magnético:

$$H_{1\phi} = Ae^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \quad (4)$$

$$E_{1\rho} = A \left(\frac{-u_1}{\sigma_1 + j\omega\epsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \text{ y} \quad (5)$$

$$E_{1z} = A \left(\frac{-j\gamma}{\sigma_1 + j\omega\epsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho). \quad (6)$$

[0049] En esas expresiones, z es la coordenada vertical normal de la superficie de la Región 1 y ρ es la coordenada radial, $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ es una función de Hankel de argumento a complejo de la segunda clase y orden n , u_1 es la constante de propagación en la dirección vertical positiva (z) en la Región 1, u_2 es la constante de propagación en la dirección vertical (z) en la Región 2, σ_1 es la conductividad de la Región 1, ω es igual a $2\pi f$, en donde f es una frecuencia de excitación, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre, ϵ_1 es la permitividad de

la Región 1, A es una fuente constante impuesta por la fuente, y γ es una constante de propagación radial de onda superficial.

[0050] Las constantes de propagación en las direcciones $\pm z$ se determinan al separar la ecuación de onda arriba y debajo de la interfase entre las Regiones 1 y 2, e imponer las condiciones de delimitación. Este ejercicio ofrece, en la Región 2,

$$u_2 = \frac{-jk_o}{\sqrt{1+(\varepsilon_r-jx)}} \quad (7)$$

y ofrece, en la Región 1,

$$u_1 = -u_2(\varepsilon_r - jx). \quad (8)$$

La constante de propagación radial γ se determina por

$$\gamma = j\sqrt{k_o^2 + u_2^2} = j\frac{k_on}{\sqrt{1+n^2}}, \quad (9)$$

que es una expresión compleja donde n es el índice de refracción complejo determinado por

$$n = \sqrt{\varepsilon_r - jx}. \quad (10)$$

En la totalidad de las Ecuaciones anteriores,

$$x = \frac{\sigma_1}{\omega\varepsilon_o}, \text{ y} \quad (11)$$

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = \frac{\lambda_o}{2\pi}, \quad (12)$$

donde ε_r comprende la permitividad relativa de la Región 1, σ_1 es la conductividad de la Región 1, ε_o es la permitividad del espacio libre, y μ_o comprende la permeabilidad del espacio libre. De este modo, la onda superficial generada se propaga paralela a la interfase y decae exponencialmente vertical a la misma. Esto se conoce como evanescencia.

[0051] De este modo, las Ecuaciones (1) a (3) pueden considerarse como un modo de guía de ondas de propagación radial cilíndricamente simétrico. Ver Barlow, H. M., and Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33. La

presente divulgación detalla estructuras que excitan este modo de guía de ondas de “delimitación abierta”. Específicamente, de acuerdo con diversas modalidades, se proporciona una punta de guía de ondas superficiales guiadas con una terminal de carga de tamaño apropiado que se alimenta con voltaje y/o corriente y se coloca en relación con

5 la interfase de delimitación entre la Región 2 y Región 1. Esto se puede entender mejor con referencia a la Figura 3, la cual muestra un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a que incluye una terminal de carga T_1 elevada por encima de un medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra) a lo largo de un eje vertical z que es normal a un plano presentado por el medio conductivo con pérdidas 203. El medio

10 conductivo con pérdidas 203 constituye la Región 1, y un segundo medio 206 constituye la Región 2 y comparte una interfase de delimitación con el medio conductivo con pérdidas 203.

[0052] De acuerdo con una modalidad, el medio conductivo con pérdidas 203 puede comprender un medio terrestre, tal como el planeta Tierra. Para este fin, este medio

15 terrestre comprende todas las estructuras o formaciones incluidas sobre el mismo, ya sea naturales o artificiales. Por ejemplo, este medio terrestre puede comprender elementos naturales tales como rocas, suelo, arena, agua dulce, agua salada, árboles, vegetación y todos los demás elementos naturales que constituyen nuestro planeta. Además, este medio terrestre puede comprender elementos artificiales tales como hormigón, asfalto, materiales

20 de construcción y otros materiales artificiales. En otras modalidades, el medio conductivo con pérdidas 203 puede comprender algún medio diferente a la Tierra, de origen ya sea natural o artificial. En otras modalidades, el medio conductivo con pérdidas 203 puede comprender otros medios tales como superficies y estructuras artificiales, tales como automóviles, aeronaves, materiales artificiales (tales como madera contrachapada,

25 laminado plástico, u otros materiales) u otros medios.

[0053] En el caso donde el medio conductivo con pérdidas 203 comprende un medio terrestre o la Tierra, el segundo medio 206 puede comprender la atmósfera arriba del piso. Como tal, la atmósfera puede denominarse como un “medio atmosférico” que comprende aire y otros elementos que constituyen la atmósfera de la Tierra. Además, es posible que el
 5 segundo medio 206 pueda comprender otros medios en relación con el medio conductivo con pérdidas 203.

[0054] La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a incluye una red de alimentación 209 que acopla una fuente de excitación 212 a la terminal de carga T_1 mediante, por ejemplo, un conductor de línea de alimentación vertical. De acuerdo con
 10 diversas modalidades, una carga Q_1 se impone en la terminal de carga T_1 para sintetizar un campo eléctrico con base en el voltaje aplicado a la terminal T_1 en cualquier instante determinado. Dependiendo del ángulo de incidencia (θ_i) del campo eléctrico (E), es posible hacer coincidir sustancialmente en modo el campo eléctrico con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 que
 15 comprende la Región 1.

[0055] Al considerar las soluciones de forma cerrada de Zenneck de las Ecuaciones (1) a (6), la condición de delimitación de impedancia de Leontovich entre la Región 1 y la Región 2 puede enunciarse como

$$\hat{z} \times \vec{H}_2(\rho, \varphi, 0) = \vec{J}_S, \quad (13)$$

20 donde $\hat{z}$ es una unidad normal en la dirección vertical (+z) positiva y $\vec{H}_2$ es la intensidad de campo magnético en la Región 2 expresada por la Ecuación (1) anterior. La Ecuación (13) implica que los campos eléctrico y magnético, especificados en las Ecuaciones (1) a (3), pueden resultar en una densidad de corriente superficial radial a lo

largo de la interfase de delimitación, donde la densidad de corriente superficial radial puede especificarse por

$$J_{\rho}(\rho') = -A H_1^{(2)}(-j\gamma\rho') \quad (14)$$

donde A es una constante. Más aún, debe tenerse en cuenta que muy cerca de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 (para $\rho \ll \lambda$), la Ecuación (14) anterior tiene el comportamiento

$$J_{cerca}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_{\phi} = -\frac{I_o}{2\pi\rho'}. \quad (15)$$

El signo negativo significa que cuando la corriente de la fuente (I_o) fluye de manera vertical hacia arriba como se ilustra en la Figura 3, la corriente terrestre “muy cercana” fluye radialmente hacia el interior. Por el campo coincidente en “muy cercana” H_{ϕ} , se puede determinar que

$$A = -\frac{I_o\gamma}{4} = -\frac{\omega q_1\gamma}{4} \quad (16)$$

donde $q_1 = C_1 V_1$, en Ecuaciones (1) a (6) y (14). Por lo tanto, la densidad de corriente superficial radial de la Ecuación (14) puede enunciarse nuevamente como

$$J_{\rho}(\rho') = \frac{I_o\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho'). \quad (17)$$

Los campos expresados por las Ecuaciones (1) a (6) y (17) tienen la naturaleza de un *modo de línea de transmisión* delimitado a una interfase con pérdidas, *no campos de radiación* que se asocian con propagación de ondas terrestres. Ver Barlow, H. M. and Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5.

[0056] En este punto, se proporciona una revisión de la naturaleza de las funciones de Hankel utilizadas en las Ecuaciones (1) a (6) y (17) para estas soluciones de la ecuación de onda. Podría observarse que las funciones de Hankel de la primera y segunda clase y

orden n se definen como combinaciones complejas de las funciones de Bessel estándar de la primera y segunda clases

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jN_n(x), \text{ y} \quad (18)$$

$$H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - jN_n(x), \quad (19)$$

5 Estas funciones representan ondas cilíndricas que se propagan radialmente hacia el interior ($H_n^{(1)}$) y hacia el exterior ($H_n^{(2)}$), respectivamente. La definición es análoga a la relación $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$. Ver, por ejemplo, Harrington, R.F., Time-Harmonic Fields, McGraw-Hill, 1961, pp. 460-463.

[0057] El hecho de que $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ es una onda saliente puede reconocerse a partir de su comportamiento asintótico de argumento grande que se obtiene directamente de las definiciones en serie de $J_n(x)$ y $N_n(x)$. Muy lejos de la punta de guía de ondas superficiales guiadas:

$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})}, \quad (20a)$$

que, cuando se multiplica por $e^{j\omega t}$, es una onda cilíndrica de propagación hacia el exterior de la forma $e^{j(\omega t - k\rho)}$ con una variación espacial $1/\sqrt{\rho}$. La solución de primer orden ($n = 1$) puede determinarse a partir de la Ecuación (20a) como

$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} e^{-j(x - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4})}. \quad (20b)$$

Muy cerca de la punta de guía de ondas superficiales guiadas (para $\rho \ll \lambda$), la función de Hankel de primer orden y la segunda clase se comporta como

$$20 \quad H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow 0} \frac{2j}{\pi x}. \quad (21)$$

Obsérvese que estas expresiones asintóticas son cantidades complejas. Cuando x es una cantidad real, las Ecuaciones (20b) y (21) difieren en fase por $\sqrt{j}$, lo cual

corresponde a un avance de fase extra o “refuerzo de fase” de 45° o, de manera equivalente, $\lambda/8$. Las asíntotas muy cercana y muy lejana de la función de Hankel de primer orden de la segunda clase tienen un “cruce” de Hankel o punto de transición donde son de igual magnitud a una distancia de $\rho = R_x$.

- 5 **[0058]** De este modo, más allá del punto de cruce de Hankel, la representación “muy lejos” predomina sobre la representación “muy cerca” de la función de Hankel. La distancia al punto de cruce de Hankel (o distancia de cruce de Hankel) puede encontrarse al igualar las Ecuaciones (20b) y (21) para $-j\gamma\rho$, y resolverse para R_x . Con $x = \sigma/\omega\epsilon_o$, puede observarse que las asíntotas de las funciones de Hankel muy lejos y muy cerca son
- 10 dependientes de la frecuencia, con el punto de cruce de Hankel moviéndose a medida que la frecuencia se hace descender. También debe advertirse que las asíntotas de las funciones de Hankel también pueden variar a medida que cambia la conductividad (σ) del medio conductivo con pérdidas. Por ejemplo, la conductividad del suelo puede variar con los cambios en las condiciones meteorológicas.
- 15 **[0059]** En referencia a la Figura 4, se muestra un ejemplo de una gráfica de las magnitudes de las funciones de Hankel de primer orden de las Ecuaciones (20b) y (21) para una conductividad de Región 1 de $\sigma = 0.010$ siemens/m y permitividad relativa $\epsilon_r = 15$, a una frecuencia operativa de 1850 kHz. La curva 115 es la magnitud de la asíntota muy lejana de la Ecuación (20b) y la curva 118 es la magnitud de la asíntota muy cercana de la
- 20 Ecuación (21), con el punto de cruce de Hankel 121 que presentándose a una distancia de $R_x = 16.459$ m (54 pies). Aunque las magnitudes son iguales, existe un desplazamiento de fase entre las dos asíntotas en el punto de cruce de Hankel 121. También puede observarse que la distancia de cruce de Hankel es muy inferior a una longitud de onda de la frecuencia de operación.

[0060] Al considerar los componentes de campo eléctrico determinados por las Ecuaciones (2) y (3) de la solución de forma cerrada de Zenneck en la Región 2, puede observarse que la relación proporcional de E_z y E_ρ pasa asintóticamente a

$$\frac{E_z}{E_\rho} = \left(\frac{-j\gamma}{u_2} \right) \frac{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}} = n = \tan \theta_i, \quad (22)$$

5 donde n es el índice de refracción complejo de la Ecuación (10), y θ_i es el ángulo de incidencia del campo eléctrico. Además, el componente vertical del campo eléctrico coincidente en modo de la Ecuación (3) pasa asintóticamente a

$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left(\frac{q_{free}}{\epsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^3}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}}, \quad (23)$$

que es linealmente proporcional a la carga libre en el componente aislado de la
10 capacitancia de la terminal de carga elevada al voltaje de terminal, $q_{free} = C_{free} \times V_T$.

[0061] Por ejemplo, la altura H_1 de la terminal de carga elevada T_1 en la Figura 3 afecta la cantidad de carga libre en la terminal de carga T_1 . Cuando la terminal de carga T_1 se encuentra cerca del plano de tierra de la Región 1, la mayor parte de la carga Q_1 en la terminal se “delimita”. A medida que la terminal de carga T_1 se eleva, la carga delimitada
15 se aminora hasta que la terminal de carga T_1 alcanza una altura a la cual sustancialmente la totalidad de la carga aislada se encuentra libre.

[0062] La ventaja de una elevación capacitiva incrementado para la terminal de carga T_1 es que la carga en la terminal de carga elevada T_1 además se retira del plano de tierra, lo que resulta en una cantidad incrementada de carga libre q_{libre} para acoplar la energía
20 hacia el modo de guía de ondas superficiales guiadas. A medida que la terminal de carga T_1 se mueve lejos del plano de tierra, la distribución de carga llega a distribuirse en modo más uniforme alrededor de la superficie de la terminal. La cantidad de carga libre se relaciona con la autocapacitancia de la terminal de carga T_1 .

[0063] Por ejemplo, la capacitancia de una terminal esférica puede expresarse en función de la altura física por arriba del plano de tierra. La capacitancia de una esfera a una altura física de h por arriba de una tierra perfecta se determina por

$$C_{\text{esfera elevada}} = 4\pi\epsilon_0 a(1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots), \quad (24)$$

5 donde el diámetro de la esfera es $2a$, y donde $M = a/2h$ con h siendo la altura de la terminal esférica. Como puede observarse, un incremento en la altura de terminal h reduce la capacitancia C de la terminal de carga. Puede mostrarse que, para las elevaciones de la terminal de carga T_1 que se encuentran a una altura de aproximadamente cuatro veces el diámetro ($4D = 8a$) o mayor, la distribución de carga es aproximadamente
10 uniforme alrededor de la terminal esférica, lo cual puede mejorar el acoplamiento al modo de guía de ondas superficiales guiadas.

[0064] En el caso de una terminal suficientemente aislada, la autocapacitancia de una esfera conductiva puede aproximarse por $C = 4\pi\epsilon_0 a$, donde a es el radio de la esfera en metros, y la autocapacitancia de un disco puede aproximarse por a , donde a es el radio del
15 disco en metros. La terminal de carga T_1 puede incluir cualquier conformación, tal como una esfera, un disco, un cilindro, un cono, un toro, una capucha, uno o más anillos, o cualquier otra conformación aleatorizada o combinación de conformaciones. Un diámetro esférico equivalente puede determinarse y utilizarse para la colocación de la terminal de carga T_1 .

[0065] Esto se puede entender mejor con referencia al ejemplo de la Figura 3, donde
20 la terminal de carga T_1 está elevada a una altura física de $h_p = H_1$ por arriba del medio conductivo con pérdidas 203. Para reducir los efectos de la carga “delimitada”, la terminal de carga T_1 puede colocarse a una altura física que es por lo menos cuatro veces el diámetro esférico (o diámetro esférico equivalente) de la terminal de carga T_1 para reducir los efectos de la carga delimitada.

[0066] Con referencia a continuación a la Figura 5A, se muestra una interpretación de óptica de rayos del campo eléctrico producido por la carga elevada Q_1 en la terminal de carga T_1 de la Figura 3. Como en la óptica, la minimización de la reflexión del campo eléctrico incidente puede mejorar y/o maximizar la energía acoplado al modo de guía de ondas superficiales guiadas del medio conductivo con pérdidas 203. Para un campo eléctrico ($E_{\parallel}$) que se polariza paralelo al plano de incidencia (no la interfase de delimitación), la cantidad de reflexión del campo eléctrico incidente puede determinarse al utilizar el coeficiente de reflexión de Fresnel, lo cual puede expresarse como

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = \frac{E_{\parallel,R}}{E_{\parallel,i}} = \frac{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}, \quad (25)$$

donde θ_i es el ángulo de incidencia convencional medido con respecto a la normal superficial.

[0067] En el ejemplo de la Figura 5A, la interpretación de óptica de rayos muestra el campo incidente polarizado paralelo al plano de incidencia que tiene un ángulo de incidencia de θ_i , el cual se mide con respecto a la normal superficial ($\hat{z}$). No habrá reflexión del campo eléctrico incidente cuando $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ y, de este modo, el campo eléctrico incidente se acoplará por completo a un modo de guía de ondas superficiales guiadas a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas 203. Puede observarse que el numerador de la Ecuación (25) se reduce a cero cuando el ángulo de incidencia es

$$\theta_i = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = \theta_{i,B}, \quad (26)$$

donde $x = \sigma/\omega\epsilon_0$. Este ángulo de incidencia complejo ($\theta_{i,B}$) se refiere como el ángulo de Brewster. En referencia nuevamente a la Ecuación (22), puede observarse que la misma relación de ángulos de Brewster complejos ($\theta_{i,B}$) se presenta en ambas Ecuaciones (22) y (26).

[0068] Como se ilustra en la Figura 5A, el vector de campo eléctrico E puede representarse como onda de plano no uniforme entrante, polarizada paralela al plano de incidencia. El vector de campo eléctrico E puede crearse a partir de componentes horizontal y vertical independientes como

$$5 \quad \vec{E}(\theta_i) = E_\rho \hat{\rho} + E_z \hat{z}. \quad (27)$$

Geométricamente, la ilustración en la Figura 5A sugiere que el vector de campo eléctrico E puede determinarse por

$$E_\rho(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_i, \text{ y} \quad (28a)$$

$$E_z(\rho, z) = E(\rho, z) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) = E(\rho, z) \sin \theta_i, \quad (28b)$$

10 lo cual significa que la relación proporcional de campos es

$$\frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_i} = \tan \psi_i. \quad (29)$$

[0069] Un parámetro generalizado W , denominado “inclinación de onda”, se hace notar en el presente documento como la relación proporcional del componente de campo eléctrico horizontal al componente de campo eléctrico vertical determinada por

$$15 \quad W = \frac{E_\rho}{E_z} = |W|e^{j\Psi}, \text{ o} \quad (30a)$$

$$\frac{1}{W} = \frac{E_z}{E_\rho} = \tan \theta_i = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi}, \quad (30b)$$

lo cual es complejo y tiene tanto magnitud como fase. Para una onda electromagnética en la Región 2, el ángulo de inclinación de onda (Ψ) es igual al ángulo entre la normal del frente de onda en la interfase de delimitación con la Región 1 y la tangente a la interfase de delimitación. Esto puede ser más fácil de observar en la Figura 5B, la cual ilustra superficies de fases iguales de una onda electromagnética y sus normales para una onda superficial guiada cilíndrica radial. En la interfase de delimitación ($z = 0$) con un conductor perfecto, la normal de frente de onda es paralela a la tangente de la interfase

20

de delimitación, lo que resulta en $W = 0$. Sin embargo, en el caso de una dieléctrica con pérdidas, existe una inclinación de onda W dado que la normal de frente de onda no es paralela con la tangente de la interfase de delimitación en $z = 0$.

