



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201711332 A

(43)公開日：中華民國 106 (2017) 年 03 月 16 日

(21)申請案號：105107228

(22)申請日：中華民國 105 (2016) 年 03 月 09 日

(51)Int. Cl. : **H02J5/00 (2016.01)**

(30)優先權：2015/06/02 美國 14/728,492

2015/06/02 美國 14/728,507

(71)申請人：C P G 科技有限責任公司 (美國) CPG TECHNOLOGIES, LLC (US)

美國

(72)發明人：科姆詹姆士 F CORUM, JAMES F. (US) ; 科姆肯尼 L CORUM, KENNETH L. (US)

(74)代理人：李世章；彭國洋

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：72 項 圖式數：20 共 110 頁

(54)名稱

經導引之表面波的激發與使用

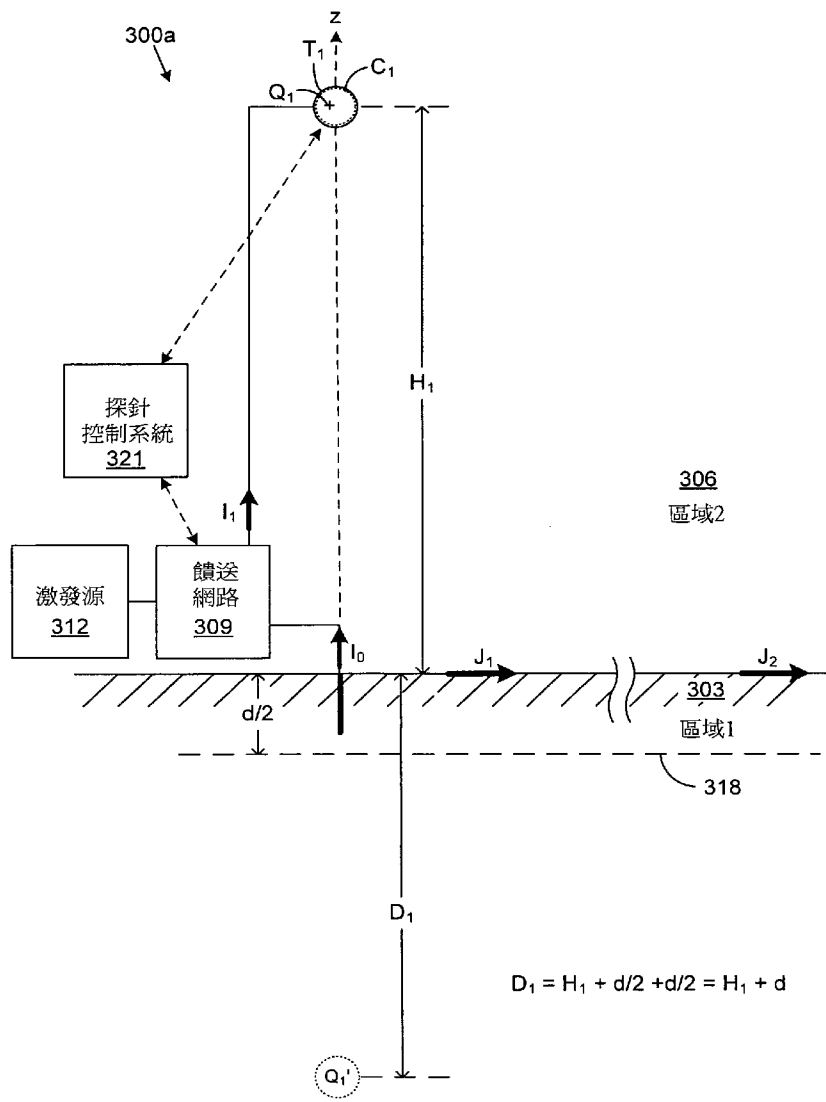
EXCITATION AND USE OF GUIDED SURFACE WAVES

(57)摘要

揭示用於傳送與接收以沿著有損傳導介質(像是例如，陸地介質)的表面的導引式表面波導模態的形式傳送的能量之各種實施例，導引式表面波導模態係由導引式表面波導探針所激發。

Disclosed are various embodiments for transmitting and receiving energy conveyed in the form of a guided surface-waveguide mode along the surface of a lossy medium such as, e.g., a terrestrial medium excited by a guided surface waveguide probe.

指定代表圖：



第3圖

- 符號簡單說明：
- 300a . . . 導引式表面波導探針
 - 303 . . . 有損傳導介質
 - 306 . . . 第二介質
 - 309 . . . 饋送網路
 - 312 . . . 激發源
 - 318 . . . 傳導鏡像地平面
 - 321 . . . 探針控制系統
 - C_1 . . . 自身電容值
 - H_1 . . . 高度
 - Q_1 . . . 電荷
 - T_1 . . . 電荷端子

201711332

【發明摘要】

H02J 5/00 (2016.01)

【中文發明名稱】經導引之表面波的激發與使用

【英文發明名稱】EXCITATION AND USE OF GUIDED SURFACE WAVES

【中文】

揭示用於傳送與接收以沿著有損傳導介質（像是例如，陸地介質）的表面的導引式表面波導模態的形式傳送的能量之各種實施例，導引式表面波導模態係由導引式表面波導探針所激發。

【英文】

Disclosed are various embodiments for transmitting and receiving energy conveyed in the form of a guided surface-waveguide mode along the surface of a lossy medium such as, e.g., a terrestrial medium excited by a guided surface waveguide probe.

【指定代表圖】第（3）圖。

【代表圖之符號簡單說明】

300a 導引式表面波導探針

303 有損傳導介質

306 第二介質

309 饋送網路

312 激發源

318 傳導鏡像地平面

321 探針控制系統

C₁ 自身電容值H₁ 高度

Q₁ 電 荷

T₁ 電 荷 端 子

【特徵化學式】

無

【發明說明書】

【中文發明名稱】經導引之表面波的激發與使用

【英文發明名稱】EXCITATION AND USE OF GUIDED SURFACE WAVES

【相關申請案之交互參照】

【0001】 本申請案係關於審查中的美國非先行專利申請案，標題為「有損介質上的導引式表面波模態的激發與使用（Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media）」，其申請於2013年3月7日，且所分派的申請案號為第13/789,538號，且於2014年9月11日公開為公開號US2014/0252886A1，且本文以引用之方式將其全部併入。本申請案也關於審查中的美國非先行專利申請案，標題為「有損介質上的導引式表面波模態的激發與使用（Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media）」，其申請於2013年3月7日，且所分派的申請案號為第13/789,525號，且於2014年9月11日公開為公開號US2014/0252865A1，且本文以引用之方式將其全部併入。本申請案另外關於審查中的美國非先行專利申請案，標題為「有損介質上的導引式表面波模態的激發與使用（Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media）」，其申請於2014年9月10日，且所分派的申請案號為第14/483,089號，且本文以引用之方式將其全部併入。本申請案另外

關於審查中的美國非先行專利申請案，標題為「導引式表面波的激發與使用（Excitation and Use of Guided Surface Wave）」，其申請於2015年6月2日，且所分派的申請案號為第14/728,507號，且本申請案另外關於審查中的美國非先行專利申請案，標題為「導引式表面波的激發與使用（Excitation and Use of Guided Surface Wave）」，其申請於2015年6月2日，且所分派的申請案號為第14/728,492號，且本文以引用之方式將兩者全部併入。

【技術領域】

【0002】 本發明係關於經導引之表面波的激發與使用。

【先前技術】

【0003】 一個多世紀以來，無線電波所傳輸的信號涉及到使用傳統的天線結構來發射的輻射場。相對於無線電科學，上個世紀的電力分配系統涉及到沿著電導體導引的能量的傳輸。射頻（RF）與電力傳輸之間的這種理解與區別自從1900年代初期就已經存在。

【發明內容】

【0004】 在根據本發明的一實施例中，提供一種方法，該方法包括下述步驟：定位電荷端子於有損傳導介質之上的界定高度處；調整連接至電荷端子的饋送網路的相位延遲，以匹配於波傾斜角，波傾斜角對應於與有損傳導介質相關的入射的複數布魯斯特角（Brewster

angle)；基於與有損傳導介質相關的鏡像地平面阻抗，來調整電荷端子的負載阻抗；以及經由饋送網路利用激發電壓來激發電荷端子，其中激發電壓建立電場，該電場耦合至沿著有損傳導介質的表面的導引式表面波導模態。

【0005】 在根據本發明的另一實施例中，提供一種導引式表面波導探針，包括：電荷端子，電荷端子升高於有損傳導介質之上；以及饋送網路，饋送網路係配置來耦接激發源至電荷端子，饋送網路係配置來以相位延遲提供電壓至電荷端子，相位延遲匹配於波傾斜角，波傾斜角相關於與有損傳導介質相關的入射的複數布魯斯特角，且電荷端子具有負載阻抗，負載阻抗係基於與有損傳導介質相關的鏡像地平面阻抗來決定。

【0006】 在根據本發明的又另一實施例中，提供一種方法，包括下述步驟：定位導引式表面波導探針的電荷端子於有損傳導介質之上的界定高度處；調整導引式表面波導探針的行進波相位延遲，以匹配於有損傳導介質的表面波的波傾斜角；藉由利用來自導引式表面波導探針的傳輸線部分的相位延遲以及產生自傳輸線部分的特性阻抗中的不連續性之相位跳躍，在導引式表面波導探針上同時激發疊加駐波，疊加駐波係基於複數鏡像平面，複數鏡像平面位於離導引式表面波導探針的基部一複數深度處；以及經由傳輸線部分利用激發電壓來激發

電荷端子，其中激發電荷分布建立電場，電場耦合至沿著有損傳導介質的表面的導引式表面波導模態。

【0007】 在根據本發明的一實施例中，提供一種方法，包括下述步驟：耦接接收結構至有損傳導介質；以及模態匹配於建立於有損傳導介質上的導引式表面波，其中接收結構的行進波相位延遲匹配於與導引式表面波相關的波傾斜角，波傾斜角係至少部分基於接收結構的附近中的有損傳導介質的特性。

【0008】 在根據本發明的另一實施例中，提供一種接收結構，用於模態匹配於有損傳導介質上建立的導引式表面波，且接收結構包括：電荷端子，電荷端子升高於有損傳導介質之上；以及接收器網路，接收器網路耦接於電荷端子與有損傳導介質之間，接收器網路具有相位延遲，相位延遲匹配於與導引式表面波相關的波傾斜角，波傾斜角至少部分基於接收結構的附近中的有損傳導介質的特性。

【0009】 在根據本發明的又另一實施例中，提供一種方法，包括下述步驟：相對於陸地介質來定位接收結構；以及經由接收結構來接收能量，該能量以在陸地介質的表面的導引式表面波的形式來傳送。

【0010】 在根據本發明的一實施例中，提供一種設備，包括：接收結構，接收結構接收能量，該能量以沿著陸地介質的表面的導引式表面波的形式來傳送。

【0011】 在根據本發明的另一實施例中，提供一種電力傳輸系統，包括：導引式表面波導探針，導引式表面波導探針以沿著陸地介質的表面的導引式表面波的形式來傳送電能；以及接收結構，接收結構接收該電能。

【圖式簡單說明】

【0012】 本揭示案的許多態樣可參考以下圖式來較佳地理解。圖式中的元件不需要依尺寸繪製，重點反而放在清楚地例示本揭示案的原理。此外，在圖式中，類似的元件符號在數個圖式中將用以表示對應的部件。

【0013】 第1圖為曲線圖，針對導引式電磁場與輻射電磁場，繪示場強度作為距離的函數。

【0014】 第2圖根據本揭示案的各種實施例，為例示具有兩個區域的傳播界面的圖式，用於傳輸導引式表面波。

【0015】 第3圖根據本揭示案的實施例，為例示導引式表面波導探針的圖式，導引式表面波導探針相對於第2圖的傳播界面而設置。

【0016】 第4圖根據本揭示案的各種實施例，為第一階漢克爾函數之近距離與遠距離漸近線的大小的範例的繪圖。

【0017】 第5A圖與第5B圖根據本揭示案的各種實施例，為例示電場的入射的複數角度的圖式，電場由導引式表面波導探針合成。

【0018】第6圖根據本揭示案的各種實施例，為例示位置上的電荷端子的升高的影響的圖示，在該位置，第5A圖的電場以布魯斯特角相交於有損傳導介質。

【0019】第7圖根據本揭示案的實施例，為導引式表面波導探針的範例的圖示。

【0020】第8A圖至第8C圖根據本揭示案的各種實施例，為例示第3圖與第7圖的導引式表面波導探針的等效鏡像平面模型的範例的圖示。

【0021】第9A圖與第9B圖根據本揭示案的各種實施例，為例示第8B圖與第8C圖的等效鏡像平面模型的單線傳輸線與古典傳輸線模型的範例的圖示。

【0022】第10圖根據本揭示案的各種實施例，為流程圖，例示調整第3圖與第7圖的導引式表面波導探針的範例，以發射沿著有損傳導介質的表面的導引式表面波。

【0023】第11圖根據本揭示案的各種實施例，為例示第3圖與第7圖的導引式表面波導探針的波傾斜角與相位延遲之間的關係的範例的繪圖。

【0024】第12圖根據本揭示案的各種實施例，為史密斯圖表，例示第3圖與第7圖的導引式表面波導探針的負載阻抗的調整的範例。

【0025】第13圖根據本揭示案的實施例，為比較第3圖與第7圖的導引式表面波導探針的測量的與理論的場強度的繪圖。

【0026】第14A圖至第14C圖根據本揭示案的各種實施例，繪示接收結構的範例，接收結構可用於接收以由導引式表面波導探針發射的導引式表面波的形式傳輸的能量。

【0027】第14D圖根據本揭示案的各種實施例，為流程圖，例示調整接收結構的範例。

【0028】第15圖根據本揭示案的各種實施例，繪示額外的接收結構的範例，可用於接收以由導引式表面波導探針發射的導引式表面波的形式傳輸的能量。

【0029】第16A圖根據本揭示案的實施例，繪示示意圖，表示第14A圖與第14B圖中繪示的接收器的戴維寧等效電路。

【0030】第16B圖根據本揭示案的實施例，繪示示意圖，表示第15圖中繪示的接收器的諾頓等效電路。

【0031】第17A圖與第17B圖根據本揭示案的實施例，為示意圖，分別表示導電率測量探針與開路導線探針的範例。

【0032】第18圖根據本揭示案的各種實施例，為示意圖，繪示第3圖的探針控制系統所使用的適應式控制系統的範例。

【0033】第19A圖至第19B圖與第20圖根據本揭示案的各種實施例，為使用作為電荷端子的可變端子的範例的繪圖。

【實施方式】

【0034】 首先，將建立一些術語，以提供概念的討論的清楚性來遵循。首先，如同本文所考慮的，在**輻射電磁場**與**導引式電磁場**之間畫出正式的區分。

【0035】 如同本文所考慮的，**輻射電磁場**包括並不束縛於波導而以波的形式發射自來源結構的電磁能量。例如，**輻射電磁場**通常為離開電性結構（例如，天線）的場，並且傳播通過大氣或其他介質，並且不束縛於任何波導結構。一旦**輻射電磁波**離開電性結構（例如，天線），**輻射電磁波**繼續傳播於傳播介質（例如，空氣）中，無關乎其來源，直到它們消散，不論來源是否繼續操作。一旦**電磁波**輻射，它們為不可恢復的，除非攔截，且若未受到攔截，**輻射電磁波**中固有的能量會永遠失去。藉由最大化**輻射電阻**與結構損耗電阻的比率，電性結構（例如，天線）係設計來**輻射電磁場**。**輻射**能量在空間中散播並且損耗，不論接收器是否存在。因為幾何散播，**輻射場**的能量密度為距離的函數。因此，在本文所使用的所有形式的用語「**輻射**」指的是此種形式的電磁傳播。

【0036】 **導引式電磁場**為傳播的**電磁波**，其能量集中在具有不同電磁特性的介質之間的邊界內或附近。在這個意義上，**導引式電磁場**為束縛於波導的**電磁場**，並且可特徵化為藉由波導中的電流流動來傳輸。若沒有負載來接收及/或消耗在**導引式電磁波**中傳送的能量，則沒有能量會損失，除了導引介質的導電率所消耗的能量之外。換句話說，若沒有用於**導引式電磁波**的負載，則沒

有能量消耗。因此，產生導引式電磁場的產生器或其他來源不會傳送實際的電力，除非電阻式負載存在。為此，此種產生器或其他來源實質上空轉，直到負載存在。這等同於運行產生器來產生60赫茲的電磁波，電磁波傳送於沒有電負載的電力線上。應注意到，導引式電磁場或波相當於所謂的「傳輸線模態」。這不同於輻射電磁波，輻射電磁波的實際電力在所有時間都供應，以產生輻射波。不像輻射電磁波，在能量來源關閉之後，導引式電磁能量不會沿著有限長度的波導繼續傳播。因此，在本文所使用的所有形式的用語「導引」指的是電磁傳播的此傳輸模態。

【0037】現在參見第1圖，在對數dB圖中繪示場強度（伏特/公尺，任意參考值之上的分貝（dB）值）作為距離（公里）的函數之曲線圖100，以進一步例示輻射與導引式電磁場之間的區別。第1圖的曲線圖100繪示導引式場強度曲線103，導引式場強度曲線103繪示導引式電磁場的場強度作為距離的函數。此導引式場強度曲線103實質上相同於傳輸線模態。另外，第1圖的曲線圖100繪示了輻射場強度曲線106，輻射場強度曲線106繪示輻射電磁場的場強度作為距離的函數。

【0038】感興趣的分別是導引波的曲線103與輻射傳播的曲線106的形狀。輻射場強度曲線106按幾何級數地減小（ $1/d$ ，其中 d 為距離），在對數-對數尺度上係繪示為直線。另一方面，導引式場強度曲線103具有指數

衰減特性 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ ，並且在對數 - 對數尺度上展現明顯的膝形 109。導引式場強度曲線 103 與輻射場強度曲線 106 相交於點 113 處，這發生於交叉距離處。在小於相交點 113 處的交叉距離之距離處，導引式電磁場的場強度在大多數的位置處明顯大於輻射電磁場的場強度。在大於交叉距離之距離處，則正好相反。因此，導引式與輻射場強度曲線 103 與 106 進一步例示了導引式與輻射電磁場之間的基本傳播差異。針對導引式與輻射電磁場之間的差異的非正式討論，可參考 Milligan, T. 所寫之「現代天線設計 (*Modern Antenna Design*, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp.8-9)」，本文以引用之方式將其全部併入。

【0039】上述之輻射與導引式電磁波之間的區別係可容易地正式表達並且置於嚴格的基礎上。那兩個如此多樣的解決方案可形成自一個相同的線性偏微分方程、波動方程，分析上遵循施加於此問題上的邊界條件。波動方程的格林函數 (Green function) 本身包括輻射與導引波的性質之間的區別。

【0040】在空的空間中，波動方程為微分算子，其特徵函數具有在複數波數平面上連續的特徵值頻譜。橫向電磁 (TEM, transverse electro-magnetic) 場係稱為輻射場，且那些傳播場係稱為「赫茲波 (Hertzian waves)」。但是，在傳導邊界的存在中，波動方程以及邊界條件在數學上可導出波數的頻譜表示，包括連續

頻譜以及離散頻譜的總和。為此，參考Sommerfeld, A. 所寫之「Uber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie (Annalen der Physik, Vol. 28, 1909, pp. 665-736)」。也參考：Sommerfeld, A. 所寫之「無線電的問題 (Problems of Radio)」，出版為*Partial Differential Equations in Physics – Lectures on Theoretical Physics: Volume VI*的第6章，Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296；Collin, R. E. 所寫之「輻射於有損的地球或海之上的赫茲偶極子：一些早期與20世紀後期的爭議 (Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies)」，*IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79；以及Reich, H. J.、Ordnung, P. F.、Krauss, H. L. 與Skalnik, J. G. 所寫之「微波理論與技術 (Microwave Theory and Techniques)」，Van Nostrand, 1953, pp. 291-293，這些參考文獻的每一者在本文以引用之方式將其全部併入。

【0041】用語「地面波」與「表面波」識別兩種明顯不同的物理傳播現象。表面波在分析上產生自在平面波頻譜中產生離散分量的獨特的極 (pole)。參見，例如

Cullen, A.L. 所寫之「(平面表面波的激發 (The Excitation of Plane Surface Waves) (*Proceedings of the IEE (British)*, Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235)」。在此文章脈絡中，表面波係視為導引式表面波。表面波(在 Zenneck-Sommerfeld 導引波的意義上)在物理上與數學上並不同於地面波(在 Weyl-Norton-FCC 的意義上)，地面波現在在無線電廣播中非常讓人熟悉。這兩種傳播機制產生自複數平面上不同類型的特徵值頻譜(連續的或離散的)的激發。導引式表面波的場強度隨著距離呈指數衰減，如同第1圖的曲線103所示(很像有損波導中的傳播)，並且類似於徑向傳輸線中的傳播，這相反於地面波的古典赫茲輻射，地面波球狀地傳播、具有連續的特徵值、按幾何級數地減小(如同第1圖的曲線106所示)、並且產生自分支切割積分(branch-cut integral)。如同 C.R. Burrows 在「平面土地之上的無線電傳播中的表面波 (The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth (*Proceedings of the IRE*, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219-229))」與「無線電傳輸中的表面波 (The Surface Wave in Radio Transmission (*Bell Laboratories Record*, Vol. 15, June 1937, pp. 321-324))」中實驗證明的，垂直天線輻射地面波，但不會發射導引式表面波。

【0042】綜上所述，第一，波數特徵值頻譜的連續部分（對應於分支切割積分）產生輻射場，以及第二，離散頻譜與對應的殘餘總和（*residue sum*）（產生自積分輪廓所包圍的極）會產生非TEM行進的表面波，在橫越傳播的方向中呈指數衰減。此種表面波為導引式傳輸線模態。為了進一步說明，參考Friedman, B.所寫之「應用數學的原理與技術（*Principles and Techniques of Applied Mathematics*, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283-286, 290, 298-300）」。

【0043】在自由空間中，天線激發波動方程（其為輻射場）的連續特徵值，其中 E_z 與 H_ϕ 為同相、向外傳播的RF能量永遠損失掉。另一方面，波導探針激發離散的特徵值，這產生傳輸線傳播。參見Collin, R. E.所寫之「導引波的場論（*Field Theory of Guided Waves*, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474-477）」。雖然此種理論分析賦予在有損、均勻介質的平面或球形表面之上發射開放的表面導引波的假設可能性，但是一個多世紀以來，在工程領域中沒有存在已知的結構是有任何實際的效率來完成這一點。不幸地，因為它出現在1900年代初期，上述的理論分析實質上維持是一個理論，且沒有已知的結構來實際完成在有損、均勻介質的平面或球形表面之上發射開放的表面導引波。

【0044】根據本揭示案的各種實施例，敘述各種導引式表面波導探針，配置來激發電場，電場耦合至沿著有

損傳導介質的表面的導引式表面波導模態。此種導引式電磁場實質上在大小與相位方面模態匹配於有損傳導介質的表面上之導引式表面波模態。此種導引式表面波模態也可稱為 Zenneck 波導模態。藉由事實上，由本文所述的導引式表面波導探針所激發產生的場實質上模態匹配於有損傳導介質的表面上之導引式表面波導模態，導引式表面波形式的導引式電磁場沿著有損傳導介質的表面發射。根據一實施例，有損傳導介質包括陸地介質，例如地球。

