



(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 201717474 A

(43)公開日：中華民國 106 (2017) 年 05 月 16 日

(21)申請案號：105129090

(22)申請日：中華民國 105 (2016) 年 09 月 08 日

(51)Int. Cl. : *H01P5/00 (2006.01)* *H01Q1/00 (2006.01)*
H04B10/00 (2013.01)

(30)優先權：2015/09/09 美國 62/216,061
2016/08/18 PCT PCT/US16/47598

(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)；小品尚 巴西歐 F PINZONE, JR., BASIL F. (US)；品尚 喬瑟夫 F PINZONE, JOSEPH F. (US)；小卡爾頓 保羅肯德爾 CARLTON, JR., PAUL KENDALL (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：15 項 圖式數：40 共 131 頁

(54)名稱

導引面波導探針 (一)

GUIDED SURFACE WAVEGUIDE PROBES (1)

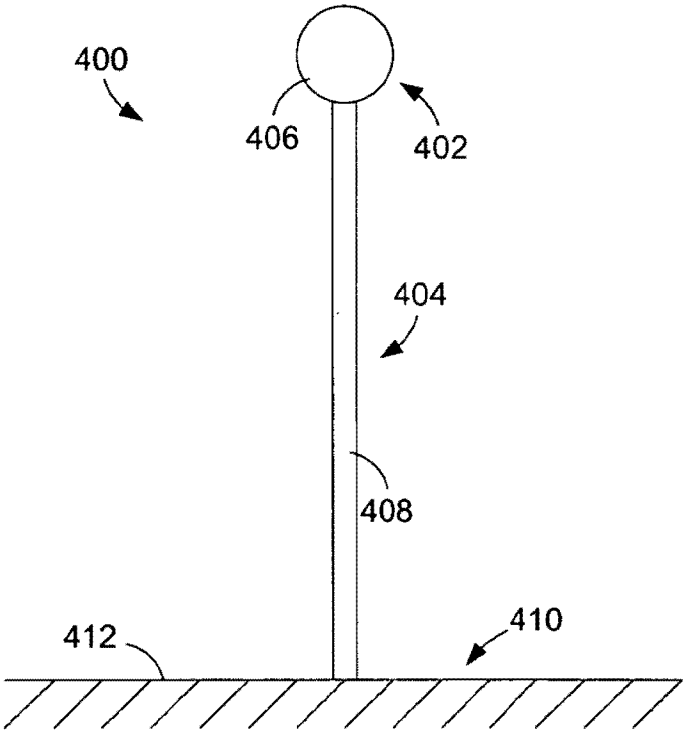
(57)摘要

本案揭示一種導引面波導探針，其包括：電荷端子，該電荷端子經配置以產生電磁場；以及支撐設備，該支撐設備將該電荷端子支撐於損耗導電媒質上方，其中藉由該電荷端子產生的該電磁場合成以該損耗導電媒質之複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)入射的波前。

Disclosed is a guided surface waveguide probe including a charge terminal configured to generate an electromagnetic field and a support apparatus that supports the charge terminal above a lossy conducting medium, wherein the electromagnetic field generated by the charge terminal synthesizes a wave front incident at a complex Brewster angle of incidence ($\theta_{i,B}$) of the lossy conducting medium.

指定代表圖：

- 符號簡單說明：
- 400 . . . 第一導引面
波導探針/探針
 - 402 . . . 電荷端子
 - 404 . . . 單一伸長垂
直支撐件
 - 406 . . . 導電外表面
 - 408 . . . 桿
 - 410 . . . 損耗導電媒
質
 - 412 . . . 表面



第20圖



201717474

【發明摘要】

E 申請日: 105年9月8日

I IPC分類: H01P 5/00 (2006.01)

H01B 1/00 (2006.01)

H04B 1/00 (2013.01)

【中文發明名稱】導引面波導探針 (一)

【英文發明名稱】GUIDED SURFACE WAVEGUIDE PROBES (1)

【中文】

本案揭示一種導引面波導探針，其包括：電荷端子，該電荷端子經配置以產生電磁場；以及支撐設備，該支撐設備將該電荷端子支撐於損耗導電媒質上方，其中藉由該電荷端子產生的該電磁場合成以該損耗導電媒質之複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)入射的波前。

【英文】

Disclosed is a guided surface waveguide probe including a charge terminal configured to generate an electromagnetic field and a support apparatus that supports the charge terminal above a lossy conducting medium, wherein the electromagnetic field generated by the charge terminal synthesizes a wave front incident at a complex Brewster angle of incidence ($\theta_{i,B}$) of the lossy conducting medium.

【指定代表圖】第(20)圖。

【代表圖之符號簡單說明】

400 第一導引面波導探針/探針

402 電荷端子

404 單一伸長垂直支撐件

406 導電外表面

408 桿

410 損耗導電媒質

申請案號：105129090

申請日：105 年 9 月 8 日

IPC 分類：

4 1 2 表 面

【特徵化學式】

無

【發明說明書】

【中文發明名稱】導引面波導探針（一）

【英文發明名稱】GUIDED SURFACE WAVEGUIDE PROBES (1)

相關申請案之交互參照

【0001】 本申請案主張名稱為「Guided Surface Waveguide Probes」的同在申請中之美國臨時專利申請案之優先權及權益，該美國臨時專利申請案於2015年9月9日申請且指定申請案號62/216,061並且以全文引用方式併入本文中。

【0002】 本申請案係關於名稱為「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」之同在申請中的美國非臨時專利申請案，該專利申請案於2013年3月7日申請並指定為申請號13/789,538並於2014年9月11日以公開號US2014/0252886 A1公開，且以全文引用方式併入本文中。本申請案亦係關於名稱為「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」之同在申請中的美國非臨時專利申請案，該專利申請案於2013年3月7日申請並指定為申請號13/789,525並於2014年9月11日以公開號US2014/0252865 A1公開，且以全文引用方式併入本文中。本申請案另外係關於名稱為「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」之同在申請中的美國非臨時專利申請案，該專利申請案於2014年9月10日

申請並指定為申請號14/483,089，且以全文引用方式併入本文中。本申請案另外係關於名稱為「Excitation and Use of Guided Surface Waves」之同在申請中的美國非臨時專利申請案，該專利申請案於2015年6月2日申請並指定為申請號14/728,507，且以全文引用方式併入本文中。本申請案另外係關於名稱為「Excitation and Use of Guided Surface Waves」之同在申請中的美國非臨時專利申請案，該專利申請案於2015年6月2日申請並指定為申請號14/728,492，且以全文引用方式併入本文中。

【技術領域】

【0003】 本揭示內容係關於電性能量經由導引面波之傳輸，且更特地而言，係關於促進導引面波之傳輸的導引面波導探針結構。

【先前技術】

【0004】 一個世紀以來，藉由無線電波傳輸的信號涉及使用習知天線結構發射的輻射場。與無線電科學相對比，上世紀的電性配電系統涉及沿電導體導引的能量之傳輸。對射頻(radio frequency; RF)與功率傳輸之間區別的此種理解自20世紀初就已存在。

【發明內容】

【0005】 根據一個實施例，一種導引面波導探針包含：電荷端子，該電荷端子經配置以產生電磁場；以及支撐設備，該支撐設備將該電荷端子支撐於損耗導電媒質上方，

其中藉由該電荷端子產生的該電磁場合成以該損耗導電媒質之複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)入射的波前。

【0006】 在查看以下圖式及詳細描述之後，本揭示內容之其他系統、方法、特徵及優點對熟習此項技術者而言將是明顯的或將變得明顯。所有此種另外的系統、方法、特徵及優點意欲包括在本說明書內、在本揭示內容之範疇內且受隨附申請專利範圍保護。

【0007】 另外，所描述實施例之所有可選及較佳特徵與修改在本文所教示之全部揭示內容的所有態樣中為可使用的。此外，附屬請求項之個別特徵以及所描述實施例之所有可選及較佳特徵與修改可彼此組合並可彼此互換。

【圖式簡單說明】

【0008】 本揭示內容之許多態樣可參考以下圖式更好地理解。圖式中之組件未必按比例繪製，而替代地重點是放在清楚地說明本揭示內容之原理。此外，在圖式中，相同元件符號在若干視圖中始終指定相應部件。

【0009】 第1圖為描繪針對導引電磁場及輻射電磁場的場強隨距離變化之圖表。

【0010】 第2圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的具有兩個區域之傳播介面的圖式，該兩個區域用於傳輸導引面波。

【0011】 第3圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的相對於第2圖之傳播介面安置的導引面波導探針之圖式。

【0012】 第4圖為根據本揭示內容之各種實施例的一階漢克爾函數之接近漸近線及遠離漸近線之量值的實例之曲線圖。

【0013】 第5A及5B圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的藉由導引面波導探針合成的電場之複合入射角的圖式。

【0014】 第6圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的電荷端子對第5A圖之電場以布魯斯特角與損耗導電媒質相交之位置的高程效應的圖形表示。

【0015】 第7圖為根據本揭示內容之各種實施例的導引面波導探針之實例的圖形表示。

【0016】 第8A至8C圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的第3及7圖之導引面波導探針的等效影像平面模型之實例的圖形表示。

【0017】 第9A及9B圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的第8B及8C圖之等效影像平面模型的單線傳輸線及經典傳輸線模型之實例的圖形表示。

【0018】 第10圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的調整第3及7圖之導引面波導探針以沿損耗導電媒質之表面發射導引面波之實例的流程圖。

【0019】 第11圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的第3及7圖之導引面波導探針的波面傾斜角與相位延遲之間的關係之實例的曲線圖。

【0020】 第12圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的導引面波導探針之實例的圖式。

【0021】 第13圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的以複合布魯斯特角入射合成電場以在漢克爾交叉距離處匹配導引面波導的圖形表示。

【0022】 第14圖為根據本揭示內容之各種實施例的第12圖之導引面波導探針之實例的圖形表示。

【0023】 第15A圖包括根據本揭示內容之各種實施例的導引面波導探針之電荷端子 T_1 的相位延遲(Φ_U)之虛部及實部之實例的曲線圖。

【0024】 第15B圖為根據本揭示內容之各種實施例的第14圖之導引面波導探針之示意圖。

【0025】 第16圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的導引面波導探針之實例的圖式。

【0026】 第17圖為根據本揭示內容之各種實施例的第16圖之導引面波導探針之實例的圖形表示。

【0027】 第18A至18C圖描繪根據本揭示內容之各種實施例的接收結構之實例，該等接收結構可用以接收以藉由導引面波導探針發射的導引面波形式傳輸的能量。

【0028】 第18D圖為例示根據本揭示內容之各種實施例的調整接收結構之實例的流程圖。

【0029】 第19圖描繪根據本揭示內容之各種實施例的另外接收結構之實例，該另外接收結構可用以接收以藉由導引面波導探針發射的導引面波形式傳輸的能量。

【0030】 第20圖為導引面波導探針之側視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第一實施例。

【0031】 第21A及21B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第二實施例。

【0032】 第22A及22B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第三實施例。

【0033】 第23A及23B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第四實施例。

【0034】 第24A及24B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第五實施例。

【0035】 第25A及25B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第六實施例。

【0036】 第26A及26B圖分別為導引面波導探針之側視圖及透視圖，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第七實施例。

【0037】 第27圖為導引面波導探針之側面，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第八實施例。

【0038】 第28圖為導引面波導探針之側面，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第九實施例。

【0039】 第29圖為導引面波導探針之側面，該導引面波導探針併入有用於支撐探針之電荷端子的支撐設備之第十實施例。

【0040】 第30圖為導引面波導探針之電荷端子的第一實施例之側視圖。

【0041】 第31A及31B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第二實施例之側視圖及透視圖。

【0042】 第32A及32B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第三實施例之側視圖及透視圖。

【0043】 第33A及33B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第四實施例之側視圖及透視圖。

【0044】 第34A及34B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第五實施例之側視圖及透視圖。

【0045】 第35A及35B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第六實施例之側視圖及透視圖。

【0046】 第36A及36B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第七實施例之側視圖及透視圖。

【0047】 第37圖為導引面波導探針之電荷端子的第八實施例之側視圖。

【0048】 第38圖為導引面波導探針之電荷端子的第九實施例之側視圖。

【0049】 第39A及39B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第十實施例之側視圖及俯視圖。

【0050】 第40A及40B圖分別為導引面波導探針之電荷端子的第十一實施例之側視圖及俯視圖。

【實施方式】

【0051】 為開始論述，應確立一些術語以在隨後對概念之論述中提供清楚性。首先，如本文所涵蓋的，在**輻射電磁場**與**導引電磁場**之間劃出形式區別。

【0052】 如本文所涵蓋的，輻射電磁場包含電磁能，該電磁能自源結構以未結合至波導的波形式發出。例如，輻射電磁場通常為離開諸如天線之電結構且經由大氣或其他媒質傳播並未結合至任何波導結構的場。一旦輻射電磁波離開諸如天線之電結構，該等輻射電磁波即在獨立於其源之傳播媒質(諸如空氣)中持續傳播，直至該等輻射電磁波消散而不管該源是否持續操作。一旦電磁波得以輻射，除非遭截取，否則該等電磁波不可回收，且若未遭截取，則輻射電磁波中固有的能量永不會損耗。諸如天線之電性結構係設計來藉由最大化輻射電阻與結構損耗電阻之比率而輻射電磁場。輻射能在空間中散佈且不管接收器是否存在皆會損耗。輻射場之能量密度歸因於幾何散佈而隨距離變化。因此，如本文所使用的術語「輻射」的所有形式係指此種形式的電磁傳播。

【0053】 導引電磁場為能量集中在具有不同電磁性質之媒質之間的邊界內或附近的傳播電磁波。在此意義上，

導引電磁場為結合至波導且可特性化為由在波導中流動的電流運送的場。若不存在負載來接收及/或消散在導引電磁波中運送的能量，則除了在導引媒質之導電率方面有所消散之外無能量損耗。換言之，若不存在用於導引電磁波之負載，則無能量消耗。因此，除非存在電阻負載，否則產生導引電磁場之產生器或其他源不遞送實功率。為此，此種產生器或其他源基本上閒置運作直至存在負載。此類似於運作產生器以產生60赫茲電磁波，在不存在電負載的情況下，該60赫茲電磁波經由功率線傳輸。應注意，導引電磁場或波等效於稱為「傳輸線模態」之場或波。此與輻射電磁波形成對比，其中始終供應實功率以便產生輻射波。不同於輻射電磁波，導引電磁能在關閉能源之後不會持續沿有限長度波導傳播。因此，如本文所使用的術語「導引」的所有形式係指此種傳輸方式的電磁傳播。

【0054】現在參考第1圖，展示在log-dB曲線圖上的在以伏特/公尺計的任意參考上方以分貝(dB)計的場強隨以公里計的距離變化之圖表100，以便進一步例示輻射電磁場與導引電磁場之間的區別。第1圖之圖表100描繪導引場強曲線103，該導引場強曲線展示導引電磁場之場強隨距離的變化。此導引場強曲線103基本上與傳輸線模態相同。此外，第1圖之圖表100描繪輻射場強曲線106，該輻射場強曲線展示輻射電磁場之場強隨距離的變化。

【0055】所關注的是分別針對導引波及輻射傳播的曲線103及106之形狀。輻射場強曲線106在幾何上下降

($1/d$ ，其中 d 為距離)，此在 $\log - \log$ 尺度上描繪為直線。另一方面，導引場強曲線 103 具有 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ 之特性指數衰減，且在 $\log - \log$ 尺度上展現區別性膝部 109。導引場強曲線 103 及輻射場強曲線 106 在點 112 處相交，該點出現在交叉距離處。在相交點 112 處、小於交叉距離之距離處，導引電磁場之場強在大多數位置處顯著地大於輻射電磁場之場強。在大於交叉距離之距離處，實情為相反的。因此，導引場強曲線 103 及輻射場強曲線 106 進一步例示導引電磁場與輻射電磁場之間的基本傳播差異。對導引電磁場與輻射電磁場之間的差異之非正式論述，參考 Milligan, T., *Modern Antenna Design*, McGraw-Hill, 第一版, 1985, 第 8-9 頁，其以全文引用方式併入本文中。

【0056】上述輻射電磁波與導引電磁波之間的區別容易在形式上表示且置於嚴格基礎上。彼兩個此類完全不同的解可來自於同一個線性偏微分方程，波動方程在分析學上由施加於問題的邊界條件得出。用於波動方程之格林函數本身含有輻射波與導引波本質之間的區別。

【0057】在空白空間中，波動方程為微分算子，該微分算子之特徵函數在複合波數平面上擁有特徵值之連續譜。此橫向電磁 (transverse electro-magnetic ; TEM) 場係稱為輻射場，且彼等傳播場係稱為「赫茲波」。然而，在導電邊界存在下，波動方程加邊界條件在數學上產生波數之譜表示，其由連續譜加離散譜之總和而構成。

為此，參考 Sommerfeld, A., 「Uber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie,」 *Annalen der Physik*, 第 28 卷, 1909, 第 665-736 頁。亦參見 Sommerfeld, A., 「Problems of Radio」, 公開為 **Physics-Lectures on Theoretical Physics** : 第 VI 卷中偏微分方程中之第 6 章, Academic Press, 1949, 第 236-289 頁, 第 295-296 頁; Collin, R. E., 「Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies」, **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, 第 46 卷, 第 2 期, 2004 年 4 月, 第 64-79 頁; 以及 Reich, H. J., Ordnung, P.F, Krauss, H.L. 及 Skalnik, J.G., **Microwave Theory and Techniques**, Van Nostrand, 1953, 第 291-293 頁, 此等參考文獻中之每一者以全文引用方式併入本文中。

【0058】術語「地波」及「面波」辨識兩種明顯不同的物理傳播現象。面波在分析學上產生自相異極點，該相異極點在平面波譜中產生離散分量。參見，例如，「The Excitation of Plane Surface Waves」, Cullen, A.L., (**Proceedings of the IEE (British)**, 第 101 卷, 第 IV 部分, 1954 年 8 月, 第 225-235 頁)。在此情形中，面波係視為導引面波。面波(在惹奈克-索末菲導引波意義上而言)在物理上及在數學上非與現在自無線電

廣播十分熟悉的地波(在外勒-諾頓-FCC意義上而言)相同。此兩個傳播機制產生自在複數平面上對不同類型的特徵值譜(連續體或離散)之激發。導引面波之場強隨距離指數地衰減,如由第1圖之曲線103所例示(更像是在損耗波導中傳播)且類似於在徑向傳輸線中傳播,此與地波之經典赫茲輻射相反,該地波在球面上傳播,擁有特徵值之連續體,在幾何上下降,如第1圖之曲線106所例示,且該地波係由支切積分產生。如由C.R. Burrows在「The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth」(**Proceedings of the IRE**, 第25卷, 第2期, 1937年2月, 第219-229頁)及「The Surface Wave in Radio Transmission」(**Bell Laboratories Record**, 第15卷, 1937年6月, 第321-324頁)中的實驗證明,垂直天線輻射地波但不發射導引面波。