[0070] La aplicación de la Ecuación (30b) a una onda superficial guiada ofrece

$$5 \quad \tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_\rho} = \frac{u_2}{\gamma} = \sqrt{\varepsilon_r - jx} = n = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|} e^{-j\Psi}. \quad (31)$$

Con el ángulo de incidencia igual al ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$), el coeficiente de reflexión de Fresnel de la Ecuación (25) se desvanece, como se muestra por

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_{i,B}) = \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i} \Big|_{\theta_i = \theta_{i,B}} = 0. \quad (32)$$

Al ajustar la relación proporcional de campos complejos de la Ecuación (22), un
10 campo incidente puede sintetizarse para ser incidente en un ángulo complejo en el cual la reflexión se reduce o elimina. El establecimiento de esta relación proporcional como $n = \sqrt{\varepsilon_r - jx}$ resulta en que el campo eléctrico sintetizado es incidente en el ángulo de Brewster complejo, lo que hace que las reflexiones se desvanezcan.

[0071] El concepto de una altura efectiva eléctrica puede proporcionar además una
15 mejor comprensión de la síntesis de un campo eléctrico con un ángulo de incidencia complejo con una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. La altura efectiva eléctrica (h_{eff}) se ha definido como

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I(z) dz \quad (33)$$

para un monopolo con una altura física (o longitud) de h_p . Dado que la expresión
20 depende de la magnitud y fase de la distribución de fuentes a lo largo de la estructura, la altura efectiva (o longitud) es compleja en general. La integración de la corriente distribuida $I(z)$ de la estructura se realiza sobre la altura física de la estructura (h_p), y se normaliza a

la corriente de tierra (I_0) que fluye hacia arriba a través de la base (o entrada) de la estructura. La corriente distribuida a lo largo de la estructura puede expresarse por

$$I(z) = I_C \cos(\beta_0 z), \quad (34)$$

donde β_0 es el factor de propagación para la corriente que se propaga en la estructura. En el ejemplo de la Figura 3, I_C es la corriente que se distribuye a lo largo de la estructura vertical de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a.

[0072] Por ejemplo, considérese una red de alimentación 209 que incluye una bobina de baja pérdida (por ejemplo, una bobina helicoidal) en la parte inferior de la estructura, y un conductor de línea de alimentación vertical conectado entre la bobina y la terminal de carga T_1 . El retardo de fase debido a la bobina (o línea de retardo helicoidal) es $\theta_c = \beta_p l_C$, con una longitud física de l_C y un factor de propagación de

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}, \quad (35)$$

donde V_f es el factor de velocidad en la estructura, λ_0 es la longitud de onda a la frecuencia suministrada, y λ_p es la longitud de onda de propagación que resulta del factor de velocidad V_f . El retardo de fase se mide en relación con la corriente de tierra (estaca) I_0 .

[0073] Además, el retardo de fase espacial a lo largo de la longitud l_w , del conductor de línea de alimentación vertical, puede determinarse por $\theta_y = \beta_w l_w$, donde β_w es la constante de fase de propagación para el conductor de línea de alimentación vertical. En algunas implementaciones, el retardo de fase espacial puede aproximarse por $\theta_y = \beta_w h_p$, dado que la diferencia entre la altura física h_p de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a y la longitud del conductor de línea de alimentación vertical l_w es mucho menor a una longitud de onda a la frecuencia suministrada (λ_0). Como resultado, el retardo de fase total a través de la bobina y conductor de línea de alimentación vertical es $\Phi = \theta_c +$

θ_y , y la corriente alimentada a la parte superior de la bobina desde la parte inferior de la estructura física es

$$I_c(\theta_c + \theta_y) = I_0 e^{j\Phi}, \quad (36)$$

con el retardo de fase total Φ medido en relación con la corriente de tierra (estaca)

- 5 I_0 . Por consecuencia, la altura efectiva eléctrica de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede aproximarse por

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_0 e^{j\Phi} \cos(\beta_0 z) dz \cong h_p e^{j\Phi}, \quad (37)$$

- para el caso donde la altura física $h_p \ll \lambda_0$. La altura efectiva compleja de un monopolo, $h_{eff} = h_p$ en un ángulo (o desplazamiento de fase) de Φ , puede ajustarse para
10 dar lugar a que los campos de fuente coincidan con un modo de guía de ondas superficiales guiadas y ocasionen que una onda superficial guiada se lance en el medio conductivo con pérdidas 203.

- [0074]** En el ejemplo de la Figura 5A, se utiliza óptica de rayos para ilustrar la trigonometría de ángulo complejo del campo eléctrico incidente (E) que tiene un ángulo de
15 incidencia de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$) a la distancia de cruce de Hankel (R_x) 121. Recuérdese de la Ecuación (26) que, para un medio conductivo con pérdidas, el ángulo de Brewster es complejo y se especifica por

$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} = n. \quad (38)$$

- Eléctricamente, los parámetros geométricos se relacionan por la altura efectiva
20 eléctrica (h_{eff}) de la terminal de carga T_1 por

$$R_x \tan \psi_{i,B} = R_x \times W = h_{eff} = h_p e^{j\Phi}, \quad (39)$$

donde $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ es el ángulo de Brewster medido desde la superficie del medio conductivo con pérdidas. Para acoplarse al modo de guía de ondas superficiales

guiadas, la inclinación de onda del campo eléctrico a la distancia de cruce de Hankel puede expresarse como la relación proporcional de la altura efectiva eléctrica y la distancia de cruce de Hankel

$$\frac{h_{eff}}{R_x} = \tan \psi_{i,B} = W_{R_x}. \quad (40)$$

5 Dado que tanto la altura física (h_p) como la distancia de cruce de Hankel (R_x) son cantidades reales, el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda superficial guiada deseada a la distancia de cruce de Hankel (R_x) es igual a la fase (Φ) de la altura efectiva compleja (h_{eff}). Esto implica que, al variar la fase en el punto de suministro de la bobina, y de este modo el desplazamiento de fase en la Ecuación (37), la fase Φ de la altura efectiva compleja puede
10 manipularse para coincidir con el ángulo de la inclinación de onda Ψ del modo de guía de ondas superficiales guiadas en el punto de cruce de Hankel 121: $\Phi = \Psi$.

[0075] En la Figura 5A, se representa un triángulo recto que tiene un lado adyacente de longitud R_x a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas, y un ángulo de Brewster complejo $\psi_{i,B}$ medido entre un rayo 124 que se extiende entre el punto de cruce
15 de Hankel 121 en R_x y el centro de la terminal de carga T_1 , y la superficie del medio conductivo con pérdidas 127 entre el punto de cruce de Hankel 121 y la terminal de carga T_1 . Con la terminal de carga T_1 colocada a la altura física h_p y excitada con una carga que tiene el retardo de fase apropiado Φ , el campo eléctrico resultante es incidente con la interfase de delimitación del medio conductivo con pérdidas a la distancia de cruce de
20 Hankel R_x , y en el ángulo de Brewster. Bajo estas condiciones, el modo de guía de ondas superficiales guiadas puede excitarse sin reflexión o con una reflexión sustancialmente insignificante.

[0076] Si la altura física de la terminal de carga T_1 se disminuye sin cambiar el desplazamiento de fase Φ de la altura efectiva (h_{eff}), el campo eléctrico resultante intersecta el medio conductivo con pérdidas 203 en el ángulo de Brewster a una distancia reducida desde la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. La Figura 6 ilustra

5 gráficamente el efecto de la disminución de la altura física de la terminal de carga T_1 sobre la distancia donde el campo eléctrico es incidente en el ángulo de Brewster. A medida que la altura se disminuye de h_3 a h_2 hasta h_1 , el punto donde el campo eléctrico se interseca con el medio conductivo con pérdidas (por ejemplo, la Tierra) en el ángulo de Brewster se mueve más cerca de la posición de la terminal de carga. Sin embargo, como indica la

10 Ecuación (39), la altura H_1 (Figura 3) de la terminal de carga T_1 debe estar en o ser superior a la altura física (h_p) con el fin de excitar el componente más lejano de la función de Hankel. Con la terminal de carga T_1 colocada en o por arriba de la altura efectiva (h_{eff}), el medio conductivo con pérdidas 203 puede iluminar en el ángulo de incidencia de Brewster ($\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$) en o más allá de la distancia de cruce de Hankel (R_x) 121 como se ilustra en

15 la Figura 5A. Para reducir o minimizar la carga delimitada en la terminal de carga T_1 , la altura debe ser por lo menos cuatro veces el diámetro esférico (o diámetro esférico equivalente) de la terminal de carga T_1 como se menciona arriba.

[0077] Una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede configurarse para establecer un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda que corresponde a una

20 onda que ilumina la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 en un ángulo de Brewster complejo, lo que en consecuencia excita las corrientes superficiales radiales al coincidir sustancialmente en modo con un modo de ondas superficiales guiadas en (o más allá) el punto de cruce de Hankel 121 en R_x .

[0078] En referencia a la Figura 7, se muestra una representación gráfica de un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200b que incluye una terminal de carga T_1 . Una fuente de CA 212 actúa como la fuente de excitación para la terminal de carga T_1 , la cual se acopla a la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200b a través de una red de alimentación 209 (Figura 3) que comprende una bobina 215 tal como, por ejemplo, una bobina helicoidal. En otras implementaciones, la fuente de CA 212 puede acoplarse en forma inductiva a la bobina 215 a través de una bobina primaria. En algunas modalidades, puede incluirse una red de coincidencia de impedancia para mejorar y/o maximizar el acoplamiento de la fuente de CA 212 a la bobina 215.

[0079] Como se muestra en la Figura 7, la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200b puede incluir la terminal de carga superior T_1 (por ejemplo, una esfera a la altura h_p) que se coloca a lo largo de un eje vertical z que es sustancialmente normal al plano presentado por el medio conductivo con pérdidas 203. Un segundo medio 206 se ubica por arriba del medio conductivo con pérdidas 203. La terminal de carga T_1 tiene una autocapacitancia C_T . Durante la operación, la carga Q_1 se impone en la terminal T_1 dependiendo del voltaje aplicado a la terminal T_1 en cualquier instante determinado.

[0080] En el ejemplo de la Figura 7, la bobina 215 se acopla a una estaca de tierra 218 en un primer extremo y a la terminal de carga T_1 mediante un conductor de línea de alimentación vertical 221. En algunas implementaciones, la conexión de bobina a la terminal de carga T_1 puede ajustarse al utilizar una derivación 224 de la bobina 215, como se muestra en la Figura 7. La bobina 215 puede energizarse a una frecuencia operativa por la fuente de CA 212 a través de una derivación 227 en una porción inferior de la bobina 215. En otras implementaciones, la fuente de CA 212 puede acoplarse en forma inductiva a la bobina 215 a través de una bobina primaria.

[0081] La construcción y ajuste de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 se basa en diversas condiciones operativas, tales como la frecuencia de transmisión, condiciones del medio conductivo con pérdidas (por ejemplo, conductividad del suelo σ y permitividad relativa ε_r), y tamaño de la terminal de carga T_1 . El índice de refracción 5 puede calcularse a partir de las Ecuaciones (10) y (11) como

$$n = \sqrt{\varepsilon_r - jx}, \quad (41)$$

donde $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ con $\omega = 2\pi f$. La conductividad σ y permitividad relativa ε_r pueden determinarse a través de mediciones de prueba del medio conductivo con pérdidas 203. El ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$), medido desde la normal superficial, también 10 puede determinarse a partir de la Ecuación (26) como

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\varepsilon_r - jx}), \quad (42)$$

o medirse desde la superficie como se muestra en la Figura 5A como

$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}. \quad (43)$$

La inclinación de onda a la distancia de cruce de Hankel (W_{Rx}) también puede 15 encontrarse al utilizar la Ecuación (40).

[0082] La distancia de cruce de Hankel también puede encontrarse al igualar las magnitudes de las Ecuaciones (20b) y (21) para $-j\gamma\rho$, y resolver para R_x , como se ilustra por la Figura 4. La altura efectiva eléctrica puede entonces determinarse a partir de la Ecuación (39) al utilizar la distancia de cruce de Hankel y el ángulo de Brewster complejo 20 como

$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}. \quad (44)$$

Como puede observarse a partir de la Ecuación (44), la altura efectiva compleja (h_{eff}) incluye una magnitud que se asocia con la altura física (h_p) de la terminal de carga T_1 y un retardo de fase (Φ) que debe asociarse con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda

a la distancia de cruce de Hankel (R_x). Con estas variables y la configuración de terminal de carga T_1 seleccionada, es posible determinar la configuración de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200.

[0083] Con la terminal de carga T_1 colocada en o por arriba de la altura física (h_p), la red de alimentación 209 (Figura 3) y/o al conectar la línea de alimentación vertical a la terminal de carga T_1 se puede ajustar para hacer coincidir la fase (Φ) de la carga Q_1 en la terminal carga T_1 al ángulo (Ψ) de la inclinación de onda (W). El tamaño de la terminal de carga T_1 puede elegirse para proporcionar una superficie suficientemente grande para la carga Q_1 impuesta en las terminales. En general, es deseable hacer a la terminal de carga 10 T_1 tan grande como sea posible. El tamaño de la terminal de carga T_1 debe ser suficientemente grande para evitar la ionización del aire circundante, lo cual puede resultar en una descarga eléctrica o chispas alrededor de la terminal de carga.

[0084] El retardo de fase θ_c de una bobina enrollada helicoidalmente puede determinarse a partir de las ecuaciones de Maxwell como se ha expuesto por Corum, K.L. and J.F. Corum, "RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes," Microwave Review, Vol. 7, No. 2, September 2001, pp. 36-45., que se incorpora en el presente documento como referencia en su totalidad. Para una bobina helicoidal con $H/D > 1$, la relación proporcional de la velocidad de propagación (v) de una onda a lo largo del eje longitudinal de la bobina a la velocidad de la luz (c), o el "factor de 20 velocidad", se determina por

$$V_f = \frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{1 + 20 \left(\frac{D}{s}\right)^{2.5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}}, \quad (45)$$

donde H es la longitud axial de la hélice de solenoide, D es el diámetro de bobina, N es el número de vueltas de la bobina, $s = H/N$ es el espaciamiento vuelta a vuelta (o

paso de la hélice) de la bobina, y λ_o es la longitud de onda del espacio libre. Con base en esta relación, la longitud eléctrica, o retardo de fase, de la bobina helicoidal se determina por

$$\theta_c = \beta_p H = \frac{2\pi}{\lambda_p} H = \frac{2\pi}{V_f \lambda_o} H. \quad (46)$$

5 El principio es el mismo si la hélice se enrolla en espiral o es corta y gruesa, pero V_f y θ_c son más fáciles de obtener por la medición experimental. La expresión para la impedancia característica (onda) de una línea de transmisión helicoidal también se ha derivado como

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ell n \left(\frac{V_f \lambda_o}{D} \right) - 1.027 \right]. \quad (47)$$

10 **[0085]** El retardo de fase espacial θ_y de la estructura puede determinarse al utilizar el retardo de fase de onda progresiva del conductor de línea de alimentación vertical 221 (Figura 7). La capacitancia de un conductor vertical cilíndrico por arriba de un plano de tierra perfecto puede expresarse como

$$C_A = \frac{2\pi\epsilon_o h_w}{\ell n \left(\frac{h}{a} \right) - 1} \text{ Faradios}, \quad (48)$$

15 donde h_w es la longitud vertical (o altura) del conductor y a es el radio (en unidades mks). Como con la bobina helicoidal, el retardo de fase de onda progresiva del conductor de línea de alimentación vertical puede determinarse por

$$\theta_y = \beta_w h_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} h_w = \frac{2\pi}{V_w \lambda_o} h_w, \quad (49)$$

20 donde β_w es la constante de fase de propagación para el conductor de línea de alimentación vertical, h_w es la longitud vertical (o altura) del conductor de línea de alimentación vertical, V_w es el factor de velocidad en el hilo, λ_o es la longitud de onda a la frecuencia suministrada, y λ_w es la longitud de onda de propagación que resulta del factor de velocidad V_w . Para un conductor cilíndrico uniforme, el factor de velocidad es una

constante con $V_w \approx 0.94$, o en un intervalo de aproximadamente 0.93 a aproximadamente 0.98. Si la asta se considera una línea de transmisión uniforme, su impedancia característica promedio puede aproximarse por

$$Z_w = \frac{60}{V_w} \left[\ell n \left(\frac{h_w}{a} \right) - 1 \right], \quad (50)$$

5 donde $V_w \approx 0.94$ para un conductor cilíndrico uniforme y a es el radio del conductor.

Una expresión alternativa que se ha empleado en literatura de radio amateur para la impedancia característica de una línea de alimentación de un solo hilo puede determinarse por

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right). \quad (51)$$

10 La Ecuación (51) implica que Z_w para un alimentador de un solo hilo varía con la frecuencia. El retardo de fase puede determinarse con base en la capacitancia e impedancia característica.

[0086] Con una terminal de carga (T_1) colocada sobre el medio conductivo con pérdidas 203 como se muestra en la Figura 3, la red de alimentación 209 se puede ajustar para excitar la terminal de carga T_1 con el desplazamiento de fase (Φ) de la altura efectiva compleja (h_{eff}) igual al ángulo (Ψ) de la inclinación de onda en la distancia de cruce de Hankel, o $\Phi = \Psi$. Cuando esta condición se cumple, el campo eléctrico producido por la carga que oscila Q_1 en la terminal de carga T_1 se acopla a un modo de guía de ondas superficiales guiadas que progresa a lo largo de la superficie de un medio conductivo con pérdidas 203. Por ejemplo, si el ángulo de Brewster ($\theta_{i,B}$), el retraso de fase (θ_y) asociado con el conductor de línea de alimentación vertical 221 (Figura 7), y la configuración de la bobina 215 (Figura 7) se conocen, entonces la posición de la derivación 224 (Figura 7) se puede determinar y ajustar para imponer una carga oscilatoria Q_1 en la terminal de carga T_1 con fase $\Phi = \Psi$. La posición de la derivación 224 puede ajustarse para maximizar el

acoplamiento de las ondas superficiales progresivas al modo de guía de ondas superficiales guiadas. La longitud de bobina en exceso más allá de la posición de la derivación 224 puede retirarse para reducir los efectos capacitivos. La altura de hilo vertical y/o los parámetros geométricos de la bobina helicoidal también pueden variarse.

- 5 **[0087]** El acoplamiento al modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 puede mejorarse y/u optimizarse al sintonizar la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 para la resonancia de ondas estacionarias con respecto a un plano de imagen complejo asociado con la carga Q_1 en la terminal de carga T_1 . Al hacer esto, el rendimiento de la punta de guía de ondas superficiales
- 10 guiadas 200 puede ajustarse para un voltaje incrementado y/o máximo (y de este modo la carga Q_1) en la terminal de carga T_1 . De nuevo con referencia a la Figura 3, el efecto del medio conductivo con pérdidas 203 en la Región 1 puede examinarse al utilizar análisis de teoría de imágenes.

- 15 **[0088]** Físicamente, una carga elevada Q_1 colocada sobre un plano perfectamente conductivo atrae la carga libre en el plano perfectamente conductivo, el cual entonces “se apila” en la región bajo la carga elevada Q_1 . La distribución resultante de la electricidad “delimitada” en el plano perfectamente conductivo es similar a una curva en forma de campana. La superposición del potencial de la carga elevada Q_1 , más el potencial de la carga “apilada” inducida debajo de la misma, fuerza una superficie equipotencial de cero
- 20 para el plano perfectamente conductivo. La solución al problema de valor de delimitación, que describe los campos en la región por arriba del plano perfectamente conductivo, puede obtenerse al utilizar la noción clásica de cargas de imágenes, donde el campo de la carga elevada se superpone con el campo de una carga de “imagen” correspondiente por debajo del plano perfectamente conductivo.

