

# **EXCITACIÓN Y USO DE MODOS DE ONDAS SUPERFICIALES GUIADAS EN MEDIOS CON PÉRDIDAS**

## **CAMPO Y ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

5           Durante más de un siglo, las señales transmitidas por ondas de radio implicaron campos de radiación lanzados utilizando estructuras de antenas convencionales. En contraste con la ciencia de radiofrecuencia, los sistemas de distribución de energía eléctrica en el último siglo  
10 implicaron la transmisión de energía guiada a lo largo de conductores eléctricos. Este entendimiento de la distinción entre radiofrecuencia (RF) y transmisión de energía ha existido desde principios de 1900.

## **BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS**

15           Se pueden entender mejor muchos aspectos de la presente invención con referencia a las siguientes figuras. Los componentes en las figuras no están necesariamente a escala, en su lugar se coloca énfasis tras ilustrar claramente los principios de la descripción. Además, en las figuras, números  
20 de referencia similares designan partes correspondientes a lo largo de las diferentes figuras.

La figura 1 es un gráfico que ilustra intensidad de campo como una función de la distancia para un campo electromagnético guiado y un campo electromagnético radiado.

La figura 2 es un dibujo que ilustra una interfaz de propagación con dos regiones empleadas para transmisión de una onda superficial guiada de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción.

5 Las figuras 3A y 3B son dibujos que ilustran un ángulo complejo de inserción de un campo eléctrico sintetizado por sondas de guía de superficial guiada de acuerdo con las diferentes modalidades de la presente descripción.

10 La figura 4 es un dibujo que ilustra una sonda de guía de onda superficial guiada colocada con respecto a una interfaz de propagación de la figura 2 de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

15 La figura 5 es una gráfica de un ejemplo de las magnitudes de asíntotas cercana y lejana de funciones de Hankel de primer orden de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción.

20 La figura 6A y 6B son gráficas que ilustran carga enlazada sobre una esfera y el efecto en la capacitancia de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción.

La figura 7 es una representación gráfica que ilustra el efecto de elevación de una terminal de carga en la ubicación donde un ángulo de Brewster se cruza con el medio conductor con pérdidas de acuerdo con diferentes modalidades de la

presente descripción.

La figura 8A y 8B son representaciones gráficas que ilustran la incidencia de un campo eléctrico sintetizado a un ángulo de Brewster complejo para acoplar el modo de guía de onda superficial guiada a la distancia crítica de Hankel de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción.

Las figuras 9A y 9B son representaciones gráficas de ejemplos de una sonda de guía de onda superficial guiada de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

La figura 10 es un diagrama esquemático de la sonda de guía de onda superficial guiada de la figura 9A de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

La figura 11 incluye gráficas de un ejemplo de las partes imaginarias y reales de un retardo de fase ( $\phi_U$ ) de una terminal de carga  $T_1$  de una sonda de guía de onda superficial guiada de la figura 9A de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

La figura 12 es una imagen de un ejemplo de una sonda de guía de onda superficial guiada, implementada de la figura 9A de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

La figura 13 es una gráfica que compara intensidad de campo medida y teórica de la sonda de guía de onda superficial guiada de la figura 12 de acuerdo con una

modalidad de la presente descripción.

Las figuras 14A y 14B son una imagen y representación gráfica de una sonda de guía de onda superficial guiada de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

5        La figura 15 es una gráfica de un ejemplo de las magnitudes de las asíntotas cercana y lejana de funciones de Hankel de primer orden de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción.

10       La figura 16 es una gráfica que compara intensidad de campo medida y teórica de la sonda de guía de onda superficial guiada de las figuras 14A y 14B de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

15       Las figuras 17 y 18 son representaciones gráficas de ejemplos de sondas de guía de onda superficial guiada de acuerdo con modalidades de la presente descripción.

20       Las figuras 19A y 19B ilustran ejemplos de receptores que se pueden emplear para recibir energía transmitida en la forma de una onda superficial guiada lanzada por una sonda de guía de onda superficial guiada de acuerdo con las diferentes modalidades de la presente descripción.

La figura 20 ilustra un ejemplo de un receptor adicional que se puede emplear para recibir energía transmitida en la forma de una onda superficial guiada lanzada por una sonda de guía de onda superficial guiada de acuerdo con las diferentes

modalidades de la presente descripción.

La figura 21A ilustra un diagrama esquemático que representa el equivalente de Thevenin de los receptores ilustrados en las figuras 19A y 19B de acuerdo con una  
5 modalidad de la presente descripción.

La figura 21B ilustra un diagrama esquemático que representa el equivalente de Norton del receptor ilustrado en la figura 17 de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

10 Las figuras 22A y 22B son diagramas esquemáticos que representan ejemplos de una sonda de medición de conductividad y una sonda de línea de alambre abierto, respectivamente, de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

15 Las figuras 23A a 23C son dibujos esquemáticos de ejemplos de un sistema de control adaptativo empleado por el sistema de control de sonda de la figura 4 de acuerdo con modalidades de la presente invención.

Las figuras 24A y 24B son dibujos de un ejemplo de una  
20 terminal variable para uso como una terminal de carga de acuerdo con una modalidad de la presente descripción.

### **DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION**

Para comenzar, se debe establecer alguna terminología para proporcionar claridad en el análisis de conceptos que

siguen. Primero, como se contempla en la presente, se hace una distinción formal entre campos electromagnéticos radiados y campos electromagnéticos guiados.

Como se contempla en la presente, un campo  
5 electromagnético radiado comprende energía electromagnética que se emite de una estructura de fuente en la forma de ondas que no están unidas a una guía de onda. Por ejemplo, un campo electromagnético radiado es en general un campo que deja una estructura eléctrica tal como una antena y se propaga a  
10 través de la atmosfera u otro medio y no está unida a ninguna estructura de guía de onda. Una vez que las ondas electromagnéticas radiadas dejan una estructura eléctrica tal como una antena, continúan propagándose en el medio de propagación (tal como aire) independientemente de su fuente  
15 hasta que se disipan independientemente de si la fuente continúa operando. Una vez que se radian las ondas electromagnéticas, no son recuperables a menos que se intercepten, y, si no se interceptan, la energía inherente en las ondas electromagnéticas radiadas se pierde para siempre.  
20 Las estructuras eléctricas tal como antenas se diseñan para radiar campos electromagnéticos al aumentar al máximo la relación de la resistencia a la radiación a la resistencia a la pérdida de la estructura. La energía radiada se extiende en el espacio y se pierde independientemente de si está

presente un receptor. La densidad de energía de los campos radiados es una función de la distancia debido a la dispersión geométrica. En consecuencia, el término "radiar" en todas sus formas como se utiliza en la presente se refiere  
5 a esta forma de propagación electromagnética.

Un campo electromagnético guiado es una onda electromagnética de propagación cuya energía se concentra dentro o cerca de los límites entre medios que tienen diferentes propiedades electromagnéticas. En este sentido, un  
10 campo electromagnético guiado es uno que está unido a una guía de onda y puede estar caracterizado como que se transmite por la corriente que fluye en la guía de onda. Si no existe ninguna carga para recibir y/o disipar la energía transmitida en una onda electromagnética guiada, no existe  
15 pérdida de energía excepto por aquella disipada en la conductividad del medio de guía. Dicho de otra forma, si no existe ninguna carga para una onda electromagnética guiada, no se consume nada de energía. Por lo tanto, un generador u otra fuente que genera un campo electromagnético guiado no  
20 distribuye energía real a menos que esté presente una carga resistiva. Para este fin, este generador u otra fuente opera esencialmente inactivo hasta que esté presente una carga. Esto es similar a operar un generador para generar una onda electromagnética de 60 Hertz que se transmite a través de

líneas de alimentación donde no existe ninguna carga eléctrica. Se debe señalar que un campo electromagnético guiado u onda es el equivalente a lo que se llama un “modo de línea de transmisión”. Esto contrasta con las ondas  
5 electromagnéticas radiadas en las cuales la energía real se suministra en todo momento a fin de generar ondas radiadas. A diferencia de las ondas electromagnéticas radiadas, la energía electromagnética guiada no continúa propagándose a lo largo de una guía de onda de longitud finita después de que  
10 se apaga la fuente de alimentación. En consecuencia, el término “guía” en todas sus formas se utiliza en la presente para hacer referencia a este modo de transmisión (TM) de propagación electromagnética.

Con referencia ahora a la figura 1, se muestra una  
15 gráfica 100 de intensidad de campo en decibeles (dB) por encima de una referencia arbitraria en volts por metro como una función de la distancia en kilómetros en una gráfica log-dB para ilustrar de forma adicional la distinción entre campos electromagnéticos radiados y guiados. La gráfica 100  
20 de la figura 1 representa una curva de intensidad de campo guiado 103 que muestra la intensidad de campo de un campo electromagnético guiado como una función de la distancia. Esta curva de intensidad de campo guiado 103 es esencialmente la misma que un modo de línea de transmisión. También, la

gráfica 100 de la figura 1 representa una curva de intensidad de campo radiado 106 que muestra la intensidad de campo de un campo electromagnético radiado como una función de la distancia.

5        Son de interés las formas de las curvas 103 y 106 para propagación de ondas guiadas y por radiación, respectivamente. La curva de intensidad de campo radiado 106 cae geométricamente ( $1/d$ , donde  $d$  es la distancia), que se ilustra como una línea recta en la escala doble logarítmica.

10    La curva de intensidad de campo guiado 103, por otra parte, tiene un decaimiento exponencial característico de  $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$  y exhibe una curva distintiva 109 en la escala doble logarítmica. La curva de intensidad de campo guiado 103 y la

15    curva de intensidad de campo radiado 106 se cruzan en el punto 113, que se presenta a una distancia crítica. A distancias menores que la distancia crítica en el punto de intersección 113, la intensidad de campo de un campo electromagnético guiado es significativamente mayor en la

20    mayoría de las ubicaciones que la intensidad de campo de un campo electromagnético radiado. A distancias mayores que la distancia crítica, sucede lo contrario. Por lo tanto, las curvas de intensidad de campo guiado y radiado 103 y 106 ilustran de forma adicional la diferencia de propagación fundamental entre campos electromagnéticos guiados y

radiados. Para un análisis informal de la diferencia entre campos electromagnéticos guiados y radiados, se hace referencia a Milligan, T., Modern Antenna Design, McGraw-Hill, 1ª Edición, 1985, pp. 8-9, que se incorpora en la  
5 presente como referencia en su totalidad.

La distinción entre ondas electromagnéticas radiadas y guiadas, realizada anteriormente, se expresa fácilmente de forma formal y se pone sobre una base rigurosa. Estas dos soluciones tan diversas pueden emerger de una y la misma  
10 ecuación diferencial parcial, lineal, la ecuación de onda, se desprende analíticamente de las condiciones de frontera impuestas en el problema. La función de Green para la ecuación de onda, por sí misma, contiene la distinción entre la naturaleza de ondas de radiación y guiadas.

15 En el espacio vacío, la ecuación de onda es un operador diferencial cuyas funciones propias poseen un espectro *continuo* de valores propios en el plano de número de onda complejo. Este campo electromagnético transversal (TEM) es llamado el campo de radiación, y aquellos campos de  
20 propagación son llamados "ondas Hertzianas". Sin embargo, en la presencia de un límite conductor, la ecuación de onda más las condiciones de frontera conducen matemáticamente a una representación espectral de números de onda compuestos de un espectro continuo mas 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. También ver Sommerfeld, A., "Problems of Radio," publicado como Capítulo 5 6 en 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 20<sup>th</sup> Century Controversies," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 10 46, No. 2, Abril 2004, pp. 64-79; y Reich, H. J., Ordnung, P.F, Krauss, H.L., y Skalnik, J.G., Microwave Theory and Techniques, Van Nostrand, 1953, pp. 291-293, cada una de estas referencias que se incorporan en la presente como referencia en su totalidad.

15        Para resumir lo anterior, primero, la parte continua del espectro de valores propios del número de onda, que corresponde a integrales de corte de ramas, produce el campo de radiación, y segundo, los espectros discretos, y la suma de residuos correspondiente que surge de los polos encerrados por el contorno de integración, que da por resultado ondas 20 superficiales progresivas no TEM que se amortiguan exponencialmente en la dirección transversal a la propagación. Estas zonas superficiales son modos de línea de transmisión guiada. Para explicación adicional, se hace

referencia a Friedman, B., Principles and Techniques of Applied Mathematics, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283-286, 290, 298-300.

En el espacio libre, las antenas excitan los valores  
5 propios *continuos* de la ecuación de onda, que es un campo de radiación, donde la energía RF de propagación hacia fuera con  $E_z$  y  $H_\phi$  en fase se pierde para siempre. Por otra parte, las sondas de guía de onda excitan valores propios discretos, que da por resultado propagación de línea de transmisión. Ver  
10 Collin, R. E., Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474-477. En tanto que estos análisis teóricos han presentado la posibilidad hipotética de lanzar ondas guiadas superficiales abiertas a través de superficies planas o esféricas de medios homogéneos con pérdidas durante más de  
15 un siglo ninguna estructura conocida en la técnica de ingeniería ha existido para lograr esto con alguna eficiencia práctica. Desafortunadamente, ya que emergió a principios de 1900, el análisis teórico expuesto anteriormente ha permanecido esencialmente como una teoría y no se han  
20 conocido estructuras para lograr prácticamente el lanzamiento de ondas guiadas superficiales a través de superficies planas o esféricas de medios homogéneos con pérdidas.

De acuerdo con las diferentes modalidades de la presente descripción, se describen diferentes sondas de guía de onda

guiada que se configuran para excitar campos eléctricos que se acoplan a un modo de guía de onda superficial guiada a lo largo de la superficie de un medio conductor con pérdidas. Estos campos electromagnéticos guiados se acoplan  
5 sustancialmente entre modos en magnitud y fase a un modo de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas. Este modo de onda superficial guiada también puede ser llamado un modo de guía de onda Zenneck. Debido al hecho de que los campos resultantes excitados por  
10 las sondas de guía de onda guiada descritas en la presente se acoplan sustancialmente entre modos a un modo de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas, se lanza un campo electromagnético guiado en la forma de una onda superficial guiada a lo largo  
15 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.

Con referencia a la figura 2, se muestra una interfaz de propagación que proporciona un examen de la solución en  
20 valores de frontera a las ecuaciones de Maxwell obtenidas en 1097 por Jonathan Zenneck como se expone en su documento Zenneck, J., "On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy," Annalen der Physik, No. de Serie 4,

Vol. 23, Septiembre 20, 1907, pp. 846-866. La figura 2 representa coordenadas cilíndricas para ondas de propagación radial a lo largo de la interfaz entre un medio conductor con pérdida especificado como Región 1 y un aislante especificado como Región 2. La Región 1 puede comprender, por ejemplo, cualquier medio conductor con pérdidas. En un ejemplo, este medio conductor con pérdidas puede comprender un medio terrestre tal como la tierra u otro medio. La Región 2 es un segundo medio que comparte una interfaz de frontera con la Región 1 y tiene diferentes parámetros constitutivos con respecto a la Región 1. La Región 2 puede comprender, por ejemplo, cualquier aislante tal como la atmosfera u otro medio. El coeficiente de reflexión para esta interfaz de frontera se hace cero sólo para incidencia en un ángulo de Brewster complejo. Ver Stratton, J.A., Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, 1941, p. 516.

De acuerdo con diferentes modalidades, la presente descripción expone diferentes sondas de guía de onda guiada que generan campos electromagnéticos que se acoplan sustancialmente entre modos a un modo de guía onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas que comprende la Región 1. De acuerdo con las diferentes modalidades, estos campos electromagnéticos sintetizan sustancialmente un frente de onda incidente en un

ángulo de Brewster complejo del medio conductor con pérdidas que puede dar por resultado cero reflexión.

Para explicar de forma adicional, la Región 2, donde se asume una variación de campo  $e^{j\omega t}$  y donde  $\rho \neq 0$  y  $z \geq 0$  ( con  $z$  que es la coordenada vertical normal a la superficie de la Región 1, y  $\rho$  que es la dimensión radial en coordenadas cilíndricas), la solución exacta en forma cerrada de Zenneck de las ecuaciones de Maxwell que satisfacen las condiciones de frontera a lo largo de la interfaz se expresan por los siguientes componentes de campo magnético y campo eléctrico:

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

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

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

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 en forma cerrada de Zenneck de las ecuaciones de Maxwell que satisface las condiciones de frontera a lo largo de la interfaz se expresan por los siguientes componentes de campo magnético y campo eléctrico:

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

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

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

En estas expresiones,  $z$  es la coordenada vertical normal  
 5 al superficie de la Región 1 y  $\rho$  es la coordenada radial,  
 $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$  es una función de Hankel de argumento complejo del  
 segundo tipo y orden  $n$ ,  $\mu_1$  es la constante de propagación en  
 la dirección vertical positiva en la Región 1,  $\mu_2$  es la  
 10 constante de propagación en la dirección vertical en la  
 Región 2,  $\sigma_1$  es la conductividad de la Región 1,  $\omega$  es igual a  
 $2\pi f$ , donde  $f$  es una frecuencia de excitación,  $\epsilon_0$  es la  
 permitividad del espacio libre,  $\epsilon_1$  es la permitividad de la  
 Región 1,  $A$  es una constante de fuente impuesta por la  
 15 fuente, y  $\gamma$  es una constante de propagación radial de onda  
 superficial.