【0059】為概述上文內容,首先,波數特徵值譜中相應於支切積分之連續部分產生輻射場,且其次,離散譜及產生自藉由積分輪廓包封的極點的相應殘餘值總和產生非TEM行進面波,該等面波在橫向於傳播之方向上受指數阻尼。此等面波為導引傳輸線模態。為進一步說明,參考Friedman, B., **Principles and Techniques of Applied Mathematics**, Wiley, 1956, 第214頁, 第283-286頁, 第290頁, 第298-300頁。

【0060】 在自由空間中，天線激發波動方程之連續體特徵值，其為輻射場，其中具有同相 E_z 及 H_ϕ 之向外傳播的RF能量永不損耗。另一方面，波導探針激發離散特徵值，從而產生傳輸線傳播。參見Collin, R. E., **Field Theory of Guided Waves**, McGraw-Hill, 1960, 第453頁, 第474-477頁。儘管此等理論分析已堅持對在損耗均質媒質之平面表面或球形表面上發射開放導引面波之假想可能性，但超過一個世紀，工程技藝中尚不存在已知結構來以任何實際效率實現此假想可能性。遺憾地，因為在20世紀初出現了上文闡述的理論分析，該理論分析基本上只剩理論且一直不存在已知結構來實際上實現在損耗均質媒質之平面表面或球形表面上對開發導引面波之發射。

【0061】 根據本揭示內容之各種實施例，描述各種導引面波導探針，其經配置以激發電場，該等電場耦合至沿損耗導電媒質之表面的導引面波導模態。此等導引電磁場在量值及相位方面與損耗導電媒質之表面上的導引面波模態實質上模態匹配。此種導引面波模態亦可稱為惹奈克波導模態。由於本文描述的導引面波導探針所激發的所得場與損耗導電媒質之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配之事實，呈導引面波形式的導引電磁場沿損耗導電媒質之表面發射。根據一個實施例，損耗導電媒質包含陸界媒質，諸如地球。

【0062】 參考第2圖，展示傳播介面，該傳播介面提供用於馬克士威方程之邊界值解的檢查，該等馬克士威方程由 Jonathan Zenneck 在 1907 年導出，如其論文 Zenneck, J., 「On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy」, Annalen der Physik, 第4系列, 第23卷, 1907年9月20日, 第846-866頁中所闡述。第2圖用於將波沿指定為區域1之損耗導電媒質與指定為區域2之絕緣體之間的介面徑向傳播的圓柱坐標。區域1可包含例如任何損耗導電媒質。在一個實例中，此種損耗導電媒質可包含陸界媒質，諸如地球或其他媒質。區域2為與區域1共用邊界介面之第二媒質，且具有相對於區域1不同的構成參數。區域2可包含例如任何絕緣體，諸如大氣或其他媒質。此種邊界介面之反射係數僅對以複合布魯斯特角入射變為零。參見 Stratton, J.A., **Electromagnetic Theory**, McGraw-Hill, 1941, 第516頁。

【0063】 根據各種實施例，本揭示內容闡述各種導引面波導探針，該等導引面波導探針產生電磁場，該等電磁場與包含區域1的損耗導電媒質之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配。根據各種實施例，此等電磁場實質上合成以損耗導電媒質之複合布魯斯特角入射的波前，從而可產生零反射。

【0064】為進一步解釋，在區域2中，其中假定 $e^{j\omega t}$ 場變化且其中 $\rho \neq 0$ 及 $z \geq 0$ （其中 z 為與區域1之表面成法向的垂直坐標，且 ρ 為圓柱坐標中之徑向尺寸），滿足沿介面之邊界條件的馬克士威方程之惹奈克閉合形式精確解係藉由以下電場及磁場分量來表示：

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

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

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

【0065】在區域1中，其中假定 $e^{j\omega t}$ 場變化且其中 $\rho \neq 0$ 及 $z \leq 0$ ，滿足沿介面之邊界條件的馬克士威方程之惹奈克閉合形式精確解係藉由以下電場及磁場分量來表示：

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

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

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

【0066】在此等表達式中， z 為與區域1之表面成法向的垂直坐標，且 ρ 為徑向坐標， $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ 為第二類及第 n 階之複自變數漢克爾函數， u_1 為區域1中正垂直(z)方向上的傳播常數， u_2 為區域2中垂直(z)方向上到傳播常數， σ_1 為區域1之導電率， ω 等於 $2\pi f$ ，其中 f 為激發之頻率， ϵ_0 為自由空間之電容率， ϵ_1 為區域1之電容率， A 為藉由源施加的源常數，且 γ 為面波徑向傳播常數。

【0067】在 $\pm z$ 方向上之傳播常數係藉由將波動方程在區域1與區域2之間的介面上方及下方進行分隔且施加邊界條件而決定。此舉在區域2中得出

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

且在區域 1 中得出，

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

徑向傳播常數 γ 由以下得出

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

此為複合表達式，其中 n 為複合折射率，其由以下得出

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

在所有上文方程中，

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

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

其中 ϵ_r 包含區域 1 之相對電容率， σ_1 為區域 1 之導電率， ϵ_o 為自由空間之電容率，且 μ_o 包含自由空間磁導率。因此，所產生的面波平行於介面傳播且垂直於該介面指數衰減。此稱為消逝。

【0068】 因此，方程(1)-(3)可視為圓柱對稱、徑向傳播波導模態。參見 Barlow, H. M. 及 Brown, J., **Radio Surface Waves**, Oxford University Press, 1962, 第10-12頁，第29-33頁。本揭示內容詳述激發此「開放邊界」波導模態之結構。具體而言，根據各種實施例，導引面波導探針具備適當大小之電荷端子，該電荷端子係利用電壓及/或電流饋送且相對於區域2與區域1之間的邊界介面來定位。此可參考第3圖得以更好地理解，第3圖展示導引面波導探針200a之實例，該導引面波導探針包括沿垂直軸 z 升高處於損耗導電媒質203（例

如，地球)上方的電荷端子 T_1 ，該垂直軸 z 與藉由損耗導電媒質203提供的平面成法向。損耗導電媒質203構成區域1，且第二媒質206構成區域2並與損耗導電媒質203共用邊界面。

【0069】 根據一個實施例，損耗導電媒質203可包含陸界媒質，諸如行星地球。為此，此種陸界媒質包含所有結構或該等結構上包括的岩層，無論該等岩層為天然的還是人造的。例如，此種陸界媒質可包含自然元素，諸如岩石、土壤、沙、淡水、海水、樹、植物及構成我們行星的所有其他自然元素。另外，此種陸界媒質可包含人造元素，諸如混凝土、瀝青、建築材料及其他人造材料。在其他實施例中，損耗導電媒質203可包含除地球之外的一些媒質，無論該等媒質為天然存在的還是人造的。在其他實施例中，損耗導電媒質203可包含其他媒質，諸如人造表面及結構，諸如汽車、飛機、人造材料(諸如合板、塑膠片卷或其他材料)或其他媒質。

【0070】 在其中損耗導電媒質203包含陸界媒質或地球的狀況中，第二媒質206可包含地面上方的大氣。因此，大氣可稱為「大氣媒質」，其包含空氣及構成地球之大氣的其他元素。另外，第二媒質206有可能可包含相對於損耗導電媒質203而言的其他媒質。

【0071】 導引面波導探針200a包括饋送網路209，該饋送網路將激發源212經由例如垂直饋送線導體耦合至電荷端子 T_1 。根據各種實施例，將電荷 Q_1 施加於電荷端

子 T_1 以基於在任何給定瞬時施加至端子 T_1 的電壓而合成電場。取決於電場 (E) 之入射角 (θ_i)，有可能將電場與包含區域 1 的損耗導電媒質 203 之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配。

【0072】藉由考慮方程 (1)-(6) 之惹奈克閉合形式解，可將區域 1 與區域 2 之間的 Leontovich 阻抗邊界條件表述為

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

其中 $\hat{z}$ 為正垂直 (+z) 方向上的單位法向量，且 $\vec{H}_2$ 為區域 2 中之磁場強度，其藉由上文方程 (1) 表示。方程 (13) 暗示：方程 (1)-(3) 中指定的電磁場可沿邊界介面產生徑向表面電流密度，其中徑向表面電流密度可由以下指定

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

其中 A 為常數。另外，應注意，接近於導引面波導探針 200 (對 $\rho \ll \lambda$ 而言)，上文方程 (14) 具有下述行為

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

負號意指：當源電流 (I_o) 如第 3 圖所例示向上垂直接流動時，「接近」地電流徑向向內流動。藉由對 H_ϕ 之「接近」場匹配，可判定

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

其中在方程 (1)-(6) 及 (14) 中， $q_1 = C_1 V_1$ 。因此，方程 (14) 之徑向表面電流密度可重新表述如下

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

藉由方程(1)-(6)及(17)表示的場具有結合至損耗介面而非與地波傳播相關聯的輻射場之傳輸線模態的性質。參見 Barlow, H. M. 及 Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, 第 1-5 頁。

【0073】在此點，針對波動方程之此等解提供方程(1)-(6)及(17)中使用的漢克爾函數之性質的回顧。可觀察到，第一類及第二類以及第 n 階之漢克爾函數係定義為第一類及第二類之標準貝索函數之複合組合

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

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

此等函數分別表示徑向向內($H_n^{(1)}$)及徑向向外($H_n^{(2)}$)傳播的柱面波。該定義類似於關係 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ 。參見，例如，Harrington, R.F., Time-Harmonic Fields, McGraw-Hill, 1961, 第 460-463 頁。

【0074】彼 $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ 為出射波，其可自出射波之大小變數漸近行為而識別，該大小變數漸近行係自 $J_n(x)$ 及 $N_n(x)$ 之級數定義直接獲得。自導引面波導探針遠離：

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

當乘以 $e^{j\omega t}$ 時，其為向外傳播柱面波，該向外傳播柱面波為具有 $1/\sqrt{\rho}$ 空間變化之形式 $e^{j(\omega t - k\rho)}$ 。一階($n=1$)解可自方程(20a)判定為

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

接近於導引面波導探針(對 $\rho \ll \lambda$ 而言),一階及第二類之漢克爾函數表現為

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

注意,此等漸近表達式為複數量。當 x 為實量時,方程(20b)及(21)相位相差 $\sqrt{j}$,此相應於 45° 之額外相位超前或「相位推進」或等效於 $\lambda/8$ 。第二類之一階漢克爾函數之接近漸近線及遠離漸近線具有漢克爾「交叉」點或轉變點,其中該等漸近線在 $\rho = R_x$ 之距離處具有相等量值。

【0075】因此,超過漢克爾交叉點,漢克爾函數之「遠離」表示比「接近」表示佔優勢。至漢克爾交叉點之距離(或漢克爾交叉距離)可藉由對 $-j\gamma\rho$ 等化方程(20b)及(21)且針對 R_x 求解而得出。在 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ 的情況下,可見,遠離漢克爾函數漸近線及接近漢克爾函數漸近線為頻率依賴性的,其中漢克爾交叉點隨頻率降低而向外移動。亦應注意,漢克爾函數漸近線亦可隨損耗導電媒質之導電率(σ)改變而變化。例如,土壤之導電率可隨天氣條件之改變而變化。

【0076】參考第4圖,展示在1850 kHz之操作頻率下,針對 $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ 之區域1導電率及相對電容率 $\epsilon_r = 15$ 的方程(20b)及(21)之一階漢克爾函數之量值的曲線圖之實例。曲線115為方程(20b)之遠離漸近線之量值,且曲線118為方程(21)之接近漸近線之量值,其中漢克爾交叉點121出現在 $R_x = 54$ 呎之距離處。儘管量值

相同，但在漢克爾交叉點 121 處兩個漸近線之間存在相位偏移。亦可見：漢克爾交叉距離比操作頻率之波長小得多。

【0077】考慮由區域 2 中惹奈克閉合形式解之方程 (2) 及 (3) 所得出的電場分量，可見 E_z 及 E_ρ 之比率漸近地傳遞至

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

其中 n 為方程 (10) 之複合折射率去，且 θ_i 為電場之入射角。另外，方程 (3) 之模態匹配電場之垂直分量漸近地傳遞至

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

其與升高的電荷電子於端電壓下之電容的孤立分量上之自由電荷成線性比例， $q_{\text{自由}} = C_{\text{自由}} \times V_T$ 。

【0078】例如，第 3 圖中升高的電荷端子 T_1 之高度 H_1 影響電荷端子 T_1 上自由電荷之量。當電荷端子 T_1 在區域 1 之地平面附近時，端子上之大多數電荷 Q_1 為「束縛的」。當電荷端子 T_1 升高時，束縛電荷減少直至電荷端子 T_1 達到實質上所有孤立電荷全部自由之高度。

【0079】電荷端子 T_1 之增加電容高程的優點在於：升高的電荷端子 T_1 上之電荷進一步自地平面移除，從而導致增加量的自由電荷 $q_{\text{自由}}$ 將能量耦合至導引面波導模態中。當電荷端子 T_1 遠離地平面移動時，電荷分佈變成關於端子之表面更均勻分佈的。自由電荷之量與電荷端子 T_1 之自電容有關。

【0080】 例如，球形端子之電容可表示為地平面上方實體高度之函數。在理想地面上方的實體高度 h 處的球體之電容係由以下得出

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

其中球體之直徑為 $2a$ ，且其中 $M = a/2h$ ，其中 h 為球形端子之高度。如可見的，端子高度 h 之增加減小了電荷端子之電容 C 。可證實的是，對電荷端子 T_1 之處於直徑的約四倍 ($4D = 8a$) 或更大的高度處之高程而言，電荷分佈為關於球形端子大致均勻的，從而可改良向導引面波導模態中之耦合。

【0081】 在足夠孤立的端子之狀況下，導電球體之自電容可藉由 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ 來近似，其中 a 為球體之半徑(以公尺計)，且圓盤之自電容可藉由 $C = 8\epsilon_0 a$ 來近似，其中 a 為圓盤之半徑(以公尺計)。電荷端子 T_1 可包括任何形狀，諸如球體、圓盤、圓柱體、圓錐體、環體、罩、一或多個環或任何其他隨機形狀或形狀之組合。可判定等效球形直徑且將其用於電荷端子 T_1 之定位。

【0082】 此可參考第3圖之實例來進一步理解，其中電荷端子 T_1 升高到損耗導電媒質 203 上方 $h_p = H_1$ 之一實體高度處。為減少「束縛」電荷之效應，電荷端子 T_1 可定位在電荷端子 T_1 之球形直徑(或等效球形直徑)的至少四倍之實體高度處，以便減少束縛電荷效應。

【0083】 接著參考第5A圖，展示藉由第3圖之電荷端子 T_1 上的升高的電荷 Q_1 產生的電場之射線光學解釋。如光

學中，使入射電場之反射最小化可改良及/或最大化耦合至損耗導電媒質 203 之導引面波導模態中的能量。對與入射平面(非邊界面)平行極化之電場($E_{||}$)而言，入射電場之反射量可使用菲涅耳反射係數來判定，該菲涅耳反射係數可表示為

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

其中 θ_i 為相對於表面法線量測的習知入射角。

【0084】 在第 5A 圖之實例中，射線光學解釋展示與具有入射角 θ_i 之入射平面平行極化的入射場，該入射角係相對於表面法線($\hat{z}$)來量測。當 $\Gamma_{||}(\theta_i) = 0$ 時，不存在入射電場之反射，且因此入射電場將沿損耗導電媒質 203 之表面完全地耦合至導引面波導模態中。可見，方程(25)之分子在入射角為以下時變為零

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

其中 $x = \sigma / \omega \epsilon_o$ 。此複合入射角($\theta_{i,B}$)稱為布魯斯特角。返回參考方程(22)，可見方程(22)及(26)中存在相同的複合布魯斯特角($\theta_{i,B}$)關係。

【0085】 如第 5A 圖中所例示，電場向量 E 可描繪為傳入的不均勻平面波，其與入射平面平行極化。電場向量 E 可自獨立水平分量及垂直分量產生為

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

在幾何上，第 5A 圖中之圖解暗示電場向量 E 可由以下得出

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

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

此意指場比 (field ratio) 為

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

【0086】稱為「波面傾斜」之一般化參數 W 在本文表示為水平電場分量與垂直電場分量之比率，其由以下得出

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

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

其為複合的且具有量值及相位二者。對於區域 2 中之電磁波而言，波面傾斜角 (Ψ) 等於在與區域 1 之邊界面處波前的法線與邊界面之切線之間的角度。此可易於在第 5B 圖見到，該第 5B 圖例示電磁波之等相表面及其針對徑向圓柱導引面波之法線。在與理想導體之邊界面 ($z=0$) 處，波前法線平行於邊界面之切線，從而引起 $W = 0$ 。然而，在有損耗媒質的狀況下，存在波面傾斜 W ，因為在 $z=0$ 處，波前法線不與邊界面之切線平行。

【0087】將方程 (30b) 應用於導引面波得出

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

在入射角等於複合布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 的情況下，方程 (25) 之菲涅耳反射係數消失，如由以下所示

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

藉由調整方程 (22) 之複合場比，入射場可合成來以複合角入射，在該複合角下，反射得以減少或消除。將此比率建立為 $n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$ 產生以複合布魯斯特角入射的合成電場，從而使得反射消失。

【0088】電性有效高度之概念可提供對利用導引面波導探針200合成具有複合入射角之電場的進一步見解。針對具有 h_p 之實體高度(或長度)的單極，電性有效高度(h_{eff})已定義為

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

因為表達式取決於沿結構之源分佈之量值及相位，所以有效高度(或長度)大體上為複合的。結構之分佈電流 $I(z)$ 之積分係於結構之實體高度(h_p)上進行，且經正規化至向上流動穿過結構之基底(或輸入端)的地電流(I_0)。沿結構的分佈電流可由以下表示

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

其中 β_0 為結構上傳播的電流之傳播因子。在第3圖之實例中， I_c 為沿導引面波導探針200a之垂直結構分佈的電流。

【0089】例如，考慮饋送網路209，其包括結構之底部處的低損耗線圈(例如，螺旋形線圈)及連接在線圈與電荷端子 T_1 之間的垂直饋送線導體。歸因於線圈(或螺旋延遲線)之相位延遲為 $\theta_c = \beta_p l_c$ ，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 為結構上之速度因子， λ_0 為供應頻率下之波長，且 λ_p 為由速度因子 V_f 產生的傳播波長。相對於地(樁極)電流 I_0 量測相位延遲。