[0089] Este análisis también puede utilizarse con respecto a un medio conductivo con pérdidas 203 al asumir la presencia de una carga de imagen efectiva Q_1' debajo de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. La carga de imagen efectiva Q_1' coincide con la carga Q_1 en la terminal de carga T_1 alrededor de un plano de tierra de imagen conductivo 130, como se ilustra en la Figura 3. Sin embargo, la carga de imagen Q_1' no se ubica meramente a cierta profundidad real y 180° fuera de fase con la carga de fuente primaria Q_1 en la terminal de carga T_1 , dado que sería en el caso de un conductor perfecto. En cambio, el medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, un medio terrestre) presenta una imagen con *desplazamiento de fase*. Es decir, la carga de imagen Q_1' se encuentra a una profundidad compleja por debajo de la superficie (o delimitación física) del medio conductivo con pérdidas 203. Para una discusión de profundidad de imagen compleja, se hace referencia a Wait, J. R., "Complex Image Theory—Revisited," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, August 1991, pp. 27-29, que se incorpora en el presente documento como referencia en su totalidad.

[0090] En lugar de la carga de imagen Q_1' que se encuentra a una profundidad que es igual a la altura física (H_1) de la carga Q_1 , el plano de tierra de imagen conductivo 130 (que representa un conductor perfecto) se ubica a una profundidad compleja de $z = -d/2$ y la carga de imagen Q_1' aparece a una profundidad compleja (es decir, la "profundidad" tiene tanto magnitud como fase), determinado por $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$. Para fuentes verticalmente polarizadas sobre la Tierra,

$$d = \frac{2\sqrt{\gamma_e^2 + k_0^2}}{\gamma_e^2} \approx \frac{2}{\gamma_e} = d_r + jd_i = |d|\angle\zeta, \quad (52)$$

donde

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1, \quad (53)$$

$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}, \quad (54)$$

como se indica en la Ecuación (12). El espaciamento complejo de la carga de imagen, a su vez, implica que el campo externo experimentará *desplazamientos de fase extra* no encontrados cuando la interfase es un conductor dieléctrico o uno perfecto. En el medio conductivo con pérdidas, la normal de frente de onda es paralela a la tangente del plano de tierra de imagen conductivo 130 en $z = -d/2$, y no en la interfase de delimitación entre las Regiones 1 y 2.

[0091] Considérese el caso ilustrado en la Figura 8A donde el medio conductivo con pérdidas 203 es una Tierra finitamente conductiva 133 con una delimitación física 136. La Tierra *finitamente* conductiva 133 puede reemplazarse por un plano de tierra de imagen perfectamente conductivo 139 como se muestra en la Figura 8B, el cual se ubica a una profundidad compleja z_1 por debajo de la delimitación física 136. Esta representación equivalente exhibe la *misma* impedancia cuando se mira abajo hacia la interfase en la delimitación física 136. La representación equivalente de la Figura 8B puede modelarse como una línea de transmisión equivalente, como se muestra en la Figura 8C. La sección transversal de la estructura equivalente se representa como línea de transmisión de carga final (en dirección z), con la impedancia del plano de imagen perfectamente conductivo siendo un corto circuito ($z_s = 0$). La profundidad z_1 puede determinarse al igualar la impedancia de onda de TEM al mirar abajo en la Tierra a una impedancia de plano de tierra de imagen z_{in} vista mirando hacia la línea de transmisión de la Figura 8C.

[0092] En el caso de la Figura 8A, la constante de propagación e impedancia intrínseca de onda en la región superior (aire) 142 son

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o} = 0 + j\beta_o, \text{ y} \quad (55)$$

$$z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}}. \quad (56)$$

En la Tierra con pérdidas 133, la constante de propagación e impedancia intrínseca de onda son

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)}, \text{ y} \quad (57)$$

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_e}. \quad (58)$$

5 Para la incidencia normal, la representación equivalente de la Figura 8B es equivalente a una línea de transmisión de TEM cuya impedancia característica es la del aire (Z_o), con constante de propagación de γ_o , y cuya longitud es z_1 . Como tal, la impedancia de plano de tierra de imagen Z_{in} vista en la interfase para la línea de transmisión acortada de la Figura 8C se determina por

$$10 \quad Z_{in} = Z_o \tanh(\gamma_o z_1). \quad (59)$$

La igualación de la impedancia de plano de tierra de imagen Z_{in} asociada con el modelo equivalente de la Figura 8C a la impedancia de onda de incidencia normal de la Figura 8A y la resolución para z_1 ofrece la distancia a un corto circuito (el plano de tierra de imagen *perfectamente conductivo* 139) como

$$15 \quad z_1 = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_e}{Z_o} \right) = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{\gamma_o}{\gamma_e} \right) \approx \frac{1}{\gamma_e}, \quad (60)$$

donde sólo el primer término de la expansión en serie para la tangente hiperbólica inversa se considera para esta aproximación. Obsérvese que, en la región de aire 142, la constante de propagación es $\gamma_o = j\beta_o$, por lo tanto $Z_{in} = jZ_o \tan \beta_o z_1$ (lo cual es una cantidad puramente imaginaria para un z_1 real), pero z_e es un valor complejo si $\sigma \neq 0$. Por lo tanto, $Z_{in} = Z_e$ sólo cuando z_1 es una *distancia compleja*.

[0093] Dado que la representación equivalente de la Figura 8B incluye un plano de tierra de imagen perfectamente conductivo 139, la profundidad de imagen para una carga o corriente que *yace en la superficie de la Tierra* (delimitación física 136) es igual a la distancia z_1 en el otro lado del plano de tierra de imagen 139, o $d = 2 \times z_1$ debajo de la

superficie de la Tierra (que se ubica en $z = 0$). De este modo, la distancia al plano de tierra de imagen perfectamente conductor 139 puede aproximarse por

$$d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}. \quad (61)$$

Adicionalmente, la “carga de imagen” será *igual y opuesta* a la carga real, de modo que el potencial del plano de tierra de imagen perfectamente conductor 139 a la profundidad $z_1 = -d/2$ será cero.

[0094] Si una carga Q_1 se eleva a una distancia H_1 por arriba de la superficie de la Tierra como se ilustra en la Figura 3, entonces la carga de imagen Q_1' reside en una distancia compleja de $D_1 = d + H_1$ por debajo de la superficie, o una distancia compleja $d/2 + H_1$ debajo del plano de tierra de imagen 130. La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200b de la Figura 7 puede modelarse como modelo de plano de imagen línea de transmisión de un solo hilo equivalente, que puede basarse en el plano de tierra de imagen perfectamente conductor 139 de la Figura 8B. La Figura 9A muestra un ejemplo del modelo de plano de imagen línea de transmisión de un solo hilo equivalente, y la Figura 9B ilustra un ejemplo del modelo de línea de transmisión equivalente clásico, que incluye la línea de transmisión acortado de la Figura 8C.

[0095] En los modelos de planos de imágenes equivalentes de las Figuras 9A y 9B, $\Phi = \theta_y + \theta_c$ es el retraso de fase de onda progresiva de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 referenciado a Tierra 133 (o el medio conductor con pérdidas 203), $\theta_c = \beta_p H$ es la longitud eléctrica de la bobina 215 (Figura 7), de longitud física H , expresada en grados, $\theta_y = \beta_w h_w$ es la longitud eléctrica del conductor de línea de alimentación vertical 221 (Figura 7), de longitud física h_w , expresado en grados, y $\theta_d = \beta_o d/2$ es el desplazamiento de fase entre el plano de tierra de imagen 139 y la delimitación física 136 de la Tierra 133 (o medio conductor con pérdidas 203). En el ejemplo de las

Figuras 9A y 9B, Z_w es la impedancia característica del conductor de línea de alimentación vertical elevada 221 en ohms, Z_c es la impedancia característica de la bobina 215 en ohms, y Z_o es la impedancia característica del espacio libre.

[0096] En la base de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, la impedancia vista “mirando arriba” hacia la estructura es $Z_{\uparrow} = Z_{base}$. Con una impedancia de carga de:

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T}, \quad (62)$$

donde C_T es la autocapacitancia de la terminal de carga T1, la impedancia vista “mirando arriba” hacia el conductor de línea de alimentación vertical 221 (Figura 7) se determina por:

$$Z_2 = Z_w \frac{Z_L + Z_w \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_w + Z_L \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_w \frac{Z_L + Z_w \tanh(j\theta_y)}{Z_w + Z_L \tanh(j\theta_y)}, \quad (63)$$

y la impedancia vista “mirando arriba” hacia la bobina 215 (Figura 7) se determina por:

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\beta_p H)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)}. \quad (64)$$

En la base de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, la impedancia vista “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203 es $Z_{\downarrow} = Z_{in}$, lo cual se determina por:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_s + Z_o \tanh[j\beta_o(d/2)]}{Z_o + Z_s \tanh[j\beta_o(d/2)]} = Z_o \tanh(j\theta_d), \quad (65)$$

donde $Z_s = 0$.

[0097] Al desatender las pérdidas, el modelo de plano de imagen equivalente puede sintonizarse a la resonancia cuando $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ en la delimitación física 136. O, en el caso de baja pérdida, $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ en la delimitación física 136, donde X es el componente reactivo correspondiente. De este modo, la impedancia en la delimitación física 136,

“mirando arriba” hacia la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, es el conjugado de la impedancia en la delimitación física 136 “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203. Al ajustar la impedancia de carga Z_L de la terminal de carga T_1 mientras se mantiene el retardo de fase de onda progresiva Φ igual al ángulo de la inclinación de onda del medio Ψ , a fin de que $\Phi = \Psi$, lo cual mejora y/o maximiza el acoplamiento del campo eléctrico de la punta a un modo de guía de ondas superficiales guiadas a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra), los modelos de planos de imágenes equivalentes de las Figuras 9A y 9B pueden sintonizarse a la resonancia con respecto al plano de tierra de imagen 139. De esta forma, la impedancia del modelo de plano de imagen complejo equivalente es puramente resistiva, lo cual mantiene una onda estacionaria superpuesta en la estructura de punta que maximiza el voltaje y carga elevada en la terminal T_1 y, por las ecuaciones (1) a (3) y (16), maximiza la onda superficial en propagación.

[0098] De las soluciones de Hankel se deduce que la onda superficial guiada, excitada por la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, es una onda progresiva de propagación hacia el exterior. La distribución de la fuente a lo largo de la red de alimentación 209 entre la terminal de carga T_1 y la estaca a tierra 218 de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 (Figuras 3 y 7) está compuesta de hecho de una superposición de una onda de propagación más una onda estacionaria en la estructura. Con la terminal de carga T_1 colocada en o por arriba de la altura física h_p , el retardo de fase de la onda progresiva que se mueve a través de la red de alimentación 209 es coincidente con el ángulo de la inclinación de onda asociada con el medio conductivo con pérdidas 203. Esta coincidencia en modo permite a la onda progresiva lanzarse a lo largo del medio conductivo con pérdidas 203. Una vez que el retardo de fase se ha establecido para la onda progresiva,

la impedancia de carga Z_L de la terminal de carga T_1 se ajusta para llevar la estructura de punta hacia la resonancia de ondas estacionarias con respecto al plano de tierra de imagen (130 de la Figura 3 o 139 de la Figura 8), que se encuentra a una profundidad compleja de $-d/2$. En ese caso, la impedancia vista desde el plano de tierra de imagen tiene reactancia
 5 cero, y la carga en la terminal de carga T_1 se maximiza.

[0099] La distinción entre el fenómeno de onda progresiva y los fenómenos de onda estacionaria es que (1) el retardo de fase de las ondas progresivas ($\theta = \beta d$) en una sección de la línea de transmisión de longitud d (algunas veces denominada “línea de retardo”) se debe a los tiempos de retardo de propagación; en tanto que (2) la fase dependiente de la
 10 posición de las ondas estacionarias (que se componen de ondas en propagación hacia adelante y hacia atrás) depende tanto del tiempo de retardo de propagación de longitud de línea como de las transiciones de impedancia en las interfases entre las secciones de línea de diferentes impedancias características. Además del retardo de fase que surge debido a la longitud física de una sección de línea de transmisión que opera en estado estacionario
 15 sinusoidal, hay una fase de coeficiente de reflexión extra en discontinuidades de impedancia que se debe a la relación proporcional de Z_{oa}/Z_{ob} , donde Z_{oa} y Z_{ob} son las impedancias características de dos secciones de una línea de transmisión tal como, por ejemplo, una sección de bobina helicoidal de impedancia característica $Z_{oa} = Z_c$ (Figura 9B) y una sección recta de conductor de línea de alimentación vertical de impedancia
 20 característica $Z_{ob} = Z_w$ (Figura 9B).

[0100] Como resultado de este fenómeno, dos secciones de línea de transmisión *relativamente cortas* de impedancia característica ampliamente diferente pueden utilizarse para proporcionar un desplazamiento de fase *muy grande*. Por ejemplo, una estructura de punta compuesta de dos secciones de línea de transmisión, una de baja impedancia y una

de alta impedancia, que en conjunto totalizan una longitud física de 0.05λ , puede fabricarse para proporcionar un desplazamiento de fase de 90° que es equivalente a una resonancia de 0.25λ . Esto se debe al gran salto en las impedancias características. De esta forma, una estructura de punta físicamente corta puede ser eléctricamente más larga que las dos

5 longitudes físicas combinadas. Esto se ilustra en las Figuras 9A y 9B, donde las discontinuidades en las relaciones proporcionales de impedancias proporcionan grandes saltos en fase. La discontinuidad de impedancias proporciona un desplazamiento de fase sustancial donde las secciones se unen.

[0101] En referencia a la Figura 10 es un diagrama de flujo 150 que ilustra un ejemplo

10 de ajuste de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 (Figuras 3 y 7) para hacer coincidentes sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas, el cual lanza una onda progresiva superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas

203 (Figura 3). Al comenzar con 153, la terminal de carga T_1 de la punta de guía de ondas

15 superficiales guiadas 200 se coloca a una altura definida por arriba de un medio conductor con pérdidas 203. Al utilizar las características del medio conductor con pérdidas 203 y la frecuencia operativa de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, la distancia de cruce de Hankel también puede encontrarse al igualar las magnitudes de las Ecuaciones (20b) y (21) para $-j\gamma\rho$, y resolver para R_x , como se ilustra por la Figura 4. El índice de

20 refracción complejo (n) puede determinarse al utilizar la Ecuación (41), y el ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$) puede entonces determinarse a partir de la Ecuación (42). La altura física (h_p) de la terminal de carga T_1 puede entonces determinarse a partir de la Ecuación (44). La terminal de carga T_1 debe estar en o ser superior a la altura física (h_p) con el fin de excitar el componente más lejano de la función de Hankel. Esta relación de alturas se

considera inicialmente cuando se lanzan ondas superficiales. Para reducir o minimizar la carga delimitada en la terminal de carga T_1 , la altura debe ser por lo menos cuatro veces el diámetro esférico (o diámetro esférico equivalente) de la terminal de carga T_1 .

[0102] En 156, el retardo de fase eléctrica Φ de la carga elevada Q_1 en la terminal de carga T_1 es coincidente con el ángulo complejo de inclinación de onda Ψ . El retardo de fase (θ_c) de la bobina helicoidal y/o el retardo de fase (θ_y), del conductor de línea de alimentación vertical, pueden ajustarse para hacer a Φ igual al ángulo (Ψ) de la inclinación de onda (W). Con base en la Ecuación (31), el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda puede determinarse a partir de:

$$W = \frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi}. \quad (66)$$

La fase eléctrica Φ puede entonces hacerse coincidir con el ángulo de la inclinación de onda. Esta relación angular (o de fase) después se considera cuando se lanzan ondas superficiales. Por ejemplo, el retraso de fase eléctrico $\Phi = \theta_c + \theta_y$ se puede ajustar al variar los parámetros geométricos de la bobina 215 (Figura 7) y/o la longitud (o altura) del conductor de línea de alimentación vertical 221 (Figura 7). Al hacer coincidir $\Phi = \Psi$, un campo eléctrico puede establecerse en o más allá de la distancia de cruce de Hankel (R_x) con un ángulo de Brewster complejo en la interfase de delimitación para excitar el modo de guía de ondas superficiales y lanzar una onda progresiva a lo largo del medio conductivo con pérdidas 203.

[0103] Después en 159, la impedancia de carga de la terminal de carga T_1 se sintoniza para hacer resonar el modelo de plano de imagen equivalente de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. La profundidad ($d/2$) del plano de tierra de imagen conductivo 139 de la Figura 9A y 9B (o 130 de la Figura 3) puede determinarse al utilizar las Ecuaciones (52), (53) y (54), y los valores del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la

Tierra), los cuales se pueden medir. Al utilizar esa profundidad, el desplazamiento de fase (θ_d) entre el plano de tierra de imagen 139 y la delimitación física 136 del medio conductivo con pérdidas 203 puede determinarse al utilizar $\theta_d = \beta_o d/2$. La impedancia (Z_{in}), tal como se observa “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203, puede entonces

5 determinarse al utilizar la Ecuación (65). Esta relación de resonancias puede considerarse para maximizar las ondas superficiales lanzadas.

[0104] Con base en los parámetros ajustados de la bobina 215 y la longitud del conductor de línea de alimentación vertical 221, el factor de velocidad, retardo de fase e impedancia de la bobina 215 y conductor de línea de alimentación vertical 221 pueden

10 determinarse al utilizar las Ecuaciones (45) a (51). Además, la autocapacitancia (C_T) de la terminal de carga T_1 puede determinarse al utilizar, por ejemplo, la Ecuación (24). El factor de propagación (β_p) de la bobina 215 puede determinarse al utilizar la Ecuación (35), y la constante de fase de propagación (β_w) para el conductor de línea de alimentación vertical 221 puede determinarse al utilizar la Ecuación (49). Al utilizar la autocapacitancia y los

15 valores determinados de la bobina 215 y el conductor de línea de alimentación vertical 221, la impedancia (Z_{base}) de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, tal como se observa “mirando arriba” hacia la bobina 215, puede determinarse al utilizar las Ecuaciones (62), (63) y (64).

[0105] El modelo de plano de imagen equivalente de la punta de guía de ondas

20 superficiales guiadas 200 puede sintonizarse a la resonancia al ajustar la impedancia de carga Z_L en una manera tal en que el componente de reactancia X_{base} de Z_{base} elimina el componente de reactancia X_{in} de Z_{in} , o $X_{base} + X_{in} = 0$. De este modo, la impedancia en la delimitación física 136, “mirando arriba” hacia la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, es el conjugado de la impedancia en la delimitación física 136 “mirando abajo”

hacia el medio conductivo con pérdidas 203. La impedancia de carga Z_L puede ajustarse al variar la capacitancia (C_T) de la terminal de carga T_1 sin cambiar el retardo de fase eléctrica $\Phi = \theta_c + \theta_y$ de la terminal de carga T_1 . Puede adoptarse una estrategia iterativa para sintonizar la impedancia de carga Z_L para la resonancia del modelo de plano de imagen equivalente con respecto al plano de tierra de imagen conductivo 139 (o 130). De esta forma, el acoplamiento del campo eléctrico a un modo de guía de ondas superficiales guiadas a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra) puede mejorarse y/o maximizarse.

[0106] Esto puede entenderse mejor al ilustrar la situación con un ejemplo numérico.