【0045】參見第2圖，繪示傳播界面，提供來檢查 Jonathan Zenneck 於1907年推導出的麥斯威爾方程式 (Maxwell's equation) 的邊界值解，如同於 Zenneck, J. 的論文「沿著平坦的傳導表面之平面電磁波的傳播以及與無線電報的關係 (On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy) , Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, pp. 846-866」中提出的。第2圖繪示圓柱形坐標，用於沿著有損傳導介質(指定為區域1)與絕緣體(指定為區域2)之間的界面的徑向傳播波。區域1可包括任何的有損傳導介質。在一範例中，此種有損傳導介質可包括陸地介質，例如地球或其他介質。區域2為第二介質，與區域1共用邊界面，並且相對於區域1具有不

同的構成參數。區域2可包括例如任何的絕緣體，例如大氣或其他介質。針對此種邊界面，僅有以複數布魯斯特角（complex Brewster angle）入射時，反射係數才是零。參見，Stratton, J.A.所寫之「電磁理論（Electromagnetic Theory），McGraw-Hill, 1941, p. 516」。

【0046】根據各種實施例，本揭示案提出各種導引式表面波導探針，導引式表面波導探針產生的電磁場實質上模態匹配於包括區域1的有損傳導介質的表面的導引式表面波導模態。根據各種實施例，此種電磁場實質上合成了以有損傳導介質的複數布魯斯特角入射、可產生零反射的波前。

【0047】為了進一步解釋，在區域2中，其中假定場變化 $e^{j\omega t}$ ，且其中 $\rho \neq 0$ 且 $z \geq 0$ （其中 z 為正交於區域1的表面之垂直坐標，且 ρ 為圓柱形坐標中的徑向維度），滿足沿著界面的邊界條件之麥斯威爾方程式的Zenneck封閉式精確解可由下面的電場與磁場分量表示：

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

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

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

【0048】在區域1中，其中假定場變化 $e^{j\omega t}$ ，且其中 $\rho \neq 0$ 且 $z \leq 0$ ，滿足沿著界面的邊界條件之麥斯威爾方程式的Zenneck封閉式精確解可由下面的電場與磁場分量表示：

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

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

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

【0049】 在這些表達式中， z 為正交於區域1的表面之垂直坐標，且 ρ 為徑向坐標， $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ 為第二類且階數 n 的複數自變數漢克爾函數（Hankel function）， u_1 為區域1中的正垂直（ z ）方向中的傳播常數， u_2 為區域2中的垂直（ z ）方向中的傳播常數， σ_1 為區域1中的導電率， ω 等於 $2\pi f$ ，其中 f 為激發的頻率， ϵ_o 為自由空間的介電常數， ϵ_1 為區域1的介電常數， A 為來源所施加的來源常數，且 γ 為表面波徑向傳播常數。

【0050】 藉由分離區域1與區域2之間的界面之上與之下的波動方程，並且施加邊界條件，可決定在 $\pm z$ 方向中的傳播常數。此運算在區域2中給定，

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

且在區域1中給定，

$$u_1 = -u_2(\epsilon_r - jx) \quad (8)$$

徑向傳播常數 γ 給定為

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

這是複數表達式，其中 n 為複數折射係數，給定為

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

在所有上述公式中，

$$x = \frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_o}, \text{ 及 } \quad (11)$$

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

其中 ε_r 包括區域 1 的相對介電常數， σ_1 為區域 1 的導電率， ε_0 為自由空間的介電常數，且 μ_0 包括自由空間的磁導率。因此，產生的表面波平行於界面傳播並且垂直於界面呈指數衰減。這稱為消散（*evanescence*）。

【0051】 因此，公式（1）-（3）可視為圓柱形對稱、徑向傳播的波導模態。參見，Barlow, H. M. 與 Brown, J. 所寫之「無線電表面波（*Radio Surface Waves*），Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33」。本揭示案詳細說明了激發此「開放邊界」波導模態之結構。具體地，根據各種實施例，導引式表面波導探針設有適當大小的電荷端子，電荷端子饋入有電壓及/或電流並且相對於區域 2 與區域 1 之間的邊界面而定位。這可較佳地參考第 3 圖來理解，第 3 圖繪示導引式表面波導探針 300a 的範例，導引式表面波導探針 300a 包括電荷端子 T_1 ，電荷端子 T_1 沿著垂直軸 z 升高於有損傳導介質 303（例如，地球）上方，垂直軸 z 正交於有損傳導介質 303 所代表的平面。有損傳導介質 303 構成區域 1，且第二介質 306 構成區域 2 並且與有損傳導介質 303 共用邊界面。

【0052】 根據一實施例，有損傳導介質 303 可包括陸地介質，例如行星地球。為此，此種陸地介質包括其上包含的所有結構或形成物，無論是自然的或人造的。例如，此種陸地介質可包括自然元素，例如岩石、土壤、砂、淡水、海水、樹木、植物、以及構成我們的星球的

所有其他自然元素。此外，此種陸地介質可包括人造的元素，例如混凝土、瀝青、建材、以及其他人造材料。在其他實施例中，有損傳導介質303可包括地球之外的一些介質，不論是自然發生的或人造的。在其他實施例中，有損傳導介質303可包括其他介質，例如人造的表面與結構，例如汽車、飛機、人造材料（例如合板、塑料板、或其他材料）或其他介質。

【0053】 在有損傳導介質303包括陸地介質或地球的情況中，第二介質306可包括土地上方的大氣。因此，大氣可稱為「大氣介質」，包括空氣與構成地球大氣的其他元素。此外，可能，第二介質306可包括相關於有損傳導介質303的其他介質。

【0054】 導引式表面波導探針300a包括饋送網路309，饋送網路309經由例如垂直饋送線導體來耦接激發源312至電荷端子 T_1 。根據各種實施例，電荷 Q_1 施加至電荷端子 T_1 上，以在任何給定的時刻基於施加至端子 T_1 的電壓而合成電場。取決於電場(E)的入射角度(θ_i)，可以實質上模態匹配電場於包括區域1的有損傳導介質303的表面的導引式表面波導模態。

【0055】 藉由考慮公式(1)-(6)的Zenneck封閉形式解，區域1與區域2之間的Leontovich阻抗邊界條件可表達為

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

其中 $\hat{z}$ 為正垂直 (+z) 方向中的單位法線，且 $\vec{H}_2$ 為上面的公式 (1) 所表達之區域 2 中的磁場強度。公式 (13) 意味著公式 (1) - (3) 中指定的電場與磁場可產生沿著邊界面界面的徑向表面電流密度，其中徑向表面電流密度可界定為

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

其中 A 為常數。此外，應注意到，導引式表面波導探針 300 的近距離（針對 $\rho \ll \lambda$ ），公式 (14) 具有下述變化

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

負號表示：當來源電流 (I_o) 垂直向上流動（如同第 3 圖所示），「近距離的」地電流徑向向內流動。藉由場匹配於「近距離的」 H_{ϕ} ，可決定

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

其中在公式 (1) - (6) 與 (14) 中， $q_1 = C_1 V_1$ 。因此，公式 (14) 的徑向表面電流密度可重新表達為

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

公式 (1) - (6) 與 (17) 所表達的場具有束縛至有損界面的傳輸線模態的性質，而非與地面波傳播相關的輻射場。參見 Barlow, H. M. 與 Brown, J. 所寫之「無線電表面波 (Radio Surface Waves)」, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5。

【0056】在此時，提供公式 (1) - (6) 與 (17) 中使用的漢克爾函數 (Hankel function) 的性質的重新檢視，以用於波動方程的這些解。有人可能觀察到，

第一類與第二類且階數 n 的漢克爾函數係界定為第一類與第二類的標準貝塞爾 (B e s s e l) 函數的複數組合

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

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

這些函數分別代表徑向向內 ($H_n^{(1)}$) 與向外 ($H_n^{(2)}$) 傳播的柱狀波。該定義類似於關係式 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ 。參見，例如，Harrington, R.F. 所寫之「時間諧振場 (*Time - Harmonic Fields*)

【 0 0 5 7 】 $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ 為傳出波，可識別自其大的自變數漸近行為 (直接獲得自 $J_n(x)$ 與 $N_n(x)$ 的級數定義)。遠離導引式表面波導探針：

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

當乘以 $e^{j\omega t}$ 時，此函數為形式 $e^{j(\omega t - k\rho)}$ 的向外傳播柱狀波，具有空間變異性 $1/\sqrt{\rho}$ 。第一階 ($n=1$) 解可從公式 (20 a) 決定為

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

導引式表面波導探針的近距離 (針對 $\rho \ll \lambda$)，第一階且第二類的漢克爾函數表現為

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

注意到，這些漸進的表達式為複數量。當 x 為實數量時，公式 (20 b) 與 (21) 在相位相差了 $\sqrt{j}$ ， $\sqrt{j}$ 對應於 45° 的額外相位超前或「相位增加」，或者等同於 $\lambda/8$ 。第一

階且第二類的漢克爾函數的近距離的與遠距離的漸近線具有漢克爾「交叉」或轉變點，其中它們在距離 $\rho = R_x$ 處為相等大小。

【0058】 因此，超過漢克爾交叉點時，「遠距離」表達式的主宰性高於漢克爾函數的「近距離」表達式。至漢克爾交叉點的距離（或漢克爾交叉距離）可如此找出：針對 $-j\gamma\rho$ ，使公式（20b）與（21）相等，並且求 R_x 的解。利用 $x = \sigma/\omega\varepsilon_o$ ，可看出，遠距離與近距離的漢克爾函數漸近線為頻率相關的，其中隨著頻率降低，漢克爾交叉點向外移。也應注意到，漢克爾函數漸近線也可隨著有損傳導介質的導電率（ σ ）的改變而改變。例如，土壤的導電率會隨著天氣狀況的改變而改變。

【0059】 參見第4圖，針對導電率 $\sigma = 0.010$ 歐姆/公尺且相對介電常數 $\varepsilon_r = 15$ 的區域1，在操作頻率 1850 kHz 下繪示公式（20b）與（21）的第一階漢克爾函數的大小的曲線圖的範例。曲線403為公式（20b）的遠距離漸近線的大小，且曲線406為公式（21）的近距離漸近線的大小，其中漢克爾交叉點409發生於距離 $R_x = 54$ 英尺處。當大小相等時，相位偏移存在於漢克爾交叉點409處的兩條漸近線之間。也可看出，漢克爾交叉距離遠小於操作頻率的波長。

【0060】 考慮區域2中的Zenneck封閉形式解的公式（2）與（3）所給定的電場分量，可看出， E_z 與 E_ρ 的比率漸漸趨近於

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

其中， n 為公式(10)的複數折射係數，且 θ_i 為電場的入射角。此外，公式(3)的模態匹配電場的垂直分量漸漸趨近於

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

這線性正比於端子電壓時的升高的電荷端子的電容值的隔離分量上的自由電荷， $q_{free} = C_{free} \times V_T$ 。

【0061】例如，第3圖中升高的電荷端子 T_1 的高度 H_1 會影響電荷端子 T_1 上的自由電荷的數量。當電荷端子 T_1 在區域1的地平面附近時，端子上的大部分電荷 Q_1 為「束縛的」。當電荷端子 T_1 升高時，束縛的電荷減少，直到電荷端子 T_1 到達實質上所有的隔離電荷都自由的高度。

【0062】電荷端子 T_1 的增加的電容性高度的優點在於：升高的電荷端子 T_1 上的電荷進一步從地平面移除，導致自由電荷 q_{free} 的增加數量，以耦合能量至導引式表面波導模態。當電荷端子 T_1 移動遠離地平面，電荷分布變成更均勻地分佈在端子的表面周圍。自由電荷的數量相對於電荷端子 T_1 的自身電容值。

【0063】例如，球形端子的電容值可表達為地平面之上的實體高度的函數。在理想的地之上的實體高度 h 處的球體的電容值可給定為

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

其中，球體的直徑為 $2a$ ，且其中 $M = a/2h$ ，其中 h 為球形端子的高度。如同可看見的，端子高度 h 的增加會減少電荷端子的電容值 C 。可顯示出，電荷端子 T_1 的升高為直徑的大約四倍的高度（ $4D = 8a$ ）或更高時，電荷分布在球形端子的周圍為大致均勻的，這可改良至導引式表面波導模態的耦合。

【0064】 在足夠隔離的端子的情況中，導電球體的自身電容值可近似為 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ ，其中 a 為球體的半徑（公尺），且圓盤的自身電容值可近似為 $C = 8\epsilon_0 a$ ，其中 a 為圓盤的半徑（公尺）。電荷端子 T_1 可包括任何形狀，例如球形、圓盤、圓柱體、圓錐、圓環面、罩形、一或更多個環、或任何其他隨機的形狀或形狀的組合。可決定等效的球體直徑，並且用於定位電荷端子 T_1 。

【0065】 這可參見第3圖的範例來進一步理解，其中電荷端子 T_1 升高於有損傳導介質303之上的實體高度 $h_p = H_1$ 處。為了減少「束縛」電荷的影響，電荷端子 T_1 可定位在電荷端子 T_1 的球體直徑（或等效的球體直徑）至少四倍的實體高度處，以減少束縛電荷的影響。

【0066】 接下來參見第5A圖，繪示由第3圖的電荷端子 T_1 上的升高的電荷 Q_1 所產生的電場的射線光學解釋。如同在光學中，最小化入射電場的反射可改良及/或最大化耦合至有損傳導介質303的導引式表面波導模態之能量。針對偏振為平行於入射平面（並非邊界面）的電場（ $E_{||}$ ），入射電場的反射量可使用菲涅爾反射係

數 (Fresnel reflection coefficient) 來決定，菲涅爾反射係數可表達為

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

其中 θ_i 為相對於表面法線所測量之傳統的入射角度。

【0067】 在第5A圖的範例中，射線光學解釋繪示出：偏振為平行於入射平面的入射場具有入射角 θ_i ，入射角 θ_i 相對於表面法線 ($\hat{z}$) 來測量。當 $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ 時，將沒有入射電場的反射，且因此，入射電場將完全耦合至沿著有損傳導介質303的表面之導引式表面波導模態中。可看出，當入射角為下面的公式時，公式(25)的分子變成零

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

其中 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ 。此複數入射角度 ($\theta_{i,B}$) 稱為布魯斯特 (Brewster) 角。返回參見公式(22)，可看出，相同的複數布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 關係存在於公式(22)與(26)兩者中。

【0068】 如同第5A圖所示，電場向量 $\mathbf{E}$ 可繪示為進來的非均勻平面波，偏振為平行於入射平面。電場向量 $\mathbf{E}$ 可產生自獨立的水平與垂直分量，如同

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

幾何上來說，第5A圖的例示促成電場向量 $\mathbf{E}$ 可給定為

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

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

這表示場比率為

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

【0069】 在本文中提到的廣義參數 w (稱為「波傾斜」) 係為水平電場分量與垂直電場分量的比值，給定為

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

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

其為複數並且具有大小與相位。針對區域 2 中的電磁波，波傾斜角 (Ψ) 等於在邊界面處的波前與區域 1 之法線以及邊界面切線之間的角度。這可在第 5 B 圖中更容易看見，第 5 B 圖例示電磁波的等相位表面以及徑向柱形導引式表面波的法線。在具有理想導體的邊界面 ($z = 0$) 處，波前法線平行於邊界面切線，導致 $w = 0$ 。但是，在有損介電質的情況中，因為在 $z = 0$ 處，波前法線不平行於邊界面切線，所以波傾斜 w 存在。

【0070】 應用公式 (30b) 至導引式表面波，得到

$$\tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_{\rho}} = \frac{u_z}{\gamma} = \sqrt{\epsilon_r - j\chi} = n = \frac{1}{w} = \frac{1}{|w|} e^{-j\Psi} \quad (31)$$

其中入射角等於複數布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$)，公式 (25) 的菲涅爾反射係數成為零，如同下面公式所示

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

藉由調整公式 (22) 的複數場比率，可合成以複數角度入射的入射場，其中反射係減少或消除。建立此比率為 $n = \sqrt{\epsilon_r - j\chi}$ ，產生以複數布魯斯特角入射的合成電場，使反射成為零。

【0071】電性有效高度的概念可提供對於具有複數入射角的電場與導引式表面波導探針300的合成之進一步的深入瞭解。電性有效高度（ h_{eff} ）係定義為

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

這是針對具有實體高度（或長度） h_p 的單極。因為該表達式取決於沿著結構的來源分布的大小與相位，有效高度（或長度）一般為複數。針對結構的實體高度（ h_p ）執行結構的分布電流 $I(z)$ 的積分，並且相對於向上流動通過結構的基部（或輸入）之地電流（ I_0 ）進行正規化。沿著結構的分布電流可表達為

$$I(z) = I_c \cos(\beta_0 z) \quad (34)$$

其中 β_0 為在結構上傳播的電流的傳播因子。在第3圖的範例中， I_c 為沿著導引式表面波導探針300a的垂直結構分佈的電流。

【0072】例如，考慮饋送網路309，饋送網路309包括在結構的底部處的低損耗線圈（例如，螺旋線圈）以及連接於線圈與電荷端子 T_1 之間的垂直饋送線導體。因為線圈（或螺旋狀延遲線）所導致的相位延遲為 $\theta_c = \beta_p l_c$ ，其中實體長度為 l_c ，且傳播因子為

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

其中 V_f 為結構上的速度因子， λ_0 為在供應頻率時的波長，且 λ_p 為產生自速度因子 V_f 的傳播波長。相位延遲係相對於地（樁）電流 I_0 來測量。

【0073】此外，沿著垂直饋送線導體的長度 l_w 的空間相位延遲可給定為 $\theta_y = \beta_w l_w$ ，其中 β_w 為垂直饋送線導體的傳播相位常數。在一些實施中，空間相位延遲可近似為 $\theta_y = \beta_w h_p$ ，因為導引式表面波導探針 300a 的實體高度 h_p 與垂直饋送線導體長度 l_w 之間的差遠遠小於供應頻率時的波長 (λ_0)。因此，通過線圈與垂直饋送線導體的總相位延遲為 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ，且從實體結構的底部饋送至線圈的頂部之電流為

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

其中總相位延遲 Φ 係相對於地 (樁) 電流 I_0 來測量。因此，導引式表面波導探針 300 的電性有效高度可近似為

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

這是針對實體高度 $h_p \ll \lambda_0$ 的情況。角度 (或相位位移) Φ 處的單極的複數有效高度 $h_{eff} = h_p$ 可調整，以使來源場匹配於導引式表面波導模態並且使導引式表面波在有損傳導介質 303 上發射。

【0074】在第 5A 圖的範例中，射線光學係用於例示在漢克爾交叉距離 (R_x) 315 處具有複數布魯斯特入射角 ($\theta_{i,B}$) 的入射電場 (E) 的複數角度三角法。記得在公式 (26) 中，針對有損傳導介質，布魯斯特角為複數並且界定為

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

在電性上，幾何參數由電荷端子 T_1 的電性有效高度 (h_{eff}) 來相關聯

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

其中 $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ 為從有損傳導介質的表面測量的布魯斯特角。為了耦合至導引式表面波導模態，在漢克爾交叉距離處的電場的波傾斜可表達為電性有效高度與漢克爾交叉距離的比值

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

因為實體高度 (h_p) 與漢克爾交叉距離 (R_x) 兩者為實數量，所欲之在漢克爾交叉距離 (R_x) 處的導引式表面波傾斜的角度 (Ψ) 等於複數有效高度 (h_{eff}) 的相位 (Φ)。

這表示，藉由改變線圈的供應點處的相位（以及因此，公式 (37) 中的相位位移），可操縱複數有效高度的相位 (Φ) 來匹配於在漢克爾交叉點 315 處的導引式表面波導模態的波傾斜角 Ψ ： $\Phi = \Psi$ 。

【0075】 在第 5A 圖中，繪示直角三角形，具有沿著有損傳導介質表面之長度 R_x 的相鄰邊以及複數布魯斯特角 $\psi_{i,B}$ ，布魯斯特角 $\psi_{i,B}$ 測量於射線 316（延伸於 R_x 處的漢克爾交叉點 315 與電荷端子 T_1 的中心之間）與有損傳導介質表面 317（在漢克爾交叉點 315 與電荷端子 T_1 之間）之間。其中電荷端子 T_1 定位在實體高度 h_p 處，並且利用具有適當的相位延遲 Φ 的電荷來激發，產生的電場在漢克爾交叉距離 R_x 處以布魯斯特角入射於有損傳導介質邊界

界面。在這些條件下，可激發導引式表面波導模態，而沒有反射或實質上為可忽略不計的反射。

【0076】 若電荷端子 T_1 的實體高度減小而未改變有效高度 (h_{eff}) 的相位位移 Φ ，產生的電場在離導引式表面波導探針 300 減小的距離處以布魯斯特角相交於有損傳導介質 303。第 6 圖圖示了減小電荷端子 T_1 的實體高度對於電場以布魯斯特角入射的距離之影響。當高度從 h_3 減小至 h_2 至 h_1 ，電場以布魯斯特角相交於有損傳導介質（例如，地球）的點移動靠近電荷端子的位置。但是，如同公式 (39) 所指出的，電荷端子 T_1 的高度 H_1 （第 3 圖）應等於或高於實體高度 (h_p)，以激發漢克爾函數的遠距離分量。當電荷端子 T_1 定位於有效高度 (h_{eff}) 處或高於有效高度 (h_{eff}) 時，可在漢克爾交叉距離 (R_x) 315 處或超過漢克爾交叉距離 (R_x) 315 處以布魯斯特入射角 ($\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$) 照射有損傳導介質 303，如同第 5A 圖所示。為了減少或最小化電荷端子 T_1 上的束縛電荷，該高度應該為電荷端子 T_1 的球體直徑（或等效的球體直徑）的至少四倍，如同上述。

【0077】 導引式表面波導探針 300 可配置來建立具有波傾斜係對應於以複數布魯斯特角照射有損傳導介質 303 表面的波之電場，藉此藉由實質上模態匹配於在 R_x 處在漢克爾交叉點 315 處（或超過漢克爾交叉距離 315 處）的導引式表面波模態，來激發徑向表面電流。參見第 7 圖，繪示導引式表面波導探針 300b 的範例的圖示，

導引式表面波導探針 300b 包括電荷端子 T_1 。AC 源 712 作用為激發源（第 3 圖的 312），用於電荷端子 T_1 ，AC 源 712 通過包括線圈 709（像是例如，螺旋線圈）的饋送網路（第 3 圖的 309）而耦接至導引式表面波導探針 300b。在其他實施中，AC 源 712 可透過初級線圈而感應式耦合至線圈 709。在一些實施例中，可包括阻抗匹配網路，以改良及 / 或最大化 AC 源 712 至線圈 709 的耦合。

【0078】如同第 7 圖所示，導引式表面波導探針 300b 可包括上電荷端子 T_1 （例如，在高度 h_p 的球體），電荷端子 T_1 沿著垂直軸 z 定位，垂直軸 z 實質上正交於有損傳導介質 303 所代表的平面。第二介質 306 位於有損傳導介質 303 之上。電荷端子 T_1 具有自身電容值 C_T 。在操作期間，電荷 Q_1 施加在端子 T_1 上，取決於任何給定的時刻施加至端子 T_1 的電壓。

【0079】在第 7 圖的範例中，線圈 709 以第一端耦接至接地樁 715 並且經由垂直饋送線導體 718 而耦接至電荷端子 T_1 。在一些實施中，至電荷端子 T_1 的線圈連接可使用線圈 709 的分接頭 721 來調整，如同第 7 圖所示。線圈 709 可透過在線圈 709 的下部處的分接頭 724 藉由 AC 源 712 在操作頻率提供能量。在其他實施中，AC 源 712 可透過初級線圈而感應式耦合至線圈 709。

【0080】導引式表面波導探針 300 的建構與調整可基於各種操作狀況，例如傳輸頻率、有損傳導介質（例如，

土壤導電率 σ 與相對介電常數 ϵ_r) 的狀況、以及電荷端子 T_1 的尺寸。折射係數可從公式 (10) 與 (11) 計算為

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

其中 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$, 其中 $\omega = 2\pi f$ 。導電率 σ 與相對介電常數 ϵ_r 可透