Las constantes de propagación en las direcciones  $\pm z$  se  
 determinan al separar la ecuación de onda por encima y por  
 debajo de la interfaz entre las Regiones 1 y 2, e imponiendo  
 20 las condiciones de frontera. Este ejercicio da, en la Región  
 2,

$$u_2 = \frac{-jK_0}{\sqrt{1+(\epsilon_r - j\kappa)}}, \quad (7)$$

y da, en la Región 1,

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

La constante de propagación radial  $\gamma$  está dada por

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

5 que es una expresión compleja donde  $n$  es el índice complejo de refracción dado por

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

En todas las ecuaciones anteriores,

$$10 \quad x = \frac{\sigma_1}{\omega \varepsilon_o}, \text{ y} \quad (11)$$

$$k_o = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o}, \quad (12)$$

donde  $\mu_o$  comprende la permeabilidad del espacio libre,  $\varepsilon_r$  comprende la permitividad relativa de la Región 1. Por lo tanto, la onda superficial generada se propaga paralela a la interfaz y decae exponencialmente vertical a la misma. Esto se conoce como evanescencia.

Por lo tanto, las Ecuaciones (1)-(3) se pueden considerar que son un modo de guía de onda de propagación radial, cilíndricamente simétrico. Ver Barlow, H. M., y Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33. La presente descripción detalla estructuras que excitan este modo de guía de onda de "frontera abierta". Específicamente, de acuerdo con

diferentes modalidades, se proporciona una sonda de guía de onda superficial guiada con una terminal de carga de tamaño apropiado que se alimenta con voltaje y/o corriente y se coloca con respecto a la interfaz de frontera entre la Región 2 y la Región 1 para producir el ángulo de Brewster complejo en la interfaz de frontera para excitar el modo de onda superficial sin o con mínima reflexión. Se puede colocar una terminal de compensación de tamaño apropiado con respecto a la terminal de carga, y alimentar con voltaje y/o corriente, para refinar el ángulo de Brewster en la interfaz de frontera.

Para continuar, la condición de frontera de impedancia de Leontovich entre la Región 1 y la Región 2 se expresa como

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

Donde  $\hat{n}$  es una normal unitaria en la dirección vertical positiva (+z) 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)-(3) pueden dar por resultado una densidad de corriente superficial, radial a lo largo de la interfaz de frontera, esta densidad de corriente superficial, radial que se especifica por

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

donde  $A$  es una constante. Además, se debe señalar que la sonda de guía de onda superficial guiada (para  $\rho \ll \lambda$ ), Ecuación (14) anterior tiene el comportamiento

$$J_{\text{cercana}}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_\phi = -\frac{I_0}{2\pi\rho'}. \quad (15)$$

El signo negativo significa que la fuente de corriente ( $I_0$ ) fluye de forma vertical hacia arriba, la corriente a tierra (cercana) requerida fluye radialmente hacia dentro.

Por acoplamiento de campos en la  $H_\phi$  "cercana" se encuentra que

$$A = -\frac{I_0\gamma}{4} \quad (16)$$

en las Ecuaciones (1)-(6) y (14). Por lo tanto, la densidad de corriente superficial, radial de la Ecuación (14) se puede re-expresar como

$$J_p(\rho') = \frac{I_0\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho'). \quad (17)$$

Los campos expresados por las Ecuaciones (1)-(6) y (17) tienen la naturaleza de un modo de línea de transmisión unido a una interfaz con pérdidas, no campos de radiación tal como los asociados con propagación de ondas terrestres. Ver Barlow, H. M. y Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford

University Press, 1962, pp. 1-5.

En este punto, se proporciona una revisión de la naturaleza de las funciones de Hankel utilizadas en las Ecuaciones (1)-(6) y (17) para estas soluciones de la ecuación de onda. Se puede observar que las funciones de Hankel del primer y segundo tipo y orden  $n$  se definen como combinaciones complejas de las funciones de Bessel normales del primer y segundo tipo

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

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

Estas funciones representan ondas cilíndricas que se propagan de forma radialmente hacia dentro ( $H_n^{(1)}$ ) y hacia fuera ( $H_n^{(2)}$ ), 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.

Que  $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$  sea una onda saliente se puede reconocer a partir de su comportamiento asintótico de argumento grande que se obtiene directamente de las definiciones de series de  $J_n(x)$  y  $N_n(x)$ . Lejos de la sonda de guía de onda superficial guiada:

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

que, cuando se multiplica por  $e^{j\omega t}$ , es una onda cilíndrica de

5 propagación hacia fuera de la forma  $e^{j(\omega t - k\rho)}$  con una variación

espacial  $1/\sqrt{\rho}$ . La solución de primer orden ( $n=1$ ) se puede determinar por la Ecuación (20a) que es

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

10

Cerca de la sonda de guía de onda superficial guiada

(para  $\rho \ll \lambda$ ), la función de Hankel del primer orden y el segundo tipo se comporta como:

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

15

Se señala que estas expresiones asintóticas son

cantidades complejas. Cuando  $x$  es una cantidad real, las

Ecuaciones (20b) y (21) difieren en fase por  $\sqrt{j}$ , que

corresponde a un avance de fase adicional o “aumento de fase”

20

de  $45^\circ$  o, de forma equivalente,  $\lambda/8$ . Las asíntotas cercana y

lejana de la función de Hankel de primer orden del segundo

tipo tienen un punto “crítico” o de transmisión de Hankel

donde son de la misma magnitud a una distancia de  $\rho = R_x$ . La

distancia al punto crítico de Hankel se puede encontrar al  
 igualar las Ecuaciones (20b) y (21), y resolviendo para  $R_x$ .

Con  $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ , se puede ver que las asíntotas de función de  
 5 Hankel cercana y lejana son dependientes de la frecuencia,  
 con el punto crítico de Hankel que se mueve hacia fuera  
 conforme se disminuye la frecuencia. También se debe señalar  
 que las asíntotas de función de Hankel también pueden variar  
 10 conforme cambia la conductividad ( $\sigma$ ) del medio conductor con  
 pérdidas. Por ejemplo, la conductividad del suelo puede  
 variar con los cambios en las condiciones climáticas.

Las sondas de guía de onda superficial guiada se pueden  
 configurar para establecer un campo eléctrico que tiene una  
 15 inclinación de onda que corresponde a una onda que ilumina la  
 superficie del medio conductor con pérdidas a un ángulo  
 complejo, excitando de esta forma las corrientes  
 superficiales radiales por acoplamiento entre modo  
 superficial a un modo guiado de onda superficial en el punto  
 20 crítico de Hankel a  $R_x$ .

Con referencia ahora a la figura 3A, se muestra una  
 interpretación óptica de rayo de un campo incidente ( $E$ )  
 polarizado paralelo a un plano de incidencia. El vector de

campo eléctrico  $\vec{E}$  se va a sintetizar como una onda plana no uniforme, entrante, polarizada paralela al plano de incidencia. El vector de campo eléctrico  $\vec{E}$  se puede crear a partir de los componentes horizontal y vertical independientes como:

$$\vec{E}(\theta_o) = E_\rho \hat{\rho} + E_z \hat{z}. \quad (22)$$

De forma geométrica, la ilustración en la figura 3A sugiere que el vector de campo eléctrico  $\vec{E}$  puede estar dado por

$$E_\rho(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_o, \text{ y } \quad (23a)$$

$$E_z(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta_o \right) = E(\rho, z) \sin \theta_o, \quad (23b)$$

lo que significa que la relación de campo es

$$\frac{E_\rho}{E_z} = \tan \psi_o. \quad (24)$$

Utilizando los componentes de campo eléctrico y campo magnético de las soluciones de componente de campo eléctrico y campo magnético, se pueden expresar las impedancias de guías de onda superficial. La impedancia de guía de onda superficial, radial se puede escribir como

$$Z_\rho = \frac{-E_z}{H_\phi} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_o}, \quad (25)$$

y la impedancia normal a la superficie se puede escribir como

$$Z_z = \frac{-E_p}{H_\phi} = \frac{-u_2}{j\omega\epsilon_0}. \quad (26)$$

Un parámetro generalizado  $W$ , llamado “inclinación de onda”, se señala en la presente como la relación del  
 5 componente de campo eléctrico horizontal al componente de campo eléctrico vertical dada por

$$W = \frac{E_p}{E_z} = |W|e^{j\Psi}, \quad (27)$$

que es compleja y tiene tanto magnitud y fase.

10 Para una onda TEM en la Región 2, el ángulo de inclinación de onda es igual al ángulo entre la normal del frente de onda en la interfaz de frontera con la Región 1 y la tangente a la interfaz de frontera. Esto puede ser más fácil de ver en la figura 3B, que ilustra superficies equi-  
 15 fásicas de una onda TEM y sus normales para una onda superficial guiada, cilíndrica, radial. En la interfaz de frontera ( $z = 0$ ) con un conductor perfecto, la normal de frente de onda es paralela a la tangente de la interfaz de  
 20 frontera, que da por resultado  $W = 0$ . Sin embargo, en el caso de un dieléctrico con pérdidas, existe una inclinación de onda  $W$  debido a que la normal del frente de onda no es paralela con la tangente de la interfaz de frontera en  $z = 0$ .

Esto puede ser más fácil de entender con referencia a la figura 4, que muestra un ejemplo de una sonda de guía de onda superficial guiada 400a que incluye una terminal de carga elevada  $T_1$  y una terminal de compensación inferior  $T_2$  que se arreglan a lo largo de un eje vertical  $z$  que es normal a un plano presentado por el medio conductor con pérdidas 403. A este respecto, la terminal de carga  $T_1$  se coloca directamente por encima de la terminal de compensación  $T_2$  aunque es posible que se pueda utilizar algún otro arreglo de dos o más terminales de carga y/o compensación  $T_N$ . La sonda de guía de onda superficial guiada 400a se coloca por encima de un medio conductor con pérdidas 403 de acuerdo con una modalidad de la presente descripción. El medio conductor con pérdidas 403 conforma la Región 1 (figuras 2, 3A y 3B) y un segundo medio 406 comparte una interfaz de frontera con el medio conductor con pérdidas 403 y conforma la Región 2 (figuras 2, 3A y 3B).

La sonda de guía de onda superficial guiada 400a incluye un circuito de acoplamiento 409 que acopla una fuente de excitación 412 a las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ . De acuerdo con diferentes modalidades, las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  se pueden imponer en las terminales de carga y compensación respectivas  $T_1$  y  $T_2$ , dependiendo de los voltajes aplicados a las terminales  $T_1$  y  $T_2$  en cualquier instante dado.  $I_1$  es la corriente de conducción que alimenta la carga  $Q_1$  en la

terminal de carga  $T_1$ , e  $I_2$  es la corriente de conducción que alimenta la carga  $Q_2$  en la terminal de compensación  $T_2$ .

El concepto de una altura efectiva eléctrica se puede utilizar para proporcionar percepción en la construcción y  
5 operación de la sonda de guía de onda superficial guiada

400a. La altura efectiva eléctrica ( $h_{eff}$ ) se ha definido como

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I(z) dz \quad (28a)$$

10 para un monopolo con una altura física (o longitud) de  $h_p$ , y como

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_{-h_p}^{h_p} I(z) dz \quad (28b)$$

para un doblete y dipolo. Estas expresiones difieren por un  
15 factor de 2 ya que la longitud física de un dipolo,  $2h_p$ , es

dos veces la altura física del monopolo,  $h_p$ . Ya que las expresiones dependen de la magnitud y fase de la distribución de fuente, en general es compleja la altura efectiva (o

20 longitud). La integración de la corriente distribuida  $I(z)$  de la estructura de antena monopolo se lleva a cabo con respecto a la altura física de la estructura ( $h_p$ ), y normalizada a la

corriente a 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 se puede expresar por

$$I(z) = I_c \cos(\beta_0 z), \quad (29)$$

donde  $\beta_0$  es el factor de propagación para el espacio libre.

5 En el caso de la sonda de guía de onda superficial guiada  
400a de la figura 4,  $I_c$  es la corriente distribuida a lo largo  
de la estructura vertical.

Esto se puede entender utilizando un circuito de  
acoplamiento 409 que incluye una bobina de baja pérdida (por  
10 ejemplo, una bobina helicoidal) en la parte inferior de la  
estructura y un conductor de suministro conectado a la  
terminal de carga  $T_1$ . Con una bobina o una línea de retardo  
helicoidal de longitud física  $l_c$  y un factor de propagación  
15 de:

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}, \quad (30)$$

donde  $V_f$  es el factor de velocidad en la estructura,  $\lambda_0$  es la  
longitud de onda a la frecuencia suministrada, y  $\lambda_p$  es la  
20 longitud de onda de propagación que resulta de cualquier  
factor de velocidad  $V_f$ , el retardo de fase en la estructura  
es  $\Phi = \beta_p l_c$ , y la corriente alimentada a la parte superior de  
la bobina desde la parte inferior de la estructura física es:

$$I_c(\beta_p l_c) = I_0 e^{j\Phi}, \quad (31)$$

con la fase  $\Phi$  medida con respecto a la corriente a tierra  $I_0$  (poste). En consecuencia, la altura efectiva eléctrica de la sonda de guía de onda superficial guiada 400a en la figura 4 se puede aproximar por:

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_0 e^{j\Phi} \cos(\beta_0 z) dz \cong h_p e^{j\Phi}, \quad (32)$$

para el caso donde la altura física  $h_p \ll \lambda_0$ , la longitud de onda a la frecuencia suministrada. Una estructura de antena dipolo se puede evaluar de una forma similar. La altura efectiva compleja de un monopolo,  $h_{eff} = h_p$  a un ángulo  $\Phi$  (o la longitud efectiva compleja para un dipolo  $h_{eff} = 2h_p e^{j\Phi}$ ), se pueden ajustar para provocar que los campos de fuente se acoplen a un modo de guía de onda superficial guiada y provoquen que se lance una onda superficial guiada en el medio conductor con pérdidas 403.

De acuerdo con la modalidad de la figura 4, la terminal de carga  $T_1$  se coloca sobre el medio conductor con pérdidas 403 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 que  $H_1$ . La altura  $h$  de la estructura de transmisión se puede calcular

como  $h = H_1 - H_2$ . La terminal de carga  $T_1$  tiene una capacitancia aislada  $C_1$ , y la terminal de compensación  $T_2$  tiene una capacitancia aislada  $C_2$ . También puede existir una capacitancia mutua  $C_M$  entre las terminales  $T_1$  y  $T_2$  dependiendo 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, dependiendo de los voltajes aplicados a la terminal de carga  $T_1$  y la terminal de compensación  $T_2$  en cualquier instante dado.

De acuerdo con una modalidad, el medio conductor con pérdidas 403 comprende un medio terrestre tal como el planeta tierra. Para este fin, este medio terrestre comprende todas las estructuras o formaciones incluidas en la misma ya sea naturales o hechas por el hombre. Por ejemplo, este medio terrestre puede comprender elementos naturales tal como roca, suelo, arena, agua dulce, agua de mar, árboles, vegetación, y todos los otros elementos naturales que conforman nuestro planeta. Además, este medio terrestre puede comprender elementos hechos por el hombre tal como concreto, asfalto, materiales de construcción, y otros materiales hechos por el hombre. En otras modalidades, el medio conductor con pérdidas 403 puede comprender algún medio diferente de la tierra, ya sea que se presente de forma natural o hecho por el hombre. En otras modalidades, el medio conductor con pérdidas 403

puede comprender otros medios tal como superficies y estructuras hechas por el hombre tal como automóviles, aeronaves, materiales hechos por el hombre (tal como madera contrachapada, láminas de plástico, u otros materiales) u  
5 otros medios.

En el caso de que el medio conductor con pérdidas 403 comprenda un medio terrestre o la tierra, el segundo medio 406 puede comprender la atmosfera por encima de la tierra. Como tal, la atmosfera puede ser llamada un “medio  
10 atmosférico” que comprende aire y otros elementos que conforman la atmósfera de la tierra. Además, es posible que el segundo medio 406 pueda comprender otros medios con respecto al medio conductor con pérdidas 403.

Con referencia de nuevo a la figura 4, el efecto del  
15 medio conductor con pérdidas 403 en la Región 1 se puede examinar utilizando análisis de teoría de imágenes. Este análisis con respecto al medio conductor con pérdidas asume la presencia de cargas imagen, efectivas, inducidas  $Q_1$  y  $Q_2$  debajo de las sondas de guía de onda superficial guiada que  
20 coinciden con las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  en las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  como se ilustra en la figura 4. Estas cargas imagen  $Q_1'$  y  $Q_2'$  no están simplemente  $180^\circ$  fuera de fase con las cargas de fuente principales  $Q_1$  y  $Q_2$  en las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ , como lo estarían

en el caso de un conductor perfecto. Un medio conductor con pérdidas tal como, por ejemplo, un medio terrestre presenta imágenes desplazadas en fase. Es decir, las cargas imagen  $Q_1'$  y  $Q_2'$  están a profundidades complejas. Para un análisis de  
 5 imágenes complejas, se hace referencia a Wait, J. R., "Complex Image Theory-Revisited," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, Agosto 1991, pp. 27-29, que se incorpora en la presente como referencia en su totalidad.

10 En lugar de las cargas imagen  $Q_1'$  y  $Q_2'$  que están a una profundidad que es igual a la altura física ( $H_n$ ) de las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$ , y un plano de tierra imagen, conductor 413 (que representa un conductor perfecto) se coloca a una profundidad compleja de  $z = -d/2$  y las cargas imagen aparecen  
 15 a profundidades complejas (es decir, la "profundidad" tiene tanto magnitud como fase), dada por  $-D_n = - (d/2 + d/2 + H_n) \neq -H_n$ , donde  $n = 1, 2, \dots$ , y para fuentes polarizadas de forma vertical,

$$20 \quad d = \frac{2\sqrt{\gamma_s^2 + k_o^2}}{\gamma_s^2} \approx \frac{2}{\gamma_s} = d_r + jd_i = |d|\angle\zeta, \quad (33)$$

donde

$$\gamma_s^2 = j\omega u_1 \sigma_1 - \omega^2 u_1 \epsilon_1, \quad y \quad (34)$$

$$k_o = \omega \sqrt{u_o \epsilon_o}. \quad (35)$$

como se indica en la Ecuación (12). En el medio conductor con pérdidas, la normal del frente de onda es paralela a la tangente del plano de tierra imagen, conductor 415 a  $z = -d/2$ , y no la interfaz de frontera entre las Regiones 1 y 2.