【0090】 另外，沿垂直饋送線導體之長度 l_w 的空間相位滯延可由 $\theta_y = \beta_w l_w$ 得出，其中 β_w 為垂直饋送線導體之傳播相位常數。在一些實施方式中，空間相位延遲可藉由 $\theta_y = \beta_w h_p$ 來近似，因為導引面波導探針 200a 之實體高度 h_p 與垂直饋送線導體長度 l_w 之間的差異比供應頻率下之波長 (λ_0) 小得多。因此，穿過線圈及垂直饋送線導體之總相位延遲為 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ，且自該實體結構之底部饋送至線圈之頂部的電流為

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

其中總相位延遲 Φ 係相對於地(樁極)電流 I_0 來量測。因此，針對其中實體高度 $h_p \ll \lambda_0$ 之狀況而言導引面波導探針 200 之電性有效高度可由以下來近似

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

在 Φ 之角度(或相移)下單極之複合有效高度 ($h_{eff} = h_p$) 可經調整以引起源場匹配導引面波導模態，且引起導引面波發射至損耗導電媒質 203 上。

【0091】 在第5A圖之實例中，射線光學用於例示在漢克爾交叉距離 (R_x) 121 處具有複合布魯斯特入射角 ($\theta_{i,B}$) 之入射電場 (E) 之複合角度三角學。回想方程 (26)，針對損耗導電媒質，布魯斯特角為複合的且由以下指定

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

電氣地，幾何參數由電荷端子 T_1 之電性有效高度 (h_{eff}) 藉由以下來關聯

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

其中 $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ 為自損耗導電媒質之表面量測的布魯斯特角。為耦合至導引面波導模態中，電場於漢克爾交叉距離處之波面傾斜可表示為電性有效高度及漢克爾交叉距離之比率

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

因為實體高度 (h_p) 及漢克爾交叉距離 (R_x) 皆為實量，所以在漢克爾交叉距離 (R_x) 處的所欲導引面波傾斜角 (Ψ) 等於複合有效高度 (h_{eff}) 之相位 (Φ)。此暗示：藉由使線圈之供應點處的相位變化及因此在方程 (37) 中之相移，複合有效高度之相位 Φ 可經操縱以匹配導引面波導模態在漢克爾交叉點 121 處之波面傾斜角 Ψ ： $\Phi = \Psi$ 。

【0092】 在第5A圖中，描繪直角三角形，該直角三角形具有沿損耗導電媒質表面為長度 R_x 之鄰邊及在射線 124 與損耗導電媒質表面 127 之間量測的複合布魯斯特角 $\psi_{i,B}$ ，該射線 124 在 R_x 處之漢克爾交叉點 121 與電荷端子 T_1 之中心之間延伸，且該損耗導電媒質表面介於漢克爾交叉點 121 與電荷端子 T_1 之間。在電荷端子 T_1 定位在實體高度 h_p 處且利用具有適當相位延遲 Φ 之電荷激發的情況下，所得電場在漢克爾交叉距離 R_x 處利用損耗導電媒質邊界且以布魯斯特角入射。在此等條件下，導引面波導模態可在無反射或在實質上可忽略反射的情況下激發。

【0093】 若在不改變有效高度 (h_{eff}) 相移 Φ 的情況下，電荷端子 T_1 之實體高度減小，則所得電場以布魯斯

特角與損耗導電媒質 203 在自導引面波導探針 200 的減小距離處相交。第 6 圖以圖形例示減小電荷端子 T_1 之實體高度對距離之效應，其中電場以布魯斯特角入射。在高度自 h_3 經由 h_2 減小至 h_1 時，電場以布魯斯特角與損耗導電媒質 (例如地球) 相交之點移動得更靠近電荷端子位置。然而，如方程 (39) 指示的，電荷端子 T_1 之高度 H_1 (第 3 圖) 應處於或高於實體高度 (h_p) 以便激發漢克爾函數之遠離分量。利用定位在有效高度 (h_{eff}) 處或在該有效高度上方的電荷端子 T_1 ，損耗導電媒質 203 可以布魯斯特入射角 ($\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$) 照射達漢克爾交叉距離 (R_x) 121 或超過該漢克爾交叉距離，如第 5 A 圖中所例示。為減少或最小化電荷端子 T_1 上之束縛電荷，高度應如上文所提及為電荷端子 T_1 之球形直徑 (或等效球形直徑) 的至少四倍。

【0094】 導引面波導探針 200 可經配置以建立具有波面傾斜之電場，其相應於以複合布魯斯特角照射損耗導電媒質 203 之表面的波，進而藉由在 R_x 處、在漢克爾交叉點 121 處 (或超過該漢克爾交叉點) 與導引面波模態實質上模態匹配而激發徑向表面電流。

【0095】 參考第 7 圖，展示包括電荷端子 T_1 的導引面波導探針 200b 之實例之圖形表示。AC 源 212 充當用於電荷端子 T_1 之激發源，該 AC 源經由饋送網路 209 (第 3 圖) 耦合至導引面波導探針 200b，該饋送網路包含線圈 215，諸如，例如螺旋形線圈。在其他實施方式中，AC 源 212

可經由初級線圈感應耦合至線圈215。在一些實施例中，可包括阻抗匹配網路來改良及/或最大化AC源212與線圈215之耦合。

【0096】如第7圖所示，導引面波導探針200b可包括上電荷端子 T_1 （例如，在高度 h_p 處之球體），其沿垂直軸 z 定位，該垂直軸 z 實質上垂直於藉由損耗導電媒質203提供的平面。第二媒質206處於損耗導電媒質203上方。電荷端子 T_1 具有自電容 C_T 。在操作期間，取決於在任何給定瞬時施加至端子 T_1 的電壓而將電荷 Q_1 施加於端子 T_1 。

【0097】在第7圖之實施例中，線圈215在第一末端處耦合至地面樁極218，且經由垂直饋送線導體221耦合至電荷端子 T_1 。在一些實施方式中，與電荷端子 T_1 之線圈連接可使用線圈215之分接頭224來調整，如第7圖所示。線圈215可在操作頻率下藉由AC源212經由線圈215之下方部分處的分接頭227來激勵。在其他實施方式中，AC源212可經由初級線圈感應耦合至線圈215。

【0098】導引面波導探針200之構造及調整係基於各種操作條件，諸如傳輸頻率、損耗導電媒質之條件（例如，土壤導電率 σ 及相對電容率 ϵ_r ），及電荷端子 T_1 的大小。折射率可由方程(10)及(11)計算為

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

其中 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ 而 $\omega = 2 \pi f$ 。導電率 σ 及相對電容率 ε_r 可經由損耗導電媒質 203 之試驗量測來測定。從表面法線量測的複合布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 亦可自方程 (26) 判定為

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

或從如第 5A 圖所示的表面量測為

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

在漢克爾交叉距離 (W_{R_x}) 處之波面傾斜亦可使用方程 (40) 來得出。

【0099】 漢克爾交叉距離亦可藉由對 $-j\gamma\rho$ 等化方程 (20b) 及 (21) 之量值且針對 R_x 求解而得出，如第4圖所例示。電性有效高度可隨後自方程 (39) 使用漢克爾交叉距離及複合布魯斯特角判定為

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

如自方程 (44) 可見，複合有效高度 (h_{eff}) 包括與電荷端子 T_1 之實體高度 (h_p) 相關聯的量值及與漢克爾交叉距離 (R_x) 處的波面傾斜角 (Ψ) 相關聯的相位延遲 (Φ)。利用此等變數及所選電荷端子 T_1 組態，有可能判定導引面波導探針 200 之組態。

【0100】 利用定位在實體高度 (h_p) 處或該實體高度上方的電荷端子 T_1 ，饋送網路 209 (第3圖) 及 / 或將饋送網路連接至電荷端子 T_1 之垂直饋送線可經調整以將電荷端子 T_1 上之電荷 Q_1 之相位 (Φ) 與波面傾斜 (W) 之角度 (Ψ) 匹配。電荷端子 T_1 之大小可經選擇以提供足夠大的表面以供電荷 Q_1 施加於端子上。大體而言，意欲將電荷端子

T_1 製成與實際一樣大。電荷端子 T_1 之大小應足夠大以避免周圍空氣之離子化，該離子化可導致電荷端子周圍的放電或發火花。

【0101】螺旋纏繞線圈之相位延遲 θ_c 可自馬克士威方程判定，如已由 Corum, K.L. 及 J.F. Corum, 「RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes,」 *Microwave Review*, 第7卷, 第2期, 2001年9月, 第36-45頁所論述，其以全文引用方式併入本文中。對具有 $H/D > 1$ 之螺旋形線圈而言，沿線圈之縱軸的波之傳播速度 (v) 與光速 (c) 之比率或「速度因子」由以下得出

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

其中 H 為螺管螺旋之軸向長度， D 為線圈直徑， N 為線圈之匝數， $s = H/N$ 為線圈之匝至匝間隔(或螺旋節距)，且 λ_0 為自由空間波長。基於此關係，螺旋形線圈之電性長度或相位延遲由以下得出

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

若螺旋以螺旋方式纏繞或螺旋為短而寬的，則原理相同，但 V_f 及 θ_c 更易於藉由實驗量測獲得。針對螺旋形傳輸線之特性(波)阻抗的表達式亦已推導為

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

【0102】結構之空間相位延遲 θ_y 可使用垂直饋送線導體 221 之行進波相位延遲來判定(第7圖)。理想地平面上方的圓柱形垂直導體之電容可表示為

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

其中 h_w 為導體之垂直長度(或高度), 且 a 為半徑(以 m 為單位)。如同螺旋形線圈一般, 垂直饋送線導體之行進波相位延遲可由以下得出

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

其中 β_w 為垂直饋送線導體之傳播相位常數, h_w 為垂直饋送線導體之垂直長度(或高度), V_w 為導線上之速度因子, λ_0 為供應頻率下之波長, 且 λ_w 為由速度因子 V_w 產生的傳播波長。對於均勻圓柱形導體而言, 速度因子為具有 $V_w \approx 0.94$ 之常數, 或在約 0.93 至約 0.98 範圍內之常數。若天線桿視為均勻傳輸線, 則其平均特性阻抗可由以下近似

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

其中針對均勻圓柱形導體而言, $V_w \approx 0.94$, 且 a 為導體之半徑。已在業餘無線電文獻中用於單線饋送線之特性阻抗的替代表達式可由以下得出

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

方程(51)暗示單線饋送器之 Z_w 隨頻率而變化。相位延遲可基於電容及特性阻抗來判定。

【0103】 利用如第3圖所示定位在損耗導電媒質203上之電荷端子 T_1 , 饋送網路209可經調整以利用複合有效高度(h_{eff})之相移(Φ)激發電荷端子 T_1 , 該相移等於漢克爾交叉距離處的波面傾斜角(Ψ)或 $\Phi = \Psi$ 。當滿足此條件時, 藉由電荷端子 T_1 上之電荷振盪 Q_1 產生的電場耦合至沿損

耗導電媒質 203 之表面行進的導引面波導模態中。例如，若布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$)、與垂直饋送線導體 221 (第 7 圖) 相關聯的相位延遲 (θ_y) 及線圈 215 (第 7 圖) 之組態為已知，則分接頭 224 (第 7 圖) 之位置可經判定及調整來以相位 $\Phi = \Psi$ 將振盪電荷 Q_1 施加於電荷端子 T_1 上。分接頭 224 之位置可經調整以將行進面波最大化耦合至導引面波導模態中。超過分接頭 224 之位置的過度線圈長度可經移除以減少電容效應。螺旋形線圈之垂直導線高度及 / 或幾何參數亦可有所變化。

【0104】與損耗導電媒質 203 之表面上的導引面波導模態耦合可藉由調諧導引面波導探針 200 以用於相對於與電荷端子 T_1 上之電荷 Q_1 相關聯的複合影像平面之駐波共振而改良及 / 或最佳化。藉由進行此舉，導引面波導探針 200 之效能可經調整以用於電荷端子 T_1 上之增加的及 / 或最大電壓 (及因此電荷 Q_1)。返回參考第 3 圖，區域 1 中損耗導電媒質 203 之效應可使用影像理論分析來檢查。

【0105】實體上，置放在理想導電平面上的升高的電荷 Q_1 吸引該理想導電平面上之自由電荷，該自由電荷隨後在升高的電荷 Q_1 下方的區域中「堆積」。理想導電平面上之「束縛」電流之所得分佈類似於鐘形曲線。升高的電荷 Q_1 之電勢加該升高的電荷之下的感應「堆積」電荷之潛力的疊加強加理想導電平面之零等位面。描述理想導電平面上方的區域中之場的邊界值問題解可使用影像電荷

之經典概念來獲得，其中來自升高的電荷之場與來自理想導電平面下方的相應「影像」電荷之場疊置。

【0106】此分析亦可藉由假定導引面波導探針200之下有效影像電荷 Q_1' 之存在而相對於損耗導電媒質203來使用。有效影像電荷 Q_1' 與電荷端子 T_1 上之電荷 Q_1 關於導電影像地平面130重合，如第3圖所例示。然而，影像電荷 Q_1' 不僅僅位於某個真實深度處且與電荷端子 T_1 上之初級源電荷 Q_1 180°異相，如在理想導體之狀況下該等電荷的情況。實情為，損耗導電媒質203（例如，陸界媒質）存在相移影像。換言之，影像電荷 Q_1' 處於損耗導電媒質203之表面（或物理邊界）下方的複合深度處。對於複合影像深度之論述，參考Wait, J. R., 「Complex Image Theory—Revisited」, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 第33卷，第4期，1991年8月，第27-29頁，其以全文引用方式併入本文中。

【0107】替代處於等於電荷 Q_1 之實體高度(H_1)之深度處的影像電荷 Q_1' ，導電影像地平面130（表示理想導體）位於 $z = -d/2$ 之複合深度處，且影像電荷 Q_1' 出現在複合深度處（亦即，「深度」具有量值及相位），其由 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ 得出。對於地球上之垂直極化源而言，

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

其中

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

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

如方程(12)中所指示。影像電荷之複合間隔繼而暗示：外場將經歷在介面為介電質或理想導體時不會遭遇的額外相移。在損耗導電媒質中，在 $z = -d/2$ 處而非在區域 1 與區域 2 之間的邊界介面處，波前法線平行於導電影像地平面 130 之切線。

【0108】考慮第 8A 圖所例示的狀況，其中損耗導電媒質 203 為具有實體邊界 136 之有限導電地球 133。有限導電地球 133 可由理想導電影像地平面 139 (如第 8B 圖所示) 替代，該理想導電影像地平面位於實體邊界 136 下方的複合深度 z_1 處。當向下看向實體邊界 136 處的介面時，此等效表示展現相同阻抗。第 8B 圖之等效表示可模型化為等效傳輸線，如第 8C 圖所示。等效結構之橫截面係表示為 (z -導向) 端負載傳輸線，其中理想導電影像平面之阻抗為短路 ($z_s = 0$)。深度 z_1 可藉由將向下看地球時之 TEM 波阻抗等化至看向第 8C 圖之傳輸線所見的影像地平面阻抗 z_{in} 而判定。

【0109】在第 8A 圖之狀況下，上部區域(空氣) 142 中之傳播常數及波固有阻抗為

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o, \text{ 且 (55)}$$

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

在損耗地球 133 中，傳播常數及波固有阻抗為

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

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

對於法向入射而言，第 8 B 圖之等效表示等效於 TEM 傳輸線，該 TEM 傳輸線之特性阻抗為空氣之特性阻抗 (z_0)，而傳播常數為 γ_0 且其長度為 z_1 。因此，針對第 8 C 圖之短接傳輸線而在介面處所見的影像地平面阻抗 z_{in} 由以下得出

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\gamma_0 z_1) \text{。 (59)}$$

將與第 8 C 圖之等效模型相關聯的影像地平面阻抗 z_{in} 等化至第 8 A 圖之法向入射波阻抗且針對 z_1 求解而得出至短路(理想導電影像地平面 139)之距離為

$$z_1 = \frac{1}{\gamma_0} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_e}{Z_0} \right) = \frac{1}{\gamma_0} \tanh^{-1} \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_e} \right) \approx \frac{1}{\gamma_e} \text{, (60)}$$

其中針對此近似而僅考慮反雙曲線正切之級數展開之首項。注意，在空氣區域 142 中，傳播常數為 $\gamma_0 = j\beta_0$ ，因此 $Z_{in} = jZ_0 \tan \beta_0 z_1$ (其為實 z_1 之純虛量)，但若 $\sigma \neq 0$ ，則 z_e 為複合值。因此，僅在 z_1 為複合距離時， $z_{in} = z_e$ 。

【0110】因為第 8 B 圖之等效表示包括理想導電影像地平面 139，所以 **位於地球之表面**(實體邊界 136)處的電荷或電流之影像深度等於影像地平面 139 之另一側上之距離 z_1 ，或 d = 地球表面(位於 $z = 0$)之下的 $2 \times z_1$ 。因此，至理想導電影像地平面 139 之距離可由以下來近似

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

另外，「影像電荷」將「等於且相反於」真實電荷，因此在深度 $z_1 = -d/2$ 處的理想導電影像地平面 139 之電勢將為零。

【0111】若電荷 Q_1 升高至地球之表面上方的距離 H_1 ，如第3圖中所例示，則影像電荷 Q_1' 駐留在表面下方的 $D_1 = d + H_1$ 之複合距離處，或影像地平面 130 下方的 $d/2 + H_1$ 之複合距離處。第7圖之導引面波導探針 200b 可模型化為等效單線傳輸線影像平面模型，其可基於第8B圖之理想導電影像地平面 139。第9A圖展示等效單線傳輸線影像平面模型之實例，且第9B圖例示等效經典傳輸線模型之實例，其包括第8C圖之短接的傳輸線。

【0112】在第9A及9B圖之等效影像平面模型中， $\Phi = \theta_y + \theta_c$ 為參考地球 133（或損耗導電媒質 203）的導引面波導探針 200 之行進波相位延遲， $\theta_c = \beta_p H$ 為線圈 215（第7圖）之電性長度，其具有實體長度 H （以度數表示）， $\theta_y = \beta_w h_w$ 為垂直饋送線導體 221（第7圖）之電性長度，其具有實體長度 h_w （以度數表示），且 $\theta_d = \beta_o d/2$ 為影像地平面 139 與地球 133（或損耗導電媒質 203）之實體邊界 136 之間的相移。在第9A及9B圖之實例中， Z_w 為升高的垂直饋送線導體 221 之特性阻抗（以歐姆計）， Z_c 為線圈 215 之特性阻抗（以歐姆計），且 Z_o 為自由空間的特性阻抗。

【0113】在導引面波導探針200之基底處，「向上看」向結構中所見的阻抗為 $Z_{\uparrow} = Z_{\text{基底}}$ 。在負載阻抗為以下的情況下：