10 Considérese una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 que comprende un cabo vertical de carga superior de altura física h_p con una terminal de carga T_1 en la parte superior, donde la terminal de carga T_1 se excita a través de una bobina helicoidal y conductor de línea de alimentación vertical a una frecuencia operacional (f_o) de 1.85 MHz. Con una altura (H_1) de 4.877 m (16 pies) y el medio conductivo con pérdidas 203 (es decir, la Tierra) que tiene una permitividad $\epsilon_r = 15$ relativa de y una conductividad de $\sigma_1 = 0.010$ mhos/m, varios parámetros de propagación de ondas superficiales pueden calcularse para $f_o = 1.850$ MHz. Bajo estas condiciones, la distancia de cruce de Hankel puede encontrarse de $R_x = 54.5$ 16.612 m (54.5 pies) con una altura física de $h_p = 5.5$ 1.676 m (5.5 pies), lo cual se encuentra muy por debajo de la altura actual de la terminal de carga

15

20 T_1 . Aunque una altura de terminal de carga de $H_1 = 1.676$ m (5.5 pies) podría haberse utilizado, la estructura de punta más alta redujo la capacitancia delimitada, permitiendo un mayor porcentaje de carga libre en la terminal de carga T_1 , lo que proporciona mayor intensidad de campo y excitación de la onda progresiva.

[0107] La longitud de onda puede determinarse como:

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{ meters}, \quad (67)$$

donde c es la velocidad de la luz. El índice de refracción complejo es:

$$n = \sqrt{\varepsilon_r - jx} = 7.529 - j 6.546, \quad (68)$$

de la Ecuación (41), donde $x = \sigma_1/\omega\varepsilon_o$ con $\omega = 2\pi f_o$, y el ángulo de Brewster

5 complejo es:

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\varepsilon_r - jx}) = 85.6 - j 3.744^\circ. \quad (69)$$

de la Ecuación (42). Al utilizar la Ecuación (66), los valores de inclinación de onda pueden determinarse como:

$$W = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi} = 0.101e^{j40.614^\circ}. \quad (70)$$

10 De este modo, la bobina helicoidal puede ajustarse para coincidir con $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$

[0108] El factor de velocidad del conductor de línea de alimentación vertical (aproximado como conductor cilíndrico uniforme con un diámetro de 6.858 mm (0.27 pulgadas)) puede determinarse como $V_w \approx 0.93$. Dado que $h_p \ll \lambda_o$, la constante de fase de propagación para el conductor de línea de alimentación vertical puede aproximarse como:

$$\beta_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} = \frac{2\pi}{V_w \lambda_o} = 0.042 \text{ m}^{-1}. \quad (71)$$

A partir de la Ecuación (49) el retardo de fase del conductor de línea de alimentación vertical es:

$$20 \quad \theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p = 11.640^\circ. \quad (72)$$

Al ajustar el retardo de fase de la bobina helicoidal a fin de que $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$, Φ será igual a Ψ para coincidir con el modo de guía de ondas superficiales guiadas. Para ilustrar la relación entre Φ y Ψ , Figura 11 muestra una gráfica

de ambas sobre un rango de frecuencias. Dado que tanto Φ como Ψ son dependientes de la frecuencia, puede observarse que sus respectivas curvas se cruzan entre sí a aproximadamente 1.85 MHz.

[0109] Para una bobina helicoidal que tiene un diámetro de conductor de 2.238 mm (0.0881 pulgadas), un diámetro de bobina (D) de 76.2 cm (30 pulgadas) y un espaciamento vuelta a vuelta (s) de 10.16 cm (4 pulgadas), el factor de velocidad para la bobina puede determinarse al utilizar la Ecuación (45) como:

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{1+20\left(\frac{D}{s}\right)^{2.5}\left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}} = 0.069 , \quad (73)$$

y el factor de propagación de la Ecuación (35) es:

$$\beta_p = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} = 0.564 \text{ m}^{-1}. \quad (74)$$

Con $\theta_c = 28.974^\circ$, la longitud axial de la hélice de solenoide (H) puede determinarse al utilizar la Ecuación (46) en una manera tal en que:

$$H = \frac{\theta_c}{\beta_p} = 35.2732 \text{ inches} . \quad (75)$$

Esta altura determina la ubicación en la bobina helicoidal donde el conductor de línea de alimentación vertical se conecta, lo que resulta en una bobina con 8.818 vueltas ($N = H/s$).

[0110] Con el retardo de fase de onda progresiva de la bobina y el conductor de línea de alimentación vertical ajustado para coincidir con el ángulo de inclinación de onda ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$), la impedancia de carga (Z_L) de la terminal de carga T_1 puede ajustarse para la resonancia de ondas estacionarias del modelo de plano de imagen equivalente de la punta de ondas superficiales guiadas 200. A partir de la permitividad, conductividad y permeabilidad medidas de la Tierra, la constante de propagación radial puede determinarse al utilizar la Ecuación (57)

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega u_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} = 0.25 + j 0.292 \text{ m}^{-1}, \quad (76)$$

Y la profundidad compleja del plano de tierra de imagen conductivo puede aproximarse a partir de la Ecuación (52) como:

$$d \approx \frac{2}{\gamma_e} = 3.364 + j 3.963 \text{ metros}, \quad (77)$$

5 con un desplazamiento de fase correspondiente entre el plano de tierra de imagen conductivo y la delimitación física de la Tierra determinado por:

$$\theta_d = \beta_o(d/2) = 4.015 - j 4.73^\circ. \quad (78)$$

Al utilizar la Ecuación (65), la impedancia vista “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203 (es decir, la Tierra) puede determinarse como:

$$10 \quad Z_{in} = Z_o \tanh(j\theta_d) = R_{in} + jX_{in} = 31.191 + j 26.27 \text{ ohms}. \quad (79)$$

[0111] Al hacer coincidir el componente reactivo (X_{in}) visto “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203 con el componente reactivo (X_{base}) visto “mirando arriba” hacia la punta de ondas superficiales guiadas 200, el acoplamiento al modo de guía de ondas superficiales guiadas puede maximizarse. Esto puede conseguirse al ajustar la capacitancia de la terminal de carga T_1 sin cambiar los retardos de fase de onda progresiva de la bobina y conductor de línea de alimentación vertical. Por ejemplo, al ajustar la capacitancia de terminal de carga (C_T) a 61.8126 pF, la impedancia de carga de la Ecuación (62) es:

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j 1392 \text{ ohms}, \quad (80)$$

20 y los componentes reactivos en la delimitación se hacen coincidir.

[0112] Al utilizar la Ecuación (51), la impedancia del conductor de línea de alimentación vertical (que tiene un diámetro ($2a$) de 6.858 mm (0.27 pulgadas)) se determina como

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right) = 537.534 \text{ ohms}, \quad (81)$$

y la impedancia vista “mirando arriba” hacia el conductor de línea de alimentación vertical se determina por la Ecuación (63) como:

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_L \tanh(j\theta_y)} = -j 835.438 \text{ ohms.} \quad (82)$$

Al utilizar la Ecuación (47), la impedancia característica de la bobina helicoidal se determina como

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ln \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] = 1446 \text{ ohms,} \quad (83)$$

y la impedancia vista “mirando arriba” hacia la bobina en la base se determina por la Ecuación (64) como:

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} = -j 26.271 \text{ ohms.} \quad (84)$$

En comparación con la solución de la Ecuación (79), puede observarse que los componentes reactivos son opuestos y aproximadamente iguales, y de este modo son conjugados uno del otro. Por tanto, la impedancia (Z_{ip}) vista “mirando hacia arriba” en el modelo plano de imagen equivalente de las Figuras 9A y 9B del plano de tierra de imagen perfectamente conductivo solo es resistivo o $Z_{ip} = R + j0$.

[0113] Cuando los campos eléctricos producidos por la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 (Figura 3) se establecen al hacer coincidir el retardo de fase de onda progresiva de la red de alimentación con el ángulo de inclinación de onda, y la estructura de punta se hace resonar con respecto al plano de tierra de imagen perfectamente conductivo a la profundidad compleja $z = -d/2$, los campos son coincidentes sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductivo con pérdidas, y una onda progresiva superficial guiada se lanza a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas. Como se ilustra en la Figura 1, la curva de intensidad de campo guiado 103, del campo electromagnético

guiado, tiene un decaimiento exponencial característico de $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ y exhibe un codo distintivo 109 en la escala logaritmo-logaritmo.

[0114] En resumen, tanto analítica como experimentalmente, el componente de *onda progresiva* en la estructura de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 tiene un
 5 retardo de fase (Φ) en su terminal superior que coincide con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda de la onda progresiva superficial ($\Phi = \Psi$). Bajo esta condición, la guía de ondas superficiales puede considerarse como “coincidente en modo”. Además, el componente de *onda estacionaria* resonante en la estructura de la punta de guía para ondas superficiales guiadas 200 tiene una V_{MAX} en la terminal de carga T_1 y una V_{MIN} hacia abajo en el plano de
 10 imagen 139 (Figura 8B) donde $Z_{ip} = R_{ip} + j 0$ en una profundidad compleja de $z = -d/2$, no en la conexión en la delimitación física 136 del medio conductivo con pérdidas 203 (Figura 8B). Por último, la terminal de carga T_1 es de suficiente altura H_1 de la Figura 3 ($h \geq R_x \tan \psi_{i,B}$) a fin de que las ondas electromagnéticas incidentes sobre el medio conductivo con pérdidas 203 en el ángulo de Brewster complejo lo hagan a una distancia ($\geq R_x$) donde
 15 el término $1/\sqrt{r}$ es predominante. Pueden utilizarse circuitos de recepción con una o más puntas de guías de ondas superficiales guiadas para facilitar la transmisión inalámbrica y/o los sistemas de suministro de energía.

[0115] De nuevo con referencia a la Figura 3, la operación de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede controlarse para ajustar variaciones en las
 20 condiciones operacionales asociadas con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por ejemplo, un sistema de control adaptativo de punta 230 puede utilizarse para controlar la red de alimentación 209 y/o la terminal de carga T_1 para controlar la operación de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Las condiciones operacionales pueden incluir, pero no se limitan a, variaciones en las características del medio conductivo

con pérdidas 203 (por ejemplo, la conductividad σ y la permitividad relativa ε_r), variaciones en la intensidad de campo y/o variaciones en la carga de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Como puede observarse a partir de las Ecuaciones (31), (41) y (42), el índice de refracción (n), el ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$), y la inclinación de onda ($|W|e^{j\psi}$) pueden afectarse por los cambios en la conductividad del suelo y la permitividad que resulta, por ejemplo, de las condiciones meteorológicas.

[0116] Un equipamiento tal como, por ejemplo, puntas de medición de conductividad, sensores de permitividad, medidores de parámetros de tierra, medidores de campos, monitores de corriente y/o receptores de carga, puede utilizarse para monitorear cambios en las condiciones operacionales y proporcionar información acerca de las condiciones operacionales de corriente al sistema de control adaptativo de punta 230. El sistema de control de punta 230 puede entonces hacer uno o más ajustes a la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 para mantener las condiciones operacionales especificadas para la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por ejemplo, a medida que la humedad y temperatura varían, la conductividad del suelo también variará. Las puntas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad pueden ubicarse en múltiples ubicaciones alrededor de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por lo general, sería deseable monitorear la conductividad y/o permitividad en o alrededor de la distancia de cruce de Hankel R_x para la frecuencia operacional. Las puntas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad pueden localizarse en múltiples ubicaciones (por ejemplo, en cada cuadrante) alrededor de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200.

[0117] Las puntas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad pueden configurarse para evaluar la conductividad y/o permitividad con un carácter periódico, y

comunicar la información al sistema de control de punta 230. La información puede comunicarse al sistema de control de punta 230 a través de una red tal como, pero sin limitarse a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red apropiada de comunicación por cable o inalámbrica. Con base en la conductividad y/o permitividad monitoreadas, el sistema de control de punta 230 puede evaluar la variación en el índice de refracción (n) el ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$), y/o la inclinación de onda ($|W|e^{j\Psi}$), y ajustar la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 para mantener el retardo de fase (Φ) de la red de alimentación 209 igual al ángulo de inclinación de onda (Ψ) y/o mantener la resonancia del modelo de plano de imagen equivalente de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Esto puede conseguirse al ajustar, por ejemplo, θ_y , θ_c y/o C_T . Por ejemplo, el sistema de control de punta 230 puede ajustar la autocapacitancia de la terminal de carga T_1 y/o el retardo de fase (θ_y , θ_c) aplicado a la terminal de carga T_1 para mantener la eficiencia de lanzamiento eléctrico de la onda superficial guiada en o cerca de su máximo. Por ejemplo, la autocapacitancia de la terminal de carga T_1 puede variarse al cambiar el tamaño de la terminal. La distribución de carga también puede mejorarse al incrementar el tamaño de la terminal de carga T_1 , lo cual puede reducir la oportunidad de una descarga eléctrica desde la terminal de carga T_1 . En otras modalidades, la terminal de carga T_1 puede incluir una inductancia variable que puede ajustarse para cambiar la impedancia de carga Z_L . La fase aplicada a la terminal de carga T_1 se puede ajustar al variar la posición de la derivación de la bobina 215 (Figura 7) y/o al incluir una pluralidad de derivaciones predefinidas a lo largo de la bobina 215 y conmutar entre las diferentes ubicaciones de las derivaciones predefinidas para maximizar la eficiencia de lanzamiento.

[0118] Los medidores de campo o intensidad de campo (FS) también puede distribuirse alrededor de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 para medir la intensidad de campo de los campos asociados con la onda superficial guiada. Los medidores de campo o de FS pueden configurarse para detectar la intensidad de campo y/o los cambios en la intensidad de campo (por ejemplo, intensidad de campo eléctrico) y comunicar esa información al sistema de control de punta 230. La información puede comunicarse al sistema de control de punta 230 a través de una red tal como, pero sin limitarse a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación apropiada. Dado que las condiciones de carga y/o ambientales cambian o varían durante la operación, la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede ajustarse para mantener la o las intensidades de campo especificadas en las ubicaciones de medidores de FS para garantizar la transmisión de energía apropiada a los receptores y las cargas que suministran.

[0119] Por ejemplo, el retardo de fase $\Phi = \theta_y + \theta_c$) aplicado a la terminal de carga T_1 puede ajustarse para coincidir con el ángulo de inclinación de onda (Ψ). Al ajustar uno o ambos retardos de fase, la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede ajustarse para garantizar que la inclinación de onda corresponde al ángulo de Brewster complejo. Esto puede conseguirse al ajustar la posición de derivación en la bobina 215 (Figura 7) para cargar el retraso de fase suministrado para la terminal de carga T_1 . El nivel de voltaje suministrado a la terminal de carga T_1 también puede incrementarse o disminuirse para ajustar la intensidad de campo eléctrico. Esto puede conseguirse al ajustar el voltaje de salida de la fuente de excitación 212 o al ajustar o reconfigurar la red de alimentación 209. Por ejemplo, la posición de la derivación 227 (Figura 7) para la fuente CA 212 se puede ajustar para incrementar el voltaje visto por la terminal de carga T_1 . El mantenimiento de los

niveles de la intensidad de campo dentro de rangos predefinidos puede mejorar el acoplamiento por los receptores, reducir las pérdidas de corriente de tierra, y evitar la interferencia con las transmisiones desde otras puntas de guías de ondas superficiales guiadas 200.

5 **[0120]** El sistema de control de punta 230 puede implementarse con hardware, firmware, software ejecutado por hardware, o una combinación de los mismos. Por ejemplo, el sistema de control de punta 230 puede incluir circuitería de procesamiento que incluye un procesador y una memoria, los cuales pueden acoplarse a una interfaz local tal como, por ejemplo, un bus de datos con un bus de control/ dirección anexo, como puede
10 apreciarse por los expertos en la técnica. Una aplicación de control de punta puede ejecutarse por el procesador para ajustar la operación de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 con base en las condiciones monitoreadas. El sistema de control de punta 230 también puede incluir una o más interfaces de red para comunicarse con los diversos dispositivos de monitoreo. Las comunicaciones pueden ser a través de una red tal
15 como, pero sin limitarse a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación apropiada. El sistema de control de punta 230 puede comprender, por ejemplo, un sistema de computación tal como un servidor, computadora de escritorio, laptop, u otro sistema con capacidad similar.

20 **[0121]** En referencia nuevamente al ejemplo de la Figura 5A, la trigonometría de ángulo complejo se muestra para la interpretación de óptica de rayos del campo eléctrico incidente (E) de la terminal de carga T_1 con un ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$) a la distancia de cruce de Hankel (R_x). Recuérdese que, para un medio conductivo con pérdidas, el ángulo de Brewster es complejo y se especifica por la ecuación (38). Eléctricamente, los parámetros geométricos se relacionan por la altura efectiva eléctrica

(h_{eff}) de la terminal de carga T_1 por la ecuación (39). Dado que tanto la altura física (h_p) como la distancia de cruce de Hankel (R_x) son cantidades reales, el ángulo de la inclinación de onda superficial guiada deseada a la distancia de cruce de Hankel (W_{Rx}) es igual a la fase (Φ) de la altura efectiva compleja (h_{eff}). Con la terminal de carga T_1 colocada a la altura física h_p y excitada con una carga que tiene el retardo de fase apropiado Φ , el campo eléctrico resultante es incidente con la interfase de delimitación del medio conductor con pérdidas a la distancia de cruce de Hankel R_x , y en el ángulo de Brewster. Bajo estas condiciones, el modo de guía de ondas superficiales guiadas puede excitarse sin reflexión o con una reflexión sustancialmente insignificante.

10 **[0122]** Sin embargo, la Ecuación (39) significa que la altura física de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede ser relativamente pequeña. Aunque esto excitará el modo de guía de ondas superficiales guiadas, esto puede resultar en una carga delimitada indebidamente grande con poca carga libre. Para compensar, la terminal de carga T_1 puede levantarse a una elevación apropiada para incrementar la cantidad de carga libre. Como ejemplo de criterio general, la terminal de carga T_1 puede colocarse en una elevación de aproximadamente 4 a 5 veces (o más) el diámetro efectivo de la terminal de carga T_1 . La Figura 6 ilustra el efecto de la elevación de la terminal de carga T_1 por arriba de la altura física (h_p) mostrada en la Figura 5A. La elevación incrementada da lugar a que la distancia, a la cual la inclinación de onda es incidente con el medio conductor con pérdidas, se mueva más allá del punto de cruce de Hankel 121 (Figura 5A). Para mejorar el acoplamiento en el modo de guía de ondas superficiales guiadas, y de este modo hacer posible una eficiencia de lanzamiento superior de la onda superficial guiada, una terminal de compensación inferior T_2 puede utilizarse para ajustar la altura efectiva total (h_{TE}) de la

terminal de carga T_1 , en una manera tal en que la inclinación de onda a la distancia de cruce de Hankel se encuentra en el ángulo de Brewster.

[0123] En referencia a la Figura 12, se muestra un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200c que incluye una terminal de carga elevada T_1 y una terminal de compensación inferior T_2 , que se disponen a lo largo de un vertical eje z que es normal a un plano presentado por el medio conductivo con pérdidas 203. En este sentido, la terminal de carga T_1 se coloca directamente por arriba de la terminal de compensación T_2 , aunque es posible pueda utilizarse alguna otra disposición de dos o más terminales de carga y/o compensación T_N . La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200c se dispone por arriba de un medio conductivo con pérdidas 203, de acuerdo con una modalidad de la presente divulgación. El medio conductivo con pérdidas 203 constituye la Región 1, con un segundo medio 206 que constituye la Región 2 que comparte una interfase de delimitación con el medio conductivo con pérdidas 203.