5 La separación compleja de las cargas imagen  $Q_1'$  y  $Q_2'$ , a su vez, implica que los campos externos experimentarán cambios de fase adicionales no encontrados cuando la interfaz es ya sea un dieléctrico sin pérdidas o un conductor perfecto. La esencia de la técnica de teoría de imagen del  
10 dieléctrico con pérdidas es para reemplazar la tierra finitamente conductora (o dieléctrico con pérdidas) por un conductor perfecto ubicado a la profundidad compleja,  $z = -d/2$  con imágenes de fuente ubicadas a profundidades complejas de  $D_1 = d + H_n$ . Después de eso, se pueden calcular los campos  
15 por encima de la tierra ( $z \geq 0$ ) utilizando una superposición de la carga física  $Q_n$  (a  $z \geq +H_n$ ) mas su imagen  $Q_1$  (a  $z' = -D_1$ ).

Dado el análisis anterior, las asíntotas de la corriente de guía de onda superficial, radial en la superficie del  
20 medio conductor con pérdidas  $I_\rho(\rho)$  se puede determinar que es  $I_1(\rho)$  cuando es cercana y  $I_2(\rho)$  cuando es lejana, donde

$$\text{Cerca } (\rho < \lambda/8): \quad I_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1 + I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1) + E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}, \quad \text{y} \quad (36)$$

Lejos ( $\rho \gg \lambda/8$ ): 
$$I_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{jY\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2Y}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}, \quad (37)$$

donde  $\alpha$  y  $\beta$  son constantes relacionadas con el decaimiento y fase de propagación de la densidad de corriente superficial, radial, lejana, respectivamente. Como se muestra en la figura 4,  $I_1$  es la corriente de conducción que alimenta la carga  $Q_1$  en la terminal de carga elevada  $T_1$ , y  $I_2$  es la corriente de conducción que alimenta la carga  $Q_2$  en la terminal de compensación inferior  $T_2$ .

De acuerdo con una modalidad, la forma de la terminal de carga  $T_1$  se especifica para contener tanta carga como sea posible. Por último, la intensidad de campo de una onda superficial guiada lanzada por una sonda de guía de onda superficial guiada 400a es directamente proporcional a la cantidad de carga en la terminal  $T_1$ . Además, pueden existir capacitancias enlazadas entre la terminal de carga respectiva  $T_1$  y la terminal de carga de compensación  $T_2$  y el medio conductor con pérdidas 403 dependiendo de las alturas de la terminal de carga respectiva  $T_1$  y terminal de compensación  $T_2$  con respecto al medio conductor con pérdidas 403.

La carga  $Q_1$  en la terminal de carga superior  $T_1$  se puede determinar por  $Q_1 = C_1 V_1$ , donde  $C_1$  es la capacitancia aislada de la terminal de carga  $T_1$  y  $V_1$  es el voltaje aplicado a la terminal de carga  $T_1$ . En el ejemplo de la figura 4, la

terminal de carga esférica  $T_1$  se puede considerar un capacitor, y la terminal de compensación  $T_2$  puede comprender un disco o capacitor inferior. Sin embargo, en otras modalidades las terminales  $T_1$  y/o  $T_2$  pueden comprender cualquier masa conductora que pueda contener la carga eléctrica. Por ejemplo, las terminales  $T_1$  y/o  $T_2$  pueden incluir cualquier forma tal como una esfera, un disco, un cilindro, un cono, un anillo, una campana, uno o más anillo, o cualquier otra forma aleatorizada o combinación de formas.

Si las terminales  $T_1$  y/o  $T_2$  son esferas o discos, la auto-capacitancia respectiva  $C_1$  y  $C_2$  se puede calcular. La capacitancia de una esfera a una altura física de  $h$  por encima de un terreno perfecto está dada por

$$C_{\text{esfera elevada}} = 4\pi\epsilon_0 a (1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots), \quad (38)$$

donde el diámetro de la esfera es  $2a$  y  $M = a/2h$ .

En el caso de una terminal suficientemente aislada, la auto-capacitancia de una esfera conductora se puede aproximar por  $C = 4\pi\epsilon_0 a$ , donde  $a$  comprende el radio de la esfera en metros, y la auto-capacitancia de un disco se puede aproximar por  $C = 8\epsilon_0 a$ , donde  $a$  comprende el radio del disco en metros. También se señala que la terminal de carga  $T_1$  y la terminal de compensación  $T_2$  no necesitan ser idénticas como se ilustra

en la figura 4. Cada terminal puede tener un tamaño y forma distintos, e incluir diferentes materiales conductores. Un sistema de control de sonda 418 se configura para controlar la configuración de la sonda de guía de onda superficial guiada 400a.

Considérese la geometría en la interfaz con el medio conductor con pérdidas 403, con respecto a la carga  $Q_1$  en la terminal de carga elevada  $T_1$ . Como se ilustra en la figura 3A, la relación entre la relación de campo y la inclinación de onda es

$$\frac{E_p}{E_z} = \frac{E \sin \psi}{E \cos \psi} = \tan \psi = W = |W|e^{j\Psi}, \text{ y } (39)$$

$$\frac{E_z}{E_p} = \frac{E \sin \theta}{E \cos \theta} = \tan \theta = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi}. (40)$$

Para caso específico de una onda superficial guiada lanzada en un modo de transmisión (TM), la relación de campo de inclinación de onda está dada por

$$W = \frac{E_p}{E_z} = \frac{u_1}{-j\gamma} \frac{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)} \cong \frac{1}{n}, (41)$$

cuando  $H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j^n H_0^{(2)}(x)$ . Aplicando la Ecuación (40) a una onda superficial guiada da

$$\tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_p} = \frac{u_2}{\gamma} = \sqrt{\epsilon_r - j\chi} = n = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi}. (42)$$

Con el ángulo de incidencia igual al ángulo de Brewster

complejo ( $\theta_{i,B}$ ), el coeficiente de reflexión se desvanece, como se muestra por

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_{i,B}) = \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i} \bigg|_{\theta_i = \theta_{i,B}} = 0 \quad (43)$$

5

Al ajustar la relación de campo compleja, se puede sintetizar un campo incidente para que sea incidente a un ángulo complejo al cual se reduce o elimina la reflexión. Como en óptica, la reducción al mínimo de la reflexión del campo eléctrico incidente puede mejorar y/o aumentar al  
10 máximo la energía acoplada al modo de guía de onda superficial guiada del medio conductor con pérdidas 403. Una reflexión más grande puede obstruir y/o impedir que se lance una onda superficial guiada. Estableciendo esta relación como  
15  $n = \sqrt{\varepsilon_r - jx}$  da una incidencia en el ángulo de Brewster complejo, haciendo que desaparezcan las reflexiones.

Con referencia a la figura 5, 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  
20 conductividad de la Región 1 de  $\sigma = 0.010$  mhos/m y permitividad relativa  $\varepsilon_r = 15$ , a una frecuencia de operación de 1850 kHz. La curva 503 es la magnitud de la asíntota lejana de la Ecuación (20b) y la curva 506 es la magnitud de la asíntota cercana de la Ecuación (21), con el punto crítico

de Hankel 509 que se presenta a una distancia de  $R_x = 54$  pies (16.45 metros). En tanto que son iguales a las magnitudes, puede existir un desplazamiento de fase entre las dos asintotas en el punto crítico de Hankel 509. De acuerdo con  
 5 diferentes modalidades, se puede lanzar un campo electromagnético guiado en la forma de una onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas con poca o ninguna reflexión al hacer coincidir el  
 10 ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{i,B}$ ) en el punto crítico de Hankel 509.

Más allá del punto crítico de Hankel 509, predomina la asintota de argumento grande con respecto a la representación “cercana” de la función de Hankel, y el componente vertical del campo eléctrico de modos acoplados de la Ecuación (3)  
 15 pasa asintóticamente a

$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left( \frac{q_{free}}{\epsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^2}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}}, \quad (44)$$

que es linealmente proporcional a la carga libre en el componente aislado de la capacitancia de la terminal de carga  
 20

elevada al voltaje terminal  $q_{free} = C_{free} \times V_T$ . La altura  $H_1$  de la terminal de carga  $T_1$  (figura 4) afecta la cantidad de carga libre en la terminal de carga  $T_1$ . Cuando la terminal de carga  $T_1$  está cerca del plano de tierra, imagen 415 (figura 4), la

mayoría de la carga  $Q_1$  en la terminal se “enlaza” a su carga imagen. Conforme se eleva la terminal de carga  $T_1$ , se disminuye la carga enlazada hasta que la terminal de carga  $T_1$  alcanza una altura a la cual sustancialmente toda la carga  
 5 aislada es libre.

La ventaja de una elevación capacitiva incrementada para terminal de carga  $T_1$  es que la carga en la terminal de carga elevada  $T_1$  se remueve de forma adicional del plano de tierra, imagen 515, que da por resultado que una cantidad  
 10 incrementada de carga libre  $q_{libre}$  se acople a la energía en el modo de guía de onda superficial guiada.

Las figuras 6A y 6B son graficas que ilustran el efecto de elevación ( $h$ ) en la distribución de carga libre en una terminal de carga esférica con un diámetro de  $D = 32$  pulgadas  
 15 (81.28 centímetros). La figura 6A muestra la distribución angular de la carga alrededor de la terminal esférica para alturas físicas de 6 pies (1.82 metros) (curva 603), 10 pies (3.04 metros) y (curva 606) y 34 pies (10.36 metros) (curva 609) por encima de un plano de tierra perfecto. Conforme se  
 20 aleja la terminal de carga del plano de tierra, la distribución de carga se distribución de forma más uniforme alrededor de la terminal esférica. En la figura 6B, la curva 612 es una gráfica de la capacitancia de la terminal esférica como una función de la altura física ( $h$ ) en pies con base en

la Ecuación (38). Para una esfera con un diámetro de 32 pulgadas (81.28 centímetros), la capacitancia aislada ( $C_{iso}$ ) es 45.2 pF, que se ilustra en la figura 6B como línea 615. A partir de las figuras 6A y 6B, se puede ver que para elevaciones de la terminal de carga  $T_1$  que están alrededor de cuatro diámetros ( $4D$ ) o más, la distribución de carga es aproximadamente uniforme alrededor de la terminal esférica, lo que puede mejorar el acoplamiento en el modo de guía de onda superficial guiada. La cantidad de acoplamiento se puede expresar como la eficiencia a la cual se lanza una onda superficial guiada (o "eficiencia de lanzamiento") en el modo de guía de onda superficial guiada. Es posible una eficiencia de lanzamiento de cerca del 100%. Por ejemplo, se pueden lograr eficiencias de lanzamiento de más de 99%, más de 98%, más de 95%, más de 90%, más de 85%, más de 80%, y más de 75%.

Sin embargo, con la interpretación óptica de rayo del campo incidente ( $E$ ), alturas mayores de terminal de carga, los rayos que se cruzan con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster lo hacen a distancias sustancialmente mayores de la sonda de guía de onda superficial guiada, respectiva. La figura 7 ilustra gráficamente el efecto del incremento de la altura física de la esfera en la distancia donde el campo eléctrico es incidente a un ángulo de Brewster. Conforme se incrementa la altura de  $h_1$  a  $H_2$  a  $H_3$ , el

punto donde el campo eléctrico se cruza con el medio conductor con pérdidas (por ejemplo, la tierra) en el ángulo de Brewster se aleja más de la carga. La intensidad de campo eléctrico más débil que resulta a partir de la propagación geométrica a estas distancias mayores reduce la efectividad del acoplamiento en el modo de guía de onda superficial guiada. Dicho de otra forma, se reduce la eficiencia a la cual se lanza una onda superficial guiada (o la "eficiencia de lanzamiento". Sin embargo, se puede proporcionar compensación que reduce la distancia a la cual el campo eléctrico es incidente con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster como se describirá.

Con referencia ahora a la figura 8A, se muestra un ejemplo de la trigonometría de ángulo complejo para la interpretación óptica de rayo del campo eléctrico incidente ( $E$ ) de la terminal de carga  $T_1$  con un ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{i,B}$ ) a la distancia crítico de Hankel ( $R_x$ ). Se debe recordar que a partir de la Ecuación (42), para un medio conductor con pérdidas, el ángulo de Brewster es complejo y especificado por

$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} = n \quad . \quad (45)$$

Eléctricamente, los parámetros geométricos están

relacionados por la altura efectiva eléctrica ( $h_{eff}$ ) de la terminal de carga  $T_1$  por

$$R_x \tan \psi_{i,B} = R_x \times W = h_{eff} = h_p e^{j\Phi}, \quad (46)$$

5 donde  $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$  es el ángulo de Brewster medido desde la superficie del medio conductor con pérdidas. Para acoplarse al modo de guía de onda superficial guiada, la inclinación de onda del campo eléctrico a la distancia crítico de Hankel se puede expresar como la relación de la altura efectiva  
10 eléctrica y la distancia crítico de Hankel.

$$\frac{h_{eff}}{R_x} = \tan \psi_{i,B} = W_{Rx}. \quad (47)$$

Ya que tanto la altura física ( $h_p$ ) como la distancia  
15 crítica de Hankel ( $W_{Rx}$ ) son cantidades reales, el ángulo de la inclinación de onda superficial guiada, deseado a la distancia crítica de Hankel ( $W_{Rx}$ ) es igual a la fase ( $\Phi$ ). De la altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ). Esto implica que al variar  
20 la fase en el punto de suministro de la bobina, y por lo tanto el cambio de fase en la Ecuación (32), se puede manipular la altura efectiva compleja y la inclinación de onda ajustada para acoplarse sintéticamente al modo de guía de onda superficial guiada en el punto crítico de Hankel 509.

En la figura 8A, se representa un triángulo recto que tiene un lado adyacente de longitud  $R_x$  a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas y un ángulo de Brewster complejo  $\psi_{LB}$  medido entre un rayo que se extiende  
 5 entre el punto crítico de Hankel a  $R_x$  y el centro de la terminal de carga  $T_1$ , y la superficie del medio conductor con pérdidas entre el punto crítico de Hankel y la terminal de carga  $T_1$ . Con la terminal de carga  $T_1$  colocada a la altura  
 10 física  $h_p$  y excitada con una carga que tiene la fase apropiada  $\Phi$ , el campo eléctrico resultante es incidente con la interfaz de frontera del medio conductor con pérdidas a la distancia crítica de Hankel  $R_x$ , y al ángulo de Brewster. Bajo estas condiciones, se puede excitar el modo de guía de onda  
 15 superficial guiada sin reflexión o sustancialmente reflexión despreciable.

Sin embargo, la Ecuación (46) significa que la altura física de la sonda de guía de onda superficial guiada  $400a$  (figura 4) puede ser relativamente pequeña. En tanto que ésta  
 20 excitará el modo de guía de onda superficial guiada, la proximidad de la carga elevada  $Q_1$  a su imagen espejo  $Q_1'$  (ver figura 4) puede dar por resultado una carga enlazada indebidamente grande con poca carga libre. Para compensar, la

terminal de carga  $T_1$  se puede elevar a una elevación apropiada para incrementar la cantidad de carga libre. Como una regla del dedo pulgar de ejemplo, la terminal de carga  $T_1$  se puede colocar a una elevación de aproximadamente 4-5 veces  
 5 (o más) el diámetro efectivo de la terminal de carga  $T_1$ . El desafío es que conforme incrementa la altura de la terminal de carga, los rayos que se cruzan con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster lo hacen a mayores distancias como se muestra en la figura 7, donde el campo eléctrico es  
 10 más débil por un factor de  $\sqrt{R_w/R_{wn}}$ .

La figura 8B ilustra el efecto de elevar la terminal de carga  $T_1$  por encima de la altura de la figura 8A. La elevación incrementada provoca que la distancia a la cual la inclinación de onda es incidente con el medio conductor con  
 15 pérdidas se mueva más allá del punto crítico de Hankel 509. Para para mejorar el acoplamiento en el modo de guía de onda superficial guiada, y por lo tanto proporcionar una mayor eficiencia de lanzamiento de la onda superficial guiada, se puede utilizar una terminal de compensación inferior  $T_2$  para  
 20

ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la terminal de carga  $T_1$  de tal forma que la inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel es al ángulo de Brewster. Por ejemplo, si la terminal de carga  $T_1$  se ha elevado a una

altura en donde el campo eléctrico se cruza con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster a una distancia mayor que el punto crítico de Hankel 509, como se ilustra por la línea 803, entonces la terminal de compensación  $T_2$  se

5 puede utilizar 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 sonda de guía de onda superficial guiada (o elevar efectivamente la interfaz del medio conductor con pérdidas) de tal forma que la  
10 inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel es al ángulo de Brewster, como se ilustra por la línea 806.