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

其中 C_T 為電荷端子 T_1 之自電容，「向上看」向垂直饋送線導體221（第7圖）中所見的阻抗由以下得出：

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

且「向上看」向線圈215（第7圖）中所見的阻抗由以下得出：

$$Z_{\text{基底}} = Z_C \frac{Z_2 + Z_C \tanh(j\beta_P H)}{Z_C + Z_2 \tanh(j\beta_P H)} = Z_C \frac{Z_2 + Z_C \tanh(j\theta_C)}{Z_C + Z_2 \tanh(j\theta_C)}. \quad (64)$$

在導引面波導探針200之基底處，「向下看」向損耗導電媒質203所見的阻抗為 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ ，其由以下得出：

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

其中 $Z_s = 0$ 。

【0114】忽略損耗，等效影像平面模型可經調諧以在實體邊界136處在 $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ 時共振。或，在低損耗狀況下，在實體邊界136處 $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ ，其中 X 為相應無功分量。因此，「向上看」向導引面波導探針200中時實體邊界136處之阻抗為「向下看」向損耗導電媒質203中時實體邊界136處之阻抗之共軛。藉由調整電荷端子 T_1 之負載阻抗 Z_L 同時維持行進波相位延遲 Φ 等於媒質之波面傾斜角 Ψ 以使得 $\Phi = \Psi$ ，從而改良及/或最大化探針之電場沿損耗導電媒質203（例如，地球）之表面與導引面波導模態的耦合，第9A及9B圖之等效影像平面模型可經調諧以相對於

影像地平面 139 共振。以此方式，等效複合影像平面模型之阻抗為純電阻性的，其維持探針結構上之疊置駐波，從而最大化電壓及端子 T_1 上之升高的電荷，且藉由方程 (1)-(3) 及 (16) 最大化傳播面波。

【0115】 自漢克爾解得到的是，藉由導引面波導探針 200 激發的導引面波為向外傳播行進波。在導引面波導探針 200 (第3及7圖) 之電荷端子 T_1 與地面樁極 218 之間沿饋送網路 209 的源分佈事實上由結構上之行進波加駐波之疊加而構成。利用定位在實體高度 h_p 處或上方之電荷端子 T_1 ，移動穿過饋送網路 209 之行進波之相位延遲係匹配至與損耗導電媒質 203 相關聯的波面傾斜角。此模態匹配允許沿損耗導電媒質 203 發射行進波。一旦已對行進波建立相位延遲，電荷端子 T_1 之負載阻抗 Z_L 經調整以使探針結構相對於影像地平面 (第3圖之 130 或第8圖之 139) 進行駐波共振，該影像地平面處於 $-d/2$ 之複合深度處。在彼狀況下，自影像地平面所見的阻抗具有零電抗，且電荷端子 T_1 上之電荷得以最大化。

【0116】 行進波現象與駐波現象之間的區別在於：(1) 長度 d 之傳輸線區段 (有時稱為「延遲線」) 上之行進波相位延遲 ($\theta = \beta d$) 係歸因於傳播時間延遲；而 (2) 駐波 (由正向傳播波及反向傳播波構成) 之位置依賴性相位取決於不同特性阻抗之線區段之間的介面處的線長度傳播時間延遲及阻抗轉變兩者。除歸因於以正弦穩態操作的傳輸線區段之實體長度而產生的相位延遲之外，存在處於阻抗不連

續性下的額外反射係數相位，此歸因於 $Z_{o,a}/Z_{o,b}$ 之比率，其中 $Z_{o,a}$ 及 $Z_{o,b}$ 為兩個傳輸線區段之特性阻抗，諸如，例如，特性阻抗 $Z_{o,a} = Z_c$ 之螺旋形線圈區段（第 9 B 圖）及特性阻抗 $Z_{o,b} = Z_w$ 之筆直垂直饋送線導體區段（第 9 B 圖）。

【0117】由於此現象，具有廣泛不同特性阻抗之兩個相對短的傳輸線區段可用於提供很大的相移。例如，由一起總計為 0.05λ 之實體長度的兩個傳輸線區段（一個具有低阻抗而一個具有高阻抗）構成的探針結構可製造來提供等效於 0.25λ 共振的 90° 相移。此歸因於特性阻抗之大的跳躍。以此方式，實體上短的探針結構可在電氣上比組合的兩個實體長度長。此例示於第 9 A 及 9 B 圖中，其中阻抗比之不連續性提供相位之大的跳躍。阻抗不連續性在區段連結在一起的情況下提供實質相移。

【0118】參考第 10 圖，展示流程圖 150，其例示調整導引面波導探針 200（第 3 及 7 圖）以與損耗導電媒質之表面上之導引面波導模態實質上模態匹配的實例，該導引面波導探針沿損耗導電媒質 203（第 3 圖）之表面發射導引面行進波。以 153 開始，導引面波導探針 200 之電荷端子 T_1 係定位於損耗導電媒質 203 上方的限定高度處。利用損耗導電媒質 203 之特性及導引面波導探針 200 之操作頻率，漢克爾交叉距離亦可如第 4 圖所例示藉由對 $-j\gamma\rho$ 等化方程 (20b) 及 (21) 之量值，且針對 R_x 求解而得出。複合折射率 (n) 可使用方程 (41) 判定，且複合布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 可隨後自方程 (42) 判定。電荷端子 T_1 之實體高度

(h_p)可隨後自方程(44)判定。電荷端子 T_1 應處於實體高度(h_p)或高於該實體高度，以便激發漢克爾函數之遠離分量。最初在發射面波時考慮此高度關係。為減少或最小化電荷端子 T_1 上之束縛電荷，高度應為電荷端子 T_1 之球形直徑(或等效球形直徑)的至少四倍。

【0119】 在156處，將電荷端子 T_1 上之升高的電荷 Q_1 之電性相位延遲 Φ 與複合波傾斜角 Ψ 匹配。螺旋形線圈之相位延遲(θ_c)及/或垂直饋送線導體之相位延遲(θ_y)可經調整以使得 Φ 等於波面傾斜(W)之角度(Ψ)。基於方程(31)，波面傾斜角(Ψ)可自以下判定：

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

電性相位 Φ 可隨後與波面傾斜角匹配。接著在發射面波時考慮此角度(或相位)關係。例如，電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 可藉由使線圈215(第7圖)之幾何參數及/或垂直饋送線導體221(第7圖)之長度(或高度)變化而調整。藉由匹配 $\Phi = \Psi$ ，電場可在邊界介面處以複合布魯斯特角建立在漢克爾交叉距離(R_x)處或超出該漢克爾交叉距離以便激發面波導模態且沿損耗導電媒質203發射行進波。

【0120】 接著在159處，電荷端子 T_1 之負載阻抗經調諧以使導引面波導探針200之等效影像平面模型共振。第9A及9B圖之導電影像地平面139(或第3圖之130)之深度($d/2$)可使用方程(52)、(53)及(54)及可量測的損耗導電媒質203(例如，地球)之值來判定。使用彼深度，

影像地平面 139 與損耗導電媒質 203 之實體邊界 136 之間的相移 (θ_d) 可使用 $\theta_d = \beta_o d / 2$ 來判定。如「向下看」向損耗導電媒質 203 中所見的阻抗 (Z_{in}) 可隨後使用方程 (65) 來判定。可考慮此共振關係來最大化發射面波。

【0121】 基於線圈 215 之經調整參數及垂直饋送線導體 221 之長度，可使用方程 (45) 至 (51) 判定速度因子、相位延遲及線圈 215 及垂直饋送線導體 221 之阻抗。另外，電荷端子 T_1 之自電容 (C_T) 可使用例如方程 (24) 來判定。線圈 215 之傳播因子 (β_p) 可使用方程 (35) 來判定且垂直饋送線導體 221 之傳播相位常數 (β_w) 可使用方程 (49) 來判定。使用線圈 215 及垂直饋送線導體 221 之自電容及測定值，如「向上看」向線圈 215 中所見的導引面波導探針 200 之阻抗 ($Z_{基底}$) 可使用方程 (62)、(63) 及 (64) 來判定。

【0122】 導引面波導探針 200 之等效影像平面模型可經調諧以藉由調整負載阻抗 Z_L 以使得 $Z_{基底}$ 之電抗分量 $X_{基底}$ 抵消 Z_{in} 之電抗分量 X_{in} 或 $X_{基底} + X_{in} = 0$ 來共振。因此，「向上看」向導引面波導探針 200 中時實體邊界 136 處之阻抗為「向下看」向損耗導電媒質 203 中時實體邊界 136 處之阻抗之共軛。負載阻抗 Z_L 可藉由使電荷端子 T_1 之電容 (C_T) 變化而不改變電荷端子 T_1 之電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 來調整。可採取迭代方法來調諧負載阻抗 Z_L 以用於等效影像平面模型相對於導電影像地平面 139 (或 130) 之共振。以此方式，電場與導引面波導模態沿損耗

導電媒質 203 (例如，地球)之表面的耦合可得以改良及 / 或最大化。

【0123】此可藉由例示具有數值實例之情形來更好地理解。考慮導引面波導探針 200，其包含實體高度 h_p 之頂部負載垂直短線，而電荷端子 T_1 處於頂部處，其中電荷端子 T_1 經由螺旋形線圈及垂直饋送線導體以 1.85 MHz 之操作頻率 (f_o) 來激發。利用 16 呎之高度 (H_1) 及具有 $\epsilon_r = 15$ 之相對電容率及 $\sigma_1 = 0.010$ mhos/m 之導電率的損耗導電媒質 203 (例如，地球)，若干面波傳播參數可針對 $f_o = 1.850$ MHz 來計算。在此等條件下，漢克爾交叉距離可得出為 $R_x = 54.5$ 呎，其中實體高度為 $h_p = 5.5$ 呎，該實體高度完全處於電荷端子 T_1 之實際高度下方。儘管可能已使用 $H_1 = 5.5$ 呎之電荷端子高度，但是較高探針結構減少束縛電容，從而允許電荷端子 T_1 上較大百分比之自由電荷，進而提供較大場強及對行進波之激發。

【0124】波長可判定為：

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

其中 c 為光速。根據方程 (41)，複合折射率為：

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

其中 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_o$ ，其中 $\omega = 2\pi f_o$ ，且根據方程 (42)，複合布魯斯特角為：

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

使用方程 (66)，波面傾斜值可判定為：

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

因此，螺旋形線圈可經調整以匹配 $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$

【0125】 垂直饋送線導體(近似為具有0.27吋之直徑的均勻圓柱形導體)之速度因子可得出為 $V_w \approx 0.93$ 。因為 $h_p \ll \lambda_0$ ，所以垂直饋送線導體之傳播相位常數可近似為：

$$\beta_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} = 0.042 \text{ m}^{-1}。 (71)$$

根據方程(49)，垂直饋送線導體之相位延遲為：

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

藉由調整螺旋形線圈之相位延遲以使得 $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ ， Φ 將等於 Ψ 以匹配導引面波導模態。為例示 Φ 與 Ψ 之間的關係，第11圖展示在頻率範圍內二者之曲線圖。因為 Φ 及 Ψ 二者為頻率依賴性的，所以可見其各別曲線在大致 1.85 MHz 處彼此交叉。

【0126】 對於具有0.0881吋之導體直徑、30吋之線圈直徑(D)及4吋之匝至匝間隔(s)的螺旋形線圈而言，線圈之速度因子可使用方程(45)判定為：

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

且根據方程(35)，傳播因子為：

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

在 $\theta_c = 28.974^\circ$ 的情況下，螺管螺旋之軸向長度(H)可使用方程(46)判定以使得：

$$H = \frac{\theta_c}{\beta_p} = 35.2732 \text{ 吋}。 (75)$$

此高度決定螺旋形線圈上連接垂直饋送線導體之位置，從而產生具有 8.818 匝之線圈($N = H/s$)。

【0127】 在線圈及垂直饋送線導體之行進波相位延遲經調整以匹配波面傾斜角 ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$) 的情況下，電荷端子 T_1 之負載阻抗 (Z_L) 可經調整以用於導引面波探針 200 之等效影像平面模型之駐波共振。根據地球之所量測電容率、導電率及磁導率，徑向傳播常數可使用方程 (57) 來判定

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

此外，導電影像地平面之複合深度可自方程 (52) 近似為：

$$d \approx \frac{2}{\gamma_e} = 3.364 + j3.963 \text{ 公尺}, \quad (77)$$

其中導電影像地平面與地球之實體邊界之間的相應相移由以下得出：

$$\theta_d = \beta_o(d/2) = 4.015 - j4.73^\circ. \quad (78)$$

使用方程 (65)，「向下看」向損耗導電媒質 203 (亦即，地球) 中所見的阻抗可判定為：

$$Z_{in} = Z_o \tanh(j\theta_d) = R_{in} + jX_{in} = 31.191 + j26.27 \text{ 歐姆}. \quad (79)$$

【0128】 藉由將「向下看」向損耗導電媒質 203 中所見的無功分量 (X_{in}) 與「向上看」向導引面波探針 200 中所見的無功分量 ($X_{基底}$) 匹配，可最大化向導引面波導模態中之耦合。此可藉由調整電荷端子 T_1 之電容而不改變線圈及垂直饋送線導體之行進波相位延遲來完成。例如，藉由調整電荷端子電容 (C_T) 至 61.8126 pF，根據方程 (62)，負載阻抗為：

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j1392 \text{ 歐姆}, \quad (80)$$

且邊界處之無功分量為匹配的。

【0129】 使用方程(51)，垂直饋送線導體(具有0.27吋之直徑(2a))之阻抗得出為

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

且「向上看」向垂直饋送線導體中所見的阻抗由方程(63)得出為：

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

使用方程(47)，螺旋形線圈之特性阻抗得出為

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

且「向上看」向基底處之線圈中所見的阻抗由方程(64)得出為：

$$Z_{\text{基底}} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} = -j 26.271 \text{ 歐姆}。(84)$$

當與方程(79)之解比較時，可見無功分量為相反且近似相等的，且因此彼此共軛。因此，自理想導電影像地平面「向上看」向第9A及9B圖之等效影像平面模型中所見的阻抗(Z_{ip})僅為電阻性的或 $Z_{ip} = R + j0$ 。

【0130】 當藉由導引面波導探針200(第3圖)產生的電場藉由將饋送網路之行進波相位延遲與波面傾斜角匹配而建立且探針結構相對於理想導電影像地平面在複合深度 $z = -d/2$ 處共振時，場與損耗導電媒質之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配，導引面行進波沿損耗導電媒質之表面發射。如第1圖所例示，導引電磁場之導引場強曲線103具有 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ 之特性指數衰減，且在log-log尺度上展現區別性膝部109。

【0131】 總之，在分析學上及實驗上，導引面波導探針200之結構上的行進波分量在該導引面波導探針之上端子處具有相位延遲(Φ)，該相位延遲匹配表面行進波之波面傾斜角(Ψ)($\Phi = \Psi$)。在此條件下，面波導可考慮為「模態匹配的」。此外，導引面波導探針200之結構上的共振駐波分量在電荷端子 T_1 處具有 V_{MAX} ，且在影像平面139(第8B圖)下方具有 V_{MIN} ，其中在 $z = -d/2$ 之複合深度處而非在損耗導電媒質203之實體邊界136(第8B圖)處的連接處， $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ 。最後，電荷端子 T_1 具有第3圖之足夠高度 H_1 ($h \geq R_x \tan \psi_{i,B}$)，以使得以複合布魯斯特角入射至損耗導電媒質203上的電磁波在距離($\geq R_x$)處如此實現，其中 $1/\sqrt{r}$ 項為佔主導。接收電路可與一或多個導引面波導探針一起用以促進無線傳輸及/或功率遞送系統。

【0132】 返回參考第3圖，導引面波導探針200之操作可經控制以調整與導引面波導探針200相關聯的操作條件之變化。例如，適應性探針控制系統230可用於控制饋送網路209及/或電荷端子 T_1 以控制導引面波導探針200之操作。操作條件可包括但不限於損耗導電媒質203之特性(例如，導電率 σ 及相對電容率 ϵ_r)之變化、場強之變化及/或導引面波導探針200之負載變化。如自方程(31)、(41)及(42)可見，折射率(n)、複合布魯斯特角($\theta_{i,B}$)及波面傾斜($|W|e^{j\Psi}$)可受由例如天氣條件引起的土壤導電率及電容率變化之影響。

【0133】 諸如例如導電率量測探針、電容率感測器、地面參數量計、場強計、電流監測器及/或負載接收器之設備可用於監測操作條件之改變，且向適應性探針控制系統230提供關於電流操作條件之資訊。探針控制系統230可隨後對導引面波導探針200進行一或多次調整以維持用於導引面波導探針200之指定操作條件。例如，在濕度及溫度變化時，土壤之導電率亦變化。導電率量測探針及/或電容率感測器可位於導引面波導探針200周圍的多個位置處。通常，意欲針對操作頻率監測漢克爾交叉距離 R_x 處或約漢克爾交叉距離 R_x 處的導電率及/或電容率。導電率量測探針及/或電容率感測器可位於導引面波導探針200周圍的多個位置(例如，在每一象限中)。

【0134】 導電率量測探針及/或電容率感測器可經配置以週期性地評估導電率及/或電容率且向探針控制系統230傳達資訊。資訊可經由網路傳達至探針控制系統230，該網路諸如但不限於LAN、WLAN、蜂巢式網路或其他適當的有線或無線通信網路。基於所監測導電率及/或電容率，探針控制系統230可評估折射率(n)、複合布魯斯特角($\theta_{i,B}$)及/或波面傾斜($|W|e^{j\Psi}$)之變化，且調整導引面波導探針200以維持饋送網路209之相位延遲(Φ)等於波面傾斜角(Ψ)及/或維持導引面波導探針200之等效影像平面模型之共振。此可藉由調整例如 θ_y 、 θ_c 及/或 C_T 來完成。例如，探針控制系統230可調整電荷端子 T_1 之自電容及/或施加至電荷端子 T_1 之相位延遲(θ_y ， θ_c)以

維持導引面波之電性發射效率處於其最大值或在其最大值附近。例如，電荷端子 T_1 之自電容可藉由改變端子之大小而變化。電荷分佈亦可藉由增加電荷端子 T_1 之大小而改良，從而可減少自電荷端子 T_1 放電之機會。在其他實施例中，電荷端子 T_1 可包括可經調整以改變負載阻抗 Z_L 之可變電感。施加至電荷端子 T_1 之相位可藉由使線圈 215（第 7 圖）上之分接頭位置變化及 / 或藉由包括沿線圈 215 之複數個預定義分接頭且在不同預定義分接頭位置之間切換來最大化發射效率而調整。