[0124] La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200c incluye una red de alimentación 209 que acopla una fuente de excitación 212 a la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 . De acuerdo con diversas modalidades, las cargas Q_1 y Q_2 pueden imponerse en las terminales de carga y compensación respectivas T_1 y T_2 , lo que depende de los voltajes aplicados a las terminales T_1 y T_2 en cualquier instante determinado. I_1 es la corriente de conducción que alimenta la carga Q_1 en la terminal de carga T_1 mediante el electrodo de terminal, y I_2 es la corriente de conducción que alimenta la carga Q_2 en la terminal de compensación T_2 mediante el electrodo de terminal.

[0125] De acuerdo con la modalidad de la Figura 12, la terminal de carga T_1 se coloca sobre el medio conductivo con pérdidas 203 a una altura física H_1 , y la terminal de compensación T_2 se coloca directamente por debajo de T_1 a lo largo del eje vertical z a una

altura física H_2 , donde H_2 es menor a H_1 . La altura h de la estructura de transmisión puede calcularse como $h = H_1 - H_2$. La terminal de carga T_1 tiene una capacitancia aislada (o autocapacitancia) C_1 , y la terminal de compensación T_2 tiene una capacitancia aislada (o autocapacitancia) C_2 . Una capacitancia mutua C_M también puede existir entre las terminales T_1 y T_2 , lo que depende de la distancia entre las mismas. Durante la operación, las cargas Q_1 y Q_2 se imponen en la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 , respectivamente, lo que depende de los voltajes aplicados a la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 en cualquier instante determinado.

[0126] Con referencia a continuación a la Figura 13, se muestra una interpretación de óptica de rayos de los efectos producidos por la carga elevada Q_1 en la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 de la Figura 12. Con la terminal de carga T_1 elevada a una altura donde el rayo se intersecta con el medio conductivo con pérdidas en el ángulo de Brewster a una distancia mayor al punto de cruce de Hankel 121, como se ilustra por la línea 163, la terminal de compensación T_2 puede utilizarse para ajustar h_{TE} al compensar la altura incrementada. El efecto de la terminal de compensación T_2 es reducir la altura efectiva eléctrica de la punta de guía de ondas superficiales guiadas (o elevar con efectividad la interfase de medios con pérdidas) en una manera tal en que la inclinación de onda, a la distancia de cruce de Hankel, se encuentra en el ángulo de Brewster, como se ilustra por la línea 166.

[0127] La altura efectiva total puede escribirse como la superposición de una altura efectiva superior (h_{UE}) asociada con la terminal de carga T_1 , y una altura efectiva inferior (h_{LE}) asociada con la terminal de compensación T_2 en una manera tal en que

$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = h_p e^{j(\beta h_p + \Phi_U)} + h_d e^{j(\beta h_d + \Phi_L)} = R_x \times W, \quad (85)$$

donde Φ_U es el retardo de fase aplicado a la terminal de carga superior T_1 Φ_L es el retardo de fase aplicado a la terminal de compensación inferior T_2 , $\beta = 2\pi/\lambda_p$ es el factor de propagación de la Ecuación (35), h_p es la altura física de la terminal de carga T_1 y h_d es la altura física de la terminal de compensación T_2 . Si se toman en consideración longitudes de electrodos extra, pueden justificarse al adicionar la longitud de electrodo de terminal de carga z a la altura física h_p de la terminal de carga T_1 , y la longitud de electrodo de terminal de compensación y a la altura física h_d de la terminal de compensación T_2 , como se muestra en

$$h_{TE} = (h_p + z)e^{j(\beta(h_p+z)+\Phi_U)} + (h_d + y)e^{j(\beta(h_d+y)+\Phi_L)} = R_x \times W. \quad (86)$$

La altura efectiva inferior puede utilizarse para ajustar la altura efectiva total (h_{TE}) para igualar la altura efectiva compleja (h_{eff}) de la Figura 5A.

[0128] Las Ecuaciones (85) u (86) pueden utilizarse para determinar la altura física del disco inferior de la terminal de compensación T_2 y los ángulos de fase para alimentar las terminales con el fin de obtener la inclinación de onda deseada a la distancia de cruce de Hankel. Por ejemplo, la Ecuación (86) puede reescribirse como el desplazamiento de fase aplicado a la terminal de carga T_1 en función de la altura de terminal de compensación (h_d) para dar

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_p + z) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_d + y)e^{j(\beta h_d + \beta y + \Phi_L)}}{(h_p + z)} \right). \quad (87)$$

[0129] Para determinar la colocación de la terminal de compensación T_2 , pueden utilizarse las relaciones arriba expuestas. Primero, la altura efectiva total (h_{TE}) es la superposición de la altura efectiva compleja (h_{UE}) de la terminal de carga superior T_1 y la altura efectiva compleja (h_{LE}) de la terminal de compensación inferior T_2 , como se expresa

en la Ecuación (86). Después, la tangente del ángulo de incidencia puede expresarse geoméricamente como

$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}, \quad (88)$$

que es igual a la definición de la inclinación de onda, W . Finalmente, dada la distancia de cruce de Hankel deseada R_x , la h_{TE} puede ajustarse para hacer a la inclinación de onda del rayo incidente coincidir con el ángulo de Brewster complejo en el punto de cruce de Hankel 121. Esto puede conseguirse al ajustar h_p , Φ_U , y/o h_d .

[0130] Estos conceptos pueden entenderse mejor cuando se exponen en el contexto de un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas. En referencia a la Figura 14, se muestra una representación gráfica de un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d que incluye una terminal de carga superior T_1 (por ejemplo, una esfera a la altura (h_T) y una terminal de compensación inferior T_2 (por ejemplo, un disco a la altura (h_d)) que se colocan a lo largo de un eje vertical z que es sustancialmente normal al plano presentado por el medio conductivo con pérdidas 203. Durante la operación, las cargas Q_1 y Q_2 se imponen en la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 , respectivamente, lo que depende de los voltajes aplicados a la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 en cualquier instante determinado.

[0131] Una fuente de CA 212 actúa como la fuente de excitación para la terminal de carga T_1 , la cual se acopla a la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d a través de una red de alimentación 209 que comprende una bobina 215 tal como, por ejemplo, una bobina helicoidal. La fuente de CA 212 puede conectarse a lo largo de una porción inferior de la bobina 215 a través de una derivación 227, como se muestra en la Figura 14, o puede acoplarse en forma inductiva a la bobina 215 por medio de una bobina primaria. La bobina 215 puede acoplarse a una estaca de tierra 218 en un primer extremo y a la terminal de

carga T_1 en un segundo extremo. En algunas implementaciones, la conexión a la terminal de carga T_1 puede ajustarse al utilizar una derivación 224 en el segundo extremo de la bobina 215. La terminal de compensación T_2 se coloca por arriba y sustancialmente paralela con el medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la tierra o el planeta Tierra), y se energiza a través de una derivación 233 acoplada a la bobina 215. Un amperímetro 236, ubicado entre la bobina 215 y la estaca de tierra 218, puede utilizarse para proporcionar una indicación de la magnitud del flujo de corriente (I_0) en la base de la punta de guía de ondas superficiales guiadas. Como alternativa, una pinza amperimétrica puede utilizarse alrededor del conductor acoplado a la estaca de tierra 218 para obtener una indicación de la magnitud del flujo de corriente (I_0).

[0132] En el ejemplo de la Figura 14, la bobina 215 se acopla a una estaca de tierra 218 en un primer extremo y a la terminal de carga T_1 en un segundo extremo mediante un conductor de línea de alimentación vertical 221. En algunas implementaciones, la conexión a la terminal de carga T_1 puede ajustarse al utilizar una derivación 224 en el segundo extremo de la bobina 215, como se muestra en la Figura 14. La bobina 215 puede energizarse a una frecuencia operativa por la fuente de CA 212 a través de una derivación 227 en una porción inferior de la bobina 215. En otras implementaciones, la fuente de CA 212 puede acoplarse en forma inductiva a la bobina 215 a través de una bobina primaria. La terminal de compensación T_2 se energiza a través de una derivación 233 acoplada a la bobina 215. Un amperímetro 236, ubicado entre la bobina 215 y la estaca de tierra 218, puede utilizarse para proporcionar una indicación de la magnitud del flujo de corriente en la base de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d. Como alternativa, una pinza amperimétrica puede utilizarse alrededor del conductor acoplado a la estaca de tierra 218 para obtener una indicación de la magnitud del flujo de corriente. La terminal de

compensación T_2 se coloca por arriba y sustancialmente paralela con el medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la tierra).

[0133] En el ejemplo de la Figura 14, la conexión a la terminal de carga T_1 se ubica en la bobina 215 por arriba del punto de conexión de la derivación 233 para la terminal de compensación T_2 . Este ajuste permite que un voltaje incrementado (y, de este modo, una carga superior Q_1) se aplique a la terminal de carga superior T_1 . En otras modalidades, los puntos de conexión para la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 pueden invertirse. Es posible ajustar la altura efectiva total (h_{TE}) de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d para excitar un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada a la distancia de cruce de Hankel R_x . La distancia de cruce de Hankel también puede encontrarse al igualar las magnitudes de las Ecuaciones (20b) y (21) para $-j\gamma\rho$, y resolver para R_x , como se ilustra por la Figura 4. El índice de refracción (n), el ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$ y $\psi_{i,B}$), la inclinación de onda ($|W|e^{j\Psi}$) y la altura efectiva compleja ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) pueden determinarse como se describe con respecto a las Ecuaciones (41) a (44) arriba.

[0134] Con la configuración de terminal de carga T_1 seleccionada, puede determinarse un diámetro esférico (o el diámetro esférico efectivo). Por ejemplo, si la terminal de carga T_1 no se configura como esfera, entonces la configuración de terminal puede modelarse como capacitancia esférica que tiene un diámetro esférico efectivo. El tamaño de la terminal de carga T_1 puede elegirse para proporcionar una superficie suficientemente grande para la carga Q_1 impuesta en las terminales. En general, es deseable hacer a la terminal de carga T_1 tan grande como sea posible. El tamaño de la terminal de carga T_1 debe ser suficientemente grande para evitar la ionización del aire circundante, lo cual puede resultar en una descarga eléctrica o chispas alrededor de la terminal de carga. Para reducir la

cantidad de carga delimitada en la terminal de carga T_1 , la elevación deseada para proporcionar una carga libre en la terminal de carga T_1 , para lanzar una onda superficial guiada, debe ser por lo menos 4 a 5 veces el diámetro esférico efectivo por arriba del medio conductivo con pérdidas (por ejemplo, la Tierra). La terminal de compensación T_2 puede utilizarse para ajustar la altura efectiva total (h_{TE}) de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d para excitar un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada en R_x . La terminal de compensación T_2 puede colocarse por debajo de la terminal de carga T_1 en $h_d = h_T - h_p$, donde h_T es la altura física total de la terminal de carga T_1 . Con la posición de la terminal de compensación T_2 fija y el retardo de fase Φ_U aplicado a la terminal de carga superior T_1 , el retardo de fase Φ_L aplicado a la terminal de compensación inferior T_2 puede determinarse al utilizar las relaciones de la Ecuación (86), en una manera tal en que:

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_d + y) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_p + z) e^{j(\beta h_p + \beta z + \Phi_L)}}{(h_d + y)} \right). \quad (89)$$

En modalidades alternativas, la terminal de compensación T_2 puede colocarse a una altura h_d donde $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$. Esto se ilustra gráficamente en la Figura 15A, la cual muestra las gráficas 172 y 175 de las partes imaginaria y real de Φ_U , respectivamente. La terminal de compensación T_2 se coloca a una altura h_d donde $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$, como se ilustra gráficamente en la gráfica 172. A esta altura fija, la fase de bobina Φ_U puede determinarse a partir de $\text{Re}\{\Phi_U\}$, como se ilustra gráficamente en la gráfica 175.

[0135] Con la fuente de CA 212 acoplada a la bobina 215 (por ejemplo, en el punto de 50 Ω para maximizar el acoplamiento), la posición de la derivación 233 puede ajustarse para la resonancia paralela de la terminal de compensación T_2 con por lo menos una porción de la bobina a la frecuencia de operación. La Figura 15B es un diagrama esquemático de la conexión eléctrica general de la Figura 14 en la cual V_1 es el voltaje aplicado a la porción

inferior de la bobina 215 a partir de la fuente de CA 212 a través de la derivación 227, V_2 es el voltaje en la derivación 224 que se suministra a la terminal de carga superior T_1 , y V_3 es el voltaje aplicado a la terminal de compensación inferior T_2 a través de la derivación 233. Las resistencias R_p y R_d representan las resistencias de retorno a tierra de la terminal de carga T_1 y terminal de compensación T_2 , respectivamente. Las terminales de carga y compensación T_1 y T_2 pueden configurarse como esferas, cilindros, toroides, anillos, caperuzas o cualquier otra combinación de estructuras capacitivas. El tamaño de la carga y las terminales de compensación T_1 y T_2 puede elegirse para proporcionar una superficie suficientemente grande para la carga Q_1 y Q_2 impuesta en las terminales. En general, es deseable hacer a la terminal de carga T_1 tan grande como sea posible. El tamaño de la terminal de carga T_1 debe ser suficientemente grande para evitar la ionización del aire circundante, lo cual puede resultar en una descarga eléctrica o chispas alrededor de la terminal de carga. La autocapacitancia C_p y C_d de las terminales de carga y compensación T_1 y T_2 respectivamente, puede determinarse al utilizar, por ejemplo, la Ecuación (24).

[0136] Como puede observarse en la Figura 15B, un circuito resonante se forma por al menos una porción de la inductancia de la bobina 215, la autocapacitancia C_d de la terminal de compensación T_2 , y la resistencia de retorno a tierra R_d asociada con la terminal de compensación T_2 . La resonancia paralela puede establecerse al ajustar el voltaje V_3 aplicado a la terminal de compensación T_2 (por ejemplo, al ajustar una posición de la derivación 233 en la bobina 215) o al ajustar la altura y/o tamaño de la terminal de compensación T_2 para ajustar C_d . La posición de la derivación de bobina 233 puede ajustarse para la resonancia paralela, lo cual resultará en que la corriente de tierra a través de la estaca de tierra 218 y a través del amperímetro 236 alcance un punto máximo. Después de que la resonancia paralela de la terminal de compensación T_2 se ha

establecido, la posición de la derivación 227 para la fuente de CA 212 puede ajustarse al punto $50\ \Omega$ en la bobina 215.

[0137] El voltaje V_2 desde la bobina 215 puede aplicarse a la terminal de carga T_1 , y la posición de la derivación 224 puede ajustarse en una manera tal en que la fase (Φ) de la altura efectiva total (h_{TE}) es igual a aproximadamente el ángulo de la inclinación de onda superficial guiada (W_{Rx}) a la distancia de cruce de Hankel (R_x). La posición de la derivación de bobina 224 puede ajustarse hasta que este punto operativo se alcanza, lo cual resulta en que la corriente de tierra a través del amperímetro 236 se incremente a un máximo. En este punto, los campos resultantes excitados por la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200d son coincidentes sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas 203, lo que resulta en el lanzamiento de una onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 203. Esto puede verificarse al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se extiende desde la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200.

[0138] La resonancia del circuito que incluye la terminal de compensación T_2 puede cambiar con la incorporación de la terminal de carga T_1 y/o con el ajuste del voltaje aplicado a la terminal de carga T_1 a través de la derivación 224. Aunque el ajuste del circuito de terminal de compensación para la resonancia ayuda al ajuste subsecuente de la conexión de terminal de carga, no es necesario establecer la inclinación de onda superficial guiada (W_{Rx}) a la distancia de cruce de Hankel (R_x). El sistema puede ajustarse además para mejorar el acoplamiento al ajustar iterativamente la posición de la derivación 227 para la fuente de CA 212 para que esté en el punto $50\ \Omega$ en la bobina 215 y ajustar la posición de la derivación 233 para maximizar la corriente de tierra a través del amperímetro 236. La

resonancia del circuito que incluye la terminal de compensación T_2 puede deslizarse a medida que se ajustan las posiciones de las derivaciones 227 y 233, o cuando otros componentes se incorporan a la bobina 215.

[0139] En otras implementaciones, el voltaje V_2 desde la bobina 215 puede aplicarse a la terminal de carga T_1 , y la posición de la derivación 233 puede ajustarse en una manera tal en que la fase (Φ) de la altura efectiva total (h_{TE}) es igual a aproximadamente el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda superficial guiada en (R_x). La posición de la derivación de bobina 224 puede ajustarse hasta que el punto operativo se alcanza, lo que resulta en que la corriente de tierra a través del amperímetro 236 alcance sustancialmente un máximo. Los campos resultantes son coincidentes sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas 203, y una onda superficial guiada se lanza a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 203. Esto puede verificarse al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se extiende desde la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. El sistema puede ajustarse además para mejorar el acoplamiento al ajustar iterativamente la posición de la derivación 227 para la fuente de CA 212 para que esté en el punto $50\ \Omega$ en la bobina 215 y ajustar la posición de la derivación 224 y/o 233 para maximizar la corriente de tierra a través del amperímetro 236.

[0140] De nuevo con referencia a la Figura 12, la operación de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 puede controlarse para ajustar variaciones en las condiciones operacionales asociadas con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por ejemplo, un sistema de control de punta 230 puede utilizarse para controlar la red de alimentación 209 y/o la colocación de la terminal de carga T_1 y/o la terminal de compensación T_2 , para controlar la operación de la punta de guía de ondas superficiales

guiadas 200. Las condiciones operacionales pueden incluir, pero no se limitan a, variaciones en las características del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la conductividad σ y la permitividad relativa ϵ_r), variaciones en la intensidad de campo y/o variaciones en la carga de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Como
 5 puede observarse a partir de las Ecuaciones (41) a (44), el índice de refracción (n), el ángulo de Brewster complejo ($\theta_{i,B}$ y $\psi_{i,B}$), la inclinación de onda ($|W|e^{j\Psi}$) y la altura efectiva compleja ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) pueden afectarse por los cambios en la conductividad y permitividad del suelo que resultan de, por ejemplo, las condiciones meteorológicas.

[0141] Un equipamiento tal como, por ejemplo, puntas de medición de conductividad,

10 sensores de permitividad, medidores de parámetros de tierra, medidores de campos, monitores de corriente y/o receptores de carga, puede utilizarse para monitorear cambios en las condiciones operacionales y proporcionar información acerca de las condiciones operacionales de corriente al sistema de control adaptativo de punta 230. El sistema de control de punta 230 puede entonces hacer uno o más ajustes a la punta de guía de ondas
 15 superficiales guiadas 200 para mantener las condiciones operacionales especificadas para la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por ejemplo, a medida que la humedad y temperatura varían, la conductividad del suelo también variará. Las puntas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad pueden ubicarse en múltiples ubicaciones alrededor de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por lo general, sería
 20 deseable monitorear la conductividad y/o permitividad en o alrededor de la distancia de cruce de Hankel R_x para la frecuencia operacional. Las puntas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad pueden localizarse en múltiples ubicaciones (por ejemplo, en cada cuadrante) alrededor de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200.

[0142] Con referencia luego a la Figura 16, se muestra un ejemplo de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e que incluye una terminal de carga T_1 y una terminal de carga T_2 que se disponen a lo largo de un eje vertical z . La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e se dispone por arriba de un medio conductivo con pérdidas 203, el cual constituye la Región 1. Además, un segundo medio 206 comparte una interfase de delimitación con el medio conductivo con pérdidas 203 y constituye la Región 2. Las terminales de carga T_1 y T_2 se colocan sobre el medio conductivo con pérdidas 203. La terminal de carga T_1 se coloca a la altura física H_1 , y la terminal de carga T_2 se coloca directamente por debajo de T_1 a lo largo del eje vertical z a una altura H_2 , donde H_2 es menor a H_1 . La altura h de la estructura de transmisión, presentada por la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e, es $h = H_1 - H_2$. La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e incluye una red de alimentación 209 que acopla una fuente de excitación 212 a la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 .