La altura efectiva total se puede describir como la superposición de una altura efectiva superior ( $h_{UE}$ ) asociada con la terminal de carga  $T_1$  y una altura efectiva inferior  
15 ( $h_{LE}$ ) asociada con la terminal de compensación  $T_2$  de tal forma que

$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = h_p e^{j(\beta h_p + \Phi_U)} + h_d e^{j(\beta h_d + \Phi_L)} = R_x \times W, \quad (48)$$

20 donde  $\Phi_U$  es el retardo de fase aplicado a la terminal de carga superior  $T_1$ ,  $\Phi_L$  es el retardo de fase aplicado a la terminal de compensación inferior  $T_2$ , y  $\beta = 2\pi/\lambda_p$  es el factor

de propagación de la Ecuación (30). Si se toman en consideración longitudes de cable adicionales, se pueden contabilizar al añadir la longitud del cable de terminal de carga  $z$  a la altura física  $h_p$  de la terminal de carga  $T_1$  y la longitud del cable de la terminal de compensación  $y$  a la altura física  $h_d$  de la terminal de compensación  $T_2$  como se muestra en

$$h_{TE} = (h_p + z)e^{j(\beta(h_p+z)+\Phi_U)} + (h_d + y)e^{j(\beta(h_d+y)+\Phi_L)} = R_x \times W \quad (49)$$

La altura efectiva inferior se puede utilizar para ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) para igualar la altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ) de la figura 8A.

Las Ecuaciones (48) o (49) se pueden utilizar para determinar la altura física del disco inferior de la terminal de compensación  $T_2$  y los ángulos de fase para alimentar las terminales a fin de obtener la inclinación de onda deseada a la distancia crítica de Hankel. Por ejemplo, la Ecuación (49) se puede reescribir como el cambio de fase aplicado a la terminal de carga  $T_1$  como una función de la altura de terminal de compensación ( $h_d$ ) para dar

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_p + z) - j \ln \left( \frac{R_x \times W - (h_d + y)e^{j(\beta h_d + \beta y + \Phi_L)}}{(h_p + z)} \right). \quad (50)$$

Para determinar el posicionamiento de la terminal de compensación  $T_2$ , se pueden utilizar las relaciones analizadas anteriormente. Primero, la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) es la  
 5 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 (49). Después, la tangente del ángulo de incidencia se puede expresar geométricamente como  
 10

$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}, \quad (51)$$

que es la definición de la inclinación de onda,  $w$ . Finalmente, dada la distancia crítica de Hankel deseada  $R_x$ ,  
 15 la  $h_{TE}$  se puede ajustar para hacer coincidir la inclinación de onda del campo eléctrico incidente con el ángulo de Brewster complejo al punto crítico de Hankel 509. Esto se puede lograr al ajustar  $h_p$ ,  $\Phi_D$ , y/o  $h_d$ .

Estos conceptos se pueden entenderé mejor cuando se  
 20 analizan en el contexto de un ejemplo de una sonda de guía de onda superficial guiada. Con referencia a las figuras 9A y 9B, se muestran representaciones gráficas de ejemplos de sonda de guía de onda superficial guiada 400b y 400c que incluyen una terminal de carga  $T_1$ . Una fuente CA 912 actúa

como la fuente de excitación (412 de la figura 4) para la terminal de carga  $T_1$ , que se acopla a la sonda de guía de onda superficial guiada 400b a través de un circuito de acoplamiento (409 de la figura 4) que comprende una bobina 909 tal como, por ejemplo, una bobina helicoidal. Como se muestra en la figura 9A, la sonda de guía de onda superficial guiada 400b puede incluir la 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 conductor con pérdidas 403. Un segundo medio 406 se coloca por encima del medio conductor con pérdidas 403. La terminal de carga  $T_1$  tiene una auto-capacitancia  $C_P$ , y la terminal de compensación  $T_2$  tiene una auto-capacitancia  $C_d$ . Durante la operación, las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  se imponen en las terminales  $T_1$  y  $T_2$ , respectivamente, dependiendo de los voltajes aplicados a las terminales  $T_1$  y  $T_2$  en cualquier instante dado.

En el ejemplo de la figura 9A, la bobina 909 se acopla a un poste de puesta a tierra 915 en un primer extremo y la terminal de compensación  $T_2$  en un segundo extremo. En algunas implementaciones, la conexión a la terminal de compensación  $T_2$  se puede ajustar utilizando una derivación 921 en el

segundo extremo de la bobina 909 como se muestra en la figura 91. La bobina 909 se puede energizar a una frecuencia de operación por la fuente CA 912 a través de una derivación 924 en una porción inferior de la bobina 909. En otras  
5 implementaciones, la fuente CA 912 se puede acoplar inductivamente a la bobina 909 a través de una bobina primaria. La terminal de carga  $T_1$  se energiza a través de una derivación 918 acoplada a la bobina 909. Un amperímetro 927 colocado entre la bobina 909 y el poste de puesta a tierra  
10 915 se puede utilizar para proporcionar una indicación de la magnitud del flujo de corriente en la base de la sonda de guía de onda superficial guiada. Alternativamente, se puede utilizar una pinza amperimétrica alrededor del conductor acoplado al poste de puesta a tierra 915 para obtener una  
15 indicación de la magnitud del flujo de corriente. La terminal de compensación  $T_2$  se coloca por encima y sustancialmente paralela con el medio conductor con pérdidas 403 (por ejemplo, la tierra).

La construcción y ajuste de la sonda de guía de onda  
20 superficial guiada 400 es con base en diferentes condiciones de operación, tal como la frecuencia de transmisión, condiciones del medio conductor con pérdidas (por ejemplo, conductividad del suelo  $\sigma$  y permitividad relativa  $\epsilon_r$ ), y tamaño de la terminal de carga  $T_1$ . El índice de refracción se

puede calcular a partir de las Ecuaciones (10) y (11) como

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}, \quad (52)$$

donde  $x = \sigma / \omega \epsilon_0$  con  $\omega = 2\pi f$ , y el ángulo de Brewster complejo

5

( $\theta_{i,B}$ ) medido de la superficie normal se puede determinar de la Ecuación (42) como

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}), \quad (53)$$

o medido de la superficie como se muestra en la figura 8 como

10

$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}. \quad (54)$$

15

La inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel también se puede encontrar utilizando la Ecuación (47). La distancia crítica de Hankel también se puede encontrar al igualar las Ecuaciones (20b) y (21), y resolviendo para  $R_x$ . Entonces se puede determinar la altura efectiva eléctrica de la Ecuación (46) utilizando la distancia crítica de Hankel y el ángulo de Brewster complejo como

$$h_{eff} = R_x \tan \psi_{i,B} = h_p e^{j\Phi}. \quad (55)$$

20

Como se puede ver de la Ecuación (55), la altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ) incluye una magnitud que está asociada con la altura física ( $h_p$ ) de la terminal de carga  $T_1$

y una fase ( $\Phi$ ) que va a estar asociada con el ángulo de la inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel ( $\Psi$ ). Con estas variables y la configuración seleccionada de la terminal de carga  $T_1$ , es posible determinar la configuración de una sonda de guía de onda superficial guiada 400.

Con la configuración seleccionada de la terminal de carga  $T_1$ , se puede determinar un diámetro esférico (o el diámetro esférico efectivo). Por ejemplo, si la terminal de carga  $T_1$  no se configura como una esfera, entonces la configuración de terminal se puede modelar como una capacitancia esférica que tiene un diámetro esférico efectivo. El tamaño de la terminal de carga  $T_1$  se puede elegir para proporcionar una superficie suficientemente grande para la carga  $Q_1$  impuesta en las terminales. En general, es deseable hacer la  $T_1$  tan grande como sea práctico. El tamaño de la terminal de carga  $T_1$  debe ser suficientemente grande para evitar ionización del aire circundante, que puede dar por resultado descarga eléctrica o generación de chispas eléctricas alrededor de la terminal de carga. Como se analizó previamente con respecto a las figuras 6A y 6B, para reducir la cantidad de carga enlazada en la terminal de carga  $T_1$ , la elevación deseada de la terminal de carga  $T_1$  debe ser 4-5 veces el diámetro esférico efectivo (o

más). Si la elevación de la terminal de carga  $T_1$  es menor que la altura física ( $h_p$ ) indicada por la altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ) determinada utilizando la Ecuación (55),  
 5 entonces la terminal de carga  $T_1$  se debe colocar a una altura física de  $h_T = h_p$  por encima del medio conductor con pérdidas (por ejemplo, la tierra). Si la terminal de carga  $T_1$  se coloca a ( $h_p$ ), entonces se puede producir una inclinación de  
 10 onda superficial guiada a la distancia crítica de Hankel ( $h_{eff}$ ) sin el uso de una terminal de compensación  $T_2$ . La figura 9B ilustra un ejemplo de la sonda de guía de onda superficial guiada 400c sin una terminal de compensación  $T_2$ .

15 Con referencia de nuevo a la figura 9A, puede estar incluida una terminal de compensación  $T_2$  cuando la elevación de la terminal de carga  $T_1$  es mayor que la altura física ( $h_p$ ) indicada por la altura efectiva compleja, determinada ( $h_{eff}$ ).  
 20 Como se analizó con respecto a la figura 8B, la terminal de compensación  $T_2$  se puede utilizar para ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para excitar un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada a Rx. La terminal de

compensación  $T_2$  se puede colocar por debajo de la terminal de carga  $T_1$  a una altura física de  $h_d = h_T - h_p$ , 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  $\phi_L$  aplicado a la terminal de compensación inferior  $T_2$ , el retardo de fase  $\phi_U$  aplicado a la terminal de carga superior  $T_1$  se puede determinar utilizando la Ecuación (50).

Cuando se instala una sonda de guía de onda superficial guiada 400, los retardos de fase  $\phi_U$  y  $\phi_L$  de las Ecuaciones (48)-(50) se pueden ajustar como sigue. Inicialmente, la altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ) y la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ) se determinan para la frecuencia de operación ( $f_o$ ). Para reducir al mínimo la capacitancia enlazada y la carga enlazada correspondiente, la terminal de carga superior  $T_1$  se coloca a una altura física total ( $h_T$ ) que es al menos cuatro veces el diámetro esférico (o diámetro esférico equivalente) de la terminal de carga  $T_1$ . Se señala que, al mismo tiempo, la terminal de carga superior  $T_1$  se debe colocar a una altura que sea al menos la magnitud ( $h_p$ ) de la

altura efectiva compleja ( $h_{eff}$ ). Si  $h_T > h_P$ , entonces la terminal de compensación inferior  $T_2$  se puede colocar a una altura física de  $h_a = h_T - h_P$  como se muestra en la figura 9A.

5 La terminal de compensación  $T_2$  entonces se puede acoplar a la bobina 909, donde la terminal de carga superior  $T_1$  aún no se acopla a la bobina 909. La fuente CA 912 se acopla a la bobina 909 de tal forma para reducir al mínimo la reflexión y aumentar al máximo el acoplamiento en la bobina 909. Para  
 10 este fin, la fuente CA 912 se puede acoplar a la bobina 909 en un punto apropiado tal como en el punto de  $50\Omega$  para aumentar al máximo el acoplamiento. En algunas modalidades, la fuente CA 912 se puede acoplar a la bobina 909 a través de una red de acoplamiento de impedancias. Por ejemplo, una red  
 15 L simple que comprende capacitores (por ejemplo, con derivaciones o variable) y/o una combinación de capacitores/inductores (por ejemplo, con derivaciones o variables) se pueden acoplar a la frecuencia operacional de tal forma que la fuente CA 912 ve una carga de  $50\Omega$  cuando se  
 20 acopla a la bobina 909. La terminal de compensación  $T_2$  entonces se puede ajustar para resonancia en paralelo con al menos una porción de la bobina a la frecuencia de operación. Por ejemplo, la derivación 921 en el segundo extremo de la bobina 909 se puede recolocar. En tanto que el ajuste del

circuito de terminal de compensación para resonancia ayuda al ajuste posterior de la conexión de la terminal de carga, no es necesario establecer la inclinación de onda superficial guiada ( $W_{Rx}$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ). La terminal de carga superior  $T_1$  entonces se puede acoplar a la bobina 909.

En este contexto, la figura 10 muestra un diagrama esquemático de la conexión eléctrica general de la figura 91 en la cual  $V_1$  es el voltaje aplicado a la porción inferior de la bobina 909 de la fuente CA 912 a través de la derivación 924,  $V_2$  es el voltaje en la derivación 918 que se suministra a la terminal de carga superior  $T_1$ , y  $V_3$  es el voltaje aplicado a la terminal de carga inferior  $T_2$  a través de la derivación 921. Las resistencias  $R_p$  y  $R_d$  representan las resistencias de retorno a tierra de la terminal de carga  $T_1$  y la terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente. Las terminales de carga y de compensación  $T_1$  y  $T_2$  se pueden configurar como esferas, cilindros, anillos, toroides, campanas, o cualquier otra combinación de estructuras capacitivas. El tamaño de las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  se puede elegir para proporcionar una superficie suficientemente grande para las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  impuestas en las terminales. En general, es deseable hacer a la terminal de carga  $T_1$  tan grande como sea práctico. El

tamaño de la terminal de carga  $T_1$  debe ser suficientemente grande para evitar ionización del aire circundante, que puede dar por resultado descarga eléctrica o generación de chispas eléctricas alrededor de la terminal de carga. La auto-capacitancia  $C_p$  y  $C_d$  se puede determinar para la esfera y disco como se describe, por ejemplo, con respecto a la Ecuación (38).

Como se puede ver en la figura 10, se forma un circuito resonante por al menos una porción de la inductancia de la bobina 909, la auto-capacitancia  $C_d$  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 en paralelo se puede establecer al ajustar el voltaje  $V_3$  aplicado a la terminal de compensación  $T_2$  (por ejemplo, al ajustar la posición de una derivación 921 en la bobina 909) 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 921 se puede ajustar para resonancia en paralelo, que dará por resultado que la corriente a tierra a través del poste de puesta a tierra 915 y a través del amperímetro 921 alcance un punto máximo. Después de que se ha establecido la resonancia en paralelo de la terminal de compensación  $T_2$ , se puede ajustar la posición de la derivación 924 para la fuente CA 912 al punto de  $50\Omega$  en la bobina 909.

El voltaje  $V_2$  de la bobina 909 entonces se puede aplicar a la terminal de carga  $T_1$  a través de la derivación 918. La posición de la derivación 918 se puede ajustar de tal forma que la fase ( $\Phi$ ) de la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) es igual a aproximadamente al ángulo de la inclinación de onda superficial guiada ( $\Psi$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ). La posición de la derivación de bobina 918 se ajusta hasta que se alcance este punto de operación, que da por resultado que la corriente a tierra a través del amperímetro 927 incremente a un máximo. En este punto, los campos resultantes excitados por la sonda de guía de onda superficial guiada 400b (figura 91) se acoplan sustancialmente entre modos a un modo de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas 403, que da por resultado el lanzamiento de una onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 403 (figuras 4, 9A, 9B). Esto se puede verificar al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se extiende de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 (figuras 4, 9A, 9B). La resonancia del circuito que incluye la terminal de compensación  $T_2$  puede cambiar con la conexión 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 921. En tanto

que el ajuste del circuito de terminal de compensación para resonancia ayuda al ajuste posterior de la conexión de terminal de carga, no es necesario establecer la inclinación de onda superficial guiada ( $W_{R_x}$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ). El sistema se puede ajustar de forma adicional para mejorar el acoplamiento al ajustar de forma iterativa la posición de la derivación 924 para que la fuente CA 912 esté al punto de  $50\Omega$  en la bobina 909 y ajustando la posición de la derivación 918 para aumentar al máximo la corriente a tierra a través del amperímetro 927. La resonancia del circuito que incluye la terminal de compensación  $T_2$  se puede desviar conforme se ajustan las posiciones de las derivaciones 918 y 924, o cuando se conectan otros componentes a la bobina 909.

Si  $h_T \leq h_p$ , entonces no es necesaria una terminal de compensación  $T_2$  para ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada 400c como se muestra en la figura 9B. Con la terminal de carga colocada a ( $h_p$ ), el voltaje  $V_2$  se puede aplicar a la terminal de carga  $T_1$  de la bobina 909 a través de la derivación 918. La posición de la derivación 918 que da por resultado que la fase ( $\Phi$ ) de

la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) sea aproximadamente igual al ángulo de la inclinación de onda superficial guiada ( $\theta$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ) entonces se puede

5 determinar. Se ajusta la posición de la derivación de bobina 918 hasta que se alcance este punto de operación, que da por resultado que la corriente a tierra a través del amperímetro 927 incremente a un máximo. En ese punto, los campos resultantes se acoplan sustancialmente entre modos a un modo

10 de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas 403, lanzando de esta forma la onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 403. Esto se puede verificar al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se

15 extiende de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. El sistema se puede ajustar de forma adicional para mejorar el acoplamiento al ajustar de forma iterativa la posición de la derivación 924 para que la fuente CA 912 esté en el punto de  $50\Omega$  en la bobina 909 y ajustando la posición de la

20 derivación 918 para aumentar al máximo la corriente a tierra a través del amperímetro 927.

En un ejemplo experimental, se construyó una sonda de guía de onda superficial guiada 400b para verificar la operación de la estructura propuesta a 1.879 MHz. La

conductividad del suelo en el sitio de la sonda de guía de onda superficial guiada 400b se determinó que es  $\sigma = 0.0053$  mhos/m y la permitividad relativa fue  $\epsilon_r = 28$ . Utilizando estos valores, se determinó el índice de fracción dado por la Ecuación (52) que es  $n = 6.555 - j3.869$ . Con base en las Ecuaciones (53) y (54), se encontró que el ángulo de Brewster complejo era  $\theta_{i,B} = 83.517 - j3.783$  grados, o  $\psi_{i,B} = 6.483 + j3.783$ .