過有損傳導介質 303 的測試測量來決定。從表面法線測量的複數布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 也可從公式 (26) 決定為

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

或者從表面測量，如同第 5 A 圖所示，為

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

在漢克爾交叉距離 (W_{Rx}) 處的波傾斜也可使用公式 (40) 來找出。

【0081】 漢克爾交叉距離也可如此找出：針對 $-jY\rho$ ，使公式 (20b) 與 (21) 的大小相等，並且求 R_x 的解，如同第 4 圖所示。然後可使用漢克爾交叉距離與複數布魯斯特角從公式 (39) 決定電性有效高度為

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

如同可從公式 (44) 中看出，複數有效高度 (h_{eff}) 包括與電荷端子 T_1 的實體高度 (h_p) 相關的大小，以及與在漢克爾交叉距離 (R_x) 處的波傾斜的角度 (Ψ) 相關的相位延遲 (Φ) 。利用這些變數與選擇的電荷端子 T_1 配置，可決定導引式表面波導探針 300 的配置。

【0082】 當電荷端子 T_1 定位於實體高度 (h_p) 處或之上時，可調整饋送網路 (第 3 圖的 309) 及 / 或連接饋送網路至電荷端子 T_1 的垂直饋送線，以匹配電荷端子 T_1

上的電荷 Q_1 的相位 (Φ) 於波傾斜 (w) 的角度 (Ψ) 。
電荷端子 T_1 的大小可選擇成提供足夠大的表面給施加於端子上的電荷 Q_1 。通常，所欲的是，使電荷端子 T_1 如同實用上一樣大。電荷端子 T_1 的大小應足夠大，以避免周圍空氣的離子化，周圍空氣的離子化會導致電荷端子周圍的放電或火花。

【0083】螺旋狀纏繞的線圈的相位延遲 θ_c 可從麥斯威爾方程式來決定，如同 Corum, K.L. 與 J.F. Corum 在下文中討論的：「同調空間模態的 RF 線圈、螺旋共振器與電壓放大 (RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes) ， *Microwave Review*, Vol. 7, No. 2, September 2001, pp. 36-45. 」，本文以引用之方式將其全部併入。針對具有 $H/D > 1$ 的螺旋線圈，沿著線圈的縱軸的波的傳播速度 (v) 與光速 (c) 的比率，或「速度因子」係給定為

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

其中 H 為螺線管螺旋的軸向長度， D 為線圈直徑， N 為線圈匝數， $s = H/N$ 為線圈的匝間距 (或螺旋間距) ，且 λ_0 為自由空間波長。基於此關係，螺旋線圈的電性長度或相位延遲係給定為

$$\theta_c = \beta_p H = \frac{2\pi}{\lambda_p} H = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} H \quad (46)$$

若螺旋係纏繞成螺旋狀或者短且胖，原理是相同的，但是 V_f 與 θ_c 較容易藉由實驗測量來獲得。螺旋傳輸線的特徵（波）阻抗的表達式可獲得為

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ln \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] \quad (47)$$

【0084】該結構的空間相位延遲 θ_y 可使用垂直饋送線導體 718（第 7 圖）的行進波相位延遲來決定。理想地平面之上的圓柱形垂直導體的電容值可表達為

$$C_A = \frac{2\pi\epsilon_0 h_w}{\ln \left(\frac{h}{a} \right) - 1} \text{ 法拉}, \quad (48)$$

其中 h_w 為導體的垂直長度（或高度），且 a 為半徑（m k s 單位）。如同螺旋線圈，垂直饋送線導體的行進波相位延遲可給定為

$$\theta_y = \beta_w h_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} h_w = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} h_w \quad (49)$$

【0085】其中 β_w 為垂直饋送線導體的傳播相位常數， h_w 為垂直饋送線導體的垂直長度（或高度）， V_w 為導線上的速度因子， λ_0 為提供頻率的波長，且 λ_w 為產生自速度因子 V_w 的傳播波長。針對均勻的圓柱形導體，速度因子為常數，其中 $V_w \approx 0.94$ ，或者在大約 0.93 至大約 0.98 的範圍。若天線杆視為均勻的傳輸線，它的平均特性阻抗可近似為

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

其中，針對均勻的圓柱形導體， $V_w \approx 0.94$ ，且 a 為導體的半徑。在業餘無線電文獻中針對單導線饋送線的特性阻抗已經使用的替代表達式可給定為

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

公式 (5 1) 意味著，單導線饋送器的 Z_0 隨頻率變化。基於電容值與特性阻抗，可決定相位延遲。

【 0 0 8 6 】 當電荷端子 T_1 定位在有損傳導介質 3 0 3 之上（如同第 3 圖所示），可調整饋送網路 3 0 9，以激發電荷端子 T_1 ，其中複數有效高度（ h_{eff} ）的相位位移（ Φ ）等於在漢克爾交叉距離處的波傾斜的角度（ Ψ ），或者 $\Phi = \Psi$ 。當此條件滿足時，電荷端子 T_1 上的電荷振盪 Q_1 所產生的電場耦合至沿著有損傳導介質 3 0 3 的表面行進之導引式表面波導模態。例如，若布魯斯特角（ $\theta_{i,B}$ ）、與垂直饋送線導體 7 1 8（第 7 圖）相關的相位延遲（ θ_y ）、以及線圈 7 0 9（第 7 圖）的配置為已知，則可決定並且調整分接頭 7 2 1 的位置（第 7 圖），以施加振盪電荷 Q_1 於電荷端子 T_1 上，其中 $\Phi = \Psi$ 。分接頭 7 2 1 的位置可調整，以最大化耦合行進表面波至導引式表面波導模態中。超出分接頭 7 2 1 的位置之過量的線圈長度可移除，以減少電容效應。螺旋線圈的垂直導線高度及 / 或幾何參數也可改變。

【 0 0 8 7 】 至有損傳導介質 3 0 3 的表面的導引式表面波導模態之耦合可如此改良及 / 或最佳化：藉由調諧導引式表面波導探針 3 0 0，以使駐波相對於與電荷端子 T_1 上的電荷 Q_1 相關的複數鏡像平面共振。藉由如此做，導引式表面波導探針 3 0 0 的性能可調整，以增加及 / 或最大化電荷端子 T_1 上的電壓（以及因此，電荷 Q_1 ）。返回參見第 3 圖，區域 1 中的有損傳導介質 3 0 3 的效果可使用鏡像理論分析來檢查。

【0088】 在物理上，置於理想傳導平面上的升高電荷 Q_1 會吸引理想傳導平面上的自由電荷，自由電荷然後「堆積」在升高電荷 Q_1 之下的區域中。理想傳導平面上所產生的「束縛」電的分布類似於鐘形曲線。升高電荷 Q_1 的電位以及其下引致的「堆積」電荷的電位之疊加會強迫理想傳導平面為零等電位表面。描述理想傳導平面之上的區域中的場之邊界值問題解可使用鏡像電荷的古典概念來獲得，其中來自升高電荷的場係疊加於來自理想傳導平面之下的對應「鏡像」電荷的場。

【0089】 藉由假設導引式表面波導探針 300 之下存在有效鏡像電荷 Q_1' ，此分析也可相對於有損傳導介質 303 來使用。有效鏡像電荷 Q_1' 相對於傳導鏡像地平面 318 而重疊於電荷端子 T_1 上的電荷 Q_1 ，如同第 3 圖所示。但是，鏡像電荷 Q_1' 不僅相對於電荷端子 T_1 上的主要來源電荷 Q_1 位於一些實數深度處與 180° 的相位，如同理想導體的情況。而是，有損傳導介質 303（例如，陸地介質）呈現相位位移的鏡像。也就是說，鏡像電荷 Q_1' 在有損傳導介質 303 的表面（或實體邊界）之下的複數深度處。針對複數鏡像深度的討論，參見 Wait, J. R. 所寫之「再探複數鏡像理論（Complex Image Theory—Revisited）」，*IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 33, No. 4, August 1991, pp. 27-29，本文以引用之方式將其全部併入。

【0090】 取代鏡像電荷 Q_1' 位於等於電荷 Q_1 的實體高度 (H_1) 之深度，傳導鏡像地平面 318 (代表理想導體) 位於 $z = -d/2$ 的複數深度處，且鏡像電荷 Q_1' 出現在複數深度處 (亦即，「深度」具有大小與相位兩者)，給定為 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ 。針對地球之上的垂直偏振源，

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

其中

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

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} \quad (54)$$

如同公式 (12) 所示。鏡像電荷的複數間距接著意味著，外部場將經歷當界面是介電質或理想導體時不會遇到之額外的相位位移。在有損傳導介質中，波前法線平行於在 $z = -d/2$ 處之傳導鏡像地平面 318 的切線，並且不在區域 1 與 2 之間的邊界面處。

【0091】 考慮第 8A 圖所示的情況，其中有損傳導介質 303 為具有實體邊界 806 的有限傳導地球 803。有限傳導地球 803 可藉由理想傳導鏡像地平面 809 來替代，如同第 8B 圖所示，理想傳導鏡像地平面 809 位於實體邊界 806 之下的複數深度 z_1 處。當向下看進去實體邊界 806 處的界面時，此等效的表示展現出相同的阻抗。第 8B 圖的等效表示可模型化為等效傳輸線，如同第 8C 圖所示。等效結構的橫截面係表示為 (z 方向) 的端負載傳輸線，其

中理想傳導鏡像平面的阻抗為短路 ($z_s = 0$)。藉由使在地球處往下看的 TEM 波阻抗等於往第 8 C 圖的傳輸線看進去所見到的鏡像地平面阻抗 z_{in} ，可決定深度 z_1 。

【0092】 在第 8 A 圖的情況中，上部區域（空氣）8 1 2 中的傳播常數與波固有阻抗為

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

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

在有損的地球 8 0 3 中，傳播常數與波固有阻抗為

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}, \text{ 及} \quad (57)$$

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

針對正交入射，第 8 B 圖的等效表示相當於 TEM 傳輸線，其特性阻抗為空氣的特性阻抗 (Z_o)，其中傳播常數為 γ_o ，且其長度為 z_1 。因此，針對第 8 C 圖的短路傳輸線，在界面處看到的鏡像地平面阻抗 z_{in} 係給定為

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

使與第 8 C 圖的等效模型相關的鏡像地平面阻抗 z_{in} 等於第 8 A 圖的垂直入射波阻抗，並且求 z_1 的解，得到至短路（理想傳導鏡像地平面 8 0 9）的距離為

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

其中只有用於反雙曲正切的級數展開的第一項視為此近似。注意到，在空氣區域 8 1 2 中，傳播常數為 $\gamma_o = j\beta_o$ ，所以 $Z_{in} = jZ_o \tan \beta_o z_1$ （對於實數 z_1 ，這是純虛數量），但是，若 $\sigma \neq 0$ ， z_e 為複數值。因此，只有當 z_1 為複數距離時， $Z_{in} = Z_e$ 。

【0093】 因為第8B圖的等效表示包括理想傳導鏡像地平面809，在地球的表面處（實體邊界806）的電荷或電流的鏡像深度等於鏡像地平面809的另一側上的距離 z_1 ，或地球表面（地球表面位於 $z=0$ 處）之下的 $d=2 \times z_1$ 。因此，至理想傳導鏡像地平面809的距離可近似為

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

此外，「鏡像電荷」將「等於且正負相反於」實際的電荷，所以理想傳導鏡像地平面809的電位在深度 $z_1 = -d/2$ 處將為零。

【0094】 若電荷 Q_1 升高在地球表面之上距離 H_1 處，如同第3圖所示，則鏡像電荷 Q_1' 駐留在表面之下的複數距離 $D_1 = d + H_1$ 處，或鏡像地平面318之下的複數距離 $d/2 + H_1$ 處。第7圖的導引式表面波導探針300b可模型化為等效單線傳輸線鏡像平面模型，這可基於第8B圖的理想傳導鏡像地平面809。第9A圖繪示等效單線傳輸線鏡像平面模型的範例，且第9B圖例示等效古典傳輸線模型的範例（包括第8C圖的短路傳輸線）。

【0095】 在第9A圖與第9B圖的等效鏡像平面模型中， $\Phi = \theta_y + \theta_c$ 為導引式表面波導探針300的行進波相位延遲，參考點為地球（或有損傳導介質303）， $\theta_c = \beta_p H$ 為實體長度 H 的線圈709（第7圖）的電性長度，以度表示， $\theta_y = \beta_w h_w$ 為實體長度 h_w 的垂直饋送線導體718（第7圖）的電性長度，以度表示，且 $\theta_d = \beta_o d/2$ 為鏡像地平面809

與地球的實體邊界 806（或有損傳導介質 303）之間的相位位移。在第 9 A 圖與第 9 B 圖的範例中， Z_w 為升高的垂直饋送線導體 718 的特性阻抗（單位為歐姆）， Z_c 為線圈 709 的特性阻抗（單位為歐姆），且 Z_o 為自由空間的特性阻抗。

【0096】在導引式表面波導探針 300 的基部處，「向上看進入」該結構所見到的阻抗為 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ 。其中負載阻抗為：

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

其中 C_T 為電荷端子 T_1 的自身電容值，「向上看進入」垂直饋送線導體 718（第 7 圖）所見到的阻抗係給定為：

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\beta_W h_W)}{Z_W + Z_L \tanh(j\beta_W h_W)} = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\theta_Y)}{Z_W + Z_L \tanh(j\theta_Y)} \quad (63)$$

且「向上看進入」線圈 709（第 7 圖）所見到的阻抗係給定為：

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

在導引式表面波導探針 300 的基部處，「向下看進入」有損傳導介質 303 的阻抗為 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ ，給定為：

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

其中 $Z_s = 0$ 。

【0097】忽略損耗，當在實體邊界 806 處 $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ 時，等效鏡像平面模型可調諧成共振。或者，在低損耗的情況中，在實體邊界 806 處 $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ ，其中 X 為對應的電抗分量。因此，在實體邊界 806 處「向上看進入」導引式表面波導探針 300 的阻抗為在實體邊界 806 處「向下看

進入」有損傳導介質303的阻抗的共軛。藉由調整電荷端子 T_1 的負載阻抗 Z_L ，同時維持行進波相位延遲 Φ 等於介質的波傾斜的角度 Ψ ，使得 $\Phi = \Psi$ ，這改良及/或最大化探針的電場至沿著有損傳導介質303（例如，地球）的表面的導引式表面波導模態之耦合，第9A圖與第9B圖的等效鏡像平面模型可相對於鏡像地平面809調諧成共振。以此方式，等效複數鏡像平面模型的阻抗為純電阻，它維持探針結構上的疊加駐波，疊加駐波最大化 T_1 上的電壓與升高電荷，且藉由公式（1）-（3）與（16）來最大化傳播表面波。

【0098】 遵循漢克爾的解，導引式表面波導探針300所激發的導引式表面波為向外傳播的行進波。沿著導引式表面波導探針300的接地樁715與電荷端子 T_1 之間的饋送網路309（第3圖與第7圖）的來源分布實際上包括行進波以及結構上的駐波之疊加。當電荷端子 T_1 定位在實體高度 h_p 處或之上時，移動通過饋送網路309的行進波的相位延遲係匹配於與有損傳導介質303相關的波傾斜的角度。此模態匹配允許行進波沿著有損傳導介質303發射。一旦已經建立行進波的相位延遲，調整電荷端子 T_1 的負載阻抗 Z_L ，以將探針結構帶至相對於鏡像地平面（第3圖的318或第8圖的809）的駐波共振，鏡像地平面在複數深度 $-d/2$ 處。在此情況中，從鏡像地平面看到的阻抗具有零電抗，且電荷端子 T_1 上的電荷係最大化。

【0099】 行進波現象與駐波現象之間的區別為：（1）在長度 d 的傳輸線部分（有時稱為「延遲線」）上的行進波的相位延遲（ $\theta = \beta d$ ）是因為傳播時間延遲；而（2）駐波（包括向前與向後傳播的波）的位置相關的相位則取決於線長度傳播時間延遲以及不同特性阻抗的線部分之間的界面處的阻抗轉變兩者。除了因為以正弦穩態操作的傳輸線部分的實體長度所產生的相位延遲之外，在阻抗不連續處因為 Z_{oa}/Z_{ob} 的比值而有額外的反射係數相位，其中 Z_{oa} 與 Z_{ob} 為傳輸線的兩個部分的特性阻抗，像是例如，特性阻抗為 $Z_{oa} = Z_c$ 的螺旋線圈部分（第9B圖）與特性阻抗為 $Z_{ob} = Z_w$ 的垂直饋送線導體的直線部分（第9B圖）。此種不連續相位跳躍的影響可在第12圖中的史密斯圖表繪圖中看到。

【0100】 由於此現象，有普遍不同特性阻抗的兩條較短的傳輸線部分可用來提供非常大的相位位移。例如，可製造包括兩傳輸線部分（一條低阻抗與一條高阻抗，總共的實體長度比方說為 0.05λ ）的探針結構，以提供 90° 的相位位移，這等效於 0.25λ 的共振。這是因為特性阻抗的大跳躍。以此方式，實體上短的探針結構可在電性上較長於結合的兩條實體長度。這例示在第9A圖與第9B圖中，但是在第12圖中特別清楚，其中阻抗比率的不連續提供史密斯圖表上不同標繪部分之間的相位的大跳躍。阻抗的不連續提供實質的相位位移，其中該等部分接合在一起。

【0101】 參見第10圖，繪示流程圖，例示調整導引式表面波導探針300（第3圖）來實質上模態匹配於有損傳導介質的表面的導引式表面波導模態之範例，導引式表面波導探針300發射沿著有損傳導介質303（第3圖）的表面的導引式表面行進波。開始於1003，導引式表面波導探針300的電荷端子 T_1 定位在有損傳導介質303之上的界定高度處。利用有損傳導介質303的特性與導引式表面波導探針300的操作頻率，也可如此找出漢克爾交叉距離：針對 $-j\gamma\rho$ ，使公式（20b）與（21）的大小相等，並且求 R_x 的解，如同第4圖所示。複數折射係數（ n ）可使用公式（41）來決定，且複數布魯斯特角（ $\theta_{i,B}$ ）然後可從公式（42）決定。電荷端子 T_1 的實體高度（ h_p ）然後可從公式（44）決定。電荷端子 T_1 應在實體高度（ h_p ）處或高於實體高度（ h_p ），以激發漢克爾函數的遠距離分量。當發射表面波時，最初考慮此高度關係。為了減少或最少化電荷端子 T_1 上的束縛電荷，該高度應該至少為電荷端子 T_1 的球體直徑（或等效的球體直徑）的四倍。

【0102】 在1006，電荷端子 T_1 上的升高電荷 Q_1 的電性相位延遲 Φ 匹配於複數波傾斜角 Ψ 。螺旋線圈的相位延遲（ θ_c ）及/或垂直饋送線導體的相位延遲（ θ_y ）可調整，以使 Φ 等於波傾斜（ W ）的角度（ Ψ ）。基於公式（31），波傾斜的角度（ Ψ ）可決定自：

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

電性相位 Φ 然後可匹配於波傾斜的角度。然後在發射表面波時，考慮此角度（或相位）關係。例如，藉由改變線圈 709（第 7 圖）的幾何參數及 / 或垂直饋送線導體 718（第 7 圖）的長度（或高度），可調整電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 。藉由匹配 $\Phi = \Psi$ ，電場可建立於漢克爾交叉距離（ R_x ）處或超過漢克爾交叉距離（ R_x ），其中在邊界面處有複數布魯斯特角，以激發表面波導模態並且沿著有損傳導介質 303 發射行進波。

【0103】接著，在 1009，調諧電荷端子 T_1 的負載阻抗，以共振導引式表面波導探針 300 的等效鏡像平面模型。傳導鏡像地平面 809（或第 3 圖的 318）的深度（ $d/2$ ）可使用公式（52）、（53）與（54）以及有損傳導介質 303（例如，地球）的值（可測量得到）來決定。使用該深度，使用 $\theta_d = \beta_o d/2$ ，可決定鏡像地平面 809 與有損傳導介質 303 的實體邊界 806 之間相位位移（ θ_d ）。然後可使用公式（65）來決定「向下看進去」有損傳導介質 303 所見到的阻抗（ Z_{in} ）。可考慮此共振關係，以最大化發射的表面波。

【0104】基於線圈 709 的調整參數與垂直饋送線導體 718 的長度，可使用公式（45）至（51）來決定線圈 709 與垂直饋送線導體 718 的速度因子、相位延遲、與阻抗。此外，電荷端子 T_1 的自身電容值（ C_T ）可使用例如公式（24）來決定。線圈 709 的傳播因子（ β_p ）可使用公式（35）來決定，且垂直饋送線導體 718 的傳播相位常數

(β_w) 可使用公式 (49) 來決定。使用自身電容值以及線圈 709 與垂直饋送線導體 718 的決定的值，可使用公式 (62)、(63) 與 (64) 來決定「向上看進去」線圈 709 所看到之導引式表面波導探針 300 的阻抗 (Z_{base})。

【0105】導引式表面波導探針 300 的等效鏡像平面模型可藉由調整負載阻抗 Z_L 來調諧至共振，使得 Z_{base} 的電抗分量 X_{base} 抵消 Z_{in} 的電抗分量 X_{in} ，或者 $X_{base} + X_{in} = 0$ 。因此，「向上看進去」導引式表面波導探針 300 之實體邊界 806 處的阻抗為「向下看進去」有損傳導介質 303 之實體邊界 806 處的阻抗的共軛。藉由改變電荷端子 T_1 的電容值 (C_T) 而不改變電荷端子 T_1 的電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ，可調整負載阻抗 Z_L 。可採取迭代方法來調諧負載阻抗 Z_L ，以用於相對於傳導鏡像地平面 809 (或 318) 之等效鏡像平面模型的共振。以此方式，電場至沿著有損傳導介質 303 (例如，地球) 的表面的導引式表面波導模態之耦合可改良及 / 或最大化。

【0106】這可較佳地藉由例示數值範例的情況來理解。考慮導引式表面波導探針 300，包括實體高度 h_p 的頂部裝載的垂直殘端，其中電荷端子 T_1 在頂部處，其中電荷端子 T_1 透過螺旋線圈與垂直饋送線導體以 1.85 MHz 的操作頻率 (f_o) 來激發。高度 (H_1) 為 16 英尺且有損傳導介質 303 (亦即，地球) 具有相對介電常數 $\epsilon_r = 15$ 與導電率 $\sigma_1 = 0.010$ mhos/m，針對 $f_o = 1.850$ MHz，可計算數個表面波傳播參數。在這些條件下，漢克爾交叉距離可找出

為 $R_x = 54.5$ 英尺，其中實體高度 $h_p = 5.5$ 英尺，這適當地低於電荷端子 T_1 的實際高度。雖然已經使用電荷端子高度 $H_1 = 5.5$ 英尺，較高的探針結構可減少束縛電容，允許電荷端子 T_1 上更大比率的自由電荷，提供更大的場強度與行進波的激發。

【0107】 波長可決定為：

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

其中 c 為光速。複數折射係數為：

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx} = 7.529 - j6.546 \quad (68)$$

得自公式 (41)，其中 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_o$ ，其中 $\omega = 2\pi f_o$ ，且複數布魯斯特角為：

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = 85.6 - j3.744^\circ \quad (69)$$

得自公式 (42)。使用公式 (66)，波傾斜值可決定為：

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

因此，可調整螺旋線圈，以匹配 $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$

【0108】 垂直饋送線導體（近似為均勻的圓柱形導體，具有 0.27 英寸的直徑）的速度因子可給定為 $V_w \approx 0.93$ 。因為 $h_p \ll \lambda_o$ ，垂直饋送線導體的傳播相位常數可近似為：