[0143] Las terminales de carga T_1 y/o T_2 incluyen una masa conductiva que puede alojar una carga eléctrica, la cual puede ajustarse en tamaño para alojar tanta carga como sea prácticamente posible. La terminal de carga T_1 tiene una autocapacitancia C_1 y la terminal de carga T_2 tiene una autocapacitancia C_1 , lo cual puede determinarse al utilizar, por ejemplo, la Ecuación (24). En virtud de la colocación de la terminal de carga T_1 directamente por arriba de la terminal de carga T_2 , se crea una capacitancia mutua C_M entre las terminales de carga T_1 y T_2 . Obsérvese que las terminales de carga T_1 y T_2 no necesitan ser idénticas, pero cada una puede tener un tamaño y conformación separados, y puede incluir diferentes materiales de conducción. En última instancia, la intensidad de campo de una onda superficial guiada, lanzada por una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e, es directamente proporcional a la cantidad de carga en la terminal T_1 . La carga Q_1 a

su vez es proporcional a la autocapacitancia C_1 asociada con la terminal de carga T_1 dado que $Q_1 = C_1 V$, donde V es el voltaje impuesto en la terminal de carga T_1 .

[0144] Cuando se ajusta apropiadamente para operar a una frecuencia operativa predefinida, la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e genera una onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas 203. La fuente de excitación 212 puede generar energía eléctrica a la frecuencia predefinida, que se aplica a la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e para excitar la estructura. Cuando los campos electromagnéticos generados por la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e son coincidentes sustancialmente en modo con el medio conductivo con pérdidas 203, los campos electromagnéticos sintetizan sustancialmente un frente de onda incidente en un ángulo de Brewster complejo que resulta en poca o ninguna reflexión. De este modo, la punta de guía de ondas superficiales 200e no produce una onda irradiada, sino lanza una onda progresiva superficial guiada a lo largo de la superficie de un medio conductivo con pérdidas 203. La energía de la fuente de excitación 212 puede transmitirse como corrientes superficiales de Zenneck a uno o más receptores que se ubican dentro de un intervalo de transmisión efectiva de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e.

[0145] Pueden determinarse asíntotas de la corriente superficial de Zenneck radial $J_\rho(\rho)$ en la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 como $J_1(\rho)$ muy cercanas y $J_2(\rho)$ muy lejanas, donde

$$\text{Muy cerca } (\rho < \lambda/8): J_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1 + I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1) + E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}, \text{ y} \quad (90)$$

$$\text{Muy lejos } (\rho \gg \lambda/8): J_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}. \quad (91)$$

Donde I_1 es la corriente de conducción que alimenta la carga Q_1 en la primera terminal de carga T_1 , y I_2 es la corriente de conducción que alimenta la carga Q_2 en la segunda terminal de carga T_2 . La carga Q_1 , en la terminal de carga superior T_1 , se determina por $Q_1 = C_1 V_1$, donde C_1 es la capacitancia aislada de la terminal de carga T_1 . Obsérvese que hay un tercer componente para J_1 arriba establecido, determinado por $(E_\rho^{Q_1})/Z_\rho$, el cual se deduce de la condición de delimitación de Leontovich y es la contribución de corriente radial en el medio conductivo con pérdidas 203, bombeado por el campo cuasi estático de la carga oscilatoria elevada en la primera terminal de carga Q_1 . La cantidad $Z_\rho = j\omega\mu_o/\gamma_e$ es la impedancia radial del medio conductivo con pérdidas, donde $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1)^{1/2}$.

[0146] Las asíntotas que representan la corriente radial muy cerca y muy lejos, como se establece por las Ecuaciones (90) y (91), son cantidades complejas. De acuerdo con diversas modalidades, una corriente superficial física $\mathbf{J}(\rho)$ se sintetiza para hacer coincidir, tan cerca como sea posible, las asíntotas de corriente en *magnitud* y *fase*. Es decir, muy cerca $|\mathbf{J}(\rho)|$ debe ser tangente a $|J_1|$, y muy lejos $|\mathbf{J}(\rho)|$ debe ser tangente a $|J_2|$. También, de acuerdo con las diversas modalidades, la fase de $\mathbf{J}(\rho)$ debe transitar de la fase de J_1 muy cerca a la fase de J_2 muy lejos.

[0147] Con el fin de hacer coincidir el modo de ondas superficiales guiadas en el sitio de transmisión para lanzar una onda superficial guiada, la fase de la corriente superficial muy lejos $|J_2|$ debe diferir de la fase de la corriente superficial $|J_1|$ muy cerca por la fase de propagación que corresponde a $e^{-j\beta(\rho_2-\rho_1)}$ más una constante de aproximadamente 45 grados o 225 grados. Esto es dado que hay dos raíces para $\sqrt{\gamma}$, una cerca de $\pi/4$ y una cerca de $5\pi/4$. La corriente superficial radial sintética apropiadamente ajustada es

$$J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_o \gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho). \quad (92)$$

Obsérvese que esto es consistente con la Ecuación (17). Por las ecuaciones de Maxwell, esta corriente superficial $\mathbf{J}(\rho)$ crea automáticamente campos que cumplen con

$$H_\phi = \frac{-\gamma I_0}{4} e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \quad (93)$$

$$E_\rho = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \text{ y} \quad (94)$$

$$E_z = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho). \quad (95)$$

De este modo, la diferencia en fase entre la corriente superficial $|J_2|$ muy lejos y la corriente superficial $|J_1|$ muy cerca, para el modo de ondas superficiales guiadas que debe ser coincidente, se debe a las características de las funciones de Hankel en las Ecuaciones (93) a (95), las cuales son consistentes con las Ecuaciones (1) a (3). Es de importancia reconocer que los campos expresados por las Ecuaciones (1) a (6) y (17), y las Ecuaciones (92) a (95), tienen la naturaleza de un *modo de línea de transmisión* delimitado a una interfase con pérdidas, *no campos de radiación* que se asocian con propagación de ondas terrestres.

[0148] Con el fin de obtener las magnitudes y fases de voltajes apropiadas para un diseño determinado de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e, en una ubicación determinada, puede utilizarse una estrategia iterativa. Específicamente, puede realizarse el análisis de una excitación y configuración determinadas de una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e al tomar en cuenta las corrientes de alimentación a las terminales T_1 y T_2 , las cargas en las terminales de carga T_1 y T_2 , y sus imágenes en el medio conductor con pérdidas 203, con el fin de determinar la densidad de corriente superficial radial generada. Este proceso puede realizarse iterativamente hasta que una configuración y excitación óptimas para una punta de guía de ondas superficiales guiadas determinada 200e se determina con base en parámetros deseados. Para ayudar en la determinación de cual punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e dada está operando a un nivel

óptimo, se puede generar una curva de intensidad de campo guiado 103 (Figura 1) al utilizarlas ecuaciones (1) a (12) con base en valores para la conductividad de la Región 1 (σ_1) y la permitividad de la Región 1 (ϵ_1) en la ubicación de la punta de guía de ondas superficiales 200e. Esta curva de intensidad de campo guiado 103 puede proporcionar un

5 estándar de comparación para la operación, en una manera tal en que las intensidades de campo medidas pueden compararse con las magnitudes indicadas por la curva de intensidad de campo guiado 103, para determinar si se ha logrado una transmisión óptima.

[0149] Con el fin de llegar a una condición optimizada, pueden ajustarse diversos parámetros asociados con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e. Un

10 parámetro que puede variarse para ajustar la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e es la altura de una o ambas terminales de carga T_1 y/o T_2 , en relación con la superficie del medio conductor con pérdidas 203. Además, la distancia o espaciamiento entre las terminales de carga T_1 y T_2 también puede ajustarse. Al hacerlo así, puede minimizarse o

alterar de otro modo la capacitancia mutua C_M o cualquier capacitancia delimitada entre las

15 terminales de carga T_1 y T_2 y el medio conductor con pérdidas 203 como puede apreciarse. El tamaño de las terminales de carga respectivas T_1 y/o T_2 también puede ajustarse. Al cambiar el tamaño de las terminales de carga T_1 y/o T_2 , se alterarán las autocapacitancias respectivas C_1 y/o C_2 , y la capacitancia mutua C_M como puede apreciarse.

[0150] Más aún, otro parámetro que puede ajustarse es la red de alimentación 209

20 asociada con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e. Esto puede conseguirse al ajustar el tamaño de las reactancias inductiva y/o capacitiva que constituyen la red de alimentación 209. Por ejemplo, en casos donde estas reactancias inductivas comprenden bobinas, el número de vueltas en estas bobinas puede ajustarse. En última instancia, pueden hacerse ajustes a la red de alimentación 209 para alterar la longitud

eléctrica de la red de alimentación 209, lo que en consecuencia afecta las magnitudes y fases de voltajes en las terminales de carga T_1 y T_2 .

[0151] Obsérvese que las iteraciones de la transmisión, realizadas al hacer los diversos ajustes, pueden implementarse al utilizar modelos por computadora o al ajustar estructuras físicas, como puede apreciarse. Al realizar los ajustes anteriores, puede crearse la corriente superficial “muy cerca” J_1 y corriente superficial “muy lejos” J_2 correspondientes, que se aproximan a las mismas corrientes $J(\rho)$ del modo de ondas superficiales guiadas, especificadas en las Ecuaciones (90) y (91) arriba establecidas. Al hacerlo así, los campos electromagnéticos resultantes podrían ser coincidentes sustancial o aproximadamente en modo con un modo de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas 203.

[0152] Aunque no se muestra en el ejemplo de la Figura 16, la operación de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e puede controlarse para ajustar variaciones en las condiciones operacionales asociadas con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200. Por ejemplo, un sistema de control de punta 230, se muestra en la Figura 12 que puede utilizarse para controlar la red de alimentación 209 y/o la colocar y/o ajustar el tamaño de la terminal de carga T_1 y/o la terminal de compensación T_2 , para controlar la operación de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e. Las condiciones operacionales pueden incluir, pero no se limitan a, variaciones en las características del medio conductor con pérdidas 203 (por ejemplo, la conductividad σ y la permitividad relativa ϵ_r), variaciones en la intensidad de campo y/o variaciones en la carga de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e.

[0153] Ahora con referencia a la Figura 17, se muestra un ejemplo de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200e de la Figura 16, denotada en la presente descripción

como punta guía de ondas superficiales guiadas 200f. La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200f incluye las terminales de carga T_1 y T_2 , que se colocan a lo largo de un eje vertical z que es sustancialmente normal al plano presentado por el medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra). El segundo medio 206 se encuentra

5 arriba del medio conductivo con pérdidas 203. La terminal de carga T_1 tiene una capacitancia aislada (o autocapacitancia) C_1 , y la terminal de compensación T_2 tiene una capacitancia aislada (o autocapacitancia) C_2 . Durante la operación, las cargas Q_1 y Q_2 se imponen en la terminal de carga T_1 y la terminal de compensación T_2 , respectivamente, lo que depende de los voltajes aplicados a la terminal de carga T_1 y la terminal de

10 compensación T_2 en cualquier instante determinado. Una capacitancia mutua C_M también puede existir entre las terminales T_1 y T_2 , lo que depende de la distancia entre las mismas. Además, pueden existir capacitancias delimitadas entre las terminales de carga respectivas T_1 y T_2 y el medio conductivo con pérdidas 203, lo que depende de las alturas de las terminales de carga respectivas T_1 y T_2 con respecto al medio conductivo con pérdidas 203.

15 **[0154]** La punta de guía de ondas superficiales guiadas 200f incluye la red de alimentación 209, que comprende una impedancia inductiva que comprende una bobina L_{1a} , que tiene un par de electrodos que se acoplan a los respectivos de las terminales de carga T_1 y T_2 . En una modalidad, se especifica que la bobina L_{1a} tiene una longitud eléctrica que es la mitad ($1/2$) de la longitud de onda a la frecuencia operativa de la punta de guía de

20 ondas superficiales guiadas 200f.

[0155] Aunque la longitud eléctrica de la bobina L_{1a} se especifica de aproximadamente la mitad ($1/2$) de la longitud de onda a la frecuencia operativa, se sobreentiende que la bobina L_{1a} puede especificarse con una longitud eléctrica en otros valores. De acuerdo con una modalidad, el hecho de que la bobina L_{1a} tiene una longitud eléctrica de

aproximadamente la mitad de la longitud de onda a la frecuencia operativa, hace posible una ventaja en cuanto a que se crea un diferencial de voltaje máximo en las terminales de carga T_1 y T_2 . No obstante, la longitud o diámetro de la bobina L_{1a} puede incrementarse o disminuirse cuando se ajusta la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200f para
 5 obtener la excitación óptima de un modo de ondas superficiales guiadas. El ajuste de la longitud de bobina puede proporcionarse por las derivaciones ubicadas en uno o ambos extremos de la bobina. En otras modalidades, puede ser el caso que se especifique la impedancia inductiva para tener una longitud eléctrica que es significativamente menor o mayor a $\frac{1}{2}$ de la longitud de onda a la frecuencia operativa de la punta de guía de ondas
 10 superficiales guiadas 200f.

[0156] La fuente de excitación 212 puede acoplarse a la red de alimentación 209 por medio de acoplamiento magnético. Específicamente, la fuente de excitación 212 se acopla a una bobina L_P que se acopla en forma inductiva a la bobina L_{1a} . Esto puede hacerse por acoplamiento de enlace, una bobina derivada, una reactancia variable u otra estrategia de
 15 acoplamiento, como puede apreciarse. Para este fin, la bobina L_P actúa como primaria y la bobina L_{1a} actúa como secundaria, como puede apreciarse.

[0157] Con el fin de ajustar la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200f para la transmisión de una onda superficial guiada deseada, las alturas de las terminales de carga respectivas T_1 y T_2 pueden alterarse con respecto al medio conductivo con pérdidas
 20 203 y una con respecto a otra. También los tamaños de las terminales de carga T_1 y T_2 pueden alterarse. Además, el tamaño de la bobina L_{1a} puede alterarse al adicionar o eliminar vueltas o al cambiar alguna otra dimensión de la bobina L_{1a} . La bobina L_{1a} también puede incluir una o más derivaciones para ajustar la longitud eléctrica, como se muestra en la Figura 17. 17. La posición de una derivación conectada a cualquier terminal de carga T_1
 25 o T_2 también puede ajustarse.

[0158] A continuación, con referencia a las Figuras 18A, 18B, 18C y 19, se muestran ejemplos de circuitos de recepción generalizados para utilizar las ondas guiadas en superficie en sistemas inalámbricos de suministro de energía. Las Figuras 18A y 18B a 18C incluyen una punta lineal 303 y un resonador sintonizado 306, respectivamente. La Figura 5 19 es una bobina magnética 309 de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación. De acuerdo con diversas modalidades, cada una de la punta lineal 303, el resonador sintonizado 306 y la bobina magnética 309 pueden emplearse para recibir la energía transmitida en forma de una onda superficial guiada en la superficie de un medio conductivo con pérdidas 203, de acuerdo con diversas modalidades. Como se menciona 10 arriba, en una modalidad el medio conductivo con pérdidas 203 comprende un medio terrestre (o la Tierra).

[0159] Con referencia en específico a la Figura 18A, el voltaje de terminal de circuito abierto en las terminales de salida 312 de la punta lineal 303 depende de la altura efectiva de la punta lineal 303. Para este fin, el voltaje de punto terminal puede calcularse como

$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl, \quad (96)$$

donde E_{inc} es la intensidad del campo eléctrico incidente inducido en la punta lineal 303 en Voltios por metro, dl es un elemento de integración a lo largo de la dirección de la punta lineal 303, y h_e es la altura efectiva de la punta lineal 303. Una carga 315 se acopla a las terminales de salida 312 a través de una red de coincidencia de impedancia 318.

20 **[0160]** Cuando la punta lineal 303 se somete a una onda superficial guiada, como se describe arriba, se desarrolla un voltaje a lo largo de las terminales de salida 312 que puede aplicarse a la carga 315 a través de una red de coincidencia de impedancia de conjugados 318, según sea el caso. Con el fin de facilitar el flujo de energía a la carga 315, la carga 315

debe hacerse coincidente sustancialmente en impedancia con la punta lineal 303 como se describirá a continuación.

[0161] En referencia a la Figura 18B, una bobina excitada con corriente de tierra 306a, que posee un desplazamiento de fase igual a la inclinación de onda de la onda superficial guiada, incluye una terminal de carga T_R que se eleva (o suspende) por arriba del medio conductivo con pérdidas 203. La terminal de carga T_R tiene una autocapacitancia C_R . Además, también puede haber una capacitancia delimitada (no mostrada) entre la terminal de carga T_R y el medio conductivo con pérdidas 203, lo que depende de la altura de la terminal de carga T_R por arriba del medio conductivo con pérdidas 203. La capacitancia delimitada de preferencia debe minimizarse en la medida en que pueda practicarse, aunque esto no puede ser por completo necesario en cada caso.

[0162] El resonador sintonizado 306a también incluye una red de recepción que comprende una bobina L_R que tiene un desplazamiento de fase Φ . Un extremo de la bobina L_R se acopla a la terminal de carga T_R , y el otro extremo de la bobina L_R se acopla al medio conductivo con pérdidas 203. La red de recepción puede incluir un conductor de línea de suministro vertical que acopla la bobina L_R a la terminal de carga T_R . Para este fin, la bobina L_R (que también puede referirse como resonador sintonizado L_R - C_R) comprende un resonador ajustado en serie a medida que la terminal de carga C_R y la bobina L_R se sitúan en serie. El retardo de fase de la bobina L_R puede ajustarse al cambiar el tamaño y/o altura de la terminal de carga T_R , y/o ajustar el tamaño de la bobina L_R a fin de que la fase Φ de la estructura se haga sustancialmente igual al ángulo de la inclinación de onda Ψ . El retardo de fase de la línea de suministro vertical también puede ajustarse, por ejemplo, al cambiar la longitud del conductor.

[0163] Por ejemplo, la reactancia presentada por la autocapacitancia C_R se calcula como $1/j\omega C_R$. Obsérvese que la capacitancia total de la estructura 306a también puede incluir capacitancia entre la terminal de carga T_R y el medio conductivo con pérdidas 203, donde la capacitancia total de la estructura 306a puede calcularse a partir tanto de la autocapacitancia C_R como de cualquier capacitancia delimitada, como puede apreciarse. De acuerdo con una modalidad, la terminal de carga T_R puede levantarse a una altura con el fin de reducir o eliminar sustancialmente toda capacitancia delimitada. La existencia de una capacitancia delimitada puede determinarse a partir de mediciones de capacitancia entre la terminal de carga T_R y el medio conductivo con pérdidas 203, como se expone previamente.

[0164] La reactancia inductiva presentada por una bobina de elementos discretos L_R puede calcularse como $j\omega L$, donde L es la inductancia de elementos localizados de la bobina L_R . Si la bobina L_R es un elemento distribuido, su reactancia inductiva de puntos terminales equivalentes puede determinarse por estrategias convencionales. Para sintonizar la estructura 306a, podrían hacerse ajustes a fin de que el retardo de fase sea igual a la inclinación de onda con el propósito de hacerse coincidir en modo con la guía de ondas superficiales a la frecuencia de operación. Bajo esta condición, la estructura de recepción puede considerarse como “coincidente en modo” con la guía de ondas superficiales. Un enlace transformador alrededor de la estructura y/o una red de coincidencia de impedancia 324 puede insertarse entre la punta y la carga 327 con el fin de acoplar la energía a la carga. La inserción de la red de coincidencia de impedancia 324 entre las terminales de punta 321 y la carga 327 puede efectuar una condición de coincidencia de conjugados para una transferencia de energía máxima a la carga 327.