Utilizando la Ecuación (47), la inclinación de onda superficial guiada se calculó como  $W_{Rx} = 0.113 + j0.067 = 0.131 e^{j(30.551^\circ)}$ . Se encontró una distancia crítica de Hankel de  $R_x = 54$  pies (16.45 metros) al igualar las Ecuaciones (20b) y (21), y resolviendo para  $R_x$ . Utilizando la Ecuación (55), se determinó la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$ ) que es  $h_p = 7.094$  pies (2.16 metros) (con respecto al medio conductor con pérdidas) y  $\Phi = 30.551$  grados (con respecto a la corriente a tierra). Se señala que la fase  $\Phi$  es igual al argumento de la inclinación de onda superficial guiada  $\Psi$ . Sin embargo, la altura física de  $h_p = 7.094$  pies (2.16 metros) es

relativamente pequeña. En tanto que esto excitará un modo de onda superficial guiada, la proximidad de la terminal de carga elevada  $T_1$  a la tierra (y su imagen espejo) dará por resultado una cantidad grande de carga enlazada y muy poca  
 5 carga libre. Ya que la intensidad de campo de onda superficial guiada es proporcional a la carga libre en la terminal de carga, era deseable una elevación incrementada.

Para incrementar la cantidad de carga libre, la altura  
 10 física de la terminal de carga  $T_1$  se ajustó para que fuera  $h_p$   
 $= 17$  pies (5.18 metros), con la terminal de compensación  $T_2$  colocada por debajo de la terminal de carga  $T_1$ . Las longitudes de cable adicionales para conexiones fueron  
 aproximadamente  $y = 2.7$  pies (0.82 metros) y  $z = 1$  pie (0.30  
 15 metros). Utilizando estos valores, se determinó la altura de la terminal de compensación  $T_2$  ( $h_a$ ) utilizando la Ecuación (50). Esto se ilustra gráficamente en la figura 11, que muestra gráficas 130 y 160 de las partes imaginarias y reales  
 20 de  $\Phi_U$ , respectivamente. La terminal de compensación  $T_2$  se coloca a una altura  $h_a$  donde  $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$ , como se ilustra gráficamente en la gráfica 130. En este caso, el ajuste de la parte imaginaria a cero da una altura de  $h_a = 8.25$  pies (2.51

metros). A esta altura fija, la fase de bobina  $\Phi_U$  se puede determinar de  $\text{Re}\{\Phi_U\}$  como + 22.84 grados, como se ilustra gráficamente en la gráfica 160.

5 Como se analizó previamente, la altura efectiva total es la superposición de la altura efectiva superior ( $h_{UE}$ ) asociada con la terminal de carga  $T_1$  y la altura efectiva inferior ( $h_{LE}$ ) asociada con la terminal de compensación  $T_2$  como se expresa en la Ecuación (49). Con la derivación de bobina ajustada a 22.84 grados, la altura efectiva superior compleja está dada como

$$h_{UE} = (h_p + z)e^{j(\beta(h_p+z)+\Phi_U)} = 14.711 + j10.832 \quad (56)$$

15 (o 18.006 a 35.21°) y la altura efectiva inferior compleja está dada como

$$h_{LE} = (h_d + y)e^{j(\beta(h_d+y)+\Phi_L)} = -8.602 - j6.776 \quad (57)$$

(o 10.950 a -141.773°). La altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) es la superposición de estos dos valores, que da

$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = 6.109 - j3.606 = 7.094e^{j(30.551^\circ)}. \quad (58)$$

Como se puede ver, la fase de bobina coincide con el ángulo calculado de la inclinación de onda superficial

guiada,  $W_{Rx}$ . La sonda de guía de onda superficial guiada entonces se puede ajustar para aumentar al máximo la corriente a tierra. Como se analizó previamente con respecto a la figura 9A, el acoplamiento del modo de guía de onda superficial guiada se puede mejorar al ajustar iterativamente la posición de la derivación 914 para que la fuente CA 912 esté al punto de  $50\Omega$  en la bobina 909 y ajustando la posición de la derivación 918 para aumentar al máximo la corriente a tierra a través del amperímetro 927.

Se llevaron a cabo mediciones de intensidad de campo para verificar la capacidad de la sonda de guía de onda superficial guiada 400b (figura 9A) para acoplarse a un modo de línea de transmisión o un modo de onda superficial guiada. Con referencia a la figura 12, se muestra una imagen de la sonda de guía de onda superficial guiada utilizada para las mediciones de intensidad de campo. La figura 12 muestra la sonda de guía de onda superficial guiada 400b que incluye una terminal de carga superior  $T_1$  y una terminal de compensación inferior  $T_2$ , ambas de las cuales se fabricaron como anillos. Una estructura aislante soporta la terminal de carga  $T_1$  por encima de la terminal de compensación  $T_2$ . Por ejemplo, se puede utilizar un mástil de fibra de vidrio de aislante RF para soportar las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ . La estructura de soporte aislante se puede configurar para

ajustar la posición de las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  utilizando, por ejemplo, alambres de fijación aislados y poleas, engranajes de tornillo, u otro mecanismo apropiado como se puede entender. Se utilizó una bobina en el circuito de acoplamiento con un extremo de la bobina conectado a tierra a una varilla de puesta tierra de 8 pies (2.43 metros) cerca de la base del mástil de fibra de vidrio aislante RF. La fuente CA se acopló al lado derecho de la bobina por una conexión de derivación ( $V_1$ ), y se colocaron derivaciones para la terminal de carga  $T_1$  y terminal de compensación  $T_2$  en el centro ( $V_2$ ) y a la izquierda de la bobina ( $V_3$ ). La figura 9A ilustra gráficamente las ubicaciones de derivación en la bobina 909.

Se le suministró energía a la sonda de guía de onda superficial guiada 400b a una frecuencia de 1879 kHz. El voltaje en la terminal de carga superior  $T_1$  fue 15.6 V<sub>pico-pico</sub> con una capacitancia de 64 pF. Se tomaron mediciones de intensidad de campo (FS) a distancias predeterminadas a lo largo de un radial que se extiende de la sonda de guía de onda superficial guiada 400b utilizando un medidor FS FIM-41 (Potomac Instruments, Inc., Silver Spring, MD). Los valores predichos y los datos medidos para un modo de transmisión de onda superficial guiada con una eficiencia de lanzamiento eléctrico de 35% se indican en la Tabla 1 más adelante. Más

allá de la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ), la asíntota de argumento grande predomina con respecto a la representación “cercana” de la representación de Hankel, y el componente vertical de la asíntota eléctrica de modos acoplados pasa a la Ecuación (44), que es linealmente proporcional a la carga libre en la terminal de carga. La Tabla 1 muestra los valores medidos y los datos predichos. Cuando se grafican utilizando una aplicación de trazado preciso (Mathcad), se encontró que los valores medidos se ajustan a una curva de eficiencia de lanzamiento eléctrico que corresponde a 38%, como se ilustra en la figura 13. Para 15.6 V<sub>pp</sub> en la terminal de carga T<sub>1</sub>, la curva de intensidad de campo (Zenneck a 38%) pasa a través de 363  $\mu\text{V/m}$  a 1 milla (1.60 kilómetros) (y 1553  $\mu\text{V/m}$  a 1 km) y se modifica en escala de forma lineal con la capacitancia ( $C_p$ ) y el voltaje de terminal aplicado.

**Tabla 1**

| Alcance (Millas) | FS medido c/ FIM-41<br>( $\mu\text{V/m}$ ) | FS predicho ( $\mu\text{V/m}$ ) |
|------------------|--------------------------------------------|---------------------------------|
| 0.64             | 550                                        | 546                             |
| 1.25             | 265                                        | 263                             |
| 3.15             | 67                                         | 74                              |
| 4.48             | 30                                         | 35                              |
| 6.19             | 14                                         | 13                              |

La eficiencia de lanzamiento eléctrico inferior se puede atribuir a la altura de la terminal de carga superior T<sub>1</sub>. Incluso con la terminal de carga T<sub>1</sub> elevada a una altura

física de 17 pies (5.18 metros), la carga enlazada reduce la eficiencia de la sonda de guía de onda superficial guiada 400b. En tanto que el incremento de la altura de la terminal de carga  $T_1$  mejoraría la eficiencia de lanzamiento de la sonda de guía de onda superficial guiada 400b, incluso a esta

baja altura ( $h_d/\lambda = 0.032$ ) se encontró que la onda acoplada coincidía con una curva de eficiencia de lanzamiento eléctrico de 38%. Además, se puede ver en la figura 13 que la sonda de guía de onda superficial guiada de 17 pies (5.18 metros), modesta (400b de la figura 9A (sin sistema de puesta a tierra diferente de una varilla de puesta a tierra de 8 pies) exhibe mejor intensidad de campo que una torre de un cuarto de onda completa ( $\lambda/4$  Norton = 131 pies (39.92 metros) de alto) con un sistema de puesta a tierra extenso de más de 10 dB en el intervalo de 1-6 millas a 1879 kHz. Incrementando la elevación de la terminal de carga  $T_1$ , y ajustando la altura de la terminal de compensación  $T_2$  y la fase de bobina  $\Phi_U$ , se puede mejorar el acoplamiento del modo de onda superficial guiada, y por lo tanto la intensidad de campo eléctrico resultante.

En otro ejemplo experimental, una sonda de guía de onda superficial guiada 400 se construyó para verificar la

operación de la estructura propuesta a 52 MHz (que corresponde a  $\omega = 2\pi f = 3.267 \times 10^8$  radianes/seg). La figura 14A muestra una imagen de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. La figura 14B es un diagrama esquemático de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 de la figura 14A. La altura efectiva compleja entre las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  de la sonda doblete se ajustó para coincidir con  $R_x$  veces la inclinación de onda superficial guiada,  $W_{Rx}$ , a la distancia crítica de Hankel para lanzar una onda superficial guiada. Esto se puede lograr al cambiar la separación física entre las terminales, el acoplamiento de enlace magnético y su posición entre la fuente CA 912 y la bobina 909, la fase relativa del voltaje entre las terminales  $T_1$  y  $T_2$ , la altura de las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  con respecto a tierra o el medio conductor con pérdidas, o una combinación de las mismas. La conductividad del medio conductor con pérdidas en el sitio de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 se determinó que fue  $\sigma = 0.067$  mhos/m y la permitividad relativa fue  $\epsilon_r = 82.5$ . Utilizando estos valores, se determinó que el índice de fracción fue  $n = 9.170 - j1.263$ . Se encontró que el ángulo de

Brewster complejo fue  $\psi_{i,B} = 6.110 + j0.8835$  grados.

Se encontró una distancia crítica de Hankel de  $R_x = 2$  pies (0.60 metros) al igualar las Ecuaciones (20) y (21), y resolviendo para  $R_x$ . La figura 15 muestra una representación gráfica de la distancia crítica  $R_x$  a 52 Hz. La curva 533 es una gráfica de la asíntota "lejana". La curva 536 es una gráfica de la asíntota "cercana". Las magnitudes de los dos conjuntos de asíntotas matemáticas en este ejemplo son iguales a un punto crítico de Hankel 3539 de dos pies (0.60 metros). Se calculó la gráfica para agua con una conductividad de 0.067 mhos/m y una constante dieléctrica relativa (permitividad) de  $\epsilon_r = 82.5$ , a una frecuencia de operación de 52 MHz. A frecuencias inferiores, el punto crítico de Hankel 539 se mueve más lejos. Se calculó la inclinación de onda superficial guiada como  $W_{Bx} = 0.108 e^{j(7.851^\circ)}$ . Para la configuración de doblete con una altura total de 6 pies (1.82 metros), la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = 2h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}$ ) se determinó que fue  $2h_p = 6$  pulgadas (15.24 cm) con  $\Phi = -172$  grados. Cuando se ajusta el retardo de fase de la terminal de compensación  $T_2$  a las condiciones reales, se encontró que  $\Phi = -174$  grados aumentó al máximo el

acoplamiento entre modos de la onda superficial guiada, que estaba dentro del error experimental.

Se llevaron a cabo mediciones de intensidad de campo para verificar la capacidad de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 de las figuras 14A y 14B para acoplarse a un modo de línea de transmisión o un modo de onda superficial guiada. Con 10 V pico a pico aplicado a las terminales  $T_1$  y  $T_2$  de 3.35 pF, los campos eléctricos excitados por la sonda de guía de onda superficial guiada 400 se midieron y graficaron en la figura 16. Como se puede ver, las intensidades de campo cayeron entre las curvas de Zenneck para 90% y 100%. Los valores medidos de una antena bipolo de media onda Norton fueron significativamente menores.

Con referencia a la figura 17, se muestra una representación gráfica de otro ejemplo de una sonda de guía de onda superficial guiada 400b que incluye una terminal de carga superior  $T_1$  (por ejemplo, una esfera a altura  $h_T$ ) y una terminal de compensación inferior  $T_2$  (por ejemplo, un disco a altura  $(h_c)$ ) que se colocan a lo largo de un eje vertical  $z$  que es sustancialmente normal al plano presentado por el medio conductor con pérdidas 403. Durante la operación, se imponen las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  en las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ , respectivamente, dependiendo de los voltajes aplicados a las terminales  $T_1$  y  $T_2$  en cualquier

instante dado.

Como en las figuras 9A y 9B, una fuente CA 912 actúa como la fuente de excitación (412 de la figura 4) para la terminal de carga  $T_1$ . La fuente CA 912 se acopla a la sonda de guía de onda superficial guiada 400b a través de un  
5 de guía de onda superficial guiada 400b a través de un circuito de acoplamiento (409 de la figura 4) que comprende una bobina 909. La fuente CA 912 se puede conectar a través de una porción inferior de la bobina 909 a través de una derivación 924, como se muestra en la figura 17, o se puede  
10 acoplar inductivamente a la bobina 909 por medio de una bobina primaria. La bobina 909 se puede acoplar a un poste de puesta a tierra 915 en un primer extremo y la terminal de carga  $T_1$  en un segundo extremo. En algunas implementaciones, se puede ajustar la conexión a la terminal de carga  $T_1$   
15 utilizando una derivación 930 en el segundo extremo de la bobina 909. La terminal de compensación  $T_2$  se coloca por encima y sustancialmente paralela con el medio conductor con pérdidas 403 (por ejemplo, la tierra o el suelo), y energizada a través de una derivación 933 acoplada a la  
20 bobina 909. Un amperímetro 927 colocado entre la bobina 909 y el poste de puesta a tierra 915 se puede utilizar para proporcionar una indicación de la magnitud del flujo de corriente ( $I_0$ ) en la base de la sonda de guía de onda superficial guiada. Alternativamente, se puede utilizar una

pinza amperimétrica alrededor del conductor acoplado al poste de puesta a tierra 915 para obtener una indicación de la magnitud del flujo de corriente ( $I_0$ ).

En la modalidad de la figura 17, la conexión a la terminal de carga  $T_1$  (derivación 930) se ha movido hacia arriba por encima del punto de conexión de la derivación 933 para la terminal de compensación  $T_2$  como se compara con la configuración de la figura 9A. Este ajuste permite que se aplique un voltaje incrementado (y por lo tanto una carga mayor  $Q_1$ ) a la terminal de carga superior  $T_1$ . Como con la sonda de guía de onda superficial guiada 400b de la figura 9A, es posible ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada 400d para excitar un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada a la distancia crítica de Hankel  $R_x$ . La distancia crítica de Hankel también se puede encontrar al igualar las Ecuaciones (20) y (21), y resolviendo para  $R_x$ . El índice de refracción ( $n$ ), el ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{i,B}$  y  $\psi_{i,B}$ ), la inclinación de onda ( $|W|e^{j\Phi}$ ) y la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$ ) se pueden determinar como se describe con respecto a las Ecuaciones (52)-(55) anteriores.

Con la configuración seleccionada de la terminal de

carga  $T_1$ , se puede determinar un diámetro esférico (o el diámetro esférico efectivo). Por ejemplo, si la terminal de carga  $T_1$  no se configura como una esfera, entonces se puede modelar la configuración de terminal como una capacitancia esférica que tiene un diámetro esférico efectivo. El tamaño de la terminal de carga  $T_1$  se puede elegir para proporcionar una superficie suficientemente grande para la carga  $Q_1$  impuesta en las terminales. En general, es deseable hacer la terminal de carga  $T_1$  tan grande como sea práctico. El tamaño de la terminal de carga  $T_1$  debe ser suficientemente grande para evitar ionización del aire circundante, que puede dar por resultado descarga eléctrica o generación de chispas eléctricas alrededor de la terminal de carga. Para reducir la cantidad de carga enlazada en la transmisión de energía  $T_1$ , la elevación deseada para proporcionar carga libre en la terminal de carga  $T_1$  para lanzamiento de una onda superficial guiada debe ser al menos 4-5 veces el diámetro esférico efectivo por encima del medio conductor con pérdidas (por ejemplo, la tierra). La terminal de compensación  $T_2$  se puede utilizar para ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada 400d para excitar un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada a  $R_x$ . La terminal de compensación  $T_2$  se puede colocar

por debajo de la terminal de carga  $T_1$  a  $h_d = h_T - h_p$ , 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  $\Phi_U$  aplicado a la terminal de carga superior  $T_1$ , el retardo de fase  $\Phi_L$  aplicado a la terminal de compensación inferior  $T_2$  se puede determinar utilizando las relaciones de la Ecuación (49).

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_d + y) - j \ln \left( \frac{R_x \times W - (h_p + z) e^{j(\beta h_p + \beta z + \Phi_L)}}{(h_d + y)} \right). \quad (59)$$

En modalidades alternativas, la terminal de compensación  $T_2$  se puede colocar a una altura  $h_d$  donde  $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$ .