【0135】 場或場強 (field strength; FS) 計亦可約導引面波導探針 200 分佈以量測與導引面波相關聯的場之場強。場或 FS 計可經配置以偵測場強及 / 或場強 (例如，電場強度) 之改變且向探針控制系統 230 傳達彼資訊。資訊可經由網路傳達至探針控制系統 230，該網路諸如但不限於 LAN、WLAN、蜂巢式網路或其他適當的通信網路。在操作期間負載及 / 或環境條件改變或變化時，導引面波導探針 200 可經調整以維持 FS 計位置處之指定場強，以便確保向接收器及該等接收器供應的負載之適當功率傳輸。

【0136】 例如，施加至電荷端子 T_1 之相位延遲 ($\Phi = \theta_y + \theta_c$) 可經調整以匹配波面傾斜角 (Ψ)。藉由調整一個或兩個相位延遲，導引面波導探針 200 可經調整以確保相應於複合布魯斯特角之波面傾斜。此可藉由調整線圈 215（第 7 圖）上之分接頭位置以改變供應至電荷端子 T_1

之相位延遲而完成。供應至電荷端子 T_1 之電壓位準亦可增加或減小以調整電場強度。此可藉由調整激發源 212 之輸出電壓或藉由調整或重新設置饋送網路 209 而完成。例如，用於 AC 源 212 之分接頭 227 (第 7 圖) 之位置可經調整以增加電荷端子 T_1 所見的電壓。維持場強位準於預定義範圍內可改良藉由接收器之耦合，減少地電流損耗且避免干擾自其他導引面波導探針 200 的傳輸。

【0137】 探針控制系統 230 可利用硬體、軟體、藉由硬體執行之軟體或其組合而實行。例如，探針控制系統 230 可包括處理電路系統，該處理電路系統包括處理器及記憶體，二者皆可耦合至局部介面，諸如，例如具有伴隨控制/位址匯流排之資料匯流排，如可由一般技藝人士所瞭解的。探針控制應用程式可藉由處理器執行來基於所監測條件而調整導引面波導探針 200 之操作。探針控制系統 230 亦可包括一或多個網路介面以用於與各種監測裝置通信。通信可經由網路實現，該網路諸如但不限於 LAN、WLAN、蜂巢式網路或其他適當的通信網路。探針控制系統 230 可包含例如電腦系統，諸如服務器、桌上型電腦、膝上型電腦或具有類似能力之其他系統。

【0138】 返回參考第 5A 圖之實例，展示複合角度三角學以用於電荷端子 T_1 的在漢克爾交叉距離 (R_x) 處具有複合布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$) 之入射電場 (E) 之射線光學解釋。回想針對損耗導電媒質，布魯斯特角為複合的且由方程 (38) 指定。電氣地，幾何參數由電荷端子 T_1 之電性有效

高度(h_{eff})藉由方程(39)來關聯。因為實體高度(h_p)及漢克爾交叉距離(R_x)皆為實量，所以在漢克爾交叉距離(W_{R_x})處的所欲導引面波傾斜角等於複合有效高度(h_{eff})之相位(Φ)。在電荷端子 T_1 定位在實體高度 h_p 處且利用具有適當相位 Φ 之電荷激發的情況下，所得電場在漢克爾交叉距離 R_x 處利用損耗導電媒質邊界且以布魯斯特角入射。在此等條件下，導引面波導模態可在無反射或在實質上可忽略反射的情況下激發。

【0139】然而，方程(39)意指導引面波導探針200之實體高度可為相對小的。儘管此將激發導引面波導模態，但此可導致具有極少自由電荷的過度大的束縛電荷。為補償，電荷端子 T_1 可提高至適當高程以增加自由電荷之量。作為一個示例性經驗法則，電荷端子 T_1 可定位在電荷端子 T_1 之有效直徑的約4-5倍(或更多倍)的高程處。第6圖例示將電荷端子 T_1 提高至第5A圖所示的實體高度(h_p)上方的效應。增加的高程引起波面傾斜入射損耗導電媒質所處的距離移動超出漢克爾交叉點121(第5A圖)。為改良於導引面波導模態中之耦合且因此提供導引面波之較大發射效率，下補償端子 T_2 可用於調整電荷端子 T_1 之總有效高度(h_{TE})，以使得漢克爾交叉距離處之波面傾斜處於布魯斯特角。

【0140】參考第12圖，展示導引面波導探針200c之實例，該導引面波導探針包括升高的電荷端子 T_1 及下補償端子 T_2 ，該等端子沿垂直軸 z 佈置，該垂直軸與藉由損耗

導電媒質 203 提供的平面成法向。就此而言，電荷端子 T_1 係直接地置放於補償端子 T_2 上方，儘管有可能可使用兩個或兩個以上電荷及 / 或補償端子 T_N 之一些其他佈置。根據本揭示內容之實施例，導引面波導探針 200c 係安置於損耗導電媒質 203 上方。損耗導電媒質 203 構成區域 1，而第二媒質 206 構成區域 2，其與損耗導電媒質 203 共用邊界介面。

【0141】導引面波導探針 200c 包括饋送網路 209，該饋送網路將激發源 212 耦合至電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 。根據各種實施例，電荷 Q_1 及 Q_2 可施加於各別電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 ，此取決於在任何給定瞬時施加至端子 T_1 及 T_2 之電壓。 I_1 為經由端子引線饋送電荷端子 T_1 上之電荷 Q_1 的傳導電流，且 I_2 為經由端子引線饋送補償端子 T_2 上之電荷 Q_2 的傳導電流。

【0142】根據第 12 圖之實施例，電荷端子 T_1 係定位在損耗導電媒質 203 上的實體高度 H_1 處，且補償端子 T_2 係沿垂直軸 z 直接定位在 T_1 下方之實體高度 H_2 處，其 H_2 小於 H_1 。傳輸結構之高度 h 可計算為 $h = H_1 - H_2$ 。電荷端子 T_1 具有孤立 (或自) 電容 C_1 ，且補償端子 T_2 具有孤立 (或自) 電容 C_2 。互電容 C_M 亦可在端子 T_1 與端子 T_2 之間存在，此取決於該等端子之間的距離。在操作期間，電荷 Q_1 及 Q_2 係分別施加於電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 ，此取決於在任何給定瞬時施加至電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 之電壓。

【0143】 接著參考第13圖，展示藉由第12圖之電荷端子 T_1 上的升高的電荷 Q_1 及補償端子 T_2 產生的效應之射線光學解釋。在電荷端子 T_1 升高至射線與損耗導電媒質在大於漢克爾交叉點121之距離處以布魯斯特角相交(如線163所例示)的高度的情況下，補償端子 T_2 可用於藉由補償增加的高度而調整 h_{TE} 。補償端子 T_2 之效應在於減少導引面波導探針之電性有效高度(或有效地提高損耗媒質介面)以使得漢克爾交叉距離處之波面傾斜處於布魯斯特角，如線166所例示。

【0144】 總有效高度可寫為與電荷端子 T_1 相關聯的上有效高度(h_{UE})及與補償端子 T_2 相關聯的下有效高度(h_{LE})之疊加，以使得

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

其中 Φ_U 為施加至上電荷端子 T_1 之相位延遲， Φ_L 為施加至下補償端子 T_2 之相位延遲， $\beta = 2\pi/\lambda_p$ 為來自方程(35)之傳播因子， h_p 為電荷端子 T_1 之實體高度且 h_d 為補償端子 T_2 之實體高度。若考慮額外的引線長度，則該等引線長度可藉由向電荷端子 T_1 之實體高度 h_p 增加電荷端子引線長度 z 及向補償端子 T_2 之實體高度 h_d 增加補償端子引線長度 y 來解釋，如下所示

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

下有效高度可用於調整總有效高度(h_{TE})以等於第5A圖之複合有效高度(h_{eff})。

【0145】 方程(85)或(86)可用於判定補償端子 T_2 之下圓盤之實體高度及相位角以饋送端子，以便獲得在漢克爾交叉距離處的所欲波面傾斜。例如，方程(86)可重寫為施加至電荷端子 T_1 之相移隨補償端子高度(h_d)變化以得出

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

【0146】 為判定補償端子 T_2 之定位，可利用上文論述的關係。首先，總有效高度(h_{TE})為上電荷端子 T_1 之複合有效高度(h_{UE})及下補償端子 T_2 之複合有效高度(h_{LE})之疊加，如在方程(86)中所表示。接著，入射角之切線可在幾何上表示為

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

其等於波面傾斜 W 之定義。最終，給定所欲漢克爾交叉距離 R_x ， h_{TE} 可經調整以使得入射射線之波面傾斜匹配漢克爾交叉點121處之複合布魯斯特角。此可藉由調整 h_p 、 Φ_U 及/或 h_d 來完成。

【0147】 在導引面波導探針之實例之上下文中論述時，此等概念可得以更好地理解。參考第14圖，展示導引面波導探針200d之實例之圖形表示，該導引面波導探針包括上電荷端子 T_1 （例如，高度 h_T 處之球體）及下補償端子 T_2 （例如，在高度 h_d 處之圓盤），該下補償端子沿垂直軸 z 定位，該垂直軸與藉由損耗導電媒質203提供的平面實質上成法向。在操作期間，電荷 Q_1 及 Q_2 係分別施加

於電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 ，此取決於在任何給定瞬時施加至端子 T_1 及 T_2 之電壓。

【0148】 AC 源 212 充當用於電荷端子 T_1 之激發源，該 AC 源經由饋送網路 209 耦合至導引面波導探針 200d，該饋送網路包含線圈 215，諸如，例如螺旋形線圈。AC 源 212 可經由分接頭 227 跨接線圈 215 之下方部分，如第 14 圖所示，或可經由初級線圈感應耦合至線圈 215。線圈 215 可在第一末端處耦合至地面樁極 218 且在第二末端處耦合至電荷端子 T_1 。在一些實施方式中，與電荷端子 T_1 之連接可使用線圈 215 之第二末端處的分接頭 224 來調整。補償端子 T_2 定位於損耗導電媒質 203（例如，地面或地球）上方且與該損耗導電媒質實質上平行，且經由耦合至線圈 215 之分接頭 233 來激勵。位於線圈 215 與地面樁極 218 之間的安培計 236 可用於提供對在導引面波導探針之基底處的電流 (I_0) 之量值的指示。替代地，可圍繞耦合至地面樁極 218 之導體使用電流夾鉗以獲得對電流 (I_0) 之量值的指示。

【0149】 在第 14 圖之實例中，線圈 215 在第一末端處耦合至地面樁極 218，且在第二末端處經由垂直饋送線導體 221 耦合至電荷端子 T_1 。在一些實施方式中，與電荷端子 T_1 之連接可使用線圈 215 之第二末端處的分接頭 224 來調整，如第 14 圖所示。線圈 215 可在操作頻率下藉由 AC 源 212 經由線圈 215 之下方部分處的分接頭 227 來激勵。在其他實施方式中，AC 源 212 可經由初級線圈感應

耦合至線圈 215。補償端子 T_2 經由耦合至線圈 215 之分接頭 233 激勵。位於線圈 215 與地面樁極 218 之間的安培計 236 可用於提供對在導引面波導探針 200d 之基底處的電流之量值的指示。替代地，可圍繞耦合至地面樁極 218 之導體使用電流夾鉗以獲得對電流之量值的指示。補償端子 T_2 定位於損耗導電媒質 203（例如，地面）上方且與該損耗導電媒質實質上平行。

【0150】 在第 14 圖之實例中，與位於線圈 215 上的電荷端子 T_1 之連接處於用於補償端子 T_2 之分接頭 233 之連接點上方。此種調整允許增加的電壓（及因此較高的電荷 Q_1 ）施加至上電荷端子 T_1 。在其他實施例中，用於電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 之連接點可為反向的。有可能調整導引面波導探針 200d 之總有效高度（ h_{TE} ）以激發在漢克爾交叉距離 R_x 處具有導引面波傾斜之電場。漢克爾交叉距離亦可藉由對 $-j\gamma\rho$ 等化方程（20b）及（21）之量值且針對 R_x 求解而得出，如第 4 圖所例示。折射率（ n ）、複合布魯斯特角（ $\theta_{i,B}$ 及 $\psi_{i,B}$ ）、波面傾斜（ $|W|e^{j\psi}$ ）及複合有效高度（ $h_{eff} = h_p e^{j\phi}$ ）可如相對於上文方程（41）-（44）所述來判定。

【0151】 利用所選的電荷端子 T_1 組態，可判定球形直徑（或有效球形直徑）。例如，若電荷端子 T_1 並不配置為球體，則端子組態可模型化為具有有效球形直徑之球形電容。電荷端子 T_1 之大小可經選擇以提供足夠大的表面以供電荷 Q_1 施加於端子上。大體而言，意欲將電荷端子 T_1

製成與實際一樣大。電荷端子 T_1 之大小應足夠大以避免周圍空氣之離子化，該離子化可導致電荷端子周圍的放電或發火花。為減少電荷端子 T_1 上之束縛電荷的量，在電荷端子 T_1 上提供自由電荷以用於發射導引面波之所欲高程應為損耗導電媒質（例如，地球）上方的有效球形直徑之至少 4 - 5 倍。補償端子 T_2 可用於調整導引面波導探針 200d 之總有效高度 (h_{TE}) 以激發在 R_x 處具有導引面波傾斜之電場。補償端子 T_2 可定位在電荷端子 T_1 下方之 $h_d = h_T - h_p$ 處，其中 h_T 為電荷端子 T_1 之總實體高度。在補償端子 T_2 之位置安裝且相位延遲 Φ_U 施加至上電荷端子 T_1 的情況下，施加至下補償端子 T_2 之相位延遲 Φ_L 可使用方程 (86) 之關係來判定，以使得：

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

在替代實施例中，補償端子 T_2 可定位於高度 h_d 處，其中 $\text{Im} \{ \Phi_L \} = 0$ 。此在第 15A 圖中以圖形例示，其分別展示 Φ_U 之虛部及實部之曲線圖 172 及 175。補償端子 T_2 定位於高度 h_d 處，其中 $\text{Im} \{ \Phi_U \} = 0$ ，如曲線圖 172 中以圖形所例示的。在此固定高度處，線圈相位 Φ_U 可自 $\text{Re} \{ \Phi_U \}$ 判定，如在曲線圖 175 中以圖形所例示的。

【0152】 利用耦合至線圈 215 之 AC 源 212（例如，在 50Ω 點處以最大化耦合），分接頭 233 之位置可經調整以用於在操作頻率下補償端子 T_2 與線圈之至少一部分並聯共振。第 15B 圖展示第 14 圖之通用電性接線圖 (hookup) 之示意圖，其中 V_1 為自 AC 源 212 經由分接頭 227 施加至

線圈 215 之下方部分的電壓， V_2 為分接頭 224 處之電壓，其供應至上電荷端子 T_1 ，且 V_3 為經由分接頭 233 施加至下補償端子 T_2 的電壓。電阻 R_p 及 R_d 分別表示電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 之地迴路電阻。電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 可配置為球體、圓柱體、環形線、環、罩或電容性結構之任何其他組合。電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 之大小可經選擇以提供足夠大的表面以供電荷 Q_1 及 Q_2 施加於端子上。大體而言，意欲將電荷端子 T_1 製成與實際一樣大。電荷端子 T_1 之大小應足夠大以避免周圍空氣之離子化，該離子化可導致電荷端子周圍的放電或發火花。電荷端子 T_1 及補償端子 T_2 之自電容 C_p 及 C_d 分別可使用例如方程 (24) 來判定。

【0153】 如第 15B 圖中可見，諧振電路係藉由線圈 215 之電感之至少一部分、補償端子 T_2 之自電容 C_d 及與補償端子 T_2 相關聯的地迴路電阻 R_d 形成。並聯共振可藉由調整施加至補償端子 T_2 之電壓 V_3 （例如，藉由調整線圈 215 上之分接頭 233 位置）或藉由調整補償端子 T_2 之高度及 / 或大小以調整 C_d 來建立。線圈分接頭 233 之位置可經調整以用於並聯共振，從而產生穿過地面樁極 218 及穿過安培計 236 之地電流從而達到最大值點。在已建立補償端子 T_2 之並聯共振之後，用於 AC 源 212 之分接頭 227 之位置可經調整至線圈 215 上之 50 Ω 點。

【0154】 來自線圈 215 之電壓 V_2 可施加至電荷端子 T_1 ，且分接頭 224 之位置可經調整以使得總有效高度

(h_{TE})之相位(Φ)近似等於漢克爾交叉距離(R_x)處導引面波傾斜(W_{Rx})之角度。線圈分接頭224之位置可經調整直至達到此操作點，從而產生穿過安培計236之地電流，進而增加至最大值。在此點，藉由導引面波導探針200d所激發的所得場與損耗導電媒質203之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配，從而產生導引面波沿損耗導電媒質203之表面的發射。此可藉由沿自導引面波導探針200延伸的徑向線量測場強而檢驗。

【0155】 包括補償端子 T_2 之電路之共振可隨電荷端子 T_1 之附接及/或隨經由分接頭224施加至電荷端子 T_1 的電壓之調整而改變。儘管調整用於共振之補償端子電路輔助電荷端子連接之後續調整，但有必要在漢克爾交叉距離(R_x)處建立導引面波傾斜(W_{Rx})。系統可進一步經調整以藉由以下方式來改良耦合：反復地調整用於AC源212之分接頭227之位置以處於線圈215上之 50Ω 點處並調整分接頭233之位置以最大化穿過安培計236之地電流。包括補償端子 T_2 之電路之共振可在調整分接頭227及233之位置時或當其他組件附接至線圈215時偏移。

【0156】 在其他實施方式中，來自線圈215之電壓 V_2 可施加至電荷端子 T_1 ，且分接頭233之位置可經調整以使得總有效高度(h_{TE})之相位(Φ)近似等於 R_x 處導引面波傾斜角(Ψ)。線圈分接頭224之位置可經調整直至達到操作點，從而產生穿過安培計236之地電流，進而實質上達到最大值。所得場與損耗導電媒質203之表面上的導引面

波導模態實質上模態匹配，且沿損耗導電媒質 203 之表面發射導引面波。此可藉由沿自導引面波導探針 200 延伸的徑向線量測場強而檢驗。系統可進一步經調整以藉由以下方式來改良耦合：反復地調整用於 AC 源 212 之分接頭 227 之位置以處於線圈 215 上之 $50\ \Omega$ 點處並調整分接頭 224 及 / 或 233 之位置以最大化穿過安培計 236 之地電流。

【0157】 返回參考第 12 圖，導引面波導探針 200 之操作可經控制以調整與導引面波導探針 200 相關聯的操作條件之變化。例如，探針控制系統 230 可用於控制饋送網路 209 及 / 或電荷端子 T_1 及 / 或補償端子 T_2 之定位以控制導引面波導探針 200 之操作。操作條件可包括但不限於損耗導電媒質 203 之特性（例如，導電率 σ 及相對電容率 ϵ_r ）之變化、場強之變化及 / 或導引面波導探針 200 之負載變化。如自方程 (41) - (44) 可見，折射率 (n)、複合布魯斯特角 ($\theta_{i,B}$ 及 $\psi_{i,B}$)、波面傾斜 ($|W|e^{j\psi}$) 及複合有效高度 ($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$) 可受由例如天氣條件引起的土壤導電率及電容率變化之影響。