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

得自公式 (49)，垂直饋送線導體的相位延遲為：

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

藉由調整螺旋線圈的相位延遲，使得 $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ ， Φ 將等於 Ψ ，以匹配導引式表

面波導模態。爲了說明 Φ 與 Ψ 之間的關係，第11圖繪示兩者在一段頻率範圍的繪圖。因爲 Φ 與 Ψ 兩者都是頻率相關的，可看出，它們各自的曲線在大約1.85 MHz處交叉於彼此。

【0109】 針對具有0.0881英寸的導體直徑、30英寸的線圈直徑（ D ）、與4英寸的匝間距（ s ）之螺旋線圈，線圈的速度因子可使用公式（45）決定爲：

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

且從公式（35）得知傳播因子爲：

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

其中 $\theta_c = 28.974^\circ$ ，螺線管螺旋的軸向長度（ H ）可使用公式（46）來決定，使得：

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

此高度決定在螺旋線圈上垂直饋送線導體所連接的位置，產生具有8.818匝（ $N = H/s$ ）的線圈。

【0110】 當線圈與垂直饋送線導體的行進波相位延遲調整成匹配於波傾斜角（ $\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$ ），電荷端子 T_1 的負載阻抗（ Z_L ）可調整，以用於導引式表面波導探針300的等效鏡像平面模型的駐波共振。從測量的地球的介電常數、導電率與導磁性，可使用公式（57）來決定徑向傳播常數

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega u_1(\sigma_1 + j\omega \epsilon_1)} = 0.25 + j0.292 \text{ m}^{-1} \quad (76)$$

且傳導鏡像地平面的複數深度可從公式（52）近似爲：

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

其中傳導鏡像地平面與地球的實體邊界之間的對應相位位移係給定為：

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

使用公式(65)，「向下看進去」有損傳導介質303(亦即，地球)所看到的阻抗可決定為：

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

【0111】藉由使「向下看進去」有損傳導介質303所看到的電抗分量(X_{in})匹配於「向上看進去」導引式表面波導探針300所看到的電抗分量(X_{base})，至導引式表面波導模式的耦合可最大化。這可如此完成：藉由調整電荷端子 T_1 的電容值，而不改變線圈與垂直饋送線導體的行進波相位延遲。例如，藉由調整電荷端子電容值(C_T)為61.8126 pF，從公式(62)得知負載阻抗為：

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

且邊界處的電抗分量為匹配的。

【0112】使用公式(51)，垂直饋送線導體(具有0.27英寸的直徑($2a$))的阻抗係給定為

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

且「向上看進去」垂直饋送線導體所看到的阻抗由公式(63)給定為：

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

使用公式(47)，螺旋線圈的特性阻抗係給定為

$$Z_c = \frac{60}{v_f} \left[\ell n \left(\frac{v_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] = 1446 \text{ ohms} \quad (83)$$

且「向上看進去」基部處的線圈所看到的阻抗由公式(64)給定為：

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

相較於公式(79)的解，可看出，電抗分量為相反的且大約相等，且因此為彼此的共軛。因此，從理想傳導鏡像地平面「向上看進去」第9A圖與第9B圖的等效鏡像平面模型所看到的阻抗(Z_{ip})僅為電阻性的或 $Z_{ip} = R + j0$ 。

【0113】參見第12圖，繪示史密斯圖表1200，圖示「向上看進去」第9B圖的等效鏡像平面模型所看到的阻抗(Z_{ip})的不連續相位跳躍的影響的範例。首先，因為電荷端子與垂直饋送線導體之間的轉變，實際的負載阻抗 Z_L 係相對於垂直饋送線導體的特性阻抗(Z_w)來正規化，並且在點1203(Z_L/Z_w)處進入史密斯圖表1200。正規化的阻抗然後沿著垂直饋送線部分轉移電性距離 $\theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p$ (在史密斯圖表1200上順時針通過 $2\theta_y$ 的角度)而至點1206(Z_2/Z_w)。在點1206處的阻抗現在使用 Z_w 來轉換成「向上看進去」垂直饋送線導體所看到的實際阻抗(Z_2)。

【0114】第二，因為垂直饋送線導體與螺旋線圈之間的轉變，阻抗 Z_2 然後相對於螺旋線圈的特性阻抗(Z_c)正規化。此正規化的阻抗現在可在點1209(Z_2/Z_c)處進入史密斯圖表1200上，並且沿著螺旋線圈傳輸線部分轉移電性距離 $\theta_c = \beta_p H$ (在史密斯圖表1200上順時針通過等於

$2\theta_c$ 的角度)而至點1212 (Z_{base}/Z_c)。點1206與點1209之間的跳躍是阻抗比率的不連續的結果。在點1212處看進去線圈的基部之阻抗然後使用 Z_c 而轉換為「向上看進去」線圈的基部(或導引式表面波導探針300)所看到的實際阻抗(Z_{base})。

【0115】 第三，因為螺旋線圈與有損傳導介質之間的轉變，阻抗 Z_{base} 然後相對於有損傳導介質(例如，地面)的實體邊界之下的模型化鏡像空間的特性阻抗(Z_o)正規化。此正規化的阻抗現在可在點1215 (Z_{base}/Z_o)處進入史密斯圖表1200上，並且沿著地下鏡像傳輸線部分轉移電性距離 $\theta_d = \beta_o d/2$ (在史密斯圖表1200上順時針通過等於 $2\theta_d$ 的角度)而至點1218 (Z_{ip}/Z_o)。點1212與點1215之間的跳躍是阻抗比率的不連續的結果。在點1218處看進去地下鏡像傳輸線之阻抗現在使用 Z_o 而轉換為實際阻抗(Z_{ip})。當系統共振時，在點1218處的阻抗為 $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ 。在史密斯圖表1200上， Z_{base}/Z_o 為大於 Z_{base}/Z_c 的電抗。這是因為螺旋線圈的特性阻抗(Z_c)明顯大於自由空間的特性阻抗 Z_o 。

【0116】 當適當地調整與調諧，在足夠實體高度的結構上的振盪實際上包括行進波，行進波的相位延遲，以匹配於與有損傳導介質相關的波傾斜角($\Phi = \Psi$)以及駐波，駐波藉由導引式表面波導探針300的傳輸線部分的相位延遲以及相位不連續(因為特性阻抗的比率的跳躍)之組合而電性上帶入共振($Z_{ip} = R + j0$)，如同第12圖的史

密斯圖表1200所示。上面的範例例示上面討論的三個考慮事項如何可針對在有損傳導介質上發射導引式表面行進波來滿足。

【0117】可實行場強度測量，以驗證導引式表面波導探針300b（第7圖）耦合至導引式表面波或傳輸線模態的性能。將70 pF的圓形板狀電容器升高至土地之上16英尺（4.88公尺）的高度，並且在頻率 $f_o = 1.85\text{ MHz}$ （ $\lambda_o = 162.162\text{ meters}$ ）充電至30伏特（峰對峰），土地在 f_o 所測量的構成參數為相對介電常數 $\epsilon_r = 15$ 且導電率 $\sigma_1 = 0.010\text{ mhos/m}$ 。測量的數據（利用NIST可追蹤的場強度計量器來記錄）製表於下面的表1中。

範圍 (miles)	測量的 FS w/ FIM-41 (μV/m)	預測的 FS (μV/m)	百分比 差異
0.6	3400	3415	-0.44%
2	1300	1296	+0.31%
3	840	814	+3.19%
4	560	542	+3.32%
5	380	373	+1.88%
6	270	262	+3.05%
7	190	187	+1.60%
8	140	134	+4.48%
9	100	97	+3.09%
10	70	71	-1.41%

表 1

【0118】參見第13圖，繪示：相關於理論的Zenneck表面波場強度（針對100%與85%的電荷）以及傳統的Norton輻射地面波（針對16英尺頂部裝載的天線杆（單

極，2.5 % 的輻射效率) 所預測) 所測量的場強度 (m V / m) (圓周) v s . 範圍 (英里) 。針對具有 55 歐姆接地樁的 Norton 地面波輻射，量 h 對應於垂直的傳導天線杆的高度。預測的 Zenneck 場從公式 (3) 計算，且標準的 Norton 地面波藉由傳統的方法計算。針對 97.4 % 的電性效率，統計分析給定測量的與理論的場之間的最小 RMS 背離。

【0119】 當藉由使饋送網路的行進波相位延遲匹配於波傾斜角而建立導引式表面波導探針 300 (第 3 圖) 所產生的電場，且探針結構相對於在複數深度 $z = -d/2$ 處的理想傳導鏡像地平面共振時，該等場實質上模態匹配於有損傳導介質的表面上的導引式表面波導模態，導引式表面行進波沿著有損傳導介質的表面發射。如同第 1 圖所示，導引式電磁場的導引式場強度曲線 103 具有指數衰減特性 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ ，並且在對數 - 對數尺度上展現明顯的膝形 109。

【0120】 綜上所述，在分析上與實驗上，導引式表面波導探針 300 的結構上的行進波分量在其上端具有相位延遲 (Φ) 係匹配於表面行進波的波傾斜的角度 (Ψ) ($\Phi = \Psi$) 。在此條件下，表面波導可視為「模態匹配」。此外，導引式表面波導探針 300 的結構上的共振駐波分量在電荷端子 T_1 處具有 V_{MAX} 且在下方的鏡像平面 809 (第 8 圖) 處具有 V_{MIN} ，其中在複數深度 $z = -d/2$ 處 $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ ，並非在有損傳導介質 303 的實體邊界 806 (第

8 圖) 的連接處。最後，電荷端子 T_1 為第 3 圖的足夠高度 H_1 ($h \geq R_x \tan \psi_{i,B}$)，使得電磁波在超過距離處 ($\geq R_x$) 以複數布魯斯特角入射至有損傳導介質 303，其中 $1/\sqrt{r}$ 項為主要影響因子。接收電路可與一或更多個導引式表面波導探針使用，以促進無線傳輸及/或電力傳送系統。

【0121】 接下來參見第 14A 圖、第 14B 圖、第 14C 圖、與第 15 圖，繪示在無線電力傳送系統中使用表面導引波的一般接收電路的範例。第 14A 圖與第 14B 圖至第 14C 圖分別包括線性探針 1403 與調諧共振器 1406。第 15 圖為根據本揭示案的各種實施例的磁性線圈 1409。根據各種實施例，線性探針 1403、調諧共振器 1406、與磁性線圈 1409 的每一者可用於接收根據各種實施例之在有損傳導介質 303 (第 3 圖) 的表面上以導引式表面波的形式傳輸的電力。如同上述，在一實施例中，有損傳導介質 303 包括陸地介質 (或地球)。

【0122】 具體參見第 14A 圖，在線性探針 1403 的輸出端 1413 的開路端電壓取決於線性探針 1403 的有效高度。為此，端點電壓可計算為

$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl \quad (85)$$

其中 E_{inc} 為在線性探針 1403 上感應的入射電場的強度 (伏特/公尺)， dl 為沿著線性探針 1403 的方向的積分元素，且 h_e 為線性探針 1403 的有效高度。電負載 1416 通過阻抗匹配網路 1419 而耦接至輸出端 1413。

【0123】 當線性探針1403受到如同上述的導引式表面波時，橫越輸出端1413發展出電壓，此電壓可通過共軛阻抗匹配網路1419而施加至電負載1416，如同該情況可能發生的。爲了促進電力流動至電負載1416，電負載1416應實質上阻抗匹配於線性探針1403，如同下述。

【0124】 參見第14B圖，地電流激發線圈1406a（具有相位位移等於導引式表面波的波傾斜）包括電荷端子 T_R ，電荷端子 T_R 升高（或懸掛）於有損傳導介質303之上。電荷端子 T_R 具有自身電容值 C_R 。此外，電荷端子 T_R 與有損傳導介質303之間也可有束縛電容值（未圖示），取決於有損傳導介質303之上的電荷端子 T_R 的高度。束縛電容應較佳地在可行上盡可能最小化，雖然在導引式表面波導探針300的每一實例中可能不是完全必要的。

【0125】 調諧共振器1406a也包括接收器網路，接收器網路包括線圈 L_R ，線圈 L_R 具有相位位移 Φ 。線圈 L_R 的一端耦接至電荷端子 T_R ，且線圈 L_R 的另一端耦接至有損傳導介質303。接收器網路可包括垂直供應線導體，垂直供應線導體耦接線圈 L_R 至電荷端子 T_R 。爲此，線圈1406a（也可稱爲調諧共振器 $L_R - C_R$ ）包括串接調整的共振器，因爲電荷端子 C_R 與線圈 L_R 定位成串聯。線圈1406a的相位延遲可藉由改變電荷端子 T_R 的大小及/或高度及/或調整線圈 L_R 的大小來調整，使得該結構的相

位 Φ 實質上等於波傾斜的角度 Ψ 。垂直供應線的相位延遲也可藉由例如改變導體的長度來調整。

【0126】 例如，自身電容值 C_R 所呈現的電抗係計算為 $1/j\omega C_R$ 。注意到，結構 1406a 的總電容值也可包括電荷端子 T_R 與有損傳導介質 303 之間的電容值，其中結構 1406a 的總電容值可計算自自身電容值 C_R 與任何束縛電容值，如同可理解的。根據一實施例，電荷端子 T_R 可升高至一高度，以實質上減少或消除任何束縛電容值。束縛電容值的存在可從電荷端子 T_R 與有損傳導介質 303 之間的電容值測量來決定，如同先前討論的。

【0127】 離散元件線圈 L_R 所呈現的感應電抗可計算為 $j\omega L$ ，其中 L 為線圈 L_R 的集總元件電感值。若線圈 L_R 為分佈式元件，則可用傳統的方法來決定其等效端點感應電抗。為了調諧結構 1406a，為了在操作頻率時模態匹配於表面波導的目的，可做出調整，使得相位延遲等於波傾斜。在此狀況下，接收結構可視為「模態匹配」於表面波導。該構造周圍的變壓器鏈路及/或阻抗匹配網路 1423 可插設於探針與電負載 1426 之間，以耦合電力至負載。插設阻抗匹配網路 1423 於探針端子 1421 與電負載 1426 之間可實現共軛匹配的狀況，以最大化轉移電力至電負載 1426。

【0128】 當置於工作頻率時存在的表面電流時，電力從表面導引波傳送至電負載 1426。為此，電負載 1426 可藉由磁性耦接、電容性耦接、或導電性耦接（直接分

接)而耦接至結構1406a。耦接網路的元件可為集總元件或分布式元件，如同可理解的。

【0129】 在第14B圖所示的實施例中，使用磁性耦接，其中線圈 L_s 相對於線圈 L_R 定位為次要的，線圈 L_R 作用為初級變壓器。藉由幾何捲繞線圈 L_s 於相同的芯結構周圍並且調整耦合的磁通量，線圈 L_s 可連結耦接至線圈 L_R ，如同可理解的。此外，雖然接收結構1406a包括串聯的調諧共振器，也可使用並聯的調諧共振器或甚至適當相位延遲的分布式元件共振器。

【0130】 雖然在電磁場中的接收結構可從場耦合能量，可理解到，藉由最大化耦合，偏振匹配結構可工作得最佳，且探針耦合至波導模態的傳統規則也應遵守。例如，用於從 TE_{20} 模態中激發的傳統波導提取能量， TE_{20} （橫向電場模態）波導探針可為最佳的。類似地，在這些情況中，針對從表面導引波耦合電力，可最佳化模態匹配與相位匹配接收結構。在有損傳導介質303的表面上的導引式表面波導探針300所激發的導引式表面波可視為開放波導的波導模態。排除波導的損耗，來源能量可完全恢復。有用的接收結構可為E場耦合的、H場耦合的、或表面電流激發的。

【0131】 基於接收結構附近的有損傳導介質303的局部特性，可調整接收結構，以增加或最大化耦合於導引式表面波。為了完成此，可調整接收結構的相位延遲（ Φ ），以匹配於接收結構處的表面行進波的波傾斜的角

度 (Ψ)。若適當配置，接收結構然後可調諧，以相對於在複數深度 $z = -d/2$ 處的理想傳導鏡像地平面共振。

【0132】例如，考慮包括第 14B 圖的調諧共振器 1406a 之接收結構，調諧共振器 1406a 包括線圈 L_R 以及線圈 L_R 與電荷端子 T_R 之間連接的垂直供應線。當電荷端子 T_R 定位在有損傳導介質 303 之上的界定高度處時，線圈 L_R 與垂直供應線的總相位位移 Φ 可匹配於在調諧共振器 1406a 的位置處的波傾斜的角度 (Ψ)。從公式 (22)，可看出，波傾斜漸近線變成

$$W = |W|e^{j\Psi} = \frac{E_p}{E_z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - j\frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0}}} \quad (86)$$

其中 ϵ_r 包括相對介電常數，且 σ_1 為在接收結構的位置處的有損傳導介質 303 的導電率， ϵ_0 為自由空間的介電常數，且 $\omega = 2\pi f$ ，其中 f 為激發的頻率。因此，波傾斜角 (Ψ) 可從公式 (86) 來決定。

【0133】調諧共振器 1406a 的總相位位移 ($\Phi = \theta_c + \theta_y$) 包括通過線圈 L_R 的相位延遲 (θ_c) 與垂直供應線的相位延遲 (θ_y)。沿著垂直供應線的導體長度 l_w 的空間相位延遲可給定為 $\theta_y = \beta_w l_w$ ，其中 β_w 為垂直供應線導體的傳播相位常數。因為線圈 (或螺旋延遲線) 所導致的相位延遲為 $\theta_c = \beta_p l_c$ ，其中 l_c 為實體長度，且傳播因子為

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} \quad (87)$$

其中 V_f 為該結構上的速度因子， λ_0 為提供頻率的波長，且 λ_p 為產生自速度因子 V_f 的傳播波長。相位延遲 ($\theta_c + \theta_y$) 的

一或兩者可調整，以匹配相位位移 Φ 於波傾斜的角度（ Ψ ）。例如，可調整第 14 B 圖的線圈 L_R 上的分接頭位置，以調整線圈的相位延遲（ θ_c ），以匹配總相位位移於波傾斜角（ $\Phi = \Psi$ ）。例如，一部分的線圈可由分接頭連接繞過，如同第 14 B 圖所示。垂直供應線導體也可經由分接頭而連接至線圈 L_R ，垂直供應線導體在線圈上的位置可調整，以匹配總相位位移於波傾斜的角度。

【0134】一旦調諧共振器 1406a 的相位延遲（ Φ ）已經調整，電荷端子 T_R 的阻抗然後可調整，以調諧相對於在複數深度 $z = -d/2$ 處的理想傳導鏡像地平面共振。這可如此完成：藉由調整電荷端子 T_1 的電容值，而不改變線圈 L_R 與垂直供應線的行進波相位延遲。該等調整類似於相關於第 9 A 圖與第 9 B 圖與第 12 圖的史密斯圖表所敘述的。

【0135】「向下看進去」有損傳導介質 303 至複數鏡像平面所看到的阻抗係給定為：

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_o \tanh(j\beta_o(d/2)) \quad (88)$$

其中 $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}$ 。針對地球之上的垂直偏振來源，複數鏡像平面的深度可給定為：

$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1} \quad (89)$$

其中 μ_1 為有損傳導介質 303 的導磁性，且 $\varepsilon_1 = \varepsilon_r\varepsilon_o$ 。

【0136】在調諧共振器 1406a 的基部處，「向上看進去」接收結構所看到的阻抗為 $Z_{\uparrow} = Z_{_{bas}}$ ，如同第 9 A 圖所示。端子阻抗為：

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R} \quad (90)$$

其中 C_R 為電荷端子 T_R 的自身電容值，「向上看進去」調諧共振器 1406a 的垂直供應線導體所看到的阻抗係給定為：

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_W h_W)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_W h_W)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_y)} \quad (91)$$

且「向上看進去」調諧共振器 1406a 的線圈 L_R 所看到的阻抗係給定為：

$$Z_{base} = R_{base} + jX_{base} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_p H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_c)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_c)} \quad (92)$$

藉由使「向下看進去」有損傳導介質 303 所看到的電抗分量 (X_{in}) 匹配於「向上看進去」調諧共振器 1406a 所看到的電抗分量 (X_{base})，至導引式表面波導模態的耦合可最大化。

【0137】 接著參見第 14C 圖，繪示調諧共振器 1406b 的範例，調諧共振器 1406b 在接收結構的頂部處不包括電荷端子 T_R 。在此實施例中，調諧共振器 1406b 不包括耦接於線圈 L_R 與電荷端子 T_R 之間的垂直供應線。因此，調諧共振器 1406b 的總相位位移 (Φ) 僅包括通過線圈 L_R 的相位延遲 (θ_c)。如同第 14B 圖的調諧共振器 1406a，線圈的相位延遲 θ_c 可調整，以匹配於公式 (86) 所決定的波傾斜的角度 (Ψ)，這導致 $\Phi = \Psi$ 。雖然利用耦合至表面波導模態中的接收結構可以提取電力，但是沒有電荷端子 T_R 所提供的可變電抗負載，難以調整接收結構來最大化耦合於導引式表面波。

【0138】參見第14D圖，繪示流程圖，例示調整接收結構以實質上模態匹配於有損傳導介質303的表面的導引式表面波導模態之範例。開始於1453，若接收結構包括電荷端子 T_R （例如，第14B圖的調諧共振器1406a的），則在1456，電荷端子 T_R 定位在有損傳導介質303之上的界定高度處。因為表面導引波已經由導引式表面波導探針300建立，電荷端子 T_R 高度的實體高度（ h_p ）可低於有效高度。實體高度可選擇成減少或最小化電荷端子 T_R 上的束縛電荷（例如，電荷端子的球體直徑的四倍）。若接收結構不包括電荷端子 T_R （例如，第14C圖的調諧共振器1406b的），則流程前進至1459。

【0139】在1459，接收結構的電性相位延遲 Φ 匹配於有損傳導介質303的局部特性所界定的複數波傾斜角 Ψ 。螺旋線圈的相位延遲（ θ_c ）及/或垂直供應線的相位延遲（ θ_y ）可調整，以使 Φ 等於波傾斜（ Ψ ）的角度（ Ψ ）。波傾斜的角度（ Ψ ）可從公式（86）來決定。電性相位 Φ 然後可匹配於波傾斜的角度。例如，藉由改變線圈 L_R 的幾何參數及/或垂直供應線導體的長度（或高度），可調整電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 。

【0140】接著，在1462，電荷端子 T_R 的負載阻抗可調諧，以使調諧共振器1406a的等效鏡像平面模型共振。接收結構之下的傳導鏡像地平面809（第9A圖）的深度（ $d/2$ ）可使用公式（89）與接收結構處的有損傳導介質303（例如，地球）的值來決定，有損傳導介質303

的值可局部測量。使用該複數深度，鏡像地平面 809 與有損傳導介質 303 的實體邊界 806（第 9 A 圖）之間的相位位移（ θ_d ）可使用 $\theta_d = \beta_o d/2$ 來決定。然後可使用公式（88）來決定「向下看進去」有損傳導介質 303 所見到的阻抗（ Z_{in} ）。可考慮此共振關係，以最大化耦合於導引式表面波。

【0141】基於線圈 L_R 的調整參數與垂直供應線導體的長度，可決定線圈 L_R 與垂直供應線的速度因子、相位延遲、與阻抗。此外，電荷端子 T_R 的自身電容值（ C_R ）可使用例如公式（24）來決定。線圈 L_R 的傳播因子（ β_p ）可使用公式（87）來決定，且垂直供應線的傳播相位常數（ β_w ）可使用公式（49）來決定。使用自身電容值以及線圈 L_R 與垂直供應線的決定的值，可使用公式（90）、（91）與（92）來決定「向上看進去」線圈 L_R 所看到之調諧共振器 1406a 的阻抗（ Z_{base} ）。