Con la fuente CA 912 acoplada a la bobina 909 (por ejemplo,  $50\Omega$  para aumentar al máximo el acoplamiento), se puede ajustar la posición de la derivación 933 para resonancia en paralelo de la terminal de compensación  $T_2$  con al menos una porción de la bobina a la frecuencia de operación. El voltaje  $V_2$  de la bobina 909 se puede aplicar la terminal de carga  $T_1$ , y se puede ajustar la posición de la derivación 930 de tal forma que la fase ( $\Psi$ ) de la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) es igual a aproximadamente al ángulo de la inclinación de onda superficial guiada ( $W_{Rx}$ ) a la

distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ). Se puede ajustar la posición de la derivación de bobina 930 hasta que se alcance este punto de operación, que da por resultado que la corriente a tierra a través del amperímetro 27 incremente a un máximo. En este punto, los campos resultantes excitados por la sonda de guía de onda superficial guiada 400d se acopla sustancialmente entre modos a un modo de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas 403, que da por resultado el lanzamiento de una onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 403. Esto se puede verificar al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se extiende de la onda superficial guiada 400.

En otras implementaciones, el voltaje  $V_2$  de la bobina 909 se puede aplicar a la terminal de carga  $T_1$ , y la posición de la derivación 933 se puede ajustar de tal forma que la fase ( $\Phi$ ) de la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) es igual a aproximadamente al ángulo de la inclinación de onda superficial guiada ( $\Psi$ ) a ( $R_x$ ). La posición de la derivación de bobina 930 se puede ajustar hasta que se alcance este punto de operación, que da por resultado que la corriente a tierra a través del amperímetro 927 alcance sustancialmente un máximo. Los campos resultantes se acoplan sustancialmente

entre modos a un modo de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas 403, y se lanza una sonda de guía de onda superficial guiada a lo largo de la superficie del medio conductor con pérdidas 403.

5 Esto se puede verificar al medir la intensidad de campo a lo largo de un radial que se extiende de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. El sistema se puede ajustar además para mejorar el acoplamiento al ajustar iterativamente la posición de la derivación 924 para que la fuente CA 912

10 esté en el punto de  $50\Omega$  en la bobina 909 y ajustando la posición de la derivación 930 y/o 933 para aumentar al máximo la corriente a tierra a través del amperímetro 927.

La figura 18 es una representación gráfica que ilustra otro ejemplo de una sonda de guía de onda superficial guiada

15 400e que incluye una terminal de carga superior  $T_1$  (por ejemplo, una esfera a altura  $h_T$ ) y una terminal de compensación inferior  $T_2$  (por ejemplo, un disco a altura  $h_d$ ) que se colocan a lo largo de un eje vertical  $z$  que es

20 sustancialmente normal al plano presentado por el medio conductor con pérdidas 403. En el ejemplo de la figura 18, la terminal de carga  $T_1$  (por ejemplo, una esfera a altura  $h_T$ ) y terminal de compensación  $T_2$  (por ejemplo, un disco a altura

7.4) se acoplan a extremos opuestos de la bobina 909. Por ejemplo, la terminal de carga  $T_1$  se puede conectar a través de la derivación 936 a un primer extremo de la bobina 909 y la terminal de compensación  $T_2$  se puede conectar a través de la derivación 939 en un segundo extremo de la bobina 909 como se muestra en la figura 18. La terminal de compensación  $T_2$  se coloca por encima y sustancialmente paralela con el medio conductor con pérdidas 403 (por ejemplo, la tierra o suelo). Durante la operación, las cargas  $Q_1$  y  $Q_2$  se imponen en las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ , respectivamente, dependiendo de los voltajes aplicados a las terminales  $T_1$  y  $T_2$  en cualquier instante dado.

Una fuente CA 912 actúa como la fuente de excitación 8412 de la figura 4) para la terminal de carga  $T_1$ . La fuente CA 912 se acopla a la sonda de guía de onda superficial guiada 400e a través de un circuito de acoplamiento (409 de la figura 4) que comprende una bobina 409. En el ejemplo de la figura 18, la fuente CA 912 se conecta a través de una porción media de la bobina 909 a través de las conexiones con derivación 942 y 943. En otras modalidades, la fuente CA 912 se puede acoplar inductivamente a la bobina 909 a través de una bobina primaria. Un lado de la fuente CA 912 también se acopla a un poste de puesta a tierra 915, que proporciona un punto a tierra en la bobina 909. Un amperímetro 927 colocado

entre la bobina 909 y el poste de puesta a tierra 915 se puede utilizar para proporcionar una indicación de la magnitud del flujo de corriente en la base de la sonda de guía de onda superficial guiada 400e. Alternativamente, se  
 5 puede utilizar una pinza amperimétrica alrededor del conducto acoplado al poste de puesta a tierra 915 para obtener una indicación de la magnitud del flujo de corriente.

Es posible ajustar la altura efectiva total ( $h_{TE}$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada 400e para excitar un  
 10 campo eléctrico que tiene una inclinación de onda superficial guiada a la distancia crítica de Hankel  $R_x$ , como se ha analizado previamente. La distancia crítica de Hankel también se puede encontrar al igualar las Ecuaciones (20b) y (21), y  
 15 resolviendo para  $R_x$ . El índice de refracción ( $n$ ), el ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{LB}$  y  $\psi_{LB}$ ) y la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$ ) se pueden determinar como se describe con respecto a las Ecuaciones (52)-(55) anteriores.

20 Un diámetro esférico (o el diámetro esférico efectivo) se puede determinar para la configuración seleccionada de la terminal de carga  $T_1$ . Por ejemplo, si la terminal de carga  $T_1$  no se configura como una esfera, entonces la configuración de la terminal se puede modelar como una capacitancia esférica

que tiene un diámetro esférico efectivo. Para reducir la cantidad de carga enlazada en la terminal de carga  $T_1$ , la elevación deseada para proporcionar carga libre en la terminal de carga  $T_1$  para lanzar una onda superficial guiada debe ser al menos 4-5 veces el diámetro esférico efectivo por encima del medio conductor con pérdidas (por ejemplo, la tierra). La terminal de compensación  $T_2$  se puede colocar por debajo de la terminal de carga  $T_1$  a  $h_d = h_T - h_p$ , donde ( $h_T$ ) es la altura física total de la terminal de carga  $T_1$ . Con las posiciones de la terminal de carga  $T_1$  y la terminal de compensación  $T_2$  fijas y la fuente CA 912 acoplada a la bobina 909 (por ejemplo en el punto de  $50\Omega$  para aumentar al máximo el acoplamiento), la posición de la derivación 939 se puede ajustar para resonancia en paralelo de la terminal de compensación  $T_2$  con al menos una porción de la bobina a la frecuencia de operación. En tanto que el ajuste del circuito de la terminal de compensación para resonancia ayuda al ajuste posterior de la conexión de terminal de carga, no es necesario establecer la inclinación de onda superficial guiada ( $W_{Rx}$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ). Uno o ambos de los retardos de fase  $\Phi_L$  y  $\Phi_U$  aplicados a la terminal de carga superior  $T_1$  y terminal de compensación inferior  $T_2$  se

pueden ajustar al recolocar una o ambas de las derivaciones 936 y/o 939 en la bobina 909. Además, los retardos de fase  $\Phi_L$  y  $\Phi_U$  se pueden ajustar al recolocar una o ambas de las derivaciones 942 de la fuente CA 912. La posición de las derivaciones de bobina 936, 939 y/o 942 se puede ajustar hasta que se alcance este punto de operación, que da por resultado que la corriente a tierra a través del amperímetro 927 incremente a un máximo. Esto se puede verificar al medir la intensidad de campo alrededor de un radial que se extiende de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Los retardos de fase entonces se pueden ajustar al recolocar estas derivaciones para incrementar (o aumentar al máximo) la corriente a tierra.

15 Cuando los campos eléctricos producidos por una sonda de guía de onda superficial guiada 400 tiene una inclinación de onda superficial guiada a la distancia crítica de Hankel  $R_x$ , se acoplan sustancialmente entre modos a un modo de guía de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas, y un campo electromagnético guiado en la forma de una onda superficial guiada se lanza a lo largo de LAL superficie del medio conductor 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 una curva distintiva 109 en la escala doble logarítmica. Se pueden utilizar circuitos receptores con una o más sondas de guía de onda superficial guiada para facilitar sistemas de  
 5 distribución de energía y/o de transmisión inalámbrica.

Con referencia a las figuras 19A, 19B, y 20, se muestran ejemplos de circuitos receptores generalizados para uso de las ondas superficiales guiadas en sistemas de distribución de energía inalámbrica. Las figuras 19A y 19B incluyen una  
 10 sonda lineal 703 y un resonador sintonizado 706, respectivamente. La figura 20 es una bobina magnética 709 de acuerdo con diferentes modalidades de la presente descripción. De acuerdo con diferentes modalidades, cada una de la sonda lineal 703, el resonador sintonizado 706, y la  
 15 bobina magnética 709 se pueden emplear para recibir energía transmitida en la forma de una onda superficial guiada sobre la superficie de un medio conductor con pérdidas 403 (figura 4) de acuerdo con diferentes modalidades. Como se mencionó anteriormente, en una modalidad el medio conductor con  
 20 pérdidas 403 comprende un medio terrestre (o tierra).

Con referencia específica a la figura 19A, el voltaje de terminal de circuito abierto en las terminales de salida 713 de la sonda lineal 703 depende de la altura efectiva de la sonda línea 703. Para este fin, el voltaje puntual de la

terminal se puede calcular como

$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl, \quad (60)$$

donde  $E_{inc}$  es la intensidad de campo eléctrico en la sonda lineal 703 en volts por metro,  $dl$  es un elemento de integración a lo largo de la dirección de la sonda lineal 703, y  $h_e$  es la altura efectiva de la sonda lineal 703. Se acopla una carga eléctrica 716 a las terminales de salida 713 a través de una red de acoplamiento de impedancias 719.

Cuando la sonda lineal 703 se somete a una onda superficial guiada como se describió anteriormente, se desarrolla un voltaje a través de las terminales de salida 713 que se puede aplicar a la carga eléctrica 716 a través de una red de acoplamiento de impedancias conjugada 719 según sea el caso. A fin de facilitar el flujo de energía a la carga eléctrica 716, la carga eléctrica 716 debe acoplarse sustancialmente entre impedancias a la sonda lineal 703 como se describirá más adelante.

Con referencia a la figura 19B, el resonador sintonizado 706 incluye una terminal de carga  $T_R$  que se eleva por encima del medio conductor con pérdidas 403. La terminal de carga  $T_R$  tiene una auto-capacitancia  $C_R$ . Además, también puede haber una capacitancia enlazada (no mostrada) entre la terminal de

carga  $T_R$  y el medio conductor con pérdidas 403 dependiendo de la altura de la terminal de carga  $T_R$  por encima del medio conductor con pérdidas 403. La capacitancia enlazada se debe reducir al mínimo de manera preferente tanto como sea  
 5 factible, aunque esto puede no ser completamente necesario en cada caso de una sonda de guía de onda superficial guiada 400.

El resonador sintonizado 706 también incluye una bobina  $L_R$ . Un extremo de la bobina  $L_R$  se acopla a la terminal de  
 10 carga  $T_R$ , y el otro extremo de la bobina  $L_R$  se acopla al medio conductor con pérdidas 403. Para este fin, el resonador sintonizado 706 (que también puede ser llamado como resonador sintonizado  $L_R$ - $C_R$ ) comprende un resonador sintonizado en serie ya que la terminal de carga  $C_R$  y la bobina  $L_R$  se colocan en  
 15 serie. El resonador sintonizado 706 se sintoniza al ajustar el tamaño y/o altura de la terminal de carga  $T_R$ , y/o ajustando el tamaño de la bobina  $L_R$  de tal forma que la impedancia reactiva de la estructura se elimina sustancialmente.

20 Por ejemplo, la reactancia presentada por la auto-capacitancia  $C_R$  se calcula como  $\frac{1}{j\omega C_R}$ . Se señala que la capacitancia total del resonador sintonizado 706 también puede incluir capacitancia entre la terminal de carga  $T_R$  y el medio conductor con pérdidas 403, donde la capacitancia total

del resonador sintonizado 706 se puede calcular a partir tanto de la auto-capacitancia  $C_R$  como de cualquier capacitancia enlazada como se puede apreciar. De acuerdo con una modalidad, la terminal de carga  $T_R$  se puede elevar a una altura para reducir o eliminar sustancialmente cualquier capacitancia enlazada. La existencia de una capacitancia enlazada se puede determinar a partir de mediciones de capacitancia entre la terminal de carga  $T_R$  y el medio conductor con pérdidas 403.

La reactancia inductiva presentada por una bobina de elementos discretos  $L_R$  se puede calcular como  $j\omega L$ , donde  $L$  es la inductancia de elementos agrupados de la bobina  $L_R$ . Si la bobina  $L_R$  es un elemento distribuido, su reactancia inductiva puntual de la terminal equivalente se puede determinar por enfoques convencionales. Para sintonizar el resonador sintonizado 706, se realizarían ajustes de tal forma que la reactancia inductiva presentada por la bobina  $L_R$  es igual a la reactancia capacitiva presentada por el resonador sintonizado 706 de tal forma que la reactancia neta resultante del resonador sintonizado 706 es sustancialmente cero a la frecuencia de operación. Se puede insertar una red de acoplamiento de impedancia 723 entre las terminales de sonda 721 y la carga eléctrica 726 a fin de efectuar una condición de acoplamiento conjugado para máxima transferencia

de energía a la carga eléctrica 726.

Cuando se coloca en la presencia de una onda superficial guiada, generada a la frecuencia del resonador sintonizado 706 y la red de acoplamiento conjugado 723, como se describió  
5 anteriormente, se distribuirá la máxima energía de la onda superficial guiada a la carga eléctrica 726. Es decir, una vez que se establece el acoplamiento conjugado de impedancias entre el resonador sintonizado 706 y la carga eléctrica 726, se distribuirá energía de la estructura a la carga eléctrica  
10 726. Para este fin, una carga eléctrica 726 se puede acoplar al resonador sintonizado 706 por medio de acoplamiento magnético, acoplamiento capacitivo, o acoplamiento por conducción (derivación directa). Los elementos de la red de acoplamiento pueden ser componentes agrupados o elementos  
15 distribuidos como se puede apreciar. En la modalidad mostrada en la figura 19B, se emplea acoplamiento magnético donde una bobina  $L_S$  se coloca como un secundario con respecto a la bobina  $L_R$  que actúa como un primario de transformador. La bobina  $L_S$  se puede acoplar por enlace a la bobina  $L_R$  al  
20 enrollarla geométricamente alrededor de la misma estructura de núcleo y ajustando el flujo magnético acoplado como se puede apreciar. Además, en tanto que el resonador sintonizado 706 comprende un resonador sintonizado en serie, se puede utilizar también un resonador sintonizado en paralelo o

incluso un resonador de elementos distribuidos.

Con referencia a la figura 20, la bobina magnética 709 comprende un circuito receptor que se acopla a través de una red de acoplamiento de impedancias 733 a una carga eléctrica 736. A fin de facilitar la recepción y/o extracción de energía eléctrica de una onda superficial guiada, la bobina magnética 709 se puede colocar de tal forma que el flujo magnético de la onda superficial guiada,  $H_\phi$ , pasa a través de la bobina magnética 709, induciendo de esta forma una corriente en la bobina magnética 709 y produciendo un voltaje puntual de terminal en sus terminales de salida 729. El flujo magnético de la onda superficial guiada acoplado a una bobina de una sola vuelta se expresa por

$$\Psi = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_0 \vec{H} \cdot \hat{n} dA \quad (61)$$

donde  $\Psi$  es el flujo magnético acoplado,  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa efectiva del núcleo de la bobina magnética 709,  $\mu_0$  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 de sección transversal de las vueltas, y  $A_{CS}$  es el área encerrada por cada vuelta. Para una bobina magnética de N-vuelta 709 orientada para acoplamiento máximo a un campo magnético incidente que es uniforme a

través del área de sección transversal de la bobina magnética 709, el voltaje inducido de circuito abierto que aparece en las terminales de salida 729 de la bobina magnética 709 es

$$V = -N \frac{d\Psi}{dt} \approx -j\omega\mu_r\mu_0 H A_{CS}, \quad (62)$$

5 donde las variables se definieron anteriormente. La bobina magnética 709 se puede sintonizar a la frecuencia de onda superficial guiada ya sea como un resonador distribuido o con un capacitor externo a través de sus terminales de salida 729, según sea el caso, y entonces se acopla entre  
10 impedancias a una carga eléctrica externa 736 a través de una red de acoplamiento de impedancias conjugada 733.

Asumiendo que el circuito resultante presentado por la bobina magnética 709 y la carga eléctrica 736 se ajustan apropiadamente y se acoplan entre impedancias de forma  
15 conjugada, a través de la red de acoplamiento de impedancia 733, entonces la corriente inducida por la bobina magnética 709 se puede emplear para alimentar óptimamente la carga eléctrica 736. El circuito receptor presentado por la bobina magnética 709 proporciona una ventaja ya que no tiene que  
20 conectarse físicamente a tierra.

Con referencia a las figuras 19A, 19B, y 20, los circuitos receptores presentados por la sonda lineal 703, el resonador sintonizado 706, y la bobina magnética 709 cada uno facilita la recepción de energía eléctrica transmitida de

cualquiera de las modalidades de las sondas de guía de onda superficial guiada 400 descritas anteriormente. Para este fin, la energía recibida se puede utilizar para suministrar energía a una carga eléctrica 716/726/736 a través de una red de acoplamiento conjugada como se puede apreciar. Esto contrasta con las señales que se pueden recibir en un receptor que se transmitieron en la forma de un campo electromagnético radiado. Estas señales tienen muy poca energía disponible y los receptores de estas señales no cargan los transmisores.