[0165] Cuando se coloca en presencia de corrientes superficiales a las frecuencias operativas, se suministrará energía de la onda guiada superficial a la carga 327. Para este fin, una carga 327 puede acoplarse a la estructura 306a por medio de acoplamiento magnético, acoplamiento capacitivo o acoplamiento conductivo (derivación directa). Los elementos de la red de acoplamiento pueden ser componentes localizados o elementos distribuidos, como puede apreciarse.

[0166] En la modalidad mostrada en la Figura 18B, se emplea un acoplamiento magnético donde una bobina L_S se coloca como secundaria en relación con la bobina L_R que actúa como transformador primario. La bobina L_S puede acoplarse en enlace a la bobina L_R al enrollarla geométricamente alrededor de la misma estructura de núcleo y ajustar el flujo magnético acoplado, como puede apreciarse. Además, mientras la estructura de recepción 306a comprende un resonador sintonizado en serie, también puede utilizarse un resonador sintonizado en paralelo o incluso un resonador de elementos distribuidos del retardo de fase apropiado.

[0167] Aunque una estructura de recepción inmersa en un campo electromagnético puede acoplar la energía del campo, puede apreciarse que las estructuras coincidentes en polarización funcionan mejor al maximizar el acoplamiento, y deben respetarse las reglas convencionales para acoplarse en puntas a los modos de guías de ondas. Por ejemplo, una punta de guía de ondas TE_{20} (modo eléctrico transversal) puede ser óptimo para extraer energía de una guía de ondas convencional excitada en el modo TE_{20} . De igual modo, en estos casos, una estructura de recepción coincidente en modo y coincidente en fase puede optimizarse para acoplar la energía de una onda guiada en superficie. La onda superficial guiada, excitada por una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200 en la superficie del medio conductivo con pérdidas 203, puede considerarse un modo de guía de ondas de

una guía de ondas abierta. Al excluir las pérdidas de guías de ondas, la energía de fuente puede recuperarse por completo. Las estructuras de recepción útiles pueden acoplarse en campo E, acoplarse en campo H o excitarse en corriente de superficie.

[0168] La estructura de recepción puede ajustarse para incrementar o maximizar el

acoplamiento con la onda superficial guiada, con base en las características locales del medio conductivo con pérdidas en las inmediaciones de la estructura de recepción.

Para conseguir esto, el retardo de fase (Φ) de la estructura de recepción puede ajustarse para coincidir con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda de la onda progresiva superficial

en la estructura de recepción. Si se configura apropiadamente, la estructura de recepción entonces puede sintonizarse para resonancia con respecto al plano de tierra de imagen perfectamente conductivo a la profundidad compleja $z = -d/2$.

[0169] Por ejemplo, considere una estructura de recepción que comprende un

resonador sintonizado de la Figura 18B, que incluye una bobina L_R y una línea de suministro vertical conectada entre la bobina L_R y una terminal de carga T_R . Con la terminal

de carga T_R colocada a una altura definida por arriba del medio conductivo con pérdidas, el desplazamiento de fase total Φ de la bobina L_R y línea de suministro vertical puede

hacerse coincidir con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda en la ubicación del resonador sintonizado 306a. A partir de la Ecuación (22), puede observarse que la inclinación de onda

pasa asintóticamente a

$$W = |W|e^{j\Psi} = \frac{E_\rho}{E_z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - j\frac{\sigma_1}{\omega\varepsilon_0}}}, \quad (97)$$

donde ε_r comprende la permitividad relativa y σ_1 es la conductividad del medio conductivo con pérdidas en la ubicación de la estructura de recepción, ε_0 es la permitividad del espacio libre, y $\omega = 2\pi f$, donde f es la frecuencia de excitación. De este modo, el ángulo de inclinación de onda (Ψ) puede determinarse a partir de la Ecuación (97).

[0170] El desplazamiento de fase total ($\Phi = \theta_c + \theta_y$) del resonador sintonizado 306a incluye tanto el retardo de fase (θ_c) a través de la bobina L_R como el retardo de fase de la línea de suministro vertical (θ_y). El retardo de fase espacial a lo largo de la longitud de conductor l_w de la línea de suministro vertical puede determinarse por $\theta_y = \beta_w l_w$, donde β_w es la constante de fase de propagación para el conductor de línea de suministro vertical. El retardo de fase debido a la bobina (o línea de retardo helicoidal) es $\theta_c = \beta_p l_c$, con una longitud física de l_c y un factor de propagación de

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}, \quad (98)$$

donde V_f es el factor de velocidad en la estructura, λ_0 es la longitud de onda a la frecuencia suministrada, y λ_p es la longitud de onda de propagación que resulta del factor de velocidad V_f . Uno o ambos retardos de fase ($\theta_c + \theta_y$) pueden ajustarse para hacer coincidir el desplazamiento de fase Φ con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda. Por ejemplo, una posición de derivación se puede ajustar en la bobina L_R de la Figura 18B para ajustar el retraso de fase de la bobina (θ_c) para hacer coincidir el desplazamiento total de fase al ángulo de inclinación de onda ($\Phi = \Psi$). Por ejemplo, una porción de la bobina puede eludirse por la conexión de derivación, como se ilustra en la Figura 18B. El conductor de línea de suministro vertical también puede conectarse a la bobina L_R mediante una derivación, cuya posición en la bobina puede ajustarse para hacer coincidir el desplazamiento de fase total con el ángulo de la inclinación de onda.

[0171] Una vez que el retardo de fase (Φ) del resonador sintonizado 306a se ha ajustado, la impedancia de la terminal de carga T_R puede entonces ajustarse para sintonizarse a la resonancia con respecto al plano de tierra de imagen perfectamente conductor a la profundidad compleja $z = -d/2$. Esto puede conseguirse al ajustar la capacitancia de la terminal de carga T_1 sin cambiar los retardos de fase de onda progresiva

de la bobina L_R y línea de suministro vertical. Los ajustes son similares a los descritos con respecto a las Figuras 9A y 9B.

[0172] La impedancia vista “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203 al plano de imagen complejo se determina por:

$$5 \quad Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_o \tanh(j\beta_o(d/2)), \quad (99)$$

donde $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o}$. Para fuentes polarizadas verticalmente sobre la Tierra, la profundidad del plano de imagen complejo puede determinarse por:

$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1}, \quad (100)$$

donde μ_1 es la permeabilidad del medio conductivo con pérdidas 203 y $\epsilon_1 = \epsilon_r\epsilon_o$.

10 **[0173]** En la base del resonador sintonizado 306a, la impedancia vista “mirando arriba” hacia la estructura de recepción es $Z_{\uparrow} = Z_{base}$, como se ilustra en la Figura 9A. Con una impedancia de terminal de:

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}, \quad (101)$$

15 donde C_R es la autocapacitancia de la terminal de carga T_R , la impedancia vista “mirando arriba” hacia el conductor de línea de suministro vertical del resonador sintonizado 306a se determina por:

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_W h_W)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_W h_W)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_Y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_Y)}, \quad (102)$$

y la impedancia vista “mirando arriba” hacia la bobina L_R del resonador sintonizado 306a se determina por:

$$20 \quad Z_{base} = R_{base} + jX_{base} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_P H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_P H)} = Z_C \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_C)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_C)}. \quad (103)$$

Al hacer coincidir el componente reactivo (X_{in}) visto “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203 con el componente reactivo (X_{base}) visto “mirando arriba” hacia

el resonador sintonizado 306a, el acoplamiento al modo de guía de ondas superficiales guiadas puede maximizarse.

[0174] Con referencia a continuación a la Figura 18C, se muestra un ejemplo de un resonador sintonizado 306b que no incluye una terminal de carga T_R en la parte superior de la estructura de recepción. En esta modalidad, el resonador sintonizado 306b no incluye una línea de suministro vertical acoplada entre la bobina L_R y la terminal de carga T_R . De este modo, el desplazamiento de fase total (Φ) del resonador sintonizado 306b incluye sólo el retardo de fase (θ_c) a través de la bobina L_R . Como con el resonador sintonizado 306a de la Figura 18B, el retardo de fase de bobina θ_c puede ajustarse para coincidir con el ángulo (Ψ) de la inclinación de onda determinado a partir de la Ecuación (97), lo cual resulta en $\Phi = \Psi$. Aunque la extracción de energía es posible con la estructura de recepción acoplada en el modo de guía de ondas superficiales, es difícil ajustar la estructura de recepción para maximizar el acoplamiento con la onda superficial guiada sin la carga reactiva variable proporcionada por la terminal de carga T_R .

[0175] En referencia a la Figura 18D, se muestra un diagrama de flujo 180 que ilustra un ejemplo de ajuste de una estructura de recepción para coincidir sustancialmente en modo con un modo de guía de ondas superficiales guiadas en la superficie del medio conductor con pérdidas 203. Empezando con 181, si la estructura de recepción incluye una terminal de carga T_R (por ejemplo, del resonador sintonizado 306a de la Figura 18B), entonces la terminal de carga T_R se coloca en una altura definida por arriba del medio conductor con pérdidas 203 en 184. Dado que la onda guiada superficial se ha establecido por una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, la altura física (h_p) de la terminal de carga T_R puede estar por debajo de la de la altura efectiva. La altura física puede seleccionarse para reducir o minimizar la carga delimitada en la terminal de carga T_R (por

ejemplo, cuatro veces el diámetro esférico de la terminal de carga). Si la estructura de recepción no incluye una terminal de carga T_R (por ejemplo, del resonador sintonizado 306b de la Figura 18C), entonces el flujo procede a 187.

[0176] En 187, el retardo de fase eléctrica Φ de la estructura de recepción se hace

5 coincidir con el ángulo de inclinación de onda complejo Ψ definido por las características locales del medio conductivo con pérdidas 203. El retardo de fase (θ_c) de la bobina helicoidal y/o el retardo de fase (θ_y) del conductor de línea de alimentación vertical, pueden ajustarse para hacer a Φ igual al ángulo (Ψ) de la inclinación de onda (W). El ángulo (Ψ) de la inclinación de onda puede determinarse a partir de la Ecuación (86). La fase eléctrica Φ
10 puede entonces hacerse coincidir con el ángulo de la inclinación de onda. Por ejemplo, el retardo de fase eléctrica $\Phi = \theta_c + \theta_y$ puede ajustarse al variar los parámetros geométricos de la bobina L_R y/o la longitud (o altura) del conductor de línea de suministro vertical.

[0177] Después en 190, la impedancia de carga de la terminal de carga T_R puede

sintonizarse para hacer resonar el modelo de plano de imagen equivalente del resonador
15 sintonizado 306a. La profundidad ($d/2$) del plano de tierra de imagen conductivo 139 (Figura 9A), por debajo de la estructura de recepción, puede determinarse al utilizar la Ecuación (100) y los valores del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra) en la estructura de recepción, lo cual puede medirse en forma local. Al utilizar esa profundidad compleja, el desplazamiento de fase (θ_d) entre el plano de tierra de imagen
20 139 y la delimitación física 136 (Figura 9A) del medio conductivo con pérdidas 203 se puede determinar al utilizar $\theta_d = \beta_o d/2$. La impedancia (Z_{in}), tal como se observa “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203, puede entonces determinarse al utilizar la Ecuación (99). Esta relación de resonancias puede considerarse para maximizar el acoplamiento con las ondas superficiales guiadas.

[0178] Con base en los parámetros ajustados de la bobina L_R y la longitud del conductor de línea de suministro vertical, puede determinarse el factor de velocidad, retardo de fase e impedancia de la bobina L_R y línea de suministro vertical. Además, la autocapacitancia (C_R) de la terminal de carga T_R puede determinarse al utilizar, por ejemplo, la Ecuación (24). El factor de propagación (β_p) de la bobina L_R puede determinarse al utilizar la Ecuación (98), y la constante de fase de propagación (β_w) para la línea de suministro vertical puede determinarse al utilizar la Ecuación (49). Al utilizar la autocapacitancia y los valores determinados de la bobina L_R y línea de suministro vertical, la impedancia (Z_{base}) del resonador sintonizado 306a, tal como se observa “mirando arriba” hacia la bobina L_R , puede determinarse al utilizar las Ecuaciones (101), (102) y (103).

[0179] El modelo de plano de imagen equivalente de la Figura 9A también aplica al resonador sintonizado 306a de la Figura 18B. El resonador sintonizado 306a puede sintonizarse a la resonancia con respecto al plano de imagen complejo al ajustar la impedancia de carga Z_R de la terminal de carga T_R de forma tal que el componente de reactancia X_{base} de Z_{base} elimina el componente de reactancia de X_{in} de Z_{in} , o $X_{base} + X_{in} = 0$. De este modo, la impedancia en la delimitación física 136 (Figura 9A), “mirando arriba” hacia la bobina del resonador sintonizado 306a, es el conjugado de la impedancia en la delimitación física 136 “mirando abajo” hacia el medio conductivo con pérdidas 203. La impedancia de carga Z_R puede ajustarse al variar la capacitancia (C_R) de la terminal de carga T_R sin cambiar el retardo de fase eléctrica $\Phi = \theta_c + \theta_y$ de la terminal de carga T_R . Puede adoptarse una estrategia iterativa para sintonizar la impedancia de carga Z_R para la resonancia del modelo de plano de imagen equivalente con respecto al plano de tierra de imagen conductivo 139. De esta forma, el acoplamiento del campo eléctrico a un modo de

guía de ondas superficiales guiadas a lo largo de la superficie del medio conductivo con pérdidas 203 (por ejemplo, la Tierra) puede mejorarse y/o maximizarse.

[0180] En referencia a la Figura 19, la bobina magnética 309 comprende un circuito de recepción que se acopla a través de una red de coincidencia de impedancia 333 a una carga eléctrica 336. Con el fin de facilitar la recepción y/o extracción de energía eléctrica de una onda superficial guiada, la bobina magnética 309 puede colocarse a fin de que el flujo magnético de la onda superficial guiada, H_ϕ , pase a través de la bobina magnética 309, lo que en consecuencia induce una corriente en la bobina magnética 309 y produce un voltaje de punto terminal en sus terminales de salida 330. El flujo magnético de la onda superficial guiada, acoplada a una bobina de una sola vuelta, se expresa por

$$\mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_o \vec{H} \cdot \hat{n} dA \quad (104)$$

donde $\mathcal{F}$ es el flujo magnético acoplado, μ_r es la permeabilidad relativa efectiva del núcleo de la bobina magnética 309, μ_o es la permeabilidad del espacio libre, $\vec{H}$ es el vector de intensidad de campo magnético incidente, $\hat{n}$ es un vector unitario normal al área en sección transversal de las vueltas, y A_{CS} es el área confinada por cada asa. Para una bobina magnética de N vueltas 309, orientada para un máximo acoplamiento a un campo magnético incidente que es uniforme a lo largo del área en sección transversal de la bobina magnética 309, el voltaje inducido de circuito abierto que aparece en las terminales de salida 330 de la bobina magnética 309 es

$$V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega \mu_r \mu_o N H A_{CS}, \quad (105)$$

donde las variables se definen arriba. La bobina magnética 309 puede sintonizarse a la frecuencia de onda superficial guiada, ya sea como resonador distribuido o con un capacitor externo a lo largo de sus terminales de salida 330, según sea el caso, y luego

hacerse coincidir en impedancia con una carga externa 336 a través de una red de coincidencia de impedancia de conjugados 333.

[0181] Al asumir que el circuito resultante presentado por la bobina magnética 309 y la carga 336 se ajustan apropiadamente y se hacen coincidir en impedancia de conjugados, mediante la red de coincidencia de impedancia 333, entonces la corriente inducida en la bobina magnética 309 puede emplearse para energizar en forma óptima la carga 336. El circuito de recepción presentado por la bobina magnética 309 proporciona una ventaja en cuanto a que no tiene que conectarse físicamente a la tierra.

[0182] Con referencia a las Figuras 18A, 18B, 18C y 19, los circuitos de recepción presentados por la punta lineal 303, la estructura coincidente en modo 306 y la bobina magnética 309 facilitan cada uno la recepción de la energía eléctrica transmitida desde cualquiera de las modalidades de puntas de guías de ondas superficiales guiadas 200 arriba descritas. Para este fin, la energía recibida puede utilizarse para suministrar energía a una carga 315/327/336 mediante una red de coincidencia de conjugados, como puede apreciarse. Esto contrasta con las señales que pueden recibirse en un receptor, que se transmitieron en forma de un campo electromagnético *irradiado*. Estas señales tienen muy baja energía disponible, y los receptores de estas señales no cargan los transmisores.

[0183] También es característico de las presentes ondas superficiales guiadas, generadas al utilizar las puntas de guías de ondas superficiales guiadas 200 arriba descritas, que los circuitos de recepción presentados por la punta lineal 303, la estructura coincidente en modo 306 y la bobina magnética 309 cargarán la fuente de excitación 212 (por ejemplo, Figuras 3, 12 y 16) que se aplica a la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, lo que en consecuencia genera la onda superficial guiada a la cual se someten estos circuitos de recepción. Esto refleja el hecho de que la onda superficial guiada,

generada por una punta de guía de ondas superficiales guiadas determinada 200 arriba descrita, comprende un modo de línea de transmisión. A modo de contraste, una fuente de energía que impulsa una antena irradiante, que genera una onda electromagnética irradiada, no se carga por los receptores, cualquiera que sea el número de receptores empleados.

[0184] De este modo, en conjunto, una o más puntas de guías de ondas superficiales guiadas 200 y uno o más circuitos de recepción, en forma de la punta lineal 303, la estructura coincidente en modo sintonizada 306 y/o la bobina magnética 309, pueden constituir un sistema inalámbrico de distribución. Dado que la distancia de transmisión de una onda superficial guiada al utilizar una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200, como se establece arriba, depende de la frecuencia, es posible que la distribución inalámbrica de energía pueda lograrse a lo largo de áreas amplias e incluso en forma global.

[0185] Los sistemas convencionales de transmisión/distribución inalámbrica de energía, extensamente investigados en la actualidad, incluyen “recolección de energía” a partir de campos de irradiación y también acoplamiento de sensores a campos cercanos inductivos o reactivos. En contraste, el presente sistema inalámbrico de energía no desperdicia energía en forma de radiación que, si no se intercepta, se pierde para siempre. El sistema inalámbrico de energía, dado a conocer ahora, tampoco se limita a rangos extremadamente cortos como con los sistemas convencionales de campo cercano acoplados a reactancias mutuas. El sistema inalámbrico de energía, dado a conocer en el presente documento, se acopla en punta al modo de línea de transmisión guiada en superficie novedoso, lo cual es equivalente a suministrar energía a una carga por una guía de ondas o una carga directamente conectada al generador de energía distante. Sin contar la energía requerida para mantener la intensidad de campo de transmisión, más la disipada en la guía de ondas superficiales, que a frecuencias extremadamente bajas es insignificante

en relación con las pérdidas de transmisión en las líneas de energía de alta tensión convencionales a 60 Hz, toda la energía del generador va sólo a la carga deseada. Cuando la demanda de carga se termina, la generación de energía de fuente es relativamente inactiva.