【0142】第 9 A 圖的等效鏡像平面模型也可應用至第 14 B 圖的調諧共振器 1406a。藉由調整電荷端子 T_R 的負載阻抗 Z_R ，調諧共振器 1406a 可調諧，以相對於複數鏡像平面共振，使得 Z_{base} 的電抗分量 X_{base} 抵消 Z_{in} 的電抗分量 X_{in} ，或者 $X_{base} + X_{in} = 0$ 。因此，「向上看進去」調諧共振器 1406a 的線圈之實體邊界 806（第 9 A 圖）處的阻抗為「向下看進去」有損傳導介質 303 之實體邊界 806 處的阻抗的共軛。藉由改變電荷端子 T_R 的電容值（ C_R ）而不改變電荷端子 T_R 所看到的電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ，可調

整負載阻抗 Z_R 。可採取迭代方法來調諧負載阻抗 Z_R ，以用於相對於傳導鏡像地平面 809 之等效鏡像平面模型的共振。以此方式，電場至沿著有損傳導介質 303（例如，地球）的表面的導引式表面波導模態之耦合可改良及/或最大化。

【0143】參見第 15 圖，磁性線圈 1409 包括接收電路，接收電路透過阻抗匹配網路 1433 而耦接至電負載 1436。爲了促進從導引式表面波接收及/或提取電力，磁性線圈 1409 可定位成使得導引式表面波的磁通量 H_φ 通過磁性線圈 1409，藉此在磁性線圈 1409 中感應出電流並且在其輸出端 1429 處產生端點電壓。耦合至單匝線圈之導引式表面波的磁通量可表達爲

$$\mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_o \vec{H} \cdot \hat{n} dA \quad (93)$$

其中 $\mathcal{F}$ 爲耦合的磁通量， μ_r 爲磁性線圈 1409 的芯的有效相對磁導率， μ_o 爲自由空間的磁導率， $\vec{H}$ 爲入射的磁場強度向量， $\hat{n}$ 爲與匝圈的橫剖面區域正交之單位向量，且 A_{CS} 爲每一圈所包圍的面積。針對定向成最大化耦合至入射磁場的 N 匝磁性線圈 1409（入射磁場在磁性線圈 1409 的橫剖面區域之上爲均勻的），在磁性線圈 1409 的輸出端 1429 處出現的開路感應電壓爲

$$V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega \mu_r \mu_o N H A_{CS} \quad (94)$$

其中變數界定如上。磁性線圈 1409 可調諧至導引式表面波頻率，作爲分布式共振器或橫越其輸出端 1429 的外部

電容器，視情況而定，且然後透過共軛阻抗匹配網路 1433 而阻抗匹配於外部電負載 1436。

【0144】 假設，磁性線圈 1409 與電負載 1436 所呈現的產生的電路係透過阻抗匹配網路 1433 正確地調整且共軛阻抗匹配，則在磁性線圈 1409 中感應的電流可用於最佳地供電給電負載 1436。磁性線圈 1409 所呈現的接收電路提供的優點在於磁性線圈 1409 不必實體上連接至地。

【0145】 參見第 14A 圖、第 14B 圖、第 14C 圖、與第 15 圖，線性探針 1403、模態匹配結構 1406、與磁性線圈 1409 所呈現的接收電路各自促進接收從上述的導引式表面波導探針 300 的任一實施例所傳輸的電力。為此，接收的能量可用於透過共軛匹配網路而將電力供應至電負載 1416 / 1426 / 1436，如同可理解的。這不同於可在接收器中接收、以輻射電磁場的形式傳輸之信號。此種信號具有非常低的可用電力，且此種信號的接收器並未加載發射器。

【0146】 使用上述的導引式表面波導探針 300 所產生的此導引式表面波的特性也在於：線性探針 1403、模態匹配結構 1406、與磁性線圈 1409 所呈現的接收電路將加載施加至導引式表面波導探針 300 的激發源 312（第 3 圖），藉此產生此種接收電路受到的導引式表面波。這反映了事實上，上述給定的導引式表面波導探針 300 所產生的導引式表面波包括傳輸線模態。相反地，驅動產

生輻射電磁波的輻射天線之電源並未由接收器加載，無論使用的接收器數量為何。

【0147】 因此，一或更多個導引式表面波導探針300以及線性探針1403、調諧模態匹配結構1406、及/或磁性線圈1409形式的一或更多個接收電路可一起構成無線分配系統。假設，使用上述的導引式表面波導探針300之導引式表面波的傳輸的距離取決於頻率，則無線電力分配可以達到橫越廣闊的區域且甚至全球。

【0148】 現今廣泛研究的傳統式無線電力傳輸/分配系統包括來自輻射場以及耦合至電感或電抗式近場的感測器之「能量收集」。相反地，本發明的無線電力系統並不浪費電力在輻射的形式，輻射若未攔截就永遠損失了。本揭示案的無線電力系統也有限於極短的範圍，如同傳統的共電抗耦合近場系統所有的。本文揭示的無線電力系統探針耦合至新穎的表面導引傳輸線模態，這相當於傳送電力至波導的負載或直接導線連接至遠處發電機的負載。不計維持傳輸場強度所需的電力以及表面波導中所消耗的電力(這在極低頻時相對於60Hz之傳統的高張力電力線中的傳輸損耗來說為不重要的)，所有發電機電力只到所欲的電負載。當電負載的需求終止時，來源的電力產生也相對閒置。

【0149】 接著參見第16A圖，繪示示意圖，表示線性探針1403與模態匹配結構1406。第16B圖繪示示意圖，表示磁性線圈1409。線性探針1403與模態匹配結

構 1406 可各自視為戴維寧 (Thevenin) 等效電路，由開路端電壓源 V_s 與死路端點阻抗 Z_s 表示。磁性線圈 1409 可視為諾頓 (Norton) 等效電路，由短路端電流源 I_s 與死路端點阻抗 Z_s 表示。每一電負載 1416 / 1426 / 1436 (第 14A 圖、第 14B 圖、與第 15 圖) 可由負載阻抗 Z_L 表示。來源阻抗 Z_s 包括實數分量與虛數分量兩者，並且採取 $Z_s = R_s + jX_s$ 的形式。

【0150】 根據一實施例，電負載 1416 / 1426 / 1436 分別阻抗匹配於每一接收電路。具體地，每一電負載 1416 / 1426 / 1436 透過個別的阻抗匹配網路 1419 / 1423 / 1433 呈現為探針網路上的負載，指定為 Z_L' ，表達為 $Z_L' = R_L' + jX_L'$ ，這將等於 $Z_L' = Z_s^* = R_s - jX_s$ ，其中所呈現的負載阻抗 Z_L' 為實際來源阻抗 Z_s 的共軛複數。共軛匹配定理指出，若在串接網路中，共軛匹配發生在任何終端對，則它將發生在所有終端對，則斷言，實際的電負載 1416 / 1426 / 1436 也將看到對於其阻抗的共軛匹配， Z_L' 。參見 Everitt, W.L. 與 G.E. Anner 所寫之「通訊工程 (Communication Engineering)」，McGraw-Hill, 3rd edition, 1956, p. 407」。這確保個別的電負載 1416 / 1426 / 1436 阻抗匹配於個別的接收電路，且對於個別的電負載 1416 / 1426 / 1436，建立最大電力轉移。

【0151】 導引式表面波導探針 300 的操作可受控制，以調整與導引式表面波導探針 300 相關的操作狀況的改_S

變。例如，適應式探針控制系統 321（第 3 圖）可用於控制饋送網路 309 及 / 或電荷端子 T_1 ，以控制導引式表面波導探針 300 的操作。操作狀況可包括（但不限於）有損傳導介質 303 的特性的改變（例如，導電率 σ 與相對介電常數 ϵ_r ）、場強度的改變及 / 或導引式表面波導探針 300 的負載的改變。如同可從公式（31）、（41）與（42）看見，折射係數（ n ）、複數布魯斯特角（ $\theta_{i,B}$ ）、以及波傾斜（ $|W|e^{j\psi}$ ）會受到土壤導電率與介電常數的改變（例如，因為天氣狀況）的影響。

【0152】像是例如導電率測量探針、介電常數感測器、地參數計量器、場計量器、電流監測器及 / 或負載接收器之設備可用於監測操作狀況的改變，並且提供有關目前操作狀況的資訊給適應式探針控制系統 321。探針控制系統 321 然後可對導引式表面波導探針 300 做出一或更多個調整，以維持導引式表面波導探針 300 的特定操作狀況。例如，因為濕度與溫度改變，土壤的導電率也將改變。導電率測量探針及 / 或介電常數感測器可位於導引式表面波導探針 300 的周圍的多個位置處。通常，所欲的是，針對操作頻率，監測在漢克爾交叉距離 R_x 處或附近的導電率及 / 或介電常數。導電率測量探針及 / 或介電常數感測器可位於導引式表面波導探針 300 的周圍的多個位置處（例如，在每一象限中）。

【0153】第 17A 圖繪示導電率測量探針的範例，可安裝來監測土壤導電率的改變。如同第 17A 圖所示，沿著 s

土壤中的直線插設一系列的測量探針。例如，探針可為 9/16 英寸直徑的桿，具有穿透深度為 12 英寸或更大，且間隔開 $d = 18$ 英寸。DS1 為 100 瓦特的燈泡，且 R1 為 5 瓦特、14.6 歐姆的電阻。藉由施加 AC 電壓至電路並且測量橫越電阻的 V_1 與橫越中心探針的 V_2 ，可藉由加權比率 $\sigma = 21 (V_1 / V_2)$ 來決定導電率。該等測量可濾波，以獲得僅與 AC 電壓供應頻率相關的測量。使用其他電壓、頻率、探針大小、深度及 / 或間距的不同配置也可使用。

【0154】開路導線探針也可用於測量土壤的導電率與介電常數。如同第 17B 圖所示，在插入至土壤（有損介質）中的兩個桿的頂部之間使用例如阻抗分析器來測量阻抗。若使用阻抗分析器，在頻率範圍之上可做出測量（ $R + jX$ ），且使用下述公式從頻率相關的測量決定導電

率與介電常數

$$\sigma = \frac{9.84}{c_0} \left[\frac{R}{R^2 + X^2} \right] \text{ 與 } \epsilon_r = \frac{10^6}{2\pi f c_0} \left[\frac{R}{R^2 + X^2} \right] \quad (95)$$

其中 c_0 為探針在空氣中的電容值（單位為 pF）。

【0155】導電率測量探針及 / 或介電常數感測器可配置來以週期性的基礎評估導電率及 / 或介電常數，並且將該資訊通訊至探針控制系統 321（第 3 圖）。透過網路，例如（但不限於）LAN、WLAN、蜂巢網路、或其他適當的有線或無線通訊網路，可將該資訊通訊至探針控制系統 321。基於所監測的導電率及 / 或介電常數，探針控制系統 321 可評估折射係數（ n ）、複數布魯斯特角（ $\theta_{i,s}$ ）、

及 / 或波傾斜 ($|W|e^{j\Psi}$) 的改變，並且調整導引式表面波導探針 300，以維持饋送網路 309 的相位延遲 (Φ) 等於波傾斜角 (Ψ) 及 / 或維持導引式表面波導探針 300 的等效鏡像平面模型的共振。這可如此完成：藉由調整例如 θ_y 、 θ_c 、及 / 或 c_T 。例如，探針控制系統 321 可調整電荷端子 T_1 的自身電容值或施加至電荷端子 T_1 的相位延遲 (θ_y 、 θ_c)，以維持導引式表面波的電性發射效率在其最大或最大附近。藉由改變線圈 709 上的分接頭位置及 / 或藉由包括沿著線圈 709 且在不同的預定分接頭位置切換以最大化發射效率的複數個預定分接頭，可調整施加至電荷端子 T_1 的相位。

【0156】 場或場強度 (FS, field strength) 計量器 (例如，FIM-41 FS 計量器，馬里蘭的銀泉的波托馬克儀器公司) 也可分配至導引式表面波導探針 300 的周圍，以測量與導引式表面波相關的場的場強度。場或 FS 計量器可配置來檢測場強度及 / 或場強度的改變 (例如，電場強度)，並且將該資訊通訊至探針控制系統 321。透過網路，例如 (但不限於) LAN、WLAN、蜂巢網路、或其他適當的通訊網路，可將該資訊通訊至探針控制系統 321。當負載及 / 或環境狀況在操作期間改變或發生變化時，可調整導引式表面波導探針 300，以維持在 FS 計量器位置處的指定場強度，以確保適當的電力傳輸至接收器與它們供應的負載。

【0157】 例如，施加至電荷端子 T_1 的相位延遲（ $\Phi = \theta_y + \theta_c$ ）可調整，以匹配於波傾斜角（ Ψ ）。藉由調

整一或兩個相位延遲，可調整導引式表面波導探針 300，以確保波傾斜對應於複數布魯斯特角。這可如此完成：藉由調整線圈 709 上的分接頭位置（第 7 圖），來改變供應至電荷端子 T_1 的相位延遲。供應至電荷端子 T_1 的電壓位準也可增加或減少，以調整電場強度。這可如此完成：藉由調整激發源 312（第 3 圖）的輸出電壓或藉由調整或重新配置饋送網路 309（第 3 圖）。例如，用於 AC 源 712（第 7 圖）之分接頭 724（第 7 圖）的位置可調整，以增加電荷端子 T_1 看到的電壓。維持場強度位準在預定範圍內可以改良接收器的耦合，降低地電流損失，並且避免與來自其他導引式表面波導探針 300 的傳輸的干擾。

【0158】 參見第 18 圖，繪示適應式控制系統 330 的範例，適應式控制系統 330 包括第 3 圖的探針控制系統 321，適應式控制系統 330 係配置來基於監測的狀況而調整導引式表面波導探針 300 的操作。如同第 3 圖與第 7 圖中，AC 源 712 作用為電荷端子 T_1 的激發源（第 3 圖的 312）。AC 源 712 透過包括線圈 709 的饋送網路（第 3 圖的 309）而耦接至導引式表面波導探針 400d。AC 源 712 可透過分接頭 724 而連接橫越線圈 709 的下部，如同第 7 圖所示，或者可藉由初級線圈而感應式耦合至線圈 709。線圈 709 可在第一端處耦接至接地樁 715（第 7 圖）。

圖)，並且在第二端處耦接至電荷端子 T_1 。在一些實施中，使用在線圈709的第二端處的分接頭721（第7圖），可調整至電荷端子 T_1 的連接。可使用位於線圈709與接地樁715之間的安培計，以提供在導引式表面波導探針300的基部處的電流流動（ I_0 ）的大小的指示。或者，電流鉗可使用在耦接至接地樁715的導體周圍，以獲得電流流動（ I_0 ）的大小的指示。

【0159】探針控制系統321可利用硬體、軟體、硬體執行的軟體、或其組合來實施。例如，探針控制系統321可包括處理電路，處理電路包括處理器與記憶體，處理器與記憶體可耦接至本地介面，像是例如，伴隨有控制/位址匯流排的資料匯流排，如同本領域中熟習技藝者可理解的。探針控制應用可由處理器執行，以基於監測的狀況而調整導引式表面波導探針400的操作。探針控制系統321也可包括一或更多個網路介面，用於與各種監測裝置通訊。通訊可透過網路，例如（但不限於）LAN、WLAN、蜂巢網路、或其他適當的通訊網路。探針控制系統321可包括例如電腦系統，例如伺服器、桌上型電腦、膝上型電腦、或具有類似性能的其他系統。

【0160】適應式控制系統330可包括一或更多個地參數計量器333，例如（但不限於）第17A圖的導電率測量探針及/或第17B圖的開路導線探針。地參數計量器333可分佈在導引式表面波導探針300的周圍，例如，與探針的操作頻率相關的漢克爾交叉距離（ R_x ）的周圍。

例如，第17B圖的開路導線探針可位於導引式表面波導探針300的每一象限中，以監測有損傳導介質的導電率與介電常數，如同前述。地參數計量器333可配置來以週期性的基礎決定有損傳導介質的導電率與介電常數，並且將該資訊通訊至探針控制系統321，以用於導引式表面波導探針300的電位調整。在一些情況中，只有當偵測到監測狀況的改變時，地參數計量器333可將該資訊通訊至探針控制系統321。

【0161】適應式控制系統330也可包括一或更多個場計量器336，例如（但不限於）電場強度（FS）計量器。場計量器336可分佈在導引式表面波導探針300的周圍、超過漢克爾交叉距離（ R_x ），其中導引式場強度曲

線103（第1圖）比輻射場強度曲線106（第1圖）更占主導地位。例如，複數個場計量器336可位於沿著從導引式表面波導探針300向外延伸的一或更多個放射線，以監測電場強度，如同前述。場計量器336可配置來以週期性的基礎決定場強度，並且將該資訊通訊至探針控制系統321，以用於導引式表面波導探針300的電位調整。在一些情況中，只有當偵測到監測狀況的改變時，場計量器336可將該資訊通訊至探針控制系統321。

【0162】也可監測與使用其他變數來調整導引式表面波導探針300的操作。例如，流經接地樁715（第7圖）的地電流可用於監測導引式表面波導探針300的操作。例如，地電流可提供導引式表面波導探針300的負載及 /

或至有損傳導介質 3 0 3 的表面的導引式表面波模態的耦合之改變的指示。實際的電力傳送可藉由監測 A C 源 7 1 2（或第 3 圖的激發源 3 1 2）來決定。在一些實施中，可至少部分基於電流指示，調整導引式表面波導探針 3 0 0，以最大化至導引式表面波導模態的耦合。藉由調整供應至電荷端子 T_1 的相位延遲（ $\Phi = \theta_y + \theta_c$ ），可維持與波傾斜角（ Ψ ）的匹配，以用於有損傳導介質 3 0 3（例如，地球）中的導引式表面波傳輸的複數布魯斯特角照射。這可如此完成：藉由調整線圈 7 0 9 上的分接頭位置。但是，地電流也會受到接收器負載的影響。若地電流高於預期的電流位準，則這可指示出導引式表面波導探針 4 0 0 的不明負載正在發生。

【0 1 6 3】也可監測激發源 3 1 2（或 A C 源 7 1 2），以確保過載不會發生。當導引式表面波導探針 3 0 0 上的實際負載增加時，激發源 3 1 2 的輸出電壓或從線圈供應至電荷端子 T_1 的電壓可增加，以增加場強度位準，藉此避免額外的負載電流。在一些情況中，接收器本身可使用作為感測器，監測導引式表面波導模態的狀況。例如，接收器可監測場強度及 / 或接收器的負載需求。接收器可配置成傳送關於目前的操作狀況的資訊至探針控制系統 3 2 1。透過網路，例如（但不限於）L A N、W L A N、蜂巢網路、或其他適當的通訊網路，可將該資訊通訊至探針控制系統 3 2 1。基於該資訊，探針控制系統 3 2 1 然後可調整導引式表面波導探針 3 0 0，以用於連續操作。例

如，可調整施加至電荷端子 T_1 的相位延遲（ $\Phi = \theta_y + \theta_c$ ），以維持導引式表面波導探針 300 的電性發射效率，來供應接收器的負載需求。在一些情況中，探針控制系統 321 可調整導引式表面波導探針 300，以減少激發源 312 及 / 或導引式表面波導探針 300 上的負載。例如，可減少供應至電荷端子 T_1 的電壓，以降低場強度，並且防止耦合至最遠的負載裝置的一部分。

【0164】導引式表面波導探針 300 可由探針控制系統 321 使用例如一或更多個分接頭控制器 339 來調整。在第 18 圖中，從線圈 709 至上部電荷端子 T_1 的連接係由分接頭控制器 339 控制。回應於監測狀況的改變（例如，導電率、介電常數、及 / 或電場強度的改變），探針控制系統可傳送控制信號至分接頭控制器 339，以啓始分接頭位置的改變。分接頭控制器 339 可配置來沿著線圈 709 連續地改變分接頭位置，或者基於預定的分接頭連接來遞增地改變分接頭位置。控制信號可包括指定的分接頭位置或者指示界定數量的分接頭連接之改變。藉由調整分接頭的位置，電荷端子 T_1 的相位延遲（ Φ ）可調整，以維持及 / 或改良導引式表面波導模態的耦合。

【0165】導引式表面波導探針 300 也可由探針控制系統 321 使用例如電荷端子控制系統 348 來調整。藉由調整電荷端子 T_1 的阻抗，可以調整至導引式表面波導模態的耦合。電荷端子控制系統 348 可配置來改變電荷端子 T_1 的電容值。藉由調整電荷端子 T_1 的負載阻抗 z_L ，同時

維持 $\Phi = \Psi$ ，可維持相對於傳導鏡像地平面的共振。以此方式，電場至沿著有損傳導介質 303（例如，地球）的表面的導引式表面波導模態之耦合可改良及 / 或最大化。

【0166】 如同已經討論的，藉由通訊於一或更多個遠端定位的監測裝置（例如（但不限於），地參數計量器 333 及 / 或場計量器 336），適應式控制系統 330 的探針控制系統 321 可監測導引式表面波導探針 300 的操作狀況。藉由存取來自例如 AC 源 712（或激發源 312）的資訊，探針控制系統 321 也可監測其他狀況。基於監測的資訊，探針控制系統 321 可決定是否需要調整導引式表面波導探針 300，以改良及 / 或最大化發射效率。回應於一或更多個監測狀況的改變，探針控制系統 321 可啓始施加至電荷端子 T_1 的相位延遲（ θ_y ， θ_e ）及 / 或電荷端子 T_1 的負載阻抗 z_L 之一或更多者的調整。在一些實施中，探針控制系統 321 可評估監測狀況，以識別改變的來源。若監測狀況是由接收器負載的改變所導致，則導引式表面波導探針 300 的調整可避免。若監測狀況影響導引式表面波導探針 400 的發射效率，則探針控制系統 321 可啓始導引式表面波導探針 300 的調整，以改良及 / 或最大化發射效率。

【0167】 在一些實施例中，可調整電荷端子 T_1 的大小，以控制導引式表面波導探針 300 的負載阻抗 z_L 。例如，藉由改變電荷端子的大小，可改變電荷端子 T_1 的自 s

身電容值。藉由增加電荷端子 T_1 的大小，也可改良電荷分布，這可減少電荷端子 T_1 的放電的機會。在其他實施例中，電荷端子 T_1 可包括可變電感，可變電感可調整，以改變負載阻抗 z_L 。電荷端子 T_1 的大小的控制可由探針

控制系統 321 透過電荷端子控制系統 348 或透過單獨的控制系統來提供。

【0168】 第19A圖與第19B圖例示可變端子203的範例，可變端子203可用作為導引式表面波導探針300的電荷端子 T_1 或調諧共振器1406的電荷端子 T_R （第14B圖與第14C圖）。例如，可變端子203可包括內部圓柱部分206嵌套於外部圓柱部分209內。內部與外部圓柱部分206與209可分別包括橫越底部與頂部的板。在第19A圖中，圓柱形可變端子203係繪示在具有第一尺寸的收縮狀態，這可相關於第一有效球體直徑。為了改變端子的大小，且因此改變有效球體直徑，可變端子203的一或兩個部分可延伸，以增加表面面積，如同第19B圖所示。這可如此完成：藉由使用電性隔離的驅動機構（例如，電動馬達或液壓缸），以防止端子上的電荷的放電。以此方式，電荷端子 T_1 或 T_R 的電容值（ C_1 或 C_R ）以及因此電荷端子 T_1 或 T_R 的負載阻抗（ z_L 或 z_R ）