También es característico de las presentes ondas superficiales guiadas generadas utilizando las sondas de guía de onda superficial guiada 400 descritas anteriormente que los circuitos receptores presentados por la sonda lineal 703, el resonador sintonizado 706, y la bobina magnética 709 cargarán la fuente de excitación 413 (figura 3) que se aplican a la sonda de guía de onda superficial guiada 400, generando de esta forma la onda superficial guiada a la cual se someten estos circuitos receptores. Esto refleja el hecho de que la onda superficial guiada generada por una sonda de guía de onda superficial guiada dada 400 descrita anteriormente comprende un modo de línea de transmisión. A manera de contraste, una fuente de alimentación que controla una antena radiante que genera una onda electromagnética

radiada no se carga por los receptores, independientemente del número de receptores empleados.

Por lo tanto, conjuntamente una o más sondas de guía de onda superficial guiada 400 y uno o más circuitos receptores en la forma de sonda lineal 703, el resonador sintonizado 706, y/o la bobina magnética 709 pueden conformar conjuntamente un sistema de distribución inalámbrico. Dado que la distancia de transmisión de una onda superficial guiada utilizando una sonda de guía de onda superficial guiada 400 como se expuso anteriormente depende de la frecuencia, es posible que se pueda lograr distribución inalámbrica de energía a través de áreas amplias e incluso de forma global.

Los sistemas inalámbricos de distribución/transmisión de energía convencionales investigados ampliamente hoy en día incluyen "recolección de energía" a partir de campos de radiación y también acoplamiento de sensores a campos cercanos inductivos o reactivos. En contraste, el presente sistema inalámbrico de energía no desperdicia energía en la forma de radiación que, si no se intercepta, se pierde para siempre. Tampoco el sistema inalámbrico de energía descrito actualmente se limita a alcances extremadamente cortos como con sistemas de campo cercano acoplados de reactancia mutua convencionales. El sistema inalámbrico de energía descrito en

la presente se acopla por sondas al modo de línea de transmisión guiado de forma superficial novedoso, que es equivalente a distribuir energía a una carga por una guía de onda o una carga alambrada directamente al generador de energía distante. Sin contar la energía necesaria para mantener la intensidad de campo de transmisión mas aquella disipada en la guía de onda superficial, que a frecuencias extremadamente bajas es insignificante con respecto a las pérdidas de transmisión en líneas de energía de alta tensión convencionales a 60 Hz, toda la energía del generador pasa solamente a la carga eléctrica deseada. Cuando se termina la demanda de carga eléctrica, la generación de energía de fuente está relativamente inactiva.

Con referencia ahora a la figura 21A se muestra un esquema que representa la sonda lineal 703 y el resonador sintonizado 706. La figura 21B muestra un esquema que representa la bobina magnética 709. La sonda lineal 703 y el resonador sintonizado 706 cada uno se puede considerar un equivalente de Thevenin representado por una fuente de voltaje terminal de circuito abierto  $V_s$  y una impedancia puntual de terminal de red muerta  $Z_s$ . La bobina magnética 709 se puede ver como un equivalente de Norton representado por una fuente de corriente terminal en cortocircuito  $I_s$  y una impedancia puntual de terminal de red muerta  $Z_s$ . Cada carga

eléctrica 716/726/736 (figuras 19A-B y figura 20) se puede representar por una impedancia de carga  $Z_L$ . La impedancia de fuente  $Z_s$  comprende tanto componentes reales como imaginarios y toma la forma  $Z_s = R_s + jX_s$ .

5 De acuerdo con una modalidad, la carga eléctrica 716/726/736 se acopla entre impedancias a cada circuito receptor, respectivamente. Específicamente, cada carga eléctrica 716/726/736 presenta a través de una red de acoplamiento de impedancia respectiva 719/723/733 una carga  
 10 en la red de sonda como  $Z_L'$  expresada como  $Z_L' = R_L' + j X_L'$ , que será igual a  $Z_L' = Z_s^* = R_s - j X_s$ , donde la impedancia de carga presentada  $Z_L'$  es el conjugado complejo de la impedancia de fuente real  $Z_s$ . El teorema de acoplamiento conjugado, que establece que sí, en una red en cascada, se  
 15 presenta un acoplamiento conjugado en cualquier par de terminales entonces se presentará en todos los pares de terminales, entonces afirma que la carga eléctrica real 716/726/736 también verá un acoplamiento conjugado a su impedancia,  $Z_L'$ . Ver Everitt, W.L. y G.E. Anner,  
 20 Communication Engineering, McGraw-Hill, 3<sup>ra</sup> edición, 1956, p. 407. Esto asegura que la convencional respectiva 716/726/736 se acople entre impedancias al circuito receptor respectivo y que se establezca la máxima transferencia de energía a la carga eléctrica respectiva 716/726/736.

La operación de una sonda de guía de onda superficial guiada 400 se puede controlar para ajustar variaciones en condiciones operacionales asociadas con la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, un sistema de control de sonda 418 (figura 6) se puede utilizar para controlar el circuito de acoplamiento de sonda 409 y/o la colocación de la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$  para controlar la operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Las condiciones operacionales pueden incluir, pero no se limitan a, variaciones en las características del medio conductor con pérdidas 403 (por ejemplo, conductividad  $\sigma$  y la permitividad relativa  $\epsilon_r$ ), variaciones en intensidad de campo, y/o variaciones en carga de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Como se puede ver a partir de las Ecuaciones (52)-(55), el índice de refracción ( $n$ ), el ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{LB}$  y  $\psi_{LB}$ ), la inclinación de onda ( $|W|e^{j\varphi}$ ), y la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = h_p e^{j\phi}$ ) se pueden afectar por cambios en la conductividad del suelo y permitividad que resultan a partir de, por ejemplo, condiciones climáticas.

Se puede utilizar equipo tal como, por ejemplo, sondas de medición de conductividad, sensores de permitividad, medidores de parámetros del suelo, medidores de campo,

monitores de corriente y/o receptores de carga para monitorizar los cambios en las condiciones operacionales y proporcionar información acerca de las condiciones operacionales actuales al sistema de control de sonda 418. El

5 sistema de control de sonda 418 entonces puede realizar uno o más ajustes a la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para mantener las condiciones operacionales especificadas para la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, conforme varía la humedad y la temperatura, también

10 variará la conductividad del suelo. Se pueden colocar sondas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad en múltiples ubicaciones alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. En general, sería deseable

15 monitorizar la distancia crítica de Hankel  $R_x$  de la frecuencia operacional. Las sondas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad se pueden colocar en múltiples ubicaciones (por ejemplo, en cada cuadrante) alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400.

20 La figura 22A muestra un ejemplo de una sonda de medición de conductividad que se puede instalar para monitorizar cambios en la conductividad del suelo. Como se muestra en las figuras 22A, una serie de sondas de medición se inserta a lo largo de una línea recta en el suelo. Por

ejemplo, las sondas pueden ser varillas de 9/16 pulgadas (1.42 centímetros) de diámetro con una profundidad de penetración de 12 pulgadas (30.48 centímetros) o más, y separadas por  $d = 18$  pulgadas (45.72 centímetros). DS1 es una  
5 bombilla de 100 watts y R1 es una resistencia de 14.6 Ohm y 5 watts. Al aplicar un voltaje CA al circuito y midiendo V1 a través de la resistencia y V2 a través de las sondas centrales, se puede determinar la conductividad por relación ponderada de  $\sigma = 21/V1/V2$ ). Se pueden filtrar las mediciones  
10 para obtener mediciones relacionadas solamente con la frecuencia de alimentación de voltaje CA. También se pueden utilizar diferentes configuraciones que utilizan otros voltajes, frecuencias, tamaños de sondas, profundidades, y/o separación.

15 También se pueden utilizar sondas de línea de alambre abierto para medir conductividad y permitividad del suelo. Como se ilustra en la figura 22B, se mide la impedancia entre las partes superiores de dos varillas insertadas en el suelo (medio con pérdidas) utilizando, por ejemplo, un analizador  
20 de impedancias. Si se utiliza un analizador de impedancias, se pueden realizar mediciones ( $R + jX$ ) a través de un intervalo de frecuencias y la conductividad y permitividad determinadas a partir de las mediciones dependientes de la frecuencia utilizando

$$\sigma = \frac{9.84}{C_0} \left[ \frac{R}{R^2 + X^2} \right] \quad \text{y} \quad \epsilon_r = \frac{10^6}{2\pi f C_0} \left[ \frac{R}{R^2 + X^2} \right], \quad (63)$$

donde  $C_0$  es la capacitancia en pF de la sonda en el aire.

Las sondas de medición de conductividad y/o sensores de permitividad se pueden configurar para evaluar la conductividad y/o permitividad de una forma periódica y comunicar la información al sistema de control de sonda 418 (figura 4). La información se puede comunicar al sistema de control de sonda 418 a través de una red tal como, pero no se limita a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación alámbrica o inalámbrica apropiada. Con base en la conductividad y/o permitividad monitorizada, el sistema de control de sonda 418 puede evaluar la variación en el índice de refracción ( $n$ ), el ángulo de Brewster complejo ( $\theta_{i,B}$  y  $\psi_{i,B}$ ), la inclinación de onda ( $|W|e^{j\varphi}$ ) y/o la altura efectiva compleja ( $h_{eff} = h_p e^{j\varphi}$ ) y ajustar la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para mantener la inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel de tal forma que la iluminación permanece al ángulo de Brewster complejo. Esto se puede lograr al ajustar, por ejemplo,  $h_p$ ,  $\Phi_U$ ,  $\Phi_L$  y/o  $h_d$ . Por ejemplo, el sistema de control de sonda 418 puede ajustar la altura ( $h_d$ ) de la terminal de compensación  $T_2$  o el retardo de

fase ( $\Phi_U$ ,  $\Phi_L$ ) aplicado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente, para mantener la eficiencia de lanzamiento eléctrico de la onda superficial guiada en o cerca de su máximo. La fase aplicada a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$  se puede ajustar al variar la posición de la derivación en la bobina 909, y/o al incluir una pluralidad de derivaciones predefinidas a lo largo de la bobina 909 y conmutando entre las diferentes ubicaciones de derivación predefinidas para aumentar al máximo la eficiencia de lanzamiento.

También se pueden distribuir medidores de campo o intensidad de campo (FS) (por ejemplo, un medidor FS FIM-41, Potomac Instruments, Inc., Silver Spring, MD) alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para medir la intensidad de campo de los campos asociados con la onda superficial guiada. Los medidores de campo o FS se pueden configurar para detectar la intensidad de campo y/o cambios en la intensidad de campo (por ejemplo, intensidad de campo eléctrico) y comunicar esa información al sistema de control de sonda 418. La información se puede comunicar al sistema de control de sonda 418 a través de una red tal como, pero no se limita a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación apropiada. Conforme la carga y/o condiciones ambientales cambian o varían durante la operación, la sonda

de guía de onda superficial guiada 400 se puede ajustar para mantener las intensidades de campo especificadas en las ubicaciones del medidor FS para asegurar transmisión de energía apropiada a los receptores y las cargas que  
 5 suministran.

Por ejemplo, el retardo de fase ( $\Phi_U$ ,  $\Phi_L$ ) aplicado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente, se puede ajustar para mejorar y/o aumentar  
 10 al máximo la eficiencia de lanzamiento eléctrico de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Al ajustar uno o ambos de los retardos de fase, la sonda de guía de onda superficial guiada 400 se puede ajustar para asegurar que la inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel permanezca al ángulo de Brewster complejo. Esto se puede  
 15 lograr al ajustar una posición de la derivación en la bobina 909 para cambiar el retardo de fase suministrado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ . El nivel de voltaje suministrado a la terminal de carga  $T_1$  también se puede incrementar o disminuir para ajustar la intensidad de  
 20 campo eléctrico. Esto se puede lograr al ajustar el voltaje de salida de la fuente de excitación 412 (figura 4) o al ajustar o reconfigurando el circuito de acoplamiento 409 (figura 4). Por ejemplo, la posición de la derivación 924 (figura 4) para la fuente CA 912 (figura 4) se puede ajustar

para incrementar el voltaje visto por la terminal de carga  $T_1$ . Al mantener los niveles de intensidad de campo dentro de intervalos predefinidos se puede mejorar el acoplamiento por los receptores, reducir las pérdidas de corriente a tierra, y  
5 evitar interferencia con transmisiones de otras sondas de guía de onda superficial guiada 400.

Con referencia a la figura 23A, se muestra un ejemplo de un sistema de control adaptativo 430 que incluye el sistema de control de sonda 418 de la figura 4, que se configura para  
10 ajustar la operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400, con base en condiciones monitorizadas. El sistema de control de sonda 418 se puede implementar con hardware, firmware, software ejecutado por hardware, o una combinación de los mismos. Por ejemplo, el sistema de control de sonda  
15 418 puede incluir circuitería de procesamiento que incluye un procesador y una memoria, ambos de los cuales se pueden acoplar a una interfaz local tal como, por ejemplo, un bus de datos con un bus de direcciones/control anexo como se puede apreciar por aquellos expertos en la técnica. Se puede  
20 ejecutar una aplicación de control de sonda por el procesador para ajustar la operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 con base en las condiciones monitorizadas. El sistema de control de sonda 418 también puede incluir una o más interfaces de red para comunicación

con los diferentes dispositivos de monitorización. Las comunicaciones pueden ser a través de una red tal como, pero no se limita a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación apropiada. El sistema de control de sonda 418  
5 puede comprender, por ejemplo, un sistema de computadora tal como un servidor, computadora de escritorio, laptop, u otro sistema con capacidad similar.

El sistema de control adaptativo 430 puede incluir uno o más medidores de parámetro de tierra 433 tal como, pero no se  
10 limita a, una sonda de medición de conductividad de la figura 22A y/o una sonda de alambre abierto de la figura 22B. Los medidores de parámetros de tierra 433 se pueden distribuir alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 a aproximadamente la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ )  
15 asociada con la frecuencia de operación de la sonda. Por ejemplo, se puede colocar una sonda de alambre abierto de la figura 22B en cada cuadrante alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para monitorizar la conductividad y permitividad del medio conductor con pérdidas como se  
20 describió previamente. Los medidores de parámetros de tierra 433 se pueden configurar para determinar la conductividad y permitividad del medio conductor con pérdidas de una forma periódica y comunicar la información al sistema de control de sonda 418 para ajuste potencial de la sonda de guía de onda

superficial guiada 400. En algunos casos, los medidores de parámetros de tierra 433 pueden comunicar la información al sistema de control de sonda 418 solamente cuando se detecta un cambio en las condiciones monitorizadas.

5        El sistema de control adaptativo 430 también puede incluir uno o más medidores de campo 436 tal como, pero no se limita a, un medidor de intensidad de campo eléctrico (FS). Los medidores de campo 436 se pueden distribuir alrededor de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 más allá de  
10    la distancia crítica de Hankel ( $8R_x$ ) donde la curva de intensidad de campo 103 (figura 1) domina la curva de intensidad de campo radiado 106 (figura 1). Por ejemplo, se puede colocar una pluralidad de medidores de campo 436 a lo largo de uno o más radiales que se extienden hacia fuera de  
15    la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para monitorizar la intensidad de campo eléctrico como se describió previamente. Los medidores de campo 436 se pueden configurar para determinar la intensidad de campo de una forma periódica y comunicar la información al sistema de  
20    control de sonda 418 para ajuste potencial de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. En algunos casos, los medidores de campo 436 pueden comunicar la información al sistema de control de sonda 418 solamente cuando se detecta un cambio en las condiciones monitorizadas.

También se pueden monitorizar otras variables y utilizar para ajustar la operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, la corriente a tierra que fluye a través del poste de puesta a tierra 915 (figuras 5 9A-9B, 17 y 18) se pueden utilizar para monitorizar la operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, la corriente a tierra puede proporcionar una indicación de los cambios en la carga de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 y/o el acoplamiento del campo eléctrico al modo de onda superficial guiada sobre la superficie del medio conductor con pérdidas 403. Se puede determinar la distribución de energía real al monitorizar la fuente CA 912 (o fuente de excitación 412 de la figura 4). En algunas implementaciones, la sonda de guía de onda superficial guiada 400 se puede ajustar para aumentar al máximo el acoplamiento en el modo de guía de onda superficial guiada con base al menos en parte en la indicación de corriente. Al ajustar el retardo de fase suministrado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , la inclinación de onda a la distancia crítica de Hankel se puede mantener para iluminación al ángulo de Brewster complejo para transmisiones de ondas superficiales guiadas en el medio conductor con pérdidas 403 (por ejemplo, la tierra). Esto se puede lograr al ajustar la posición de derivación en la

bobina 909. Sin embargo, la corriente a tierra también se puede afectar por la carga del receptor. Si la corriente a tierra está por encima del nivel de corriente esperado, entonces esto puede indicar que ocurre una carga no contabilizada de la sonda de guía de onda superficial guiada 400.

La fuente de excitación 412 (o fuente CA 912) también se puede monitorizar para asegurar que no se presente sobrecarga. Conforme incrementa la carga real en la sonda de guía de onda superficial guiada 400, se puede incrementar el voltaje de salida de la fuente de excitación 412, o el voltaje suministrado a la terminal de carga  $T_1$  de la bobina, para incrementar los niveles de intensidad de campo, evitando de esta forma corrientes de carga adicionales. En algunos casos, los propios receptores se pueden utilizar como sensores que monitorizan la condición del modo de guía de onda superficial guiada. Por ejemplo, los receptores pueden monitorizar intensidad de campo y/o carga demandada en el receptor. Los receptores se pueden configurar para comunicar información acerca de las condiciones operacionales actuales al sistema de control de sonda 418. La información se puede comunicar al sistema de control de sonda 418 a través de una red tal como, pero no se limita a, una LAN, WLAN, red celular, u otra red de comunicación apropiada. Con base en la

información, el sistema de control de sonda 418 entonces puede ajustar la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para operación continua. Por ejemplo, el retardo de fase ( $\phi_v$ ,  $\phi_L$ ) aplicado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente, se puede ajustar para mejorar y/o aumentar al máximo la eficiencia de lanzamiento eléctrico de la sonda de guía de onda superficial guiada 400, para suministrar las demandas de carga de los receptores. En algunos casos, el sistema de control de sonda 418 puede ajustar la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para reducir la carga en la fuente de excitación 412 y/o la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, el voltaje suministrado a la terminal de carga  $T_1$  se puede reducir para disminuir la intensidad de campo e impedir el acoplamiento a una porción de los dispositivos de carga más distantes.