【0158】 諸如例如導電率量測探針、電容率感測器、地面參數量計、場強計、電流監測器及 / 或負載接收器之設備可用於監測操作條件之改變，且向探針控制系統 230 提供關於電流操作條件之資訊。探針控制系統 230 可隨後對導引面波導探針 200 進行一或多次調整以維持用於導引面波導探針 200 之指定操作條件。例如，在濕度及溫度變

化時，土壤之導電率亦變化。導電率量測探針及/或電容率感測器可位於導引面波導探針200周圍的多個位置處。通常，意欲針對操作頻率監測漢克爾交叉距離 R_x 處或約漢克爾交叉距離 R_x 處的導電率及/或電容率。導電率量測探針及/或電容率感測器可位於導引面波導探針200周圍的多個位置(例如，在每一象限中)。

【0159】 接著參考第16圖，展示導引面波導探針200e之實例，該導引面波導探針包括電荷端子 T_1 及電荷端子 T_2 ，該等端子沿垂直軸 z 佈置。導引面波導探針200e係安置於損耗導電媒質203上方，從而構成區域1。另外，第二媒質206與損耗導電媒質203共用邊界面且構成區域2。電荷端子 T_1 及 T_2 係定位於損耗導電媒質203之上。電荷端子 T_1 定位於高度 H_1 處，且電荷端子 T_2 沿垂直軸 z 直接定位於 T_1 下方之高度 H_2 處，其中 H_2 小於 H_1 。藉由導引面波導探針200e提供的傳輸結構之高度 h 為 $h = H_1 - H_2$ 。導引面波導探針200e包括饋送網路209，該饋送網路將激發源212耦合至電荷端子 T_1 及 T_2 。

【0160】 電荷端子 T_1 及/或 T_2 包括可保持電荷之導電質，該導電質可經大小設定以保持與實際上可能的一樣多的電荷。電荷端子 T_1 具有自電容 C_1 ，且電荷端子 T_2 具有自電容 C_2 ，該等自電容可使用例如方程(24)來判定。藉助於電荷端子 T_1 於電荷端子 T_2 直接上方之置放，在電荷端子 T_1 與 T_2 之間產生互電容 C_M 。注意，電荷端子 T_1 及 T_2 無需相等，但每一者可具有單獨的大小與形狀，且可

包括不同的導電材料。最終，藉由導引面波導探針 200e 發射的導引面波之場強與端子 T₁ 上之電荷數量成正比。電荷 Q₁ 繼而與自電容 C₁ 成比例，該自電容與電荷端子 T₁ 相關聯，因為 $Q_1 = C_1 V$ ，其中 V 為施加於電荷端子 T₁ 上之電壓。

【0161】 當在預定義操作頻率下經適當調整以進行操作時，導引面波導探針 200e 沿損耗導電媒質 203 之表面產生導引面波。激發源 212 可在預定義頻率下產生電性能量，該電性能量施加至導引面波導探針 200e 以激發結構。當藉由導引面波導探針 200e 產生的電磁場與損耗導電媒質 203 實質上模態匹配時，電磁場實質上合成以複合布魯斯特角入射的波前，從而幾乎不產生或不產生反射。因此，面波導探針 200e 不產生輻射波，但沿損耗導電媒質 203 之表面發射導引面行進波。來自激發源 212 之能量可作為惹奈克表面電流傳輸至一或多個接收器，該一或多個接收器位於導引面波導探針 200e 之有效傳輸範圍內。

【0162】 可判定損耗導電媒質 203 之表面上的徑向惹奈克表面電流 $J_\rho(\rho)$ 之漸近線為接近 $J_1(\rho)$ 及遠離 $J_2(\rho)$ ，其中

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

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

其中 I_1 為饋送第一電荷端子 T₁ 上之電荷 Q₁ 的傳導電流，且 I_2 為饋送第二電荷端子 T₂ 上之電荷 Q₂ 的傳導電流。上電荷端子 T₁ 上之電荷 Q₁ 藉由 $Q_1 = C_1 V_1$ 來判定，

其中 C_1 為電荷端子 T_1 之孤立電容。注意，存在上文闡述的由 $(E_\rho^{01})/Z_\rho$ 得出的 J_1 之第三分量，該第三分量係自 Leontovich 邊界條件得出且為第一電荷端子 Q_1 上之升高的振盪電荷之準靜態場所泵送的損耗導電媒質 203 中的徑向電流貢獻。量 $Z_\rho = j\omega\mu_o/\gamma_e$ 為損耗導電媒質之徑向阻抗，其中 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1)^{1/2}$ 。

【0163】表示如方程(90)及(91)所闡述的接近徑向電流及遠離徑向電流的漸近線為複數量。根據各種實施例，實體表面電流 $\mathbf{J}(\rho)$ 係合成來儘可能在量值及相位方面密切地匹配電流漸近線。換言之，接近 $|\mathbf{J}(\rho)|$ 意欲為 $|J_1|$ 之正切，且遠離 $|\mathbf{J}(\rho)|$ 意欲為 $|J_2|$ 之正切。此外，根據各種實施例， $\mathbf{J}(\rho)$ 之相位將自接近 J_1 之相位轉變至遠離 J_2 之相位。

【0164】為在傳輸位點處匹配導引面波模態以發射導引面波，遠離表面電流 $|J_2|$ 之相位將與接近表面電流 $|J_1|$ 之相位相差相應於 $e^{-j\beta(\rho^2 - \rho^1)}$ 之傳播相位加大致45度或225度之常數。此係因為 $\sqrt{\gamma}$ 存在兩個根，一個接近 $\pi/4$ 且一個接近 $5\pi/4$ 。適當調整的合成徑向表面電流為

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

注意，此與方程(17)一致。藉由馬克士威方程，此 $\mathbf{J}(\rho)$ 表面電流自動地產生場，該等場符合

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

$$E_\rho = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)，且(94)$$

$$E_z = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)。(95)$$

因此，針對所匹配的導引面波模態的遠離表面電流 $|J_2|$ 與接近表面電流 $|J_1|$ 之間的相位差係歸因於方程 (93)-(95) 中漢克爾函數之特性，此與方程 (1)-(3) 一致。重要的是認識到，藉由方程 (1)-(6) 及 (17) 及方程 (92)-(95) 表示的場具有結合至損耗介面而非與地波傳播相關聯的輻射場之傳輸線模態之性質。

【0165】 為針對在給定位置處導引面波導探針 200e 之給定設計獲得適當的電壓量值及相位，可使用迭代方法。具體而言，可考慮去往端子 T_1 及 T_2 之饋送電流、電荷端子 T_1 及 T_2 上之電荷及其在損耗導電媒質 203 中之影像來進行導引面波導探針 200e 之給定激發及組態的分析，以便判定所產生的徑向表面電流密度。此過程可反復地進行直至基於所欲參數判定用於給定導引面波導探針 200e 之最佳組態及激發。為輔助判定導引面波導探針 200e 是否正在最佳位準下操作，導引場強曲線 103 (第1圖) 可使用方程 (1)-(12) 基於在導引面波導探針 200e 之位置處區域 1 之導電率 (σ_1) 及區域 1 之電容率 (ϵ_1) 的值而產生。此導引場強曲線 103 可提供用於操作之基準以使得所量測場強可與藉由導引場強曲線 103 指示的量值比較以便判定是否已達成最佳傳輸。

【0166】 為達到最佳化條件，可調整與導引面波導探針 200e 相關聯的各種參數。可變化來調整導引面波導探針 200e 之一個參數為電荷端子 T_1 及 / 或 T_2 中一或兩者相對於損耗導電媒質 203 之表面的高度。另外，亦可調整電荷

端子 T_1 與 T_2 之間的距離或間隔。在如此進行的情況下，可最小化或以其他方式改變電荷端子 T_1 及 T_2 與損耗導電媒質 203 之間的互電容 C_M 或任何束縛電容，如可瞭解的。亦可調整各別電荷端子 T_1 及 / 或 T_2 之大小。藉由改變電荷端子 T_1 及 / 或 T_2 之大小，將改變各別自電容 C_1 及 / 或 C_2 及互電容 C_M ，如可瞭解的。

【0167】 另外，可調整的另一參數為與導引面波導探針 200e 相關聯的饋送網路 209。此可藉由調整構成饋送網路 209 的電感電抗及 / 或電容電抗之大小來完成。例如，在此種電感電抗包含線圈的情況下，可調整此種線圈上之匝數。最終，可進行對饋送網路 209 之調整以改變饋送網路 209 之電性長度，進而影響電荷端子 T_1 及 T_2 上之電壓量值及相位。

【0168】 注意，藉由做出各種調整進行的反復傳輸可藉由使用電腦模型或藉由調整實體結構（如可瞭解的）來實行。藉由做出上文調整，可產生相應「接近」表面電流 J_1 及「遠離」表面電流 J_2 ，該等表面電流近似為上方闡述的方程 (90) 及 (91) 中指定的導引面波模態之相同電流 $J(\rho)$ 。在如此進行的情況下，所得電磁場將與損耗導電媒質 203 之表面上的導引面波模態實質上或大致上模態匹配。

【0169】 儘管未在第 16 圖之實例中所示，但導引面波導探針 200e 之操作可經控制以調整與導引面波導探針 200 相關聯的操作條件之變化。例如，第 12 圖中所示的

探針控制系統230可用於控制饋送網路209及/或電荷端子 T_1 及/或 T_2 之定位及/或大小，以控制導引面波導探針200e之操作。操作條件可包括但不限於損耗導電媒質203之特性(例如，導電率 σ 及相對電容率 ϵ_r)之變化、場強之變化及/或導引面波導探針200e之負載變化。

【0170】現在參考第17圖，展示第16圖之導引面波導探針200e之實例，其在本文中表示為導引面波導探針200f。導引面波導探針200f包括電荷端子 T_1 及 T_2 ，該等電荷端子沿垂直軸 z 定位，該垂直軸與藉由損耗導電媒質203(例如，地球)提供的平面實質上成法向。第二媒質206處於損耗導電媒質203上方。電荷端子 T_1 具有自電容 C_1 ，且電荷端子 T_2 具有自電容 C_2 。在操作期間，電荷 Q_1 及 Q_2 係分別施加於電荷端子 T_1 及 T_2 ，此取決於在任何給定瞬時施加至電荷端子 T_1 及 T_2 之電壓。互電容 C_M 可存在於電荷端子 T_1 與 T_2 之間，此取決於該等電荷端子之間的距離。另外，束縛電容可存在於各別電荷端子 T_1 及 T_2 與損耗導電媒質203之間，此取決於各別電荷端子 T_1 及 T_2 相對於損耗導電媒質203之高度。

【0171】導引面波導探針200f包括饋送網路209，該饋送網路包含電感阻抗，該電感阻抗包含具有一雙引線之線圈 L_{1a} ，該對引線耦合至電荷端子 T_1 及 T_2 之各別一者。在一個實施例中，線圈 L_{1a} 係指定為具有電性長度，該電性長度為在導引面波導探針200f之操作頻率下的波長之二分之一($\frac{1}{2}$)。

【0172】 儘管線圈 L_{1a} 之電性長度係指定為在操作頻率下的波長之大致二分之一 ($1/2$)，但應理解的是，線圈 L_{1a} 可指定為具有在其他值下之電性長度。根據一個實施例，線圈 L_{1a} 具有為在操作頻率下的波長之大致二分之一之電性長度的事實提供的優點在於：在電荷端子 T_1 及 T_2 上產生最大電壓差。儘管如此，線圈 L_{1a} 之長度或直徑可在調整導引面波導探針 200f 以獲得導引面波模態之最佳激發時增加或減小。線圈長度之調整可藉由位於線圈之一或兩個末端處的分接頭提供。在其他實施方案中，可能的狀況是：電感阻抗係指定為具有電性長度，該電性長度顯著地小於或大於在導引面波導探針 200f 之操作頻率下的波長之 $1/2$ 。

【0173】 激發源 212 可經由磁耦合而耦合至饋送網路 209。具體而言，激發源 212 係耦合至線圈 L_p ，該線圈係感應耦合至線圈 L_{1a} 。此可藉由鏈耦合、分接線圈、可變電抗或如可瞭解的其他耦合方法來進行。為此，線圈 L_p 充當初級線圈，且線圈 L_{1a} 充當次級線圈，如可瞭解的。

【0174】 為調整導引面波導探針 200f 以達成所欲導引面波之傳輸，各別電荷端子 T_1 及 T_2 之高度可相對於損耗導電媒質 203 及彼此相對於而改變。此外，可改變電荷端子 T_1 及 T_2 之大小。另外，線圈 L_{1a} 之大小可藉由添加或消除多個匝或藉由改變線圈 L_{1a} 之一些其他尺寸而改變。線圈 L_{1a} 亦可包括用於調整電性長度之一或多個分接頭，如

第17圖所示。亦可調整連接至電荷端子 T_1 或 T_2 任一者的分接頭之位置。

【0175】 接著參考第18A、18B、18C及19圖，展示用於在無線功率遞送系統中使用導引面波的一般化接收電路之實例。第18A及18B-18C圖分別包括線性探針303及調諧共振器306。第19圖為根據本揭示內容之各種實施例的磁線圈309。根據各種實施例，線性探針303、調諧共振器306及磁線圈309中之每一者可用於接收根據各種實施例以損耗導電媒質203之表面上的導引面波形式傳輸的功率。如上文所提及，在一個實施例中，損耗導電媒質203包含陸界媒質(或地球)。

【0176】 在對第18A圖具體參考的情況下，線性探針303之輸出端子312處的開路端電壓取決於線性探針303之有效高度。為此，端點電壓可計算為

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

其中 E_{inc} 為線性探針303上感應的入射電場之強度(以伏特/公尺計)， dl 為沿線性探針303之方向的積分元件，且 h_e 為線性探針303之有效高度。電負載315經由阻抗匹配網路318耦合至輸出端子312。

【0177】 當線性探針303經受如上文所述的導引面波時，跨於輸出端子312生成電壓，該電壓可經由共軛阻抗匹配網路318而施加至電負載315，如可能之狀況。為促進功率流向電負載315，電負載315應與線性探針303實質上阻抗匹配，如將在下文所述。

【0178】 參考第18B圖，擁有等於導引面波之波面傾斜的相移之地電流激發線圈306a包括電荷端子 T_R ，該電荷端子升高(或懸置)於損耗導電媒質203上方。電荷端子 T_R 具有自電容 C_R 。另外，亦可在電荷端子 T_R 與損耗導電媒質203之間存在束縛電容(未展示)，此取決於損耗導電媒質203上方的電荷端子 T_R 之高度。束縛電容將較佳最小化成與可實踐的一樣多，儘管在每一情況中此可不是完全必需的。

【0179】 調諧共振器306a亦包括接收器網路，該接收器網路包含具有相移 Φ 之線圈 L_R 。線圈 L_R 之一端耦合至電荷端子 T_R ，且線圈 L_R 之另一端係耦合至損耗導電媒質203。接收器網路可包括垂直供應線導體，該垂直供應線導體將線圈 L_R 耦合至電荷端子 T_R 。為此，線圈 L_R (其亦可稱為調諧共振器 $L_R - C_R$)包含串聯調整共振器，因為電荷端子 C_R 及線圈 L_R 係串聯定位。線圈 L_R 之相位延遲可藉由改變電荷端子 T_R 之大小及/或高度及/或調整線圈 L_R 之大小而調整，以使得結構之相位 Φ 實質上等於波面傾斜角 Ψ 。垂直供應線之相位延遲亦可藉由例如改變導體之長度而調整。

【0180】 例如，藉由自電容 C_R 提供的電抗係計算為 $1/j\omega C_R$ 。注意，結構306a之總電容亦可包括電荷端子 T_R 與損耗導電媒質203之間的電容，其中結構306a之總電容可自自電容 C_R 及任何束縛電容來計算，如可瞭解的。根據一個實施例，電荷端子 T_R 可提高至一高度以使

得實質上減少或消除任何束縛電容。束縛電容之存在可由電荷端子 T_R 與損耗導電媒質 203 之間的電容量測結果來判定，如先前論述的。

【0181】藉由離散元件線圈 L_R 提供的電感電抗可計算為 $j\omega L$ ，其中 L 為線圈 L_R 之集中元件電感。若線圈 L_R 為分佈元件，則其等效端點電感電抗可藉由習知方法判定。為調諧結構 306a，將做出調整以使得相位延遲等於波面傾斜以達與操作頻率下的面波導模態匹配的目的。在此等條件下，接收結構可考慮為與面波導「模態匹配」。變壓器圍繞結構鏈接及/或阻抗匹配網路 324 可插入探針與電負載 327 之間以便將功率耦合至負載。將阻抗匹配網路 324 插入探針端子 321 與電負載 327 之間可實現用於向電負載 327 進行最大功率傳輸的共軛匹配條件。

【0182】當在操作頻率下表面電流之存在下置放時，功率將自導引面波遞送至電負載 327。為此，電負載 327 可經由磁耦合、電容耦合或導電(直接分接頭)耦合而耦合至結構 306a。耦合網路之元件可為集中組件或分佈元件，如可瞭解的。

【0183】在第 18B 圖中所示的實施例中，使用磁耦合，其中線圈 L_s 作為相對於線圈 L_R 的次級線圈定位，該線圈 L_R 充當變壓器初級線圈。線圈 L_s 可藉由將該線圈幾何地纏繞同一磁芯結構且調整耦合磁通量來鏈耦合至線圈 L_R ，如可瞭解的。另外，儘管接收結構 306a 包含串聯調

諧共振器，但亦可使用並聯調諧共振器或甚至具有適當相位延遲之分佈元件共振器。

【0184】 儘管浸沒於電磁場中之接收結構可耦合來自該場之能量，但可瞭解的是，極化匹配結構藉由最大化耦合而最佳地工作，且應遵守用於與波導模態探針耦合的習知規則。例如， TE_{20} (橫電模態) 波導探針可最佳地用於自在 TE_{20} 模態中激發的習知波導提取能量。類似地，在此等狀況下，模態匹配及相位匹配接收結構可最佳化以用於耦合來自導引面波之功率。藉由損耗導電媒質 203 之表面上的導引面波導探針 200 激發的導引面波可考慮為開放波導之波導模態。排除波導損耗，可完全地恢復源能量。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。