可調整。

【0169】 接著參見第20圖，繪示示意圖，例示包括可變電感215在端子212的外表面218內的可變端子212。藉由放置可變電感在端子212內，第3圖的導引式

S

表面波導探針 300 的負載阻抗 z_L (或第 14B 圖與第 14C 圖的調諧共振器 1406 的負載阻抗 z_R) 可藉由調整電感 215 來調整，而不會影響電荷端子 T_1 的充電表面。在一些實施例中，第 19A 圖與第 19B 圖的可變端子 203 可包括可變電感 215 在圓柱部分 206 與 209 內。此種組合可提供對於導引式表面波導探針 300 的負載阻抗 z_L 的更廣泛控制。

【0170】 應強調的是，本揭示案的上述實施例僅為實施的可能範例，提出來用於清楚理解本揭示案的原理。對於上述實施例可作出許多變化與修改，而不實質上偏離本揭示案的精神與原理。所有此種修改與變化都打算包括在本文的本揭示案的範圍內，並且由以下的申請專利範圍保護。此外，所述實施例與申請專利範圍附屬項的所有選擇性的與較佳的特徵與修改在本文所教示的本揭示案的所有態樣中都可使用。此外，申請專利範圍附屬項的個別特徵，以及所述實施例的所有選擇性的與較佳的特徵與修改都可彼此結合與互換。

【符號說明】

【0171】

100 曲線圖

103 導引式場強度曲線

106 輻射場強度曲線

109 膝形

113 點

- 2 0 3 可 變 端 子
- 2 0 6 內 部 圓 柱 部 分
- 2 0 9 外 部 圓 柱 部 分
- 2 1 2 端 子
- 2 1 5 可 變 電 感
- 2 1 8 外 表 面
- 3 0 0 、 3 0 0 a 、 3 0 0 b 導 引 式 表 面 波 導 探 針
- 3 0 3 有 損 傳 導 介 質
- 3 0 6 第 二 介 質
- 3 0 9 饋 送 網 路
- 3 1 2 激 發 源
- 3 1 5 漢 克 爾 交 叉 距 離
- 3 1 6 射 線
- 3 1 8 傳 導 鏡 像 地 平 面
- 3 2 1 探 針 控 制 系 統
- 3 3 0 適 應 式 控 制 系 統
- 3 3 3 地 參 數 計 量 器
- 3 3 6 場 計 量 器
- 3 3 9 分 接 頭 控 制 器
- 3 4 8 電 荷 端 子 控 制 系 統
- 4 0 0 導 引 式 表 面 波 導 探 針
- 4 0 3 曲 線
- 4 0 6 曲 線
- 4 0 9 漢 克 爾 交 叉 點

7 0 9 線 圈

7 1 2 A C 源

7 1 5 接 地 樁

7 1 8 垂 直 饋 送 線 導 體

7 2 1 分 接 頭

7 2 4 分 接 頭

8 0 3 有 限 傳 導 地 球

8 0 6 實 體 邊 界

8 0 9 理 想 傳 導 鏡 像 地 平 面

8 1 2 上 部 區 域 (空 氣)

1 0 0 3 、 1 0 0 6 、 1 0 0 9 步 驟

1 2 0 0 史 密 斯 圖 表

1 2 0 3 點

1 2 0 6 點

1 2 0 9 點

1 2 1 2 點

1 2 1 5 點

1 2 1 8 點

1 4 0 3 線 性 探 針

1 4 0 6 調 諧 共 振 器

1 4 0 6 a 接 收 結 構 (調 諧 共 振 器 ； 調 諧 結 構)

1 4 0 6 b 調 諧 共 振 器

1 4 0 9 磁 性 線 圈

1 4 1 3 輸 出 端

1 4 1 6 電 負 載

1 4 1 9 阻 抗 匹 配 網 路

1 4 2 1 探 針 端 子

1 4 2 3 阻 抗 匹 配 網 路

1 4 2 6 電 負 載

1 4 2 9 輸 出 端

1 4 3 3 阻 抗 匹 配 網 路

1 4 3 6 電 負 載

1 4 5 3 、 1 4 5 6 、 1 4 5 9 、 1 4 6 2 步 驟

C_1 、 C_R 自 身 電 容 值

H_1 高 度

L_R 線 圈

Q_1 電 荷

T_1 、 T_R 電 荷 端 子

【生物材料寄存】

【 0 1 7 2 】 國內寄存資訊 (請依寄存機構、日期、號碼順序註記)

無

【 0 1 7 3 】 國外寄存資訊 (請依寄存國家、機構、日期、號碼順序註記)

無

【序列表】(請換頁單獨記載)

無

【發明申請專利範圍】

【第 1 項】 一種方法，包括下述步驟：

定位一電荷端子於一有損傳導介質之上的一界定高度處；

調整連接至該電荷端子的一饋送網路的一相位延遲（ Φ ），以匹配於一波傾斜角（ Ψ ），該波傾斜角（ Ψ ）對應於與該有損傳導介質相關的一複數布魯斯特（Brewster）入射角（ $\theta_{i,B}$ ）；

基於與該有損傳導介質相關的一鏡像地平面阻抗（ Z_{in} ），來調整該電荷端子的一負載阻抗（ Z_L ）；及

經由該饋送網路利用一激發電壓來激發該電荷端子，其中該激發電壓建立一電場，該電場耦合至沿著該有損傳導介質的一表面之一導引式表面波導模態。

【第 2 項】 如請求項 1 所述之方法，其中該饋送網路包括一饋送線導體與一線圈，該饋送線導體耦接至該電荷端子，且該線圈耦接於該有損傳導介質與該饋送線導體之間，其中該饋送網路的該相位延遲（ Φ ）包括與該饋送線導體相關的一相位延遲（ θ_y ）以及與該線圈相關的一相位延遲（ θ_c ）。

【第 3 項】 如請求項 2 所述之方法，其中調整該相位延遲（ Φ ）包括下述步驟：調整與該線圈相關的該相位延遲（ θ_c ）。

- 【第4項】 如請求項3所述之方法，其中該饋送線導體的一連接係重新定位於該線圈上，以調整與該線圈相關的該相位延遲（ θ_c ）。
- 【第5項】 如請求項4所述之方法，其中該饋送線導體的該連接係經由一可變的分接頭而重新定位於該線圈上。
- 【第6項】 如請求項1所述之方法，其中與該有損傳導介質相關的該複數布魯斯特入射角（ $\theta_{i,B}$ ）係基於該激發電壓的一操作頻率與該有損傳導介質的特性。
- 【第7項】 如請求項6所述之方法，其中該有損傳導介質的該等特性包括導電率與介電常數。
- 【第8項】 如請求項1所述之方法，其中該鏡像地平面阻抗（ Z_{in} ）係至少部分基於該有損傳導介質的一實體邊界與一傳導鏡像地平面之間的一相位位移（ θ_d ）。
- 【第9項】 如請求項8所述之方法，其中該有損傳導介質的該實體邊界與該傳導鏡像地平面係由一複數深度分隔。
- 【第10項】 如請求項1所述之方法，其中該電荷端子的該負載阻抗（ Z_L ）係基於該鏡像地平面阻抗（ Z_{in} ）的一電抗分量來調整。
- 【第11項】 如請求項10所述之方法，其中該電荷端子的該負載阻抗（ Z_L ）受到調整，以使該鏡像地平面

阻抗 (Z_{in}) 的該電抗分量匹配於與該饋送網路及該電荷端子相關的一結構阻抗 (Z_{base})。

【第 12 項】 如請求項 1 所述之方法，其中當調整該電荷端子的該負載阻抗 (Z_L) 時，該饋送網路的該相位延遲 (Φ) 係固定。

【第 13 項】 如請求項 1 所述之方法，其中該電荷端子具有一有效球體直徑，且該電荷端子的該界定高度為一有效球體直徑的至少四倍，以減少該束縛電容值。

【第 14 項】 如請求項 1 所述之方法，其中該電荷端子係經由一線圈而耦接至一激發源。

【第 15 項】 如請求項 1 所述之方法，包括下述步驟：
感測該有損傳導介質的一特性中的一改變；及
回應於該有損傳導介質的該特性中的該改變，調整連接至該電荷端子的該饋送網路的該相位延遲 (Φ)，以匹配於一修改的波傾斜角，該修改的波傾斜角對應於與具有該改變的特性的該有損傳導介質相關的一複數布魯斯特入射角。

【第 16 項】 如請求項 15 所述之方法，包括下述步驟：
基於一新的鏡像地平面阻抗，來調整該電荷端子的該負載阻抗 (Z_L)，該新的鏡像地平面阻抗係基於具有該改變的特性的該有損傳導介質。

【第 17 項】 如請求項 1 所述之方法，其中該有損傳導

介質為一陸地介質。

【第18項】 一種導引式表面波導探針，包括：

一電荷端子，該電荷端子升高於一有損傳導介質之上；及

一饋送網路，該饋送網路係配置來耦接一激發源至該電荷端子，該饋送網路係配置來以一相位延遲（ Φ ）提供一電壓至該電荷端子，該相位延遲（ Φ ）匹配於一波傾斜角（ Ψ ），該波傾斜角（ Ψ ）相關於與該有損傳導介質相關的一複數布魯斯特入射角（ $\theta_{i,B}$ ），且該電荷端子具有一負載阻抗（ Z_L ），該負載阻抗（ Z_L ）係基於與該有損傳導介質相關的一鏡像地平面阻抗（ Z_{in} ）來決定。

【第19項】 如請求項 18 所述之導引式表面波導探針，其中該饋送網路包括一饋送線導體與一線圈，該饋送線導體耦接至該電荷端子，且該線圈耦接於該有損傳導介質與該饋送線導體之間，其中該饋送網路的該相位延遲（ Φ ）包括與該饋送線導體相關的一相位延遲（ θ_y ）以及與該線圈相關的一相位延遲（ θ_c ）。

【第20項】 如請求項 19 所述之導引式表面波導探針，其中該線圈為一螺旋線圈。

【第21項】 如請求項 19 所述之導引式表面波導探針，其中該激發源經由一分接頭連接而耦接至該線

圈。

【第22項】 如請求項 21 所述之導引式表面波導探針，其中一阻抗匹配網路係耦接於該激發源與該線圈上的該分接頭連接之間。

【第23項】 如請求項 19 所述之導引式表面波導探針，其中該激發源係磁性地耦合至該線圈。

【第24項】 如請求項 19 所述之導引式表面波導探針，其中該電荷端子經由一分接頭連接而耦接至該線圈。

【第25項】 如請求項 18 所述之導引式表面波導探針，其中該饋送網路係配置來改變該相位延遲 (Φ)，以匹配於該波傾斜角 (Ψ)。

【第26項】 如請求項 25 所述之導引式表面波導探針，包括一探針控制系統，該探針控制系統係配置來至少部分基於該有損傳導介質的特性，調整該饋送網路。

【第27項】 如請求項 25 所述之導引式表面波導探針，其中該饋送網路包括一線圈，該線圈耦接於該激發源與該電荷端子之間，該電荷端子經由一可變的分接頭而耦接至該線圈。

【第28項】 如請求項 26 所述之導引式表面波導探針，其中該探針控制系統回應於該有損傳導介質的該

等特性的一改變，來調整該可變的分接頭的一位置。

【第29項】 一種方法，包括下述步驟：

定位一導引式表面波導探針的一電荷端子於一有損傳導介質之上的一界定高度處；

調整該導引式表面波導探針的一行進波相位延遲（ Φ ），以匹配於該有損傳導介質的一表面波的一波傾斜角（ Ψ ）；

藉由利用來自該導引式表面波導探針的傳輸線部分的相位延遲以及產生自該等傳輸線部分的特性阻抗中的不連續之相位跳躍，在該導引式表面波導探針上同時激發一疊加駐波，該疊加駐波係基於一複數鏡像平面，該複數鏡像平面位於離該導引式表面波導探針的一基部一複數深度處；及

經由該等傳輸線部分利用一激發電壓來激發該電荷端子，其中一激發電荷分布建立一電場，該電場耦合至沿著該有損傳導介質的一表面之一導引式表面波導模態。

【第30項】 一種方法，包括下述步驟：

耦接一接收結構至一有損傳導介質；及

模態匹配於建立於該有損傳導介質上的一導引式表面波，其中該接收結構的一行進波相位延遲（ Φ ）匹配於與該導引式表面波相關的一波傾斜角（ Ψ ），

該波傾斜角 (Ψ) 係至少部分基於該接收結構的一附近中的該有損傳導介質的特性。

【第 31 項】 如請求項 30 所述之方法，包括下述步驟：懸掛該接收結構的一電荷端子於該有損傳導介質的一表面之上的一界定高度處。

【第 32 項】 如請求項 31 所述之方法，其中該接收結構包括一接收器網路，該接收器網路耦接於該電荷端子與該有損傳導介質之間。

【第 33 項】 如請求項 32 所述之方法，其中該接收器網路包括一線圈與一供應線導體，該線圈耦接至該有損傳導介質，且該供應線導體耦接於該線圈與該電荷端子之間，其中該行進波相位延遲 (Φ) 係基於該線圈的一相位延遲 (θ_c) 以及該供應線導體的一相位延遲 (θ_y)。

【第 34 項】 如請求項 33 所述之方法，其中調整該行進波相位延遲 (Φ) 包括下述步驟：調整該線圈上的一分接頭的一位置，以改變該線圈的該相位延遲 (θ_c)。

【第 35 項】 如請求項 34 所述之方法，其中該供應線導體經由該分接頭而耦接至該線圈。

【第 36 項】 如請求項 31 所述之方法，其中該電荷端子具有一有效球體直徑，且該電荷端子的該界定高度

為該有效球體直徑的至少四倍，以減少束縛電容值。

【第37項】 如請求項 31 所述之方法，包括下述步驟：相對於該有損傳導介質的該表面之下的一複數深度處的一鏡像平面共振該接收結構。

【第38項】 如請求項 37 所述之方法，其中共振該接收結構包括下述步驟：基於與該有損傳導介質相關的一鏡像地平面阻抗（ Z_{in} ），來調整該電荷端子的一負載阻抗（ Z_L ）。

【第39項】 如請求項 37 所述之方法，其中共振該接收結構係藉由利用來自該接收結構的傳輸線部分的相位延遲以及產生自該等傳輸線部分的特性阻抗中的不連續之相位跳躍，而在該接收結構上建立一駐波，該駐波疊加於該接收結構上的一行進波。

【第40項】 如請求項 30 所述之方法，包括下述步驟：經由一線圈從該接收結構擷取電力。

【第41項】 一種接收結構，用於模態匹配於一有損傳導介質上建立的一導引式表面波，該接收結構包括：
一電荷端子，該電荷端子升高於該有損傳導介質之上；及

一接收器網路，該接收器網路耦接於該電荷端子與該有損傳導介質之間，該接收器網路具有相位延遲（ Φ ），該相位延遲（ Φ ）匹配於與該導引式表面波相

關的一波傾斜角 (Ψ)，該波傾斜角 (Ψ) 至少部分基於該接收結構的一附近中的該有損傳導介質的特性。

【第 4 2 項】 如請求項 4 1 所述之接收結構，其中該電荷端子具有一可變的負載阻抗 (Z_L)。

【第 4 3 項】 如請求項 4 2 所述之接收結構，其中該可變的負載阻抗 (Z_L) 係基於一鏡像地平面阻抗 (Z_{in}) 來決定，該鏡像地平面阻抗 (Z_{in}) 係相關於該接收結構的該附近中的該有損傳導介質。

【第 4 4 項】 如請求項 4 3 所述之接收結構，其中該負載阻抗 (Z_L) 受到調整，以相對於該有損傳導介質的一表面之下的一複數深度處的一鏡像平面共振該接收結構。

【第 4 5 項】 如請求項 4 4 所述之接收結構，其中共振該接收結構係藉由利用來自該接收器網路的傳輸線部分的相位延遲以及產生自該等傳輸線部分的特性阻抗中的不連續之相位跳躍，而在該接收結構上建立一駐波。

【第 4 6 項】 如請求項 4 1 所述之接收結構，其中該接收器網路包括一線圈與一供應線導體，該線圈耦接至該有損傳導介質，且該供應線導體耦接於該線圈與該電荷端子之間，其中該接收器網路的該相位延遲 (Φ) 係基於該線圈的一相位延遲 (θ_c) 以及該供應線導體

的一相位延遲 (θ_y)。

【第47項】 如請求項46所述之接收結構，進一步包括一可變的分接頭，該可變的分接頭係配置來調整該線圈的該相位延遲 (θ_c)。

【第48項】 如請求項41所述之接收結構，包括耦接至一線圈的一阻抗匹配網路。

【第49項】 如請求項48所述之接收結構，其中該阻抗匹配網路係電感式耦接至該線圈。

【第50項】 一種方法，包括下述步驟：

相對於一陸地介質來定位一接收結構；及

經由該接收結構來接收能量，該能量以在該陸地介質的一表面上的一導引式表面波的一形式來傳送。

【第51項】 如請求項50所述之方法，其中該接收結構裝載一激發源，該激發源耦接至一導引式表面波導探針，該導引式表面波導探針產生該導引式表面波。

【第52項】 如請求項50所述之方法，其中該能量進一步包括電力，且該方法進一步包括下述步驟：施加該電力至一電負載，該電負載耦接至該接收結構，其中該電力係使用作為用於該電負載的一電源。

【第53項】 如請求項50所述之方法，進一步包括下述步驟：阻抗匹配一電負載至該接收結構。

【第54項】 如請求項53所述之方法，進一步包括下

述步驟：建立從該接收結構至該電負載的一最大電力轉移。

【第55項】 如請求項50所述之方法，其中該接收結構進一步包括一磁性線圈。

【第56項】 如請求項50所述之方法，其中該接收結構進一步包括一線性探針。

【第57項】 如請求項50所述之方法，其中該接收結構進一步包括一調諧共振器，該共振器耦接至該陸地介質。

【第58項】 一種設備，包括：

一接收結構，該接收結構接收能量，該能量以沿著一陸地介質的一表面的一導引式表面波的一形式來傳送。

【第59項】 如請求項58所述之設備，其中該接收結構係配置來裝載一激發源，該激發源耦接至一導引式表面波導探針，該導引式表面波導探針產生該導引式表面波。

【第60項】 如請求項58所述之設備，其中該能量進一步包括電力，且該接收結構耦接至一電負載，且其中該電力施加至該電負載，該電力係使用作為用於該電負載的一電源。

【第61項】 如請求項60所述之設備，其中該電負載

係阻抗匹配於該接收結構。

【第62項】 如請求項58所述之設備，其中該接收結構進一步包括一磁性線圈。

【第63項】 如請求項58所述之設備，其中該接收結構進一步包括一線性探針。

【第64項】 如請求項58所述之設備，其中該接收結構進一步包括一調諧共振器。

【第65項】 如請求項64所述之設備，其中該調諧共振器包括一串聯的調諧共振器。

【第66項】 如請求項64所述之設備，其中該調諧共振器包括一並聯的調諧共振器。

【第67項】 如請求項64所述之設備，其中該調諧共振器包括一分布式調諧共振器。

【第68項】 一種電力傳輸系統，包括：

一導引式表面波導探針，該導引式表面波導探針以沿著一陸地介質的一表面的一導引式表面波的一形式來傳送電能；及

一接收結構，該接收結構接收該電能。

【第69項】 如請求項68所述之電力傳輸系統，其中該接收結構裝載該導引式表面波導探針。

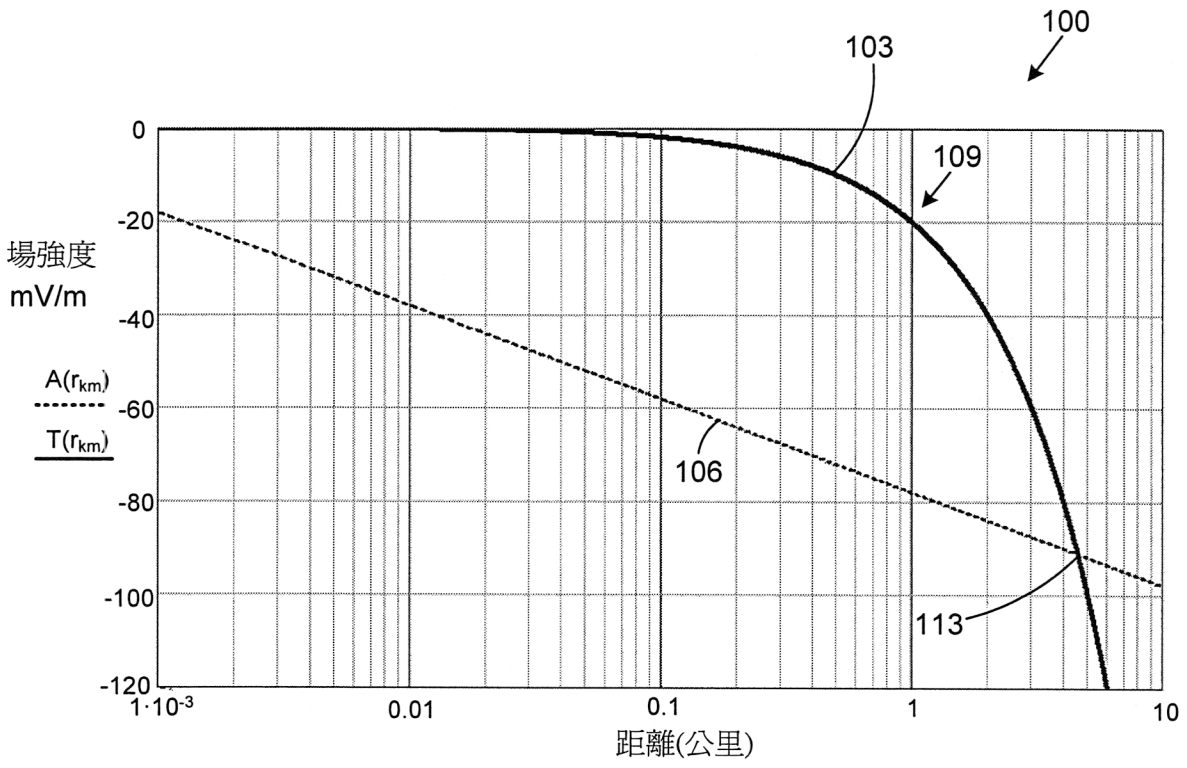
【第70項】 如請求項68所述之電力傳輸系統，其中一電負載耦接至該接收結構，且該電能係使用作為用

於該電負載的一電源。

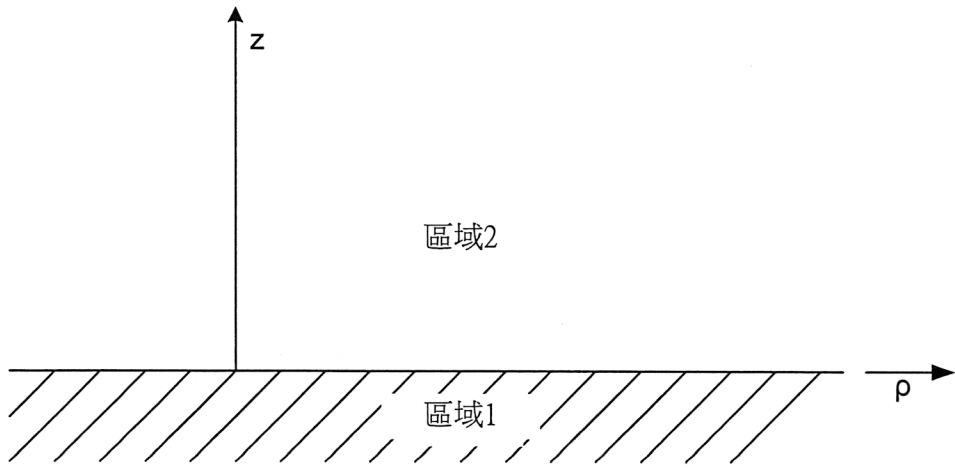
【第 71 項】 如請求項 70 所述之電力傳輸系統，其中該電負載係阻抗匹配於該接收電路。