La sonda de guía de onda superficial guiada 400 se puede ajustar por el sistema de control de sonda 418 utilizando, por ejemplo, uno o más controladores de derivación 439. En la figura 23A, la conexión de la bobina 909 a la terminal de carga superior  $T_1$  se controla por un controlador de derivación 439. En respuesta a un cambio en las condiciones monitorizadas (por ejemplo, un cambio en conductividad,

permitividad, y/o intensidad de campo eléctrico), el sistema de control de sonda puede comunicar una sistema de control al controlador de derivación 439 para iniciar un cambio en la posición de la derivación. El controlador de derivación 439 se puede configurar para variar la posición de la derivación de forma continua a lo largo de la bobina 909 o de forma incremental con base en conexiones de derivación predefinidas. La señal de control puede incluir una posición de derivación especificada o indicar un cambio por un número definido de conexiones de derivación. Al ajustar la posición de la derivación, se puede ajustar el retardo de fase de la terminal de carga  $T_1$  para mejorar la eficiencia de lanzamiento del modo de guía de onda superficial guiada.

En tanto que la figura 23A ilustra un control de derivación 439 acoplado entre la bobina 909 y la terminal de carga  $T_1$ , en otras modalidades la conexión 442 de la bobina 909 a la terminal de compensación inferior  $T_2$  también puede incluir un controlador de derivación 439. La figura 23B muestra otra modalidad de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 con un control de derivación 439 para ajustar el retardo de fase de la terminal de compensación  $T_2$ . La figura 23C muestra una modalidad de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 donde el retardo de fase de ambas terminales  $T_1$  y  $T_2$  se puede controlar utilizando los

controladores de derivación 439. Los controladores de derivación 439 se pueden controlar independientemente o concurrentemente por el sistema de control de sonda 418. En ambas modalidades, está incluida una red de acoplamiento de impedancias 445 para acoplar la fuente CA 912 a la bobina 909. En algunas implementaciones, la fuente CA 912 se puede acoplar a la bobina 909 a través de un control de derivación 439, que se puede controlar por el sistema de control de sonda 418 para mantener una condición acoplada para máxima transferencia de energía de la fuente CA.

Con referencia de nuevo a la figura 23A, la sonda de guía de onda superficial guiada 400 también se puede ajustar por el sistema de control de sonda 418 utilizando, por ejemplo, un sistema de posicionamiento de terminal de carga 448 y/o un sistema de posicionamiento de terminal de compensación 451. Al ajustar la altura de la terminal de carga  $T_1$  y/o la terminal de compensación  $T_2$ , y de esta forma la distancia entre las dos, es posible ajustar el acoplamiento en el modo de guía de onda superficial guiada. Los sistemas de posicionamiento de terminales 448 y 451 se pueden configurar para cambiar la altura de las terminales  $T_1$  y  $T_2$  al elevar o descender linealmente la terminal a lo largo del eje  $z$  normal al medio conductor con pérdidas 403. Por ejemplo, se pueden utilizar motores lineales para trasladar

las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$  hacia arriba o hacia abajo utilizando árboles aislados acoplados a las terminales. Otras modalidades pueden incluir engranajes aislados y/o alambres de sujeción y poleas, engranajes de tornillo, u otro mecanismo apropiado que pueda controlar el posicionamiento de las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ . El aislamiento de los sistemas de posicionamiento de terminales 448 y 451 impide la descarga de la carga que está presente en las terminales de carga y compensación  $T_1$  y  $T_2$ .

Por ejemplo, una estructura aislante puede soportar la terminal de carga  $T_1$  por encima de la terminal de compensación  $T_2$ . Por ejemplo, se puede utilizar un mástil de fibra de vidrio aislante RF para soportar las terminales de compensación y carga  $T_1$  y  $T_2$ . Las terminales de compensación y carga  $T_1$  y  $T_2$  se pueden colocar de forma individual utilizando el sistema de posicionamiento de terminal de carga 448 o sistemas de posicionamiento de terminal de compensación 451 para mejorar y/o aumentar al máximo la eficiencia de lanzamiento eléctrico de la sonda de guía de onda superficial guiada 400.

Como se ha analizado, el sistema de control de sonda 418 del sistema de seguridad adaptativo 430 puede monitorizar las condiciones de operación de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 al comunicarse con uno o más

dispositivos de monitorización ubicados de forma remota tal como, pero no se limita a, un medidor de parámetros de tierra 433 y/o un medidor de campo 436. El sistema de control de sonda 418 también puede monitorizar otras condiciones al acceder a información de, por ejemplo, el amperímetro de corriente a tierra 927 (figuras 23B y 23C) y/o la fuente CA 912 (o fuente de excitación 412). Con base en la información monitorizada, el sistema de control de sonda 418 puede determinar si es necesario el ajuste de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para mejorar y/o aumentar al máximo la eficiencia de lanzamiento. En respuesta a un cambio en una o más de las condiciones monitorizadas, el sistema de control de sonda 418 puede iniciar un ajuste de uno o más del retardo de fase ( $\Phi_v$ ,  $\Phi_L$ ) aplicado a la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente, y/o la altura física ( $h_v$ ,  $h_d$ ) de la terminal de carga  $T_1$  y/o terminal de compensación  $T_2$ , respectivamente. En algunas implementaciones, el sistema de control de sonda 418 puede evaluar las condiciones monitorizadas para identificar la fuente del cambio. Si las condiciones monitorizadas se provocaron por un cambio en la carga del receptor, entonces se puede evitar el ajustar de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Si las condiciones monitorizadas

afectan la eficiencia de lanzamiento de la sonda de guía de onda superficial guiada 400, entonces el sistema de control de sonda 418 puede iniciar los ajustes de la sonda de guía de onda superficial guiada 400 para mejorar y/o aumentar al  
5 máximo la eficiencia de lanzamiento.

En algunas modalidades, el tamaño de la terminal de carga  $T_1$  también se puede ajustar para controlar el acoplamiento en el modo de onda superficial guiada. Por ejemplo, la auto-capacitancia de la terminal de carga  $T_1$  se  
10 puede variar al cambiar el tamaño de la terminal. La distribución de carga también se puede mejorar al incrementar el tamaño de la terminal de carga  $T_1$ , que puede reducir la probabilidad de una descarga eléctrica de la terminal de carga  $T_1$ . El control del tamaño de la terminal de carga  $T_1$  se  
15 puede proporcionar por el sistema de control de sonda 418 a través del sistema de posicionamiento de terminal de carga 448 o a través de un sistema de control separado.

Las figuras 24A y 24B ilustran un ejemplo de una terminal variable 203 que se puede utilizar como una terminal  
20 de carga  $T_1$  de la sonda de guía de onda superficial guiada 400. Por ejemplo, la terminal variable 203 puede incluir una sección cilíndrica interior 206 anidada dentro de una sección cilíndrica exterior 209. Las secciones cilíndricas interior y exterior 206 y 209 pueden incluir placas a través de la parte

inferior y superior, respectivamente. En la figura 24A, la terminal variable de forma cilíndrica 203 se muestra en una condición contraída que tiene un primer tamaño, que se puede asociar con un primer diámetro esférico efectivo. Para  
5 cambiar el tamaño de la terminal, y por lo tanto el diámetro esférico efectivo, se puede extender una o ambas secciones de la terminal variable 203 para incrementar el área superficial como se muestra en la figura 24B. Esto se puede lograr utilizando un mecanismo de impulsión tal como un motor  
10 eléctrico o cilindro hidráulico que se aísla eléctricamente para impedir descarga de la carga en la terminal.

Además de lo anterior, las diferentes modalidades de la presente descripción incluyen, pero no se limitan a, las modalidades expuestas en las siguientes cláusulas.

15 Cláusula 1. Una sonda de guía de onda superficial guiada, que comprende: una terminal de carga elevada por encima de un medio conductor con pérdidas; y un circuito de acoplamiento configurado para acoplar una fuente de excitación a la terminal de carga, el circuito de  
20 acoplamiento configurado para proporcionar un voltaje a la terminal de carga que establece un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda ( $\theta$ ) que se cruza con el medio conductor con pérdidas a una tangente de un ángulo de

Brewster complejo ( $\psi_{1,2}$ ) a una distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ) de la sonda de guía de onda superficial guiada.

5 Clausula 2. La sonda de guía de onda superficial guiada de la cláusula 1, en donde el circuito de acoplamiento comprende una bobina acoplada entre la fuente de excitación y la terminal de carga.

10 Cláusula 3. La sonda de guía de onda superficial guiada de la cláusula 2, en donde la bobina es una bobina helicoidal.

Cláusula 4. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de las cláusulas 2 y 3, en donde la fuente de excitación se acopla a la bobina a través de una conexión de derivación.

15 Cláusula 5. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 2-4, en donde la conexión de derivación está en un punto de acoplamiento de impedancias en la bobina.

20 Cláusula 6. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de las cláusulas 2-5, en donde se una red de acoplamiento de impedancias se acopla entre la fuente de excitación y la conexión de derivación en la bobina.

Cláusula 7. Las sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 2-6, en donde la fuente de excitación se acopla magnéticamente a la bobina.

Cláusula 8. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 2-7, en donde la terminal de carga se acopla a la bobina a través de una conexión de derivación.

5       Cláusula 9. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 1-8 en donde la terminal de carga se coloca a una altura física ( $h_p$ ) que corresponde a una magnitud de una altura efectiva de la sonda de guía de onda superficial guiada, donde la altura efectiva  
10       está dada por  $h_{eff} = R_x \tan \psi_{i,B} = h_p e^{j\Phi}$ , con  $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$  y  $\Phi$  es una fase de la altura efectiva.

Cláusula 10. La sonda de guía de onda superficial guiada  
15       de la cláusula 9, en donde la fase  $\Phi$  es aproximadamente igual a un ángulo  $\Psi$  de la inclinación de onda de iluminación que corresponde al ángulo de Brewster complejo.

Cláusula 11. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 1-10, en donde la  
20       terminal de carga tiene un diámetro esférico efectivo, y la terminal de carga se coloca a una altura que es al menos cuatro veces el diámetro esférico efectivo.

Cláusula 12. La sonda de guía de onda superficial guiada de la cláusula 11, en donde la terminal de carga es una

terminal esférica con el diámetro esférico efectivo igual a un diámetro de la terminal esférica.

Cláusula 13. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 11 y 12, en donde la  
5 altura de la terminal de carga es mayor que una altura física

( $h_p$ ) que corresponde a una magnitud de una altura efectiva de la sonda de guía de onda superficial guiada, donde la altura

efectiva está dada por  $h_{eff} = R_x \tan \psi_{iB} = h_p e^{j\Phi}$ , con

10

$$\psi_{iB} = (\pi/2) - \theta_{iB}.$$

15

Cláusula 14. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 11-13, que comprende además una terminal de compensación colocada por debajo de la  
terminal de carga, la terminal de compensación acoplada al  
circuito de acoplamiento.

20

Cláusula 15. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 11-14, en donde la terminal de compensación se coloca por debajo de la terminal  
de carga a una distancia igual a la altura física ( $h_p$ ).

Cláusula 16. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 11-15, en donde  $\Phi$  es una diferencia de fase compleja entre la terminal de

compensación y la terminal de carga.

Cláusula 17. La sonda de guía de onda superficial guiada de cualquiera de una de las cláusulas 1-16, en donde el medio conductor con pérdidas es un medio terrestre.

5        Cláusula 18. Un sistema, que comprende: una sonda de guía de onda superficial guiada, que incluye: una terminal de carga elevada por encima de un medio conductor con pérdidas; y un circuito de acoplamiento configurado para proporcionar un voltaje a la terminal de carga que establece un campo  
10        eléctrico que tiene una inclinación de onda ( $\theta$ ) que se cruza con el medio conductor con pérdidas a una tangente de un ángulo de Brewster complejo ( $\psi_c$ ) a una distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ) de la sonda de guía de onda superficial  
15        guiada; y una fuente de excitación acoplada a la terminal de carga a través del circuito de acoplamiento.

Cláusula 19. El sistema de la cláusula 18, que comprende además un sistema de control de sonda configurado para ajustar la sonda de guía de onda superficial guiada con base  
20        al menos en parte en las características del medio conductor con pérdidas.

Cláusula 20. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 18 y 19, en donde el medio conductor con pérdidas es un medio terrestre.

Cláusula 21. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 18-20, en donde el circuito de acoplamiento comprende una bobina acoplada entre la fuente de excitación y la terminal de carga, la terminal de carga acoplada a la bobina a través de una derivación variable.

Cláusula 22. El sistema de la cláusula 21, en donde la bobina es una bobina helicoidal.

Cláusula 23. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 21 y 22, en donde el sistema de control de sonda ajusta una posición de la derivación variable en respuesta a un cambio en las características del medio conductor con pérdidas.

Cláusula 24. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 21-23, en donde el ajuste de la posición de la derivación variable ajusta la inclinación de onda de campo eléctrico para corresponder a una iluminación de onda que se cruza con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster complejo ( $\psi_{i,s}$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ).

Cláusula 25. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 21-24, en donde la sonda de guía de onda superficial guiada comprende además una terminal de compensación colocada por debajo de la terminal de carga, la terminal de compensación acoplada al circuito de

acoplamiento.

Cláusula 26. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 21-25, en donde la terminal de compensación se coloca por debajo de la terminal de carga a una distancia  
5 igual a una altura física ( $h_p$ ) que corresponde a una magnitud de una altura efectiva de la sonda de guía de onda superficial guiada, donde la altura efectiva está dada por  
$$h_{eff} = R_x \tan \psi_{t,s} = h_p e^{j\Phi}, \text{ con } \psi_{t,s} = (\pi/2) - \theta_{t,s} \text{ y en donde } \Phi \text{ es una}$$
  
10 diferencia de fase compleja entre la terminal de compensación y la terminal de carga.

Cláusula 27. El sistema de cualquiera de una de las cláusulas 21-26, en donde el sistema de control de sonda ajusta una posición de la terminal de compensación en  
15 respuesta a un cambio en las características del medio conductor con pérdidas.

Cláusula 28. Un método, que comprende:

colocar una terminal de carga a una altura definida sobre un medio conductor con pérdidas;  
20 colocar una terminal de compensación por debajo de la terminal de carga, la terminal de compensación separada por una distancia definida; y  
excitar la terminal de carga y la terminal de compensación con voltajes de excitación que tienen una

diferencia de fase compleja, en donde los voltajes de excitación establecen un campo eléctrico que tiene una inclinación de onda ( $W$ ) que corresponde a una onda que ilumina el medio conductor con pérdidas a un ángulo de Brewster complejo ( $\psi_{i,B}$ ) a una distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ) de la terminal de carga y la terminal de compensación.

Cláusula 29. El método de la cláusula 28, en donde la terminal de carga tiene un diámetro esférico efectivo, y la terminal de carga se coloca a la altura definida que es al menos cuatro veces el diámetro esférico efectivo.

Cláusula 30. El método de cualquiera de una de las cláusulas 28 y 29, en donde la distancia definida es igual a una altura física ( $h_p$ ) que corresponde a una magnitud de una altura efectiva de la terminal de carga, en donde la altura efectiva está dada por  $h_{eff} = R_x \tan \psi_{i,B} = h_p e^{j\Phi}$ , con  $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$  y en donde  $\Phi$  es la diferencia de fase compleja entre la terminal de compensación y la terminal de carga.

Cláusula 31. El método de cualquiera de una de las cláusulas 28-30, en donde la terminal de carga y la terminal de compensación se acoplan a una fuente de excitación a

través de una bobina,, la terminal de carga acoplada a la bobina por una derivación variable.

Cláusula 32. El método de la cláusula 31, que comprende además el ajuste de una posición de la derivación variable  
5 para establecer el campo eléctrico que tiene la inclinación de onda que se cruza con el medio conductor con pérdidas al ángulo de Brewster complejo ( $\psi_{1,2}$ ) a la distancia crítica de Hankel ( $R_x$ ).

10 Se debe enfatizar que las modalidades anteriormente descritas de la presente descripción son simplemente ejemplos posibles de implementaciones expuestas para un entendimiento claro de los principios de la descripción. Se pueden realizar muchas variaciones y modificaciones a las modalidades  
15 anteriormente descritas sin apartarse sustancialmente del espíritu y principios de la descripción. Se propone que todas estas variaciones y modificaciones estén incluidas en la presente dentro del alcance de esta descripción y protegidas por las siguientes reivindicaciones. Además, todas las  
20 características y modificaciones opcionales y preferidas de las modalidades descritas y reivindicaciones dependientes son utilizables en todos los aspectos de la descripción enseñada en la presente. Además, las características individuales de las reivindicaciones dependientes, así como todas las características y modificaciones opcionales y preferidas de

las modalidades descritas son combinables e intercambiables entre sí donde corresponda. Para este fin, las diferentes modalidades descritas anteriormente describen elementos que se pueden combinar opcionalmente en una variedad de formas  
5 dependiendo de la implementación deseada.

10

15

20