【0185】 接收結構可經調整以基於損耗導電媒質 203 在接收結構附近的局部特性而增加或最大化與導引面波的耦合。為完成此舉，接收結構之相位延遲 (Φ) 可經調整以匹配在接收結構處表面行進波之波面傾斜角 (Ψ)。若獲適當配置，則接收結構可隨後經調諧以用於在複合深度 $z = -d/2$ 處相對於理想導電影像地平面的共振。

【0186】 例如，考慮包含第 18B 圖之調諧共振器 306a 之接收結構，該調諧共振器包括線圈 L_R 及連接在線圈 L_R 與電荷端子 T_R 之間的垂直供應線。利用定位在損耗導電媒質 203 上方限定高度處的電荷端子 T_R ，線圈 L_R 及垂直供應線之總相移 Φ 可與在調諧共振器 306a 之位置處的波

面傾斜角(Ψ)匹配。根據方程(22)，可見波面傾斜漸近傳遞至

$$W = |W|e^{j\Psi} = \frac{E_\rho}{E_z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - j\frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0}}}, \quad (97)$$

其中 ϵ_r 包含相對電容率，且 σ_1 為在接收結構之位置處的損耗導電媒質 203 之導電率， ϵ_0 為自由空間之電容率，且 $\omega = 2\pi f$ ，其中 f 為激發頻率。因此，波面傾斜角(Ψ)可自方程(97)判定。

【0187】調諧共振器 306a 之總相移($\Phi = \theta_c + \theta_y$)包括經由線圈 L_R 之相位延遲(θ_c)及垂直供應線之相位延遲(θ_y)。沿垂直供應線之導體長度 l_w 之空間相位延遲可由 $\theta_y = \beta_w l_w$ 得出，其中 β_w 為垂直供應線導體之傳播相位常數。歸因於線圈(或螺旋延遲線)之相位延遲為 $\theta_c = \beta_p l_c$ ，其中實體長度為 l_c 且傳播因子為 $\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$ ，(98)

其中 V_f 為結構上之速度因子， λ_0 為供應頻率下之波長，且 λ_p 為由速度因子 V_f 產生的傳播波長。相位延遲($\theta_c + \theta_y$)中之一或兩者可經調整以將相移 Φ 與波面傾斜角(Ψ)匹配。例如，分接頭位置可在第 18B 圖之線圈 L_R 上加以調整以調整線圈相位延遲(θ_c)來將總相移與波面傾斜角匹配($\Phi = \Psi$)。例如，線圈之一部分可藉由如第 18B 圖所例示的分接頭連接來繞過。垂直供應線導體亦可經由分接頭連接至線圈 L_R ，該分接頭在線圈上之位置可經調整以將總相移與波面傾斜角匹配。

【0188】一旦已調整調諧共振器306a之相位延遲(Φ)，則可調整電荷端子 T_R 之阻抗以便調諧來在複合深度 $z = -d/2$ 處相對於理想導電影像地平面共振。此可藉由調整電荷端子 T_1 之電容而不改變線圈 L_R 及垂直供應線之行進波相位延遲來完成。調整類似於相對於第9A及9B圖所述之彼等調整。

【0189】「向下看」向損耗導電媒質203中所見的至複合影像平面之阻抗由以下得出：

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

其中 $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o}$ 。對於地球上之垂直偏振源而言，複合影像平面之深度可由以下得出：

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

其中 μ_1 為損耗導電媒質203之磁導率，且 $\epsilon_1 = \epsilon_r\epsilon_o$ 。

【0190】在調諧共振器306a之基底處，「向上看」向接收結構中所見的阻抗為 $Z_{\uparrow} = Z_{\text{基底}}$ ，如第9A圖中所例示。在端阻抗為以下的情況下：

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

其中 C_R 為電荷端子 T_R 之自電容，「向上看」向調諧共振器306a之垂直供應線導體中所見的阻抗由以下得出：

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_y)}, \quad (102)$$

且「向上看」下調諧共振器306a之線圈 L_R 中的阻抗由以下得出：

$$Z_{\text{基底}} = R_{\text{基底}} + jX_{\text{基底}} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_p H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_c)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_c)}. \quad (103)$$

藉由將「向下看」向損耗導電媒質 203 中所見的無功分量 (X_{in}) 與「向上看」向調諧共振器 306a 中所見的無功分量 ($X_{基底}$) 匹配，可最大化向導引面波導模態中之耦合。

【0191】 接著參考第18C圖，展示調諧共振器306b之實例，該調諧共振器在接收結構之頂部處不包括電荷端子 T_R 。在此實施例中，調諧共振器306b不包括耦合在線圈 L_R 與電荷端子 T_R 之間的垂直供應線。因此，調諧共振器306b之總相移 (Φ) 僅包括經由線圈 L_R 之相位延遲 (θ_c)。如第18B圖之調諧共振器306a一樣，線圈相位延遲 θ_c 可經調整以匹配自方程(97)判定的波面傾斜角 (Ψ)，從而產生 $\Phi = \Psi$ 。儘管利用耦合至面波導模態中之接收結構可能進行功率提取，但難以調整接收結構來最大化與導引面波之耦合而無電荷端子 T_R 所提供的可變無功負載。

【0192】 參考第18D圖，展示例示調整接收結構以與損耗導電媒質203之表面上的導引面波導模態實質上模態匹配之實例的流程圖180。以181開始，若接收結構包括電荷端子 T_R (例如，第18B圖之調諧共振器306a之電荷端子)，則在184，將電荷端子 T_R 定位於損耗導電媒質203上方的限定高度處。在已藉由導引面波導探針200建立導引面波時，電荷端子 T_R 之實體高度 (h_p) 可處於有效高度之彼實體高度下方。實體高度可經選擇以減少或最小化電荷端子 T_R 上之束縛電荷 (例如，電荷端子之球形直徑的四

倍)。若接收結構不包括電荷端子 T_R (例如，第 18 C 圖之調諧共振器 306 b 之電荷端子)，則流程進行至 187。

【0193】 在 187，接收結構之電性相位延遲 Φ 與藉由損耗導電媒質 203 之局部特性限定的複合波傾斜角 Ψ 匹配。螺旋形線圈之相位延遲 (θ_c) 及 / 或垂直供應線之相位延遲 (θ_y) 可經調整以使得 Φ 等於波面傾斜 (W) 之角度 (Ψ)。波面傾斜角 (Ψ) 可自方程 (86) 判定。可隨後將電性相位 Φ 波面傾斜角匹配。例如，電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 可藉由使線圈 L_R 之幾何參數及 / 或垂直供應線導體之長度 (或高度) 變化而調整。

【0194】 接著在 190，電荷端子 T_R 之負載阻抗可經調諧以共鳴調諧共振器 306 a 之等效影像平面模型。導電影像地平面 139 (第 9 A 圖) 處於接收結構下方之深度 ($d/2$) 可使用方程 (100) 及損耗導電媒質 203 (例如，地球) 於接收結構處之值來判定，該等值可在局部量測。使用複合深度，影像地平面 139 與損耗導電媒質 203 之實體邊界 136 (第 9 A 圖) 之間的相移 (θ_d) 可使用 $\theta_d = \beta_o d/2$ 來判定。如「向下看」向損耗導電媒質 203 中所見的阻抗 (Z_{in}) 可隨後使用方程 (99) 來判定。可考慮此共振關係以最大化與導引面波之耦合。

【0195】 基於線圈 L_R 之經調整參數及垂直供應線導體之長度，可判定速度因子、相位延遲及線圈 L_R 及垂直供應線之阻抗。另外，可使用例如方程 (24) 判定電荷端子 T_R 之自電容 (C_R)。可使用方程 (98) 判定線圈 L_R 之傳播

因子(β_p)，且可使用方程(49)判定垂直供應線之傳播相位常數(β_w)。使用線圈 L_R 及垂直供應線之自電容及測定值，「向上看」向線圈 L_R 中所見的調諧共振器306a之阻抗($Z_{\text{基底}}$)可使用方程(101)、(102)及(103)來判定。

【0196】 第9A圖之等效影像平面模型亦適用於第18B圖之調諧共振器306a。調諧共振器306a可藉由調整電荷端子 T_R 之負載阻抗 Z_R 而調諧以相對於複合影像平面共振，以使得 $Z_{\text{基底}}$ 之電抗分量 $X_{\text{基底}}$ 抵消 Z_{in} 之 X_{in} 之電抗分量或 $X_{\text{基底}} + X_{in} = 0$ 。因此，「向上看」向調諧共振器306a之線圈中時實體邊界136(第9A圖)處之阻抗為「向下看」向損耗導電媒質203中時實體邊界136處之阻抗。負載阻抗 Z_R 可藉由使電荷端子 T_R 之電容(C_R)變化而不改變藉由電荷端子 T_R 所見的電性相位延遲 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 來調整。可採取迭代方法來調諧負載阻抗 Z_R 以用於等效影像平面模型相對於導電影像地平面139之共振。以此方式，電場與導引面波導模態沿損耗導電媒質203(例如，地球)之表面的耦合可得以改良及/或最大化。

【0197】 參考第19圖，磁線圈309包含接收電路，該接收電路經由阻抗匹配網路333耦合至電負載336。為促進從導引面波接收及/或提取電功率，磁線圈309可經定位以使得導引面波之磁通量 H_ϕ 透過磁線圈309，進而在磁線圈309中感應電流且在其輸出端子330處產生端點電壓。耦合至單匝線圈的導引面波之磁通量藉由以下表示

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

其中 $\mathcal{F}$ 為耦合磁通量， μ_r 為磁線圈 309 之磁芯之有效相對磁導率， μ_0 為自由空間磁導率， $\vec{H}$ 為入射磁場強度向量， $\hat{n}$ 為與匝之橫截面區域成法向的單位向量，且 A_{CS} 為每一環封閉的面積。對於經定向用於與在磁線圈 309 之橫截面區域上均勻的入射磁場進行最大耦合的 N 匝磁線圈 309 而言，出現在磁線圈 309 之輸出端子 330 處的開路感應電壓為

$$V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega\mu_r\mu_0 N H A_{CS}, \quad (105)$$

其中變數在上文定義。磁線圈 309 可作為分佈共振器或利用跨於其輸出端子 330 的外部電容器(視狀況而定)而調諧達導引面波頻率，且隨後經由共軛阻抗匹配網路 333 與表面電負載 336 阻抗匹配。

【0198】 假定藉由磁線圈 309 及電負載 336 提供的所得電路經適當調整並經由阻抗匹配網路 333 而共軛阻抗匹配，則磁線圈 309 中感應的電流可用於對電負載 336 最佳地供電。藉由磁線圈 309 提供的接收電路提供的優點在於：不必使接收電路實體上連接至地面。

【0199】 參考第 18A、18B、18C 及 19 圖，藉由線性探針 303、模態匹配結構 306 及磁線圈 309 提供的接收電路各自促進接收自如上文所述的導引面波導探針 200 之實施例中任一者傳輸的電功率。為此，所接收的能量可用於經由共軛匹配網路向電負載 315/327/336 供應功率，如可瞭解的。此與可在接收器中接收的信號形成對

比，該等信號係以輻射電磁場形式傳輸。此等信號具有極低可用功率，且此等信號之接收器不加載發射機。

【0200】 使用如上文所述的導引面波導探針200產生的本發明之導引面波之特性亦為藉由線性探針303、模態匹配結構306及磁線圈309提供的接收電路將負載激發源212（例如，第3、12及16圖），該激發源係應用於導引面波導探針200，進而產生接收電路所經受的導引面波。此反映的事實為：藉由如上文所述的給定導引面波導探針200產生的導引面波包含傳輸線模態。經由對比，驅動產生輻射電磁波之輻射天線的電源不藉由接收器加載，不管所使用的接收器之數量如何。

【0201】 因此，一或多個導引面波導探針200及呈線性探針303形式的一或多個接收電路、調諧模態匹配結構306及/或磁線圈309一起可構成無線分配系統。倘若使用如上文闡述的導引面波導探針200的導引面波傳輸距離取決於頻率，則可能的是無線配電可跨於寬區域且甚至全域地達成。

【0202】 當下廣泛研究的習知無線功率傳輸/分配系統包括自輻射場以及耦合至感應或電抗性近場的感測器的「能量收穫」。對比而言，本發明之無線功率系統不浪費呈輻射形式之功率，若該輻射未遭截取，則其永不會損耗。本發明揭示的無線功率系統亦不限於如與習知互電抗耦合近場系統一樣的極短程。本文揭示的無線功率系統與新穎導引面傳輸線模態之探針耦合，此探針耦合等效於藉

由波導將功率遞送至負載或直接有線連接至遠端發電機之負載。在不計數維持傳輸場強所需的功率加在面波導中消散的功率(此功率在極低頻率下相對於在60 Hz下的習知高壓功率線中的傳輸損耗而言為無意義的)的情況下，所有發電機功率僅僅去往所欲電負載。當終止電負載需求時，源功率產生為相對閒置的。

【0203】 第20-39圖例示用於導引面波導探針之構造的示例性實施例。更特地而言，第20-29圖例示用於支撐導引面波導探針之電荷端子的示例性設備，而第30-39圖例示可在導引面波導探針中實行的示例性電荷端子。應強調，第20-39圖中所示的實施例絕不為詳盡的且替代實施例為可能的。替代地，所例示實施例係呈現來提供對可構造的導引面波導探針之類型的指示。亦應注意，第20-29圖省略操作導引面波導探針所需的各種電性組件，因為此等圖式之焦點係在於探針之電荷端子及用於支撐電荷端子之結構組件的性質。

【0204】 以第20圖開始，展示第一導引面波導探針400。如圖式中所指示，探針400大體上包含電荷端子402，該電荷端子係安裝至單一伸長垂直支撐件404之頂部。在此實施例及關於第20-29圖中論述的其他實施例中，電荷端子402包含球形構件，該球形構件包括導電外表面406。

【0205】 在第20圖所例示的實施例中，支撐件404包含實心或中空桿408，該桿自損耗導電媒質410（諸如地

面)向上延伸，且因此將電荷端子402支撐於離媒質之表面412的所欲距離處。不同於電荷端子402，支撐件404不是導電的，且對電磁輻射而言「不可見」。因此，支撐件404可用適合非導電材料製成，諸如聚合材料或加強聚合材料，諸如玻璃纖維。可使用的其他材料包括木材、複合材料、陶瓷材料及類似物。此外，在一些實施例中，若結合絕緣材料一起使用，則可使用諸如金屬之導電材料。

【0206】電荷端子402及其支撐件404之尺寸取決於使用導引面波導探針400之應用。然而，如上文所指出，在一些狀況下，合乎需要的可為將電荷端子402支撐在為其有效直徑至少4-5倍的高程處。

【0207】第21A及21B圖例示第二導引面波導探針420。探針420在許多方面類似於第20圖所示的探針400。因此，探針420亦包含電荷端子422。然而，替代藉由單一伸長垂直支撐件支撐，電荷端子422藉由多個伸長垂直支撐件424支撐。在此實例中，存在4個此種支撐件424，每一者與電荷端子422之中心及彼此相等間隔。當然，可使用較大或較少數量之支撐件424。支撐件424可以類似於第20圖所示的支撐件404之方式配置。因此，每一支撐件424可包含桿426，該桿自損耗導電媒質428（諸如地面）向上延伸，且因此將電荷端子422支撐離媒質之表面430的所欲距離處。支撐件424亦為非導電的，且在一些實施例中，可由加強聚合材料製成。

【0208】 當存在多個如第21A及21B圖之實施例中的垂直支撐件時，交叉撐托可用於加強支撐件。此種交叉撐托之實例展示於第22A及22B圖中。此等圖式例示另一導引面波導探針440，該導引面波導探針包含電荷端子442，該電荷端子藉由多個伸長垂直支撐件444支撐在損耗導電媒質448（諸如地面）之表面446之上。如第21A及21B圖之實施例中一樣，存在4個垂直支撐件444，每一者係形成為非導電桿450。然而，在第22A及22B圖之實施例中，存在水平交叉構件452，該等水平交叉構件452在桿450之間延伸以提供結構加強。如同桿450，交叉構件452為非導電的，且可例如由加強聚合材料製成。

【0209】 第23A及23B圖例示具有多個支撐件之導引面波導探針460之另一實施例。在此實施例中，探針460包含電荷端子462，該電荷端子藉由多個伸長對角支撐件464支撐，該等支撐件自損耗導電媒質468之表面466朝向電荷端子並朝向彼此向內延伸，以形成大體上錐體狀支撐結構。支撐件464中之每一者亦可形成為非導電桿470。儘管第23A及23B圖中展示4個此種桿470，但可使用較大或較少數量之桿470。

【0210】 如與併入有垂直支撐件之實施例一樣，具有對角支撐件之導引面波導探針之實施例亦可併入有交叉撐托。第24A及24B圖中展示此情況之實例。此等圖式展示導引面波導探針480，該導引面波導探針包含電荷端子482，該電荷端子藉由多個伸長對角支撐件484支撐在損

耗導電媒質488之表面486之上。如第23A及23B圖之實施例中一樣，存在4個對角支撐件484，每一者係形成為非導電桿490。然而，在第24A及24B圖之實施例中，存在水平交叉構件492，該等水平交叉構件492在桿490之間延伸以提供結構加強。如同桿490，交叉構件492為非導電的，且可例如由加強聚合材料製成。在一些實施例中，探針480可包含在桿470之間延伸的其他交叉構件。此種交叉構件可例如包含水平交叉構件以及對角交叉構件，該等水平交叉構件在桿子490之間於探針480之相對側上延伸，且該等對角交叉構件在相鄰桿之間延伸。

【0211】 第25A及25B圖例示導引面波導探針500，該導引面波導探針類似於第20圖所示的探針400。因此，探針500包含藉由單一伸長垂直支撐件504支撐的電荷端子502，該單一伸長垂直支撐件可採取桿506之形式，該桿自損耗導電媒質510之表面508向上延伸。然而，在此實施例中，桿506係利用多個張緊線512加強，該等張緊線自桿之頂部延伸且錨固至損耗導電媒質510中。此等線512可稱為「拉線」，儘管該等線並非由諸如金屬線之導電材料製成。在一些實施例中，非導電線512由諸如高強度多絲纜線之高強度聚合材料製成。

【0212】 第26A及26B圖例示導引面波導探針520，不同於其他實施例之探針，該導引面波導探針並非藉由桿直接支撐。如圖式所示，探針520包含電荷端子522及多個伸長垂直支撐件524，該等伸長垂直支撐件呈桿526之形

式，該桿自損耗導電媒質530之表面528向上垂直地延伸。然而，在此實施例中，電荷端子522係藉由多個非導電張緊線532直接支撐，該等非導電張緊線自桿526向內延伸至電荷端子。此等線532亦可由高強度聚合材料製成。亦如第26A及26B圖所示，探針520可進一步包括交叉構件534，該等交叉構件在桿526之間延伸且向桿526提供加強。