【第 72 項】 如請求項 70 所述之電力傳輸系統，其中從該接收結構至該電負載係建立一最大電力轉移。

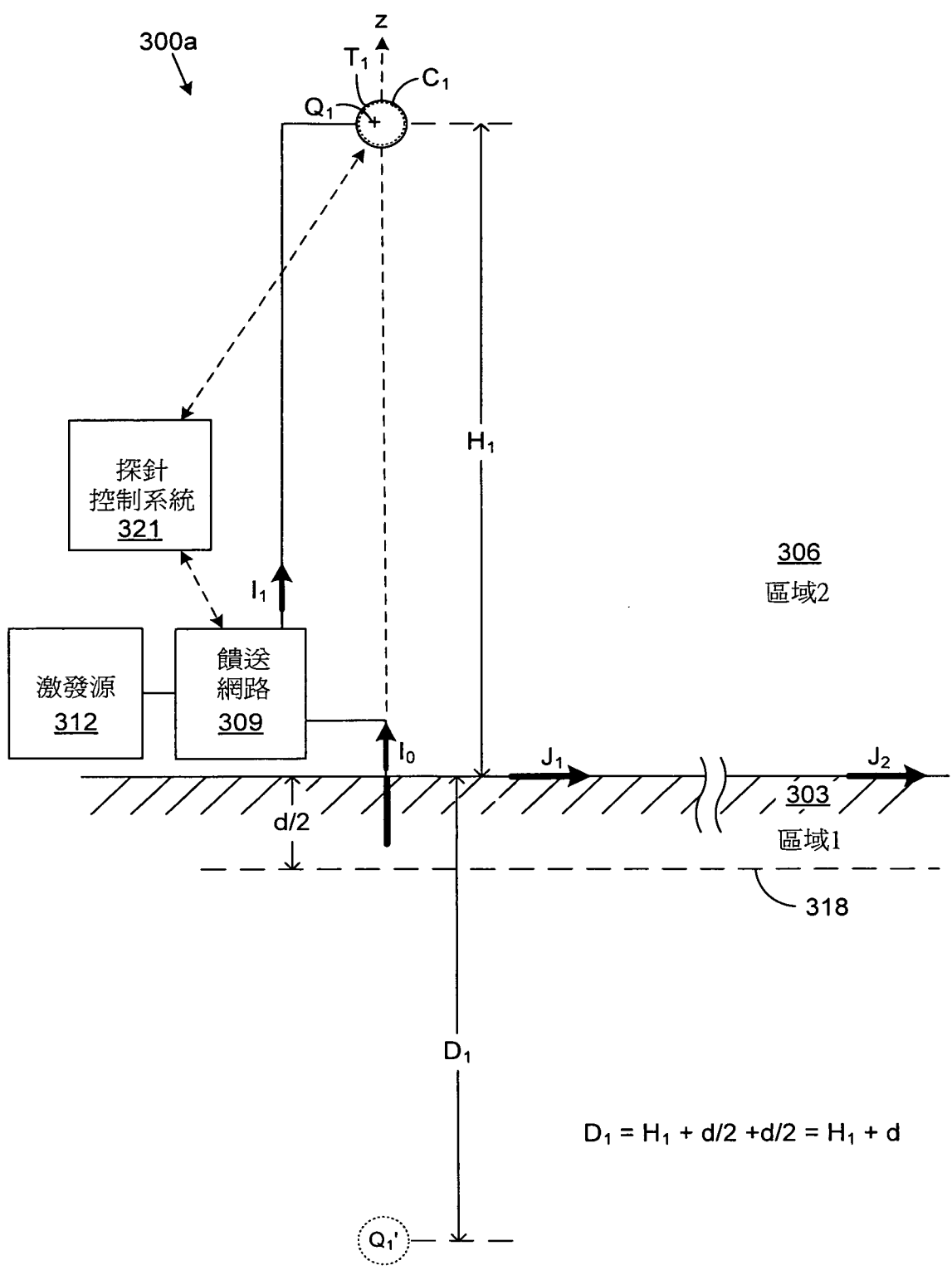
圖式



第1圖

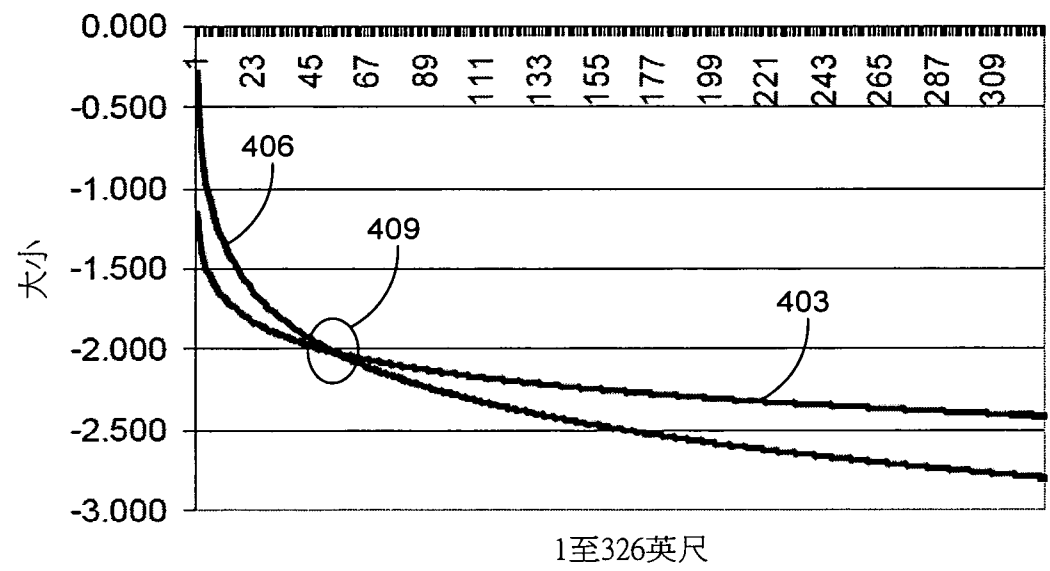


第2圖

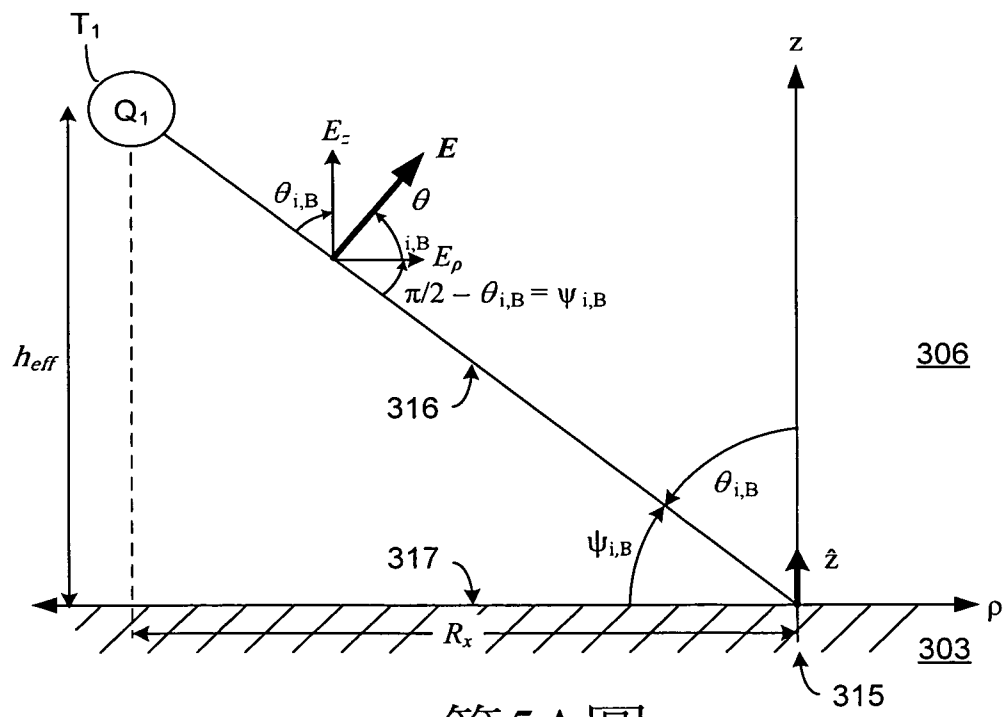


第3圖

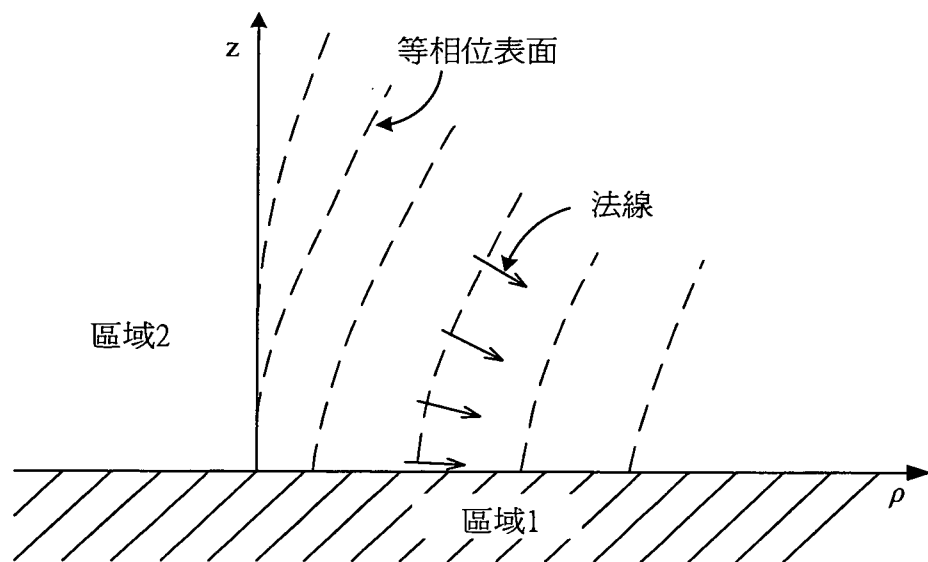
至交叉點的距離



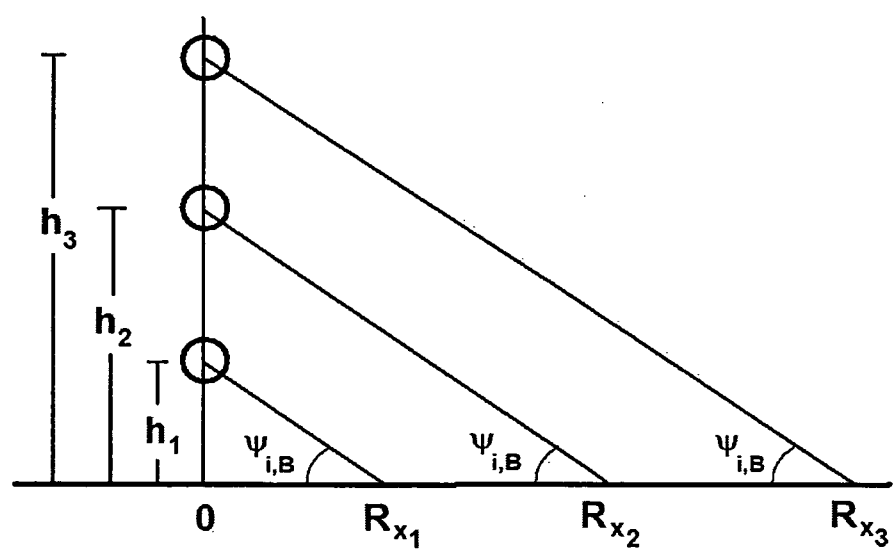
第4圖



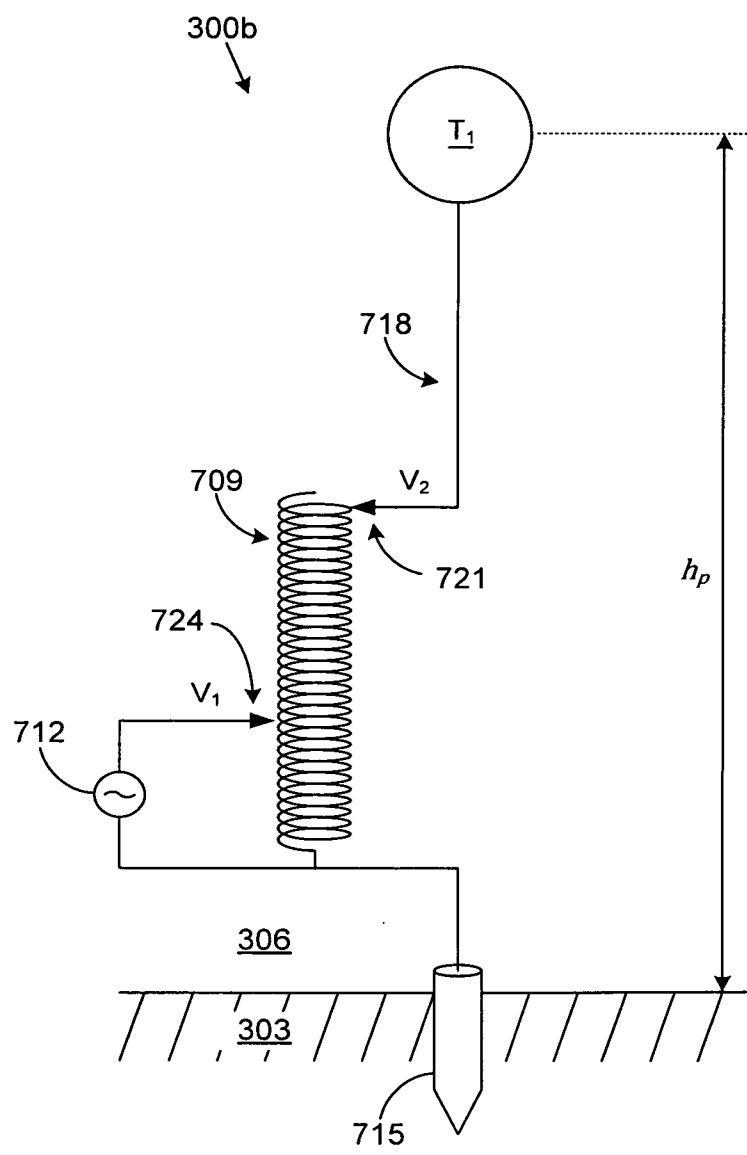
第5A圖



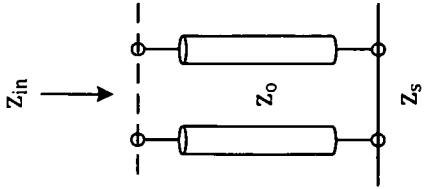
第5B圖



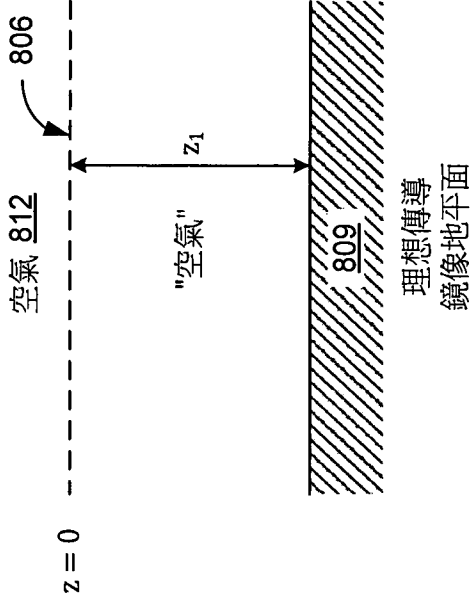
第6圖



第7圖



第8C圖



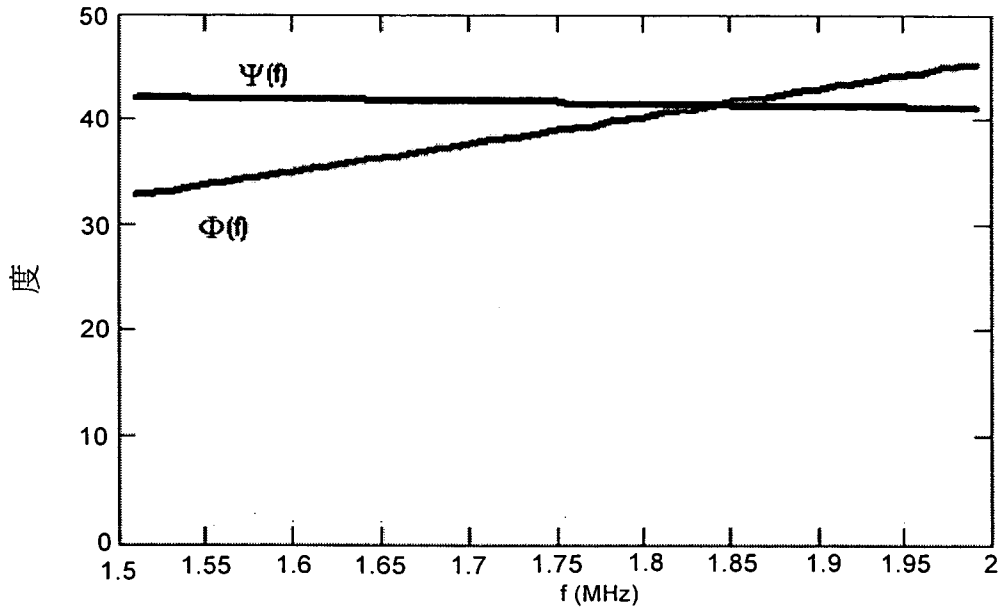
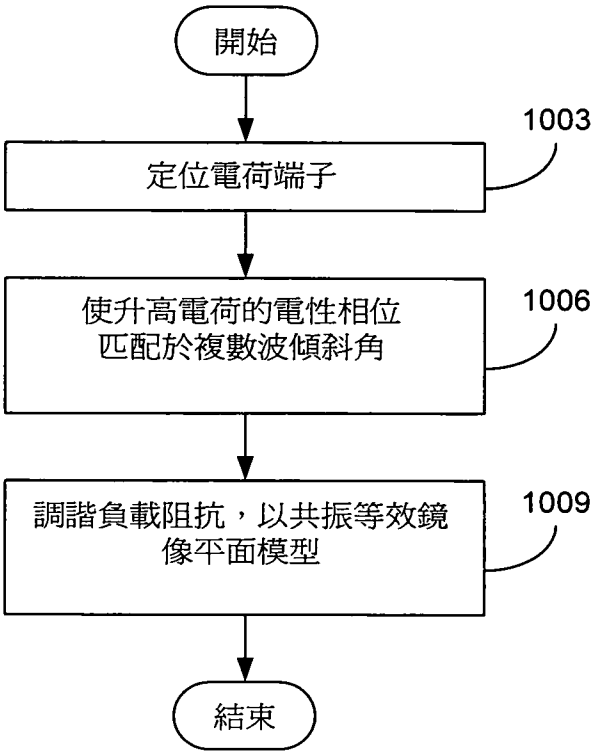
第8B圖