5 **[0186]** Con referencia a las Figuras 20 a 23, se describen ejemplos de bobinas magnéticas 309. En diversas modalidades, la bobina magnética puede enrollarse alrededor de un núcleo que tiene una alta permeabilidad magnética relativa. Debido a la alta permeabilidad magnética relativa del núcleo, la densidad del flujo magnético de la onda superficial guiada, que pasa a través de la bobina magnética 309, es mayor al flujo
10 magnético que de otro modo pudiera pasar a través de la bobina magnética 309 sin el núcleo. Por consiguiente, la cantidad de energía eléctrica extraída de las ondas superficiales guiadas puede incrementarse. Además, la bobina magnética 309 puede incorporarse a un sistema que ajusta la orientación de la bobina magnética 309 en relación con una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f para incrementar
15 además la cantidad de energía eléctrica obtenida de las ondas superficiales guiadas.

[0187] En la siguiente exposición, se proporciona una descripción general de ejemplos de bobinas magnéticas que tienen núcleos con una permeabilidad magnética relativa relativamente alta, seguida por una exposición de ejemplos de la operación de las mismas.

20 **[0188]** Con referencia a la Figura 20, se muestra un ejemplo de una bobina magnética 309, de acuerdo con diversas modalidades. La bobina magnética 309 mostrada en la Figura 20 se enrolla alrededor de un núcleo 2003. Aunque la Figura 20 ilustra una sola bobina magnética 309 enrollada alrededor del núcleo 2003, las modalidades alternativas pueden incluir múltiples bobinas magnéticas 309 enrolladas alrededor del núcleo 2003.

[0189] El núcleo 2003, en diversas modalidades, puede tener diversas conformaciones. Por ejemplo, el núcleo 2003, ilustrado en la Figura 20, tiene una conformación cilíndrica. En ejemplos alternativos, el núcleo 2003 puede ser rectangular o tener otras conformaciones adecuadas. Además, el núcleo 2003 puede tener extremos que se alargan en relación con otras porciones del núcleo 2003.

[0190] El núcleo 2003 tiene una permeabilidad magnética relativa relativamente alta μ_r . La permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede considerarse como medida de la capacidad del núcleo 2003 para atraer y conducir el flujo magnético. La permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 también puede considerarse como medida de la capacidad del núcleo 2003 para soportar la formación de un campo magnético dentro de él mismo. La permeabilidad magnética relativa μ_r puede expresarse como

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}, \quad (106)$$

donde μ_r es la permeabilidad magnética relativa del núcleo 2003, μ es la permeabilidad magnética del núcleo 2003 y μ_0 es la permeabilidad del espacio libre, que tiene el valor $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H}\cdot\text{m}^{-1}$.

[0191] La alta permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 atrae el flujo magnético, lo que en consecuencia incrementa la densidad del flujo magnético que pasa a través de la bobina magnética 309. Esto resulta en que la bobina magnética 309 extrae más energía eléctrica de las ondas superficiales guiadas que lo que la bobina magnética 309 podría extraer de otro modo sin el núcleo 2003.

[0192] De acuerdo con diversas modalidades, el núcleo 2003 puede construirse de materiales que tienen diversos valores de permeabilidad magnética relativa μ_r . En algunos ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre

aproximadamente 10 y aproximadamente 1,000,000. En otros ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre aproximadamente 1,000 y aproximadamente 1,000,000. En otros ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre aproximadamente 10,000 y aproximadamente 1,000,000.

5 En otros ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre aproximadamente 100,000 y aproximadamente 1,000,000. En otros ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre aproximadamente 1,000 y aproximadamente 10,000. En otros ejemplos, la permeabilidad magnética relativa μ_r del núcleo 2003 puede ser de entre aproximadamente 10,000 y 100,000.

10 **[0193]** Para este fin, el núcleo 2003 de diversas modalidades puede construirse de diversos materiales que tienen diversos valores de permeabilidades magnéticas relativas μ_r . Por ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir una aleación de vidrio metálico (también conocida como “metglas”), la cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 1,000,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir 99.95% de

15 hierro recocido en hidrógeno, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 200,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir una aleación nanocristalina, tal como nanoperm, que puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 80,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir una aleación magnética de níquel-hierro, tal como un mu-metal, el cual puede tener una

20 permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 20,000 a aproximadamente 50,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir un a material de cobalto-hierro, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 18,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir una aleación de níquel-hierro o una

aleación de níquel-hierro molibdeno, tal como permalloy™, que puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 8,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir 99.8% de hierro puro, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 5,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir acero eléctrico, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 4,000. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir acero inoxidable ferrítico recocido, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 1,000 a aproximadamente 1,800. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir acero inoxidable martensítico recocido, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 750 a 950. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir ferrita, la cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 16 a 640. Como otro ejemplo, el núcleo 2003 puede incluir acero inoxidable austenítico, el cual puede tener una permeabilidad magnética relativa μ_r de aproximadamente 1 a 100.

[0194] Con referencia a la Figura 21, se muestra un ejemplo de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 incorporados a una estructura de soporte 2103. La estructura de soporte 2103 puede colocar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en diversas orientaciones en relación con otros objetos. Por ejemplo, la estructura de soporte 2106 puede hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 a fin de que la bobina magnética 309 y núcleo 2003 se orienten a fin de que se encuentren en alineamiento con el campo magnético, a fin de que la cantidad máxima de flujo magnético de las ondas superficiales guiadas pase a través de la bobina magnética 309. Al maximizar el flujo magnético que pasa a través de la bobina magnética 309, la bobina magnética 309 puede maximizar la cantidad de energía obtenida

a partir de las ondas superficiales guiadas.

[0195] La estructura de soporte 2103 puede materializarse en diversas formas. Por ejemplo, la estructura de soporte 2103, ilustrada en la Figura 21, se materializa en forma de una plataforma que puede hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 alrededor de múltiples ejes. En otros ejemplos, la estructura de soporte 2103 puede materializarse en forma de una suspensión cardán, plataforma giratoria, giróscopo, u otro sistema adecuado.

[0196] La estructura de soporte 2103, mostrada en la Figura 21, puede hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 alrededor del eje 2106 y el eje 2009, los cuales son ortogonales al eje longitudinal 2113 del núcleo 2003. Por consiguiente, la estructura de soporte 2103 puede hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en las direcciones indicadas por las flechas 2116 y 2119.

[0197] Cuando la bobina magnética 309 y núcleo 2003 se hacen girar alrededor del eje 2106, los extremos del núcleo 2003 pivotan arriba y abajo en relación con el piso. En otras palabras, el ángulo entre el piso y el eje longitudinal 2113 del núcleo 2003 cambia. La estructura de soporte 2103 puede hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 alrededor del eje 2106 en respuesta a la altitud de la bobina magnética y núcleo 2003, lo que cambia en relación con la altitud de la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f, a partir de lo cual la bobina magnética 309 obtiene energía eléctrica. Esto puede ocurrir, por ejemplo, si la bobina magnética 309 y núcleo 2003 se montan en un sistema móvil, tal como un vehículo que se desplaza hacia arriba y abajo de una colina.

[0198] Cuando la bobina magnética 309 y núcleo 2003 se hacen girar alrededor del eje 2109, las direcciones horizontales en las cuales se orientan los extremos del núcleo 2003 cambian. Cuando esto ocurre, el ángulo entre el piso y el eje longitudinal 2113 del núcleo 2003 no cambia. La estructura de soporte 2103 puede hacer girar la bobina

magnética 309 y el núcleo 2003 alrededor del eje 2109 en respuesta a la ubicación lateral de la bobina magnética 309 y núcleo 2003, lo que cambia en relación con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f, a partir de lo cual la bobina magnética 309 obtiene energía eléctrica. Esto puede ocurrir, por ejemplo, si la bobina magnética 309 y núcleo 2003 se montan en un sistema móvil, tal como un vehículo que se desplaza lateralmente en relación con una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f.

[0199] Con referencia a la Figura 22, se muestra un ejemplo de un dispositivo de computación 2203, de acuerdo con diversas modalidades de la presente divulgación. El dispositivo de computación 2203 puede monitorear y controlar la estructura de soporte 2103 para la bobina magnética 309 y núcleo 2003. Para este fin, el dispositivo de computación 2203 puede incluir uno o más sensores 2206, un controlador de orientación 2203 y/u otros componentes.

[0200] En algunas modalidades, los sensores 2206 pueden incluir un sensor de sistema de navegación satelital, tal como un sensor de sistema de posicionamiento global (GPS), el cual puede utilizarse para determinar la ubicación y/u orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 con base en señales difundidas a partir de satélites. En otras modalidades, los sensores 2206 pueden incluir un sensor de navegación inercial, tal como un acelerómetro o un giróscopo, que puede utilizarse para determinar la ubicación y/u orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003. Los sensores 2206 también pueden ser componentes, tales como una brújula magnética, que pueden utilizarse para determinar la ubicación y/u orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003. Los sensores 2206 también pueden incluir altímetros que determinan la altitud de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en relación con el piso, nivel medio del mar, y/u otros objetos. Los sensores 2206 también pueden incluir medidores de campo, tales como un medido de campo magnético. El medido de campo magnético puede medir, directa o indirectamente, la

potencia del flujo magnético que pasa a través de la bobina magnética 309.

[0201] El controlador de orientación 2209 puede obtener datos a partir de los sensores 2206, y ajustar la orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en relación con otros objetos, con base en los datos de los sensores 2206. Para ajustar la
5 orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003, el controlador de orientación 2209 puede dar instrucciones a motores, activadores, sistemas hidráulicos, y/u otros componentes para accionar para hacer girar en consecuencia la bobina magnética 309 y núcleo 2003 a una orientación determinada.

[0202] El controlador de orientación 2209 puede determinar cómo debe orientarse
10 la bobina magnética 309 y núcleo 2003 al utilizar diversas técnicas. En una técnica, el controlador de orientación 2209 puede obtener datos a partir de los sensores 2206 que indican la ubicación y orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en relación con una punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f, que lanza ondas superficiales guiadas. El controlador de orientación 2209 entonces puede determinar la
15 orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003, que podría resultar en que la cantidad máxima de flujo magnético pase a través de la bobina magnética 309. Después de determinar esta orientación, el controlador de orientación 2209 puede dar instrucciones a la estructura de soporte 2103 para hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 alrededor del eje 2106 y/o eje 2109 a la orientación determinada.

[0203] En otra modalidad, el controlador de orientación 2209 puede utilizar los
20 sensores 2206 para medir directa o indirectamente la potencia del flujo magnético que fluye a través de la bobina magnética 309, y ajustar la orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 en respuesta al flujo magnético. Por ejemplo, si el flujo magnético medido que fluye a través de la bobina magnética 309 ha disminuido a partir de una medición previa, el

controlador de orientación 2209 puede ajustar la orientación de la bobina magnética 309 y el núcleo 2003 para intentar incrementar la cantidad del flujo magnético que fluye a través de la bobina magnética 309. Una vez que el flujo magnético medido se ha incrementado a un valor particular, el controlador de orientación 2209 puede detener el ajuste de la orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003. Este proceso puede repetirse cuando la orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003, en relación con la punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f, cambia nuevamente.

[0204] Con referencia a la Figura 23, se muestra un diagrama de flujo que representa un ejemplo de la operación de una porción del controlador de orientación 2209, de acuerdo con diversas modalidades. El diagrama de flujo de FIG. 23 proporciona un ejemplo de los muchos tipos de disposiciones funcionales que pueden emplearse para implementar la operación del controlador de orientación 2209, como se describe en el presente documento. Como alternativa, el diagrama de flujo de la Figura 23 puede visualizarse representando un ejemplo de elementos de un método implementado por el dispositivo de computación 2203.

[0205] Al comenzar en el recuadro 2303, el controlador de orientación 2209 orienta la bobina magnética 309 y núcleo 2003 para obtener la cantidad máxima de energía eléctrica a partir de las ondas superficiales guiadas. Por ejemplo, el controlador de orientación 2209 puede dar instrucciones a la estructura de soporte 2103 para hacer girar la bobina magnética 309 y núcleo 2003 alrededor del eje 2106 y/o eje 2109 a una orientación particular que resulta en que la cantidad máxima de flujo magnético pasa a través de la bobina magnética 309.

[0206] En el recuadro 2306, el controlador de orientación 2209 determina si la orientación de la bobina magnética 309 y núcleo 2003 han cambiado en relación con la

punta de guía de ondas superficiales guiadas 200a a 200f. Si la orientación ha cambiado, el controlador de orientación 2209 regresa al recuadro 2303, como se muestra, y orienta la bobina magnética 309 y núcleo 2003 para obtener la cantidad máxima de energía eléctrica a partir de las ondas superficiales guiadas. De otro modo, si la orientación no ha cambiado, el proceso termina. Se hace notar que, en algunas modalidades, los recuadros 2303 y 2306 pueden repetirse continuamente.

[0207] El diagrama de flujo de la Figura 23 muestra un ejemplo de la funcionalidad del controlador de orientación 2209. Aunque el diagrama de flujo de la Figura 23 muestra un orden particular de ejecución, el orden de ejecución puede diferir del que se representa en modalidades alternativas. Por ejemplo, el orden de dos o más recuadros puede cambiarse en relación con el orden mostrado. También, dos o más bloques mostrados en sucesión en la Figura 23 pueden saltarse u omitirse.

[0208] Además de lo precedente, las diversas modalidades de la presente divulgación incluyen, pero no se limitan a, las modalidades establecidas en las siguientes cláusulas:

[0209] Cláusula 1. Un sistema que comprende: una punta de guía de ondas superficiales guiadas configurada para generar una onda superficial guiada que se desplaza a través de un medio terrestre; una estructura de recepción de ondas superficiales guiadas configurada para obtener energía eléctrica a partir de la onda superficial guiada, en donde la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas comprende una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética, en donde el núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000; y una carga acoplada a la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas, con la carga experimentada como carga en una fuente de excitación acoplada a una punta de guía

de ondas superficiales guiadas.

[0210] Cláusula 2. El sistema de la cláusula 1, en donde la permeabilidad magnética relativa es mayor a aproximadamente 1,000 y menor a aproximadamente 10,000.

[0211] Cláusula 3. El sistema de la cláusula 1, en donde la permeabilidad magnética
5 relativa es mayor a aproximadamente 100,000.

[0212] Cláusula 4. El sistema de la cláusula 1, en donde la permeabilidad magnética relativa es mayor a aproximadamente 10,000.

[0213] Cláusula 5. El sistema de cualquiera de las cláusulas 1 a 4, en donde el núcleo comprende una aleación magnética de níquel-hierro.

10 **[0214]** Cláusula 6. El sistema de cualquiera de las cláusulas 1 a 4, en donde el núcleo comprende una aleación que comprende níquel, hierro y molibdeno.

[0215] Cláusula 7. El sistema de cualquiera de las cláusulas 1 a 6, en donde la bobina magnética se incorpora a una estructura de soporte que se configura para ajustar una posición de la bobina magnética.

15 **[0216]** Cláusula 8. El sistema de cualquiera de las cláusulas 1 a 7, en donde la bobina magnética se incorpora a una estructura de soporte que se configura para ajustar una posición de la bobina magnética en relación con la punta de guía de ondas superficiales guiadas.

[0217] Cláusula 9. Un método que comprende: recibir energía eléctrica en forma de
20 una onda superficial guiada al utilizar una estructura de recepción de ondas superficiales guiadas, en donde la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas comprende una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética, en donde el núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000; y suministrar la energía eléctrica a una carga acoplada a la

estructura de recepción de ondas superficiales guiadas.

[0218] Cláusula 10. El método de la cláusula 9, que además comprende la colocación de la bobina magnética a fin de que un flujo magnético de la onda superficial guiada pase a través de la bobina magnética.

5 **[0219]** Cláusula 11. El método de la cláusula 9 o 10, que además comprende el ajuste de una posición de la bobina magnética en respuesta a un cambio en una orientación de la bobina magnética en relación con una punta de guía de ondas superficiales guiadas.

[0220] Cláusula 12. El método de la cláusula 11, que además comprende la detección de un cambio en la orientación de la bobina magnética en relación con la punta
10 de guía de ondas superficiales guiadas.

[0221] Cláusula 13. El método de la cláusula 11 o 12, en donde el ajuste de la posición de la bobina magnética ocasiona que cambie un ángulo entre un horizonte y un eje longitudinal del núcleo.

[0222] Cláusula 14. Un sistema que comprende: una estructura de recepción de
15 ondas superficiales guiadas configurada para obtener energía eléctrica a partir de una onda superficial guiada que se desplaza a través de un medio terrestre, en donde la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas comprende una bobina magnética y un núcleo dispuesto en la bobina magnética, en donde el núcleo tiene una permeabilidad magnética relativa mayor a aproximadamente 10 y menor a aproximadamente 1,000,000; y una carga
20 acoplada a la estructura de recepción de ondas superficiales guiadas, con la carga experimentada como carga en una fuente de excitación acoplada a una punta de guía de ondas superficiales guiadas que genera la onda superficial guiada.

[0223] Cláusula 15. El sistema de la cláusula 14, en donde la permeabilidad magnética relativa del núcleo es mayor a aproximadamente 100.

[0224] Cláusula 16. El sistema de la cláusula 14, en donde la permeabilidad magnética relativa del núcleo es mayor a aproximadamente 1,000.

[0225] Cláusula 17. El sistema de la cláusula 14, en donde la permeabilidad magnética relativa del núcleo es mayor a aproximadamente 10,000.

5 **[0226]** Cláusula 18. El sistema de la cláusula 14, en donde la permeabilidad magnética relativa del núcleo es mayor a aproximadamente 5,000 y menor a aproximadamente 60,000.

[0227] Cláusula 19. El sistema de cualquiera de las cláusulas 14 a 18, en donde el núcleo comprende una aleación magnética de níquel-hierro.

10 **[0228]** Cláusula 20. El sistema de cualquiera de las cláusulas 14 a 18, en donde el núcleo comprende una aleación que comprende níquel, hierro y molibdeno.

[0229] Como se utiliza en el presente documento, el término “alrededor”, “aproximadamente” y similares, cuando se utiliza en relación con una variable numérica, por lo general se refiere al valor de la variable y a todos los valores de la variable que se encuentran dentro del error experimental (por ejemplo, dentro del intervalo de confianza del 95% para la media) o dentro de $\pm$ el 10% del valor indicado, cualquiera que sea mayor. Además, en casos donde se proporciona un intervalo de valores, se sobreentiende que cada valor intermedio, al décimo de la unidad del límite inferior, a menos que el contexto lo dicte claramente de otro modo, entre el límite superior e inferior de ese intervalo y cualquier otro valor enunciado o intermedio en ese intervalo enunciado, se abarca dentro de la divulgación. Los límites superior e inferior de estos intervalos más pequeños pueden incluirse independientemente en los intervalos más pequeños, y también se abarcan dentro de la divulgación, sujetos a cualquier límite específicamente excluido en el intervalo enunciado. En casos donde el intervalo enunciado incluye uno o ambos límites, los

15

20

intervalos que excluyen cualquiera o ambos límites incluidos también se incluyen en la divulgación.

[0230] Las modalidades arriba descritas, de la presente divulgación, son meramente posibles ejemplos de las implementaciones establecidas para una clara comprensión de los principios de la divulgación. Muchas variaciones y modificaciones pueden hacerse a la o las modalidades arriba descritas, sin apartarse sustancialmente del espíritu y principios de la divulgación. Se tiene la intención de que todas estas modificaciones y variaciones se incluyan en el presente documento, dentro del alcance de esta divulgación, y se protejan por las siguientes reivindicaciones. Además, todos los atributos y modificaciones opcionales y preferidas, de las modalidades descritas y reivindicaciones dependientes, son utilizables en todos los aspectos de la divulgación enseñada en el presente documento. Aún más, los atributos individuales de las reivindicaciones dependientes, así como todos los atributos y modificaciones opcionales y preferidas de las modalidades descritas, son combinables e intercambiables entre sí.