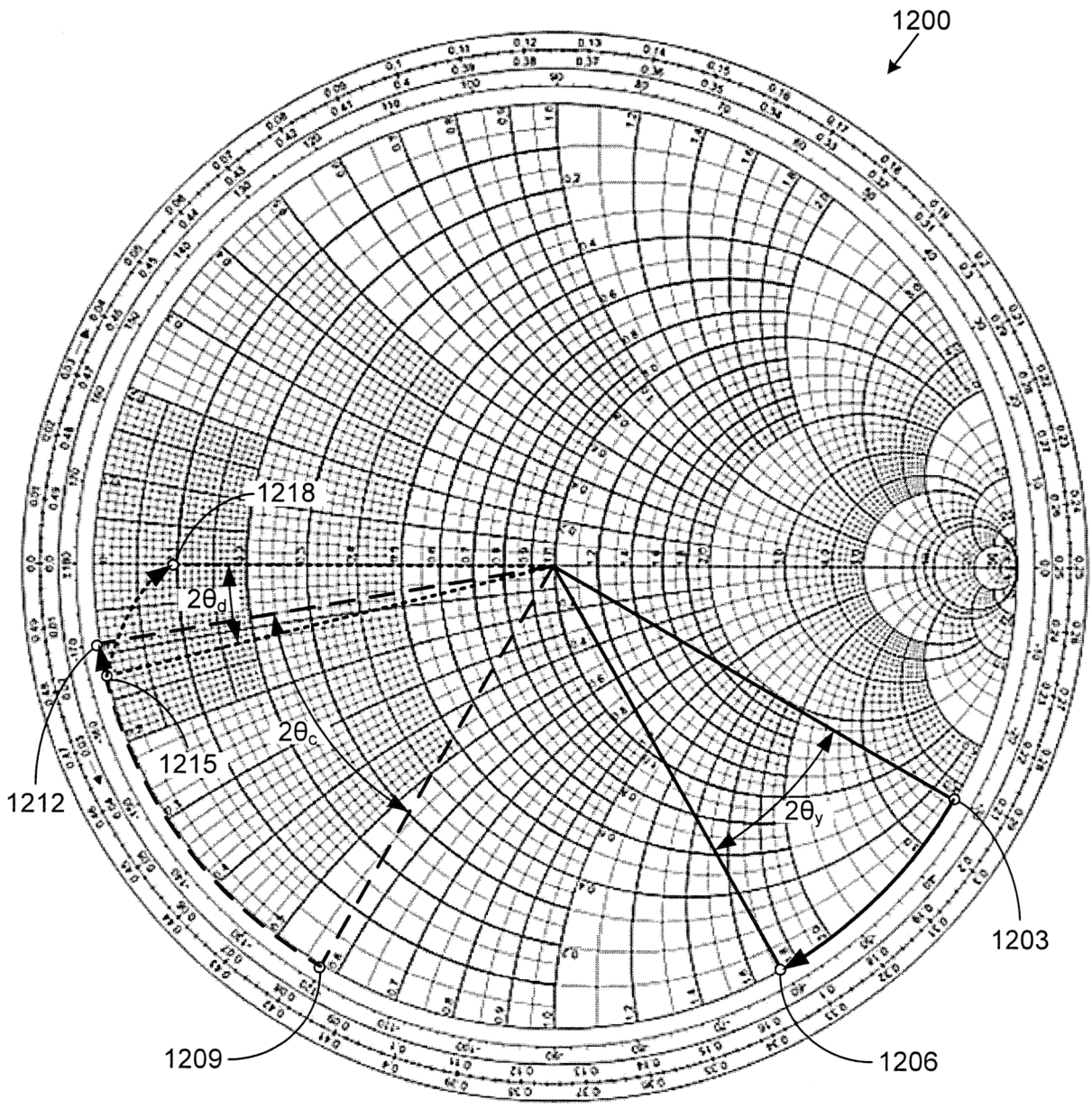
第8A圖

第9B圖

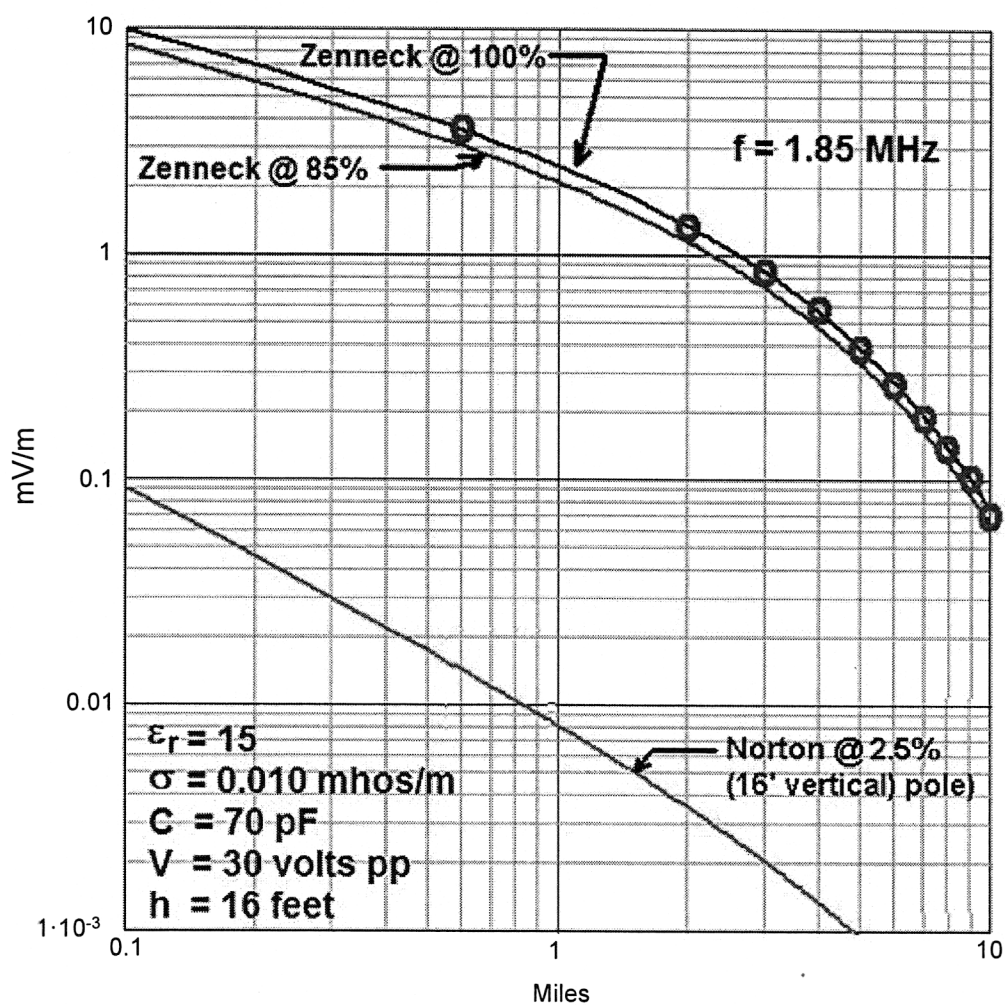
第10圖



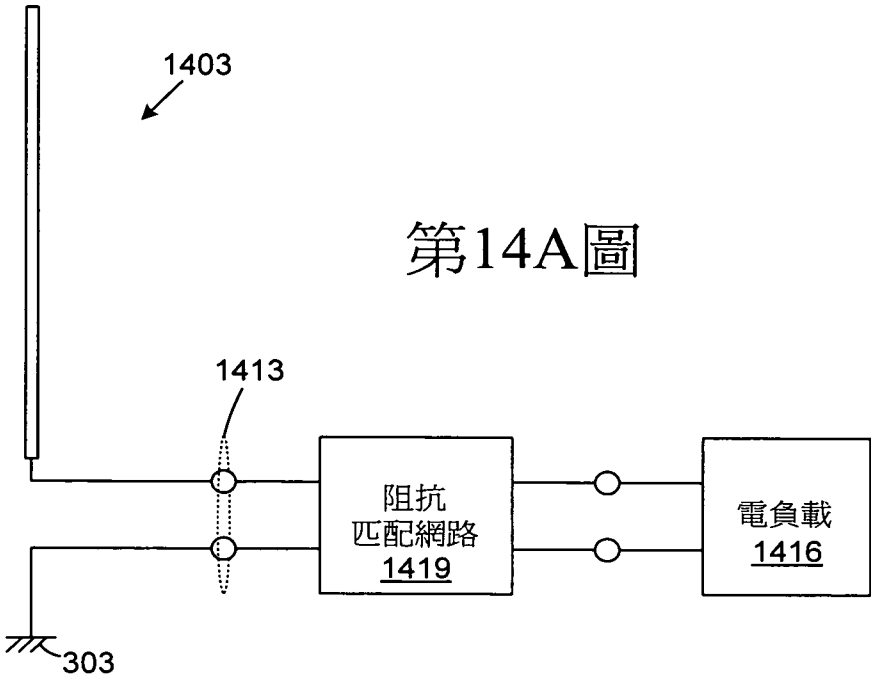
第11圖



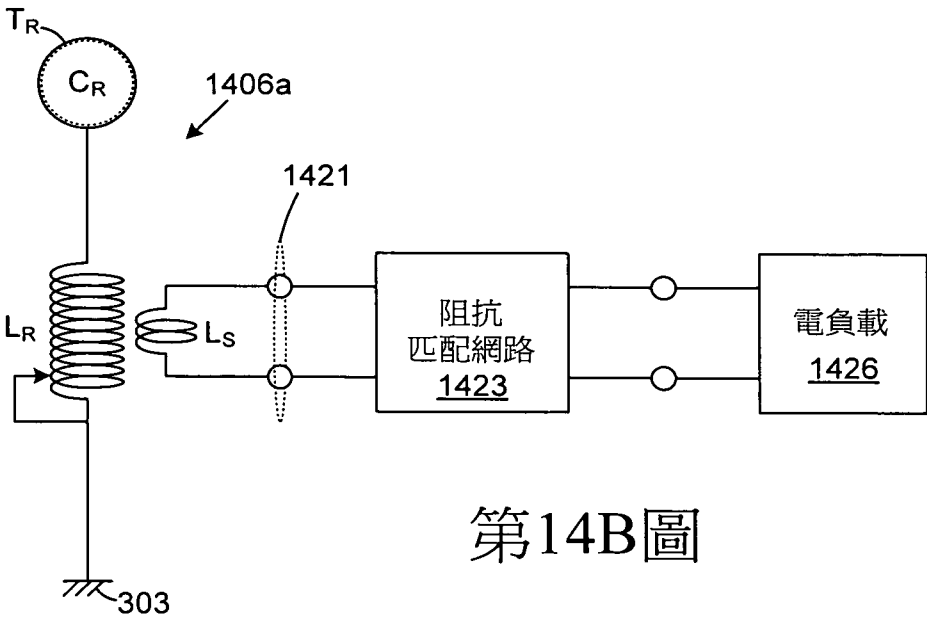
第12圖



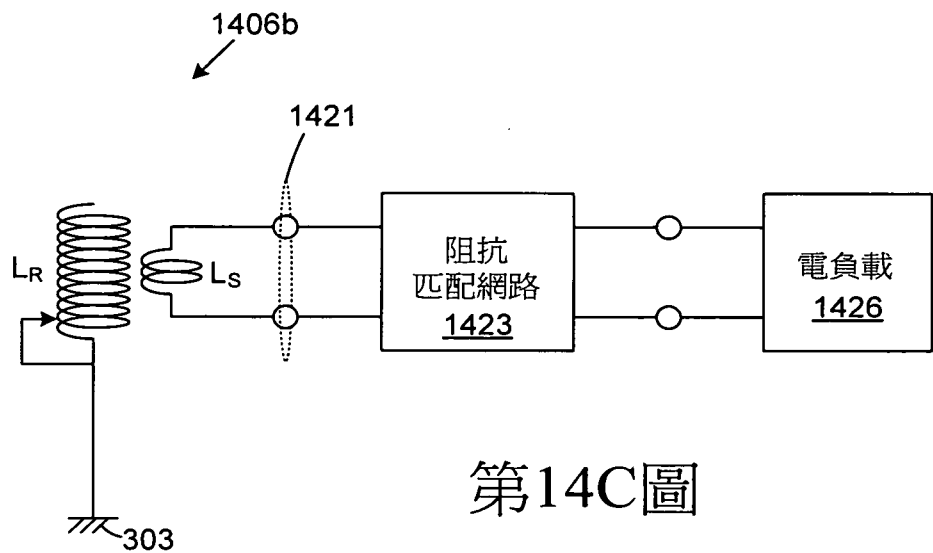
第13圖



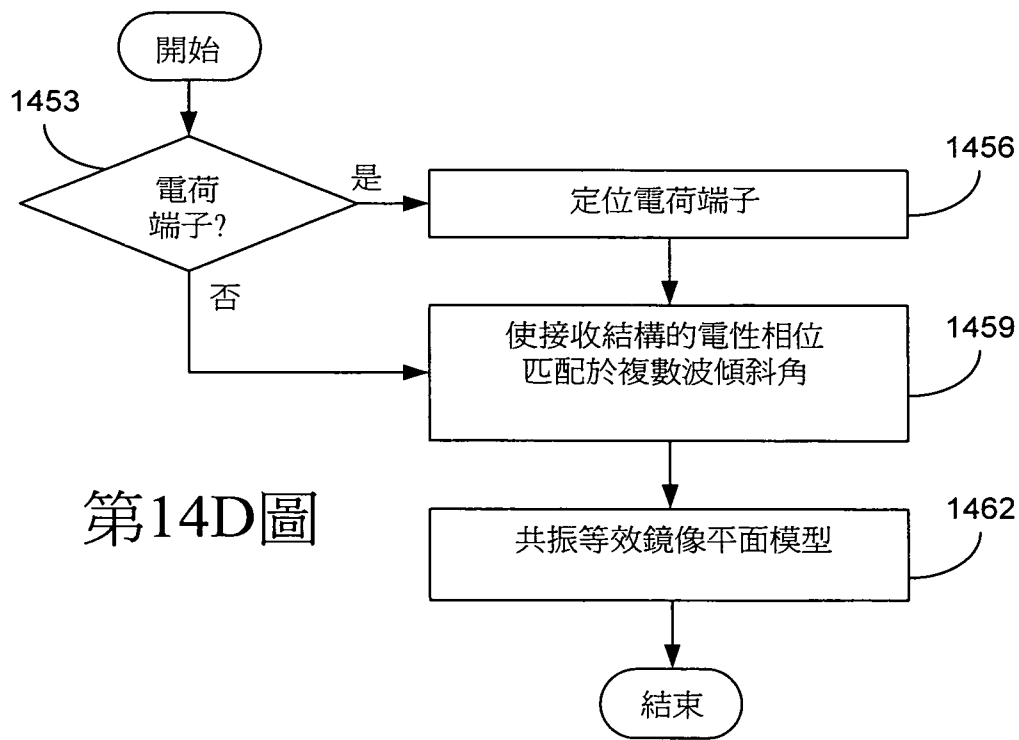
第14A圖



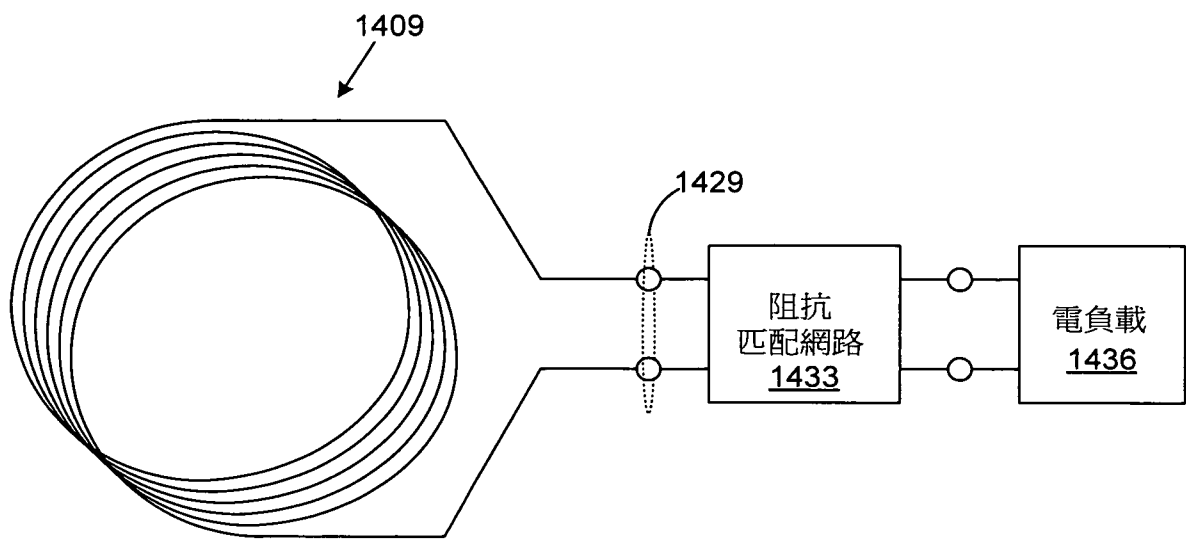
第14B圖



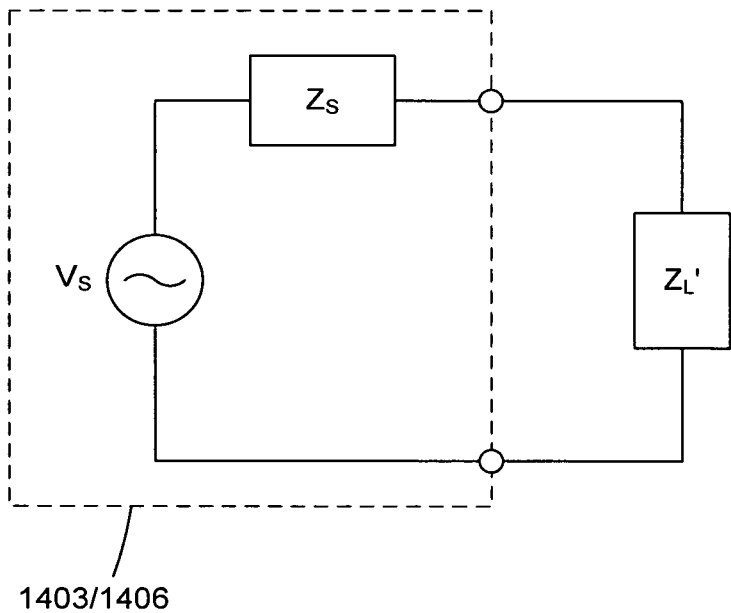
第14C圖



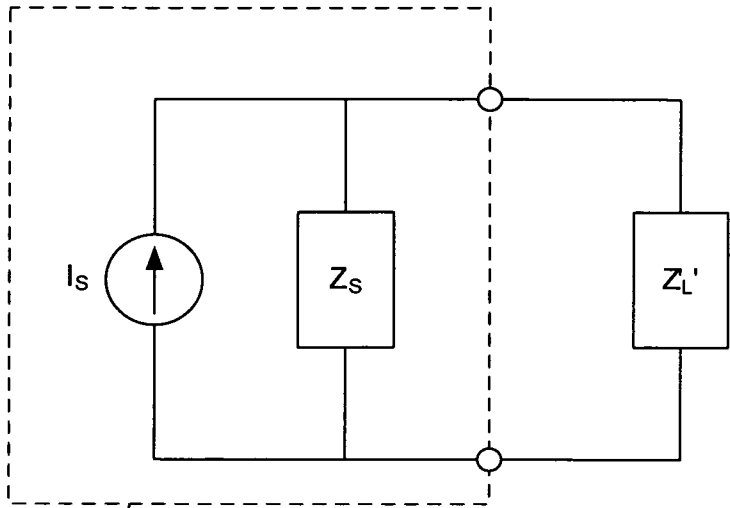
第14D圖



第15圖

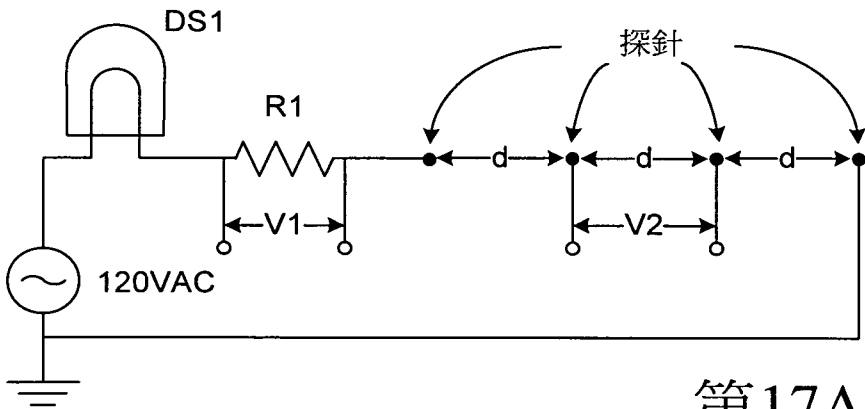


第16A圖

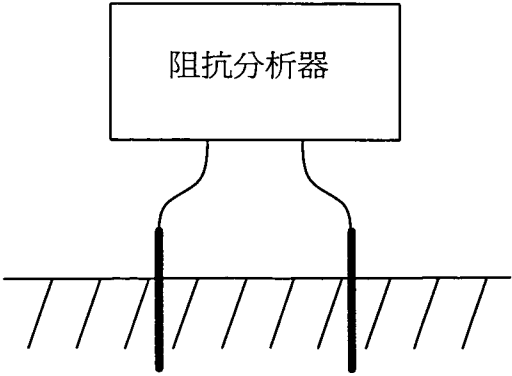


1409

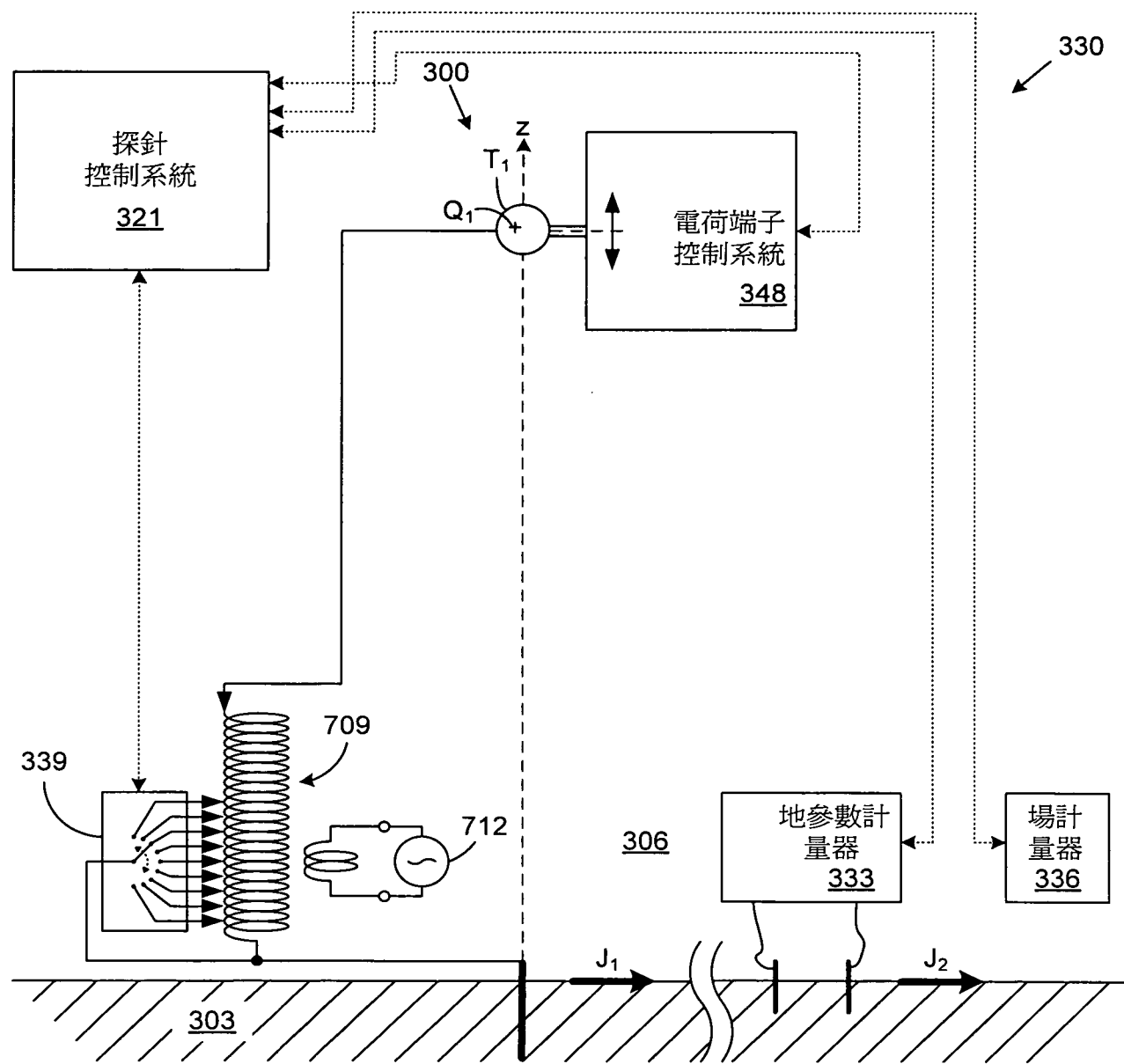
第16B圖



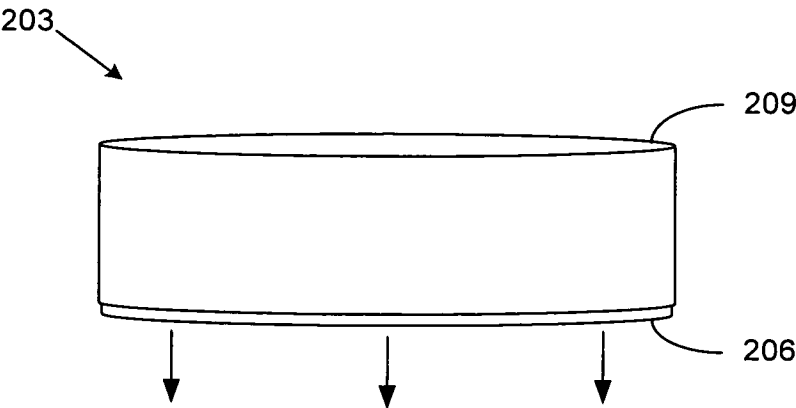
第17A圖



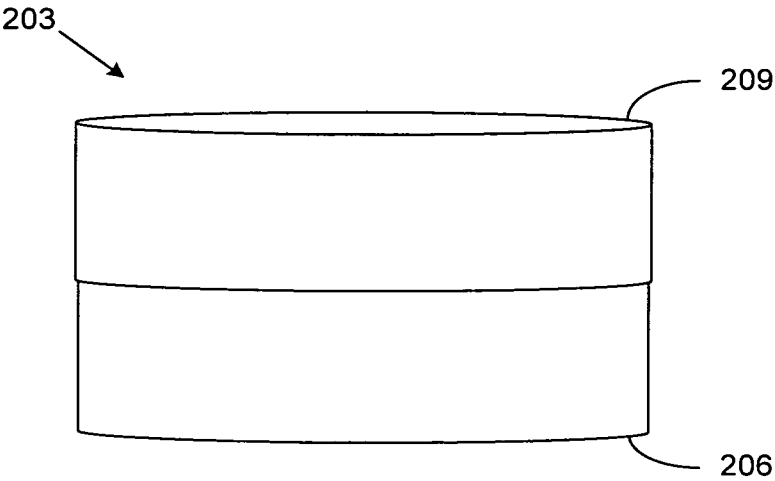
第17B圖



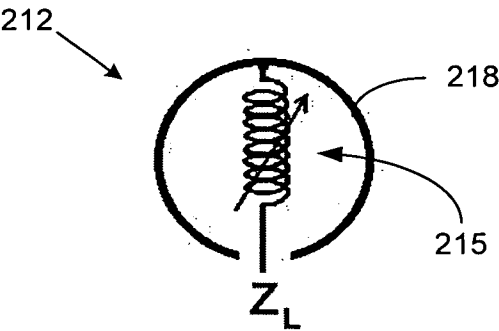
第18圖



第19A圖



第19B圖



第20圖