【0213】 如上文所述，導引面波導探針典型地包括線圈，該線圈可藉由適合的激發源激勵。在其中線圈為結構上穩固之狀況中，其可用於支撐電荷端子。第27-29圖例示導引面波導探針，其中螺旋形線圈形成支撐件中用於將電荷端子支撐於損耗導電媒質上方之部分。以第27圖開始，導引面波導探針540包含電荷端子542，該電荷端子藉由伸長垂直支撐件544支撐在損耗導電媒質548之表面546上方。在此實施例中，支撐件544包含藉由損耗導電媒質548支撐的導電螺旋形線圈550及自線圈之頂部向上延伸以直接支撐電荷端子542的非導電桿552。因此，線圈550支撐桿552及電荷端子542之重量。

【0214】 轉向第28圖，例示另一導引面波導探針560。探針560類似於第27圖之探針540。因此，探針560包含電荷端子562，該電荷端子藉由伸長垂直支撐件564支撐於損耗導電媒質568之表面566上方。如之前所述，支撐件564包含導電螺旋形線圈570及非導電桿572，該非導電桿自線圈之頂部向上延伸至電荷端子562。然而，

在此實施例中，支撐件564係利用多個非導電張緊線574加強，該等張緊線自桿572之頂部延伸且錨固至損耗導電媒質568中。在一些實施例中，線574由高強度聚合材料製成。

【0215】 接著參考第29圖，例示類似於第27圖之探針540的另一導引面波導探針580。探針580包含電荷端子582，該電荷端子藉由伸長垂直支撐件584支撐於損耗導電媒質588之表面586上方。再一次，支撐件584包含導電螺旋形線圈590及非導電桿592，該非導電桿自線圈之頂部向上延伸至電荷端子582。然而，在此實施例中，線圈590係利用加強材料594加強，該加強材料可例如包含混凝土或聚合材料。在一些實施例中，線圈590可完全封裝在加強材料594中。

【0216】 在第20-29圖中，電荷端子已例示為包含球形構件。第30圖例示此種電荷端子600之實例。在此實施例中，電荷端子600係形成為中空、薄壁球形構件602，其安裝至非導電垂直支撐件604之頂部上。然而，應注意，若需要，則電荷端子600可為實心的。例如，球形構件602可由金屬材料製成，該金屬材料諸如鋼或鋁。儘管金屬材料可適合於電荷端子600之構造，但應強調，可使用任何適合的導電材料。另外，應注意，電荷端子600可由非導電材料製成，該非導電材料支撐施加至或沉積於非導電材料上之導電外皮。

【0217】 儘管球體為用於電荷端子之可行組態，但應注意可使用許多其他組態。第31-38圖例示一些示例性替代電荷端子組態。首先參考第31A及31B圖，電荷端子610包含多個球形構件612，該等球形構件以間隔組態佈置以使得形成有效外徑，該有效外徑類似於所有構件將配合的球體之外徑。每一球形構件612可包含中空、薄壁球體612，其類似於第30圖所示的球體602。電荷端子610係展示為安裝至非導電垂直支撐件614之頂部上，其中每一球形構件612係安裝至向外延伸的非導電安裝臂616之末端。使用多個間隔球形構件612提供致能空氣透過電荷端子之優點，從而減少電荷端子之風阻力。

【0218】 替代包含一或多個球形構件，電荷端子可包含另一圓形形狀。第32A及32B圖例示此情況之實例。在此等圖式中，藉由非導電垂直支撐件622支撐的電荷端子620包含橢圓體構件624，其具有小於其水平(長及中間)軸的垂直(短)軸，以使得構件比其高度更寬。此種組態亦可減少風阻力。如同如上文所述的球形構件，橢圓體構件624可為由金屬材料製成的中空、薄壁構件。在一些實施例中，橢圓體構件624可經修改以具有在電荷端子620暴露於風時提供升舉力或下降力之形狀。

【0219】 第33A及33B圖展示第32A及32B圖所示的探針620之變化形式。在第33A及33B圖中，藉由非導電垂直支撐件632支撐的電荷端子630包含橢圓體構件634。然而，在此狀況下，橢圓體構件634之短軸為水平

的且構件之長(或中間)軸為垂直的以使得構件在一個方向上比其高度更薄。

【0220】電荷端子可併入有除球體及橢圓體之外的其他形狀。第34A及34B圖展示其中電荷端子640包含環體構件642之實施例，該環體構件包括中心開口644。在第34A及34B圖之實例中，環體642大體上水平以使得開口644之中心軸大體上垂直。如同如上文所述的球形及橢圓構件，環體構件642可包含由金屬材料製成的中空、薄壁構件。如第34A及34B圖中進一步所示，環體構件642可藉由使用一或多個非導電水平安裝臂648之非導電垂直支撐件646支撐，該非導電水平面安裝臂自支撐件向外側向地延伸至開口644內。

【0221】第35A及35B圖展示第34A及34B圖所示的探針640之變化形式。在第35A及35B圖中，藉由非導電垂直支撐件652支撐的電荷端子650包含大體上垂直環體構件654，其中其開口656之中心軸大體上水平。此組態可在一些應用中為合乎需要的，因為其致能空氣透過電荷端子650，從而電荷端子之風阻力。

【0222】第36A及36B圖展示用於電荷端子之另一替代形狀。在此等圖式中，安裝至非導電垂直支撐件662之電荷端子660包含具有圓形末端666之圓柱形構件664。如同如上文所述的其他構件，圓柱形構件664可包含由金屬材料製成的中空、薄壁構件。圓柱形構件664之末端666為圓形以減少或消除發弧之可能性。

【0223】 在其他實施例中，表面特徵可提供在電荷端子上以改變其電性性質，如電容。第37圖展示此種電荷端子670之實例。在此實施例中，電荷端子670包含球形構件672，該球形構件安裝於非導電垂直支撐件674上。如之前所述，球形構件672可包含由金屬材料製成的中空、薄壁構件。然而，替代具有連續、不中斷外表面，球形構件672包含多個向外延伸表面特徵676。在所例示實施例中，表面特徵676包含凸面、半球性凸塊。

【0224】 第38圖展示以能夠透過電荷端子之空氣為主題的變化形式。在第38圖之實施例中，電荷端子680包含球形構件，該球形構件由多個線材或棒682形成，該等線材或棒一起產生空氣可透過的不連續有效外表面。棒682由導電材料(諸如金屬材料)製成。在所例示實施例中，棒682之頂部末端在電荷端子680之頂部處相遇，且棒之底部末端在端子之底部處相遇，在此點，端子係安裝至非導電垂直支撐件684。

【0225】 在其他實施例中，電荷端子不必具有完全圓形外表面。第39及40圖展示此情況之實例。以第39A及39B圖開始，例示的為電荷端子690，該電荷端子包含盤狀構件692，該盤狀構件安裝於非導電垂直支撐件694之頂部上。如同如上文所述的其他構件，盤狀構件692可包含由金屬材料製成的中空、薄壁構件。替代地，盤狀構件可為實心的。

【0226】 轉向第40A及40B圖，例示的為另一電荷端子700，該電荷端子包含盤狀構件702。然而，在此實施例中，盤狀構件702包括中心開口704以使得盤狀構件大體上配置成平坦墊圈。盤狀構件702係安裝至非導電垂直支撐件706之頂部上，該非導電垂直支撐件包括多個對角非導電支撐柱708。

【0227】 如上文所指出，第20-38圖中例示的各種實施例絕不為詳盡的且替代實施例為可能的。例如，電荷端子及用於支撐端子之支撐設備可形成為混合式結構，該等混合式結構併入有或組合有明確例示實施例之兩個或兩個以上者的特徵。所有此種混合式結構意欲落入本揭示內容之範疇內。

【0228】 除前述內容之外，本揭示內容之各種實施例包括但不限於以下條款中闡述的實施例。

【0229】 條款1. 一種導引面波導探針，其包含：電荷端子，該電荷端子經配置以產生電磁場；以及支撐設備，該支撐設備將該電荷端子支撐於損耗導電媒質上方，其中藉由該電荷端子產生的該電磁場合成以該損耗導電媒質之複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)入射的波前。

【0230】 條款2. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含球形構件。

【0231】 條款3. 如條款2所述之探針，其中該球形構件為中空的。

【0232】 條款4. 如條款2或3所述之探針，其中該球形構件由金屬材料製成。

【0233】 條款5. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含多個球形構件。

【0234】 條款6. 如條款5所述之探針，其中該等球形構件彼此間隔。

【0235】 條款7. 如條款5或6所述之探針，其中該等球形構件為中空的。

【0236】 條款8. 如條款5-7所述之探針，其中該等球形構件由金屬材料製成。

【0237】 條款9. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含橢圓體構件。

【0238】 條款10. 如條款9所述之探針，其中該橢圓體構件為中空的。

【0239】 條款11. 如條款9或10所述之探針，其中該橢圓體構件由金屬材料製成。

【0240】 條款12. 如條款9-11所述之探針，其中該橢圓體構件之短軸大體上垂直。

【0241】 條款13. 如條款9-11所述之探針，其中該橢圓體構件之短軸大體上水平。

【0242】 條款14. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含環體構件。

【0243】 條款15. 如條款14所述之探針，其中該環體構件為中空的。

【0244】 條款16. 如條款14或15所述之探針，其中該環體構件由金屬材料製成。

【0245】 條款17. 如條款14-16所述之探針，其中該環體構件大體上水平以使得該環體構件之中心開口之中心軸大體上垂直。

【0246】 條款18. 如條款14-16所述之探針，其中該環體構件大體上垂直以使得該環體構件之中心開口之中心軸大體上水平。

【0247】 條款19. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含圓柱形構件。

【0248】 條款20. 如條款19所述之探針，其中該圓柱形構件包含圓形末端。

【0249】 條款21. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子為中空的且包含外表面，該外表面包括致能空氣透過該端子之多個開口。

【0250】 條款22. 如條款1所述之探針，其中該電荷端子包含複數個棒，該等棒一起限定該端子之不連續有效表面。

【0251】 條款23. 如條款1-22所述之探針，其進一步包含：電耦合至該電荷端子之饋送網路，該饋送網路提供相位延遲(Φ)，該相位延遲匹配與該導引面波導探針之鄰近處的該複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)相關聯的波面傾斜角(Ψ)。

【0252】 條款24. 如條款23所述之探針，其中該饋送網路包含導電線圈。

【0253】 條款25. 如條款24所述之探針，其進一步包含：饋送線連接器，該饋送線連接器將該導電線圈與該電荷端子電耦合。

【0254】 條款26. 如條款24或25所述之探針，其進一步包含：一樁極，該樁極將該導電線圈電耦合至該損耗導電媒質。

【0255】 應強調的是，本揭示內容之上述實施例僅僅為出於明確理解本揭示內容之原理而闡述的實行方式之可能實例。在實質上不脫離本揭示內容之精神及原理的情況下，可對上述實施例做出許多變化及修改。所有此類修改及變化意欲被包括在本揭示內容之範疇內且受隨附發明申請專利範圍保護。另外，所描述實施例及附屬請求項之所有可選及較佳特徵與修改在本文所教示之本揭示內容的所有態樣中為可使用的。此外，附屬請求項之個別特徵以及所描述實施例之所有可選及較佳特徵與修改在適用情況下可彼此組合並可彼此互換。為此，如上文所述的各種實施例揭示可視需要以取決於所欲實行方式之各種方式組合的要素。

【符號說明】

【0256】

100 圖表

103 導引場強曲線 / 曲線

- 1 0 6 輻射場強曲線 / 曲線
- 1 0 9 區別性膝部
- 1 1 2 點
- 1 1 5 曲線
- 1 1 8 曲線
- 1 2 1 漢克爾交叉點
- 1 3 0 導電影像地平面
- 1 3 3 有限導電地球 / 損耗地球 / 地球
- 1 3 6 實體邊界
- 1 3 9 理想導電影像地平面 / 影像平面
- 1 4 2 上部區域 / 空氣區域
- 1 5 0 流程圖
- 1 5 3 步驟
- 1 5 6 步驟
- 1 5 9 步驟
- 1 6 3 線
- 1 6 6 線
- 1 7 2 曲線圖
- 1 7 5 曲線圖
- 1 8 0 流程圖
- 1 8 1 步驟
- 1 8 4 步驟
- 1 8 7 步驟
- 1 9 0 步驟

- 2 0 0 a 導引面波導探針
- 2 0 0 b 導引面波導探針
- 2 0 0 c 導引面波導探針
- 2 0 0 d 導引面波導探針
- 2 0 0 e 導引面波導探針
- 2 0 0 f 導引面波導探針
- 2 0 3 損耗導電媒質
- 2 0 6 第二媒質
- 2 0 9 饋送網路
- 2 1 2 激發源 / A C 源
- 2 1 5 線圈
- 2 1 8 地面樁極
- 2 2 1 垂直饋送線導體
- 2 2 4 分接頭
- 2 2 7 分接頭
- 2 3 0 適應性探針控制系統
- 2 3 3 分接頭
- 2 3 6 安培計
- 3 0 3 線性探針
- 3 0 6 a 地電流激發線圈 / 結構
- 3 0 6 b 調諧共振器
- 3 0 9 磁線圈
- 3 1 2 輸出端子
- 3 1 5 電負載

- 3 1 8 共軛阻抗匹配網路
- 3 2 1 探針端子
- 3 2 4 阻抗匹配網路
- 3 2 7 電負載
- 3 3 0 輸出端子
- 3 3 3 阻抗匹配網路
- 3 3 6 電負載
- 4 0 0 第一導引面波導探針 / 探針
- 4 0 2 電荷端子
- 4 0 4 單一伸長垂直支撐件
- 4 0 6 導電外表面
- 4 0 8 桿
- 4 1 0 損耗導電媒質
- 4 1 2 表面
- 4 2 0 第二導引面波導探針
- 4 2 2 電荷端子
- 4 2 4 伸長垂直支撐件
- 4 2 6 桿
- 4 2 8 損耗導電媒質
- 4 3 0 表面
- 4 4 0 導引面波導探針
- 4 4 2 電荷端子
- 4 4 4 伸長垂直支撐件
- 4 4 6 表面

- 4 4 8 損耗導電媒質
- 4 5 0 非導電桿
- 4 5 2 水平交叉構件
- 4 6 0 導引面波導探針
- 4 6 2 電荷端子
- 4 6 4 伸長對角支撐件
- 4 6 6 表面
- 4 6 8 損耗導電媒質
- 4 7 0 非導電桿
- 4 8 0 導引面波導探針
- 4 8 2 電荷端子
- 4 8 4 伸長對角支撐件
- 4 8 6 表面
- 4 8 8 損耗導電媒質
- 4 9 0 非導電桿
- 4 9 2 水平交叉構件
- 5 0 0 導引面波導探針
- 5 0 2 電荷端子
- 5 0 4 單一伸長垂直支撐件
- 5 0 6 桿
- 5 0 8 表面
- 5 1 0 損耗導電媒質
- 5 1 2 張緊線 / 非導電線
- 5 2 0 導引面波導探針

- 5 2 2 電 荷 端 子
- 5 2 4 伸 長 垂 直 支 撐 件
- 5 2 6 桿
- 5 2 8 表 面
- 5 3 0 損 耗 導 電 媒 質
- 5 3 2 非 導 電 張 緊 線
- 5 4 0 導 引 面 波 導 探 針
- 5 4 2 電 荷 端 子
- 5 4 4 伸 長 垂 直 支 撐 件
- 5 4 6 表 面
- 5 4 8 損 耗 導 電 媒 質
- 5 5 0 導 電 螺 旋 形 線 圈
- 5 5 2 非 導 電 桿
- 5 6 0 導 引 面 波 導 探 針
- 5 6 2 電 荷 端 子
- 5 6 4 伸 長 垂 直 支 撐 件
- 5 6 6 表 面
- 5 6 8 損 耗 導 電 媒 質
- 5 7 0 導 電 螺 旋 形 線 圈
- 5 7 2 非 導 電 桿
- 5 7 4 非 導 電 張 緊 線
- 5 8 0 導 引 面 波 導 探 針
- 5 8 2 電 荷 端 子
- 5 8 4 伸 長 垂 直 支 撐 件

- 5 8 6 表面
- 5 8 8 損耗導電媒質
- 5 9 0 導電螺旋形線圈
- 5 9 2 非導電桿
- 5 9 4 加強材料
- 6 0 0 電荷端子
- 6 0 2 中空、薄壁球形構件
- 6 0 4 非導電垂直支撐件
- 6 1 0 電荷端子
- 6 1 2 球形構件
- 6 1 4 非導電垂直支撐件
- 6 1 6 非導電安裝臂
- 6 2 0 電荷端子
- 6 2 2 非導電垂直支撐件
- 6 2 4 橢圓體構件
- 6 3 0 電荷端子
- 6 3 2 非導電垂直支撐件
- 6 3 4 橢圓體構件
- 6 4 0 電荷端子
- 6 4 2 環體構件
- 6 4 4 中心開口
- 6 4 6 非導電垂直支撐件
- 6 4 8 非導電水平安裝臂
- 6 5 0 電荷端子

- 652 非導電垂直支撐件
- 654 大體上垂直環體構件
- 656 開口
- 660 電荷端子
- 662 非導電垂直支撐件
- 664 圓柱形構件
- 666 圓形末端
- 670 電荷端子
- 672 球形構件
- 674 非導電垂直支撐件
- 676 向外延伸表面特徵
- 680 電荷端子
- 682 線材/棒
- 684 非導電垂直支撐件
- 690 電荷端子
- 692 盤狀構件
- 694 非導電垂直支撐件
- 700 電荷端子
- 702 盤狀構件
- 704 中心開口
- 706 非導電垂直支撐件
- 708 對角非導電支撐柱

【生物材料寄存】

【 0 2 5 7 】 國內寄存資訊(請依寄存機構、日期、號碼順序註記)

無

【 0 2 5 8 】 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】 一種導引面波導探針，其包含：

一電荷端子，該電荷端子經配置以產生一電磁場；
以及

一支撐設備，該支撐設備將該電荷端子支撐於一損耗導電媒質上方；

其中藉由該電荷端子產生的該電磁場合成以該損耗導電媒質之一複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)入射的一波前。

【第2項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包含一球形構件。

【第3項】 如請求項 2 所述之探針，其中該球形構件為中空的。

【第4項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包含多個球形構件。

【第5項】 如請求項 4 所述之探針，其中該等球形構件為中空的。

【第6項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包含一橢圓體構件。

【第7項】 如請求項 6 所述之探針，其中該橢圓體構件為中空的。

【第8項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包

含一環體構件。

【第9項】 如請求項 8 所述之探針，其中該環體構件為中空的。

【第10項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包含一圓柱形構件。

【第11項】 如請求項 10 所述之探針，其中該圓柱形構件包含圓形末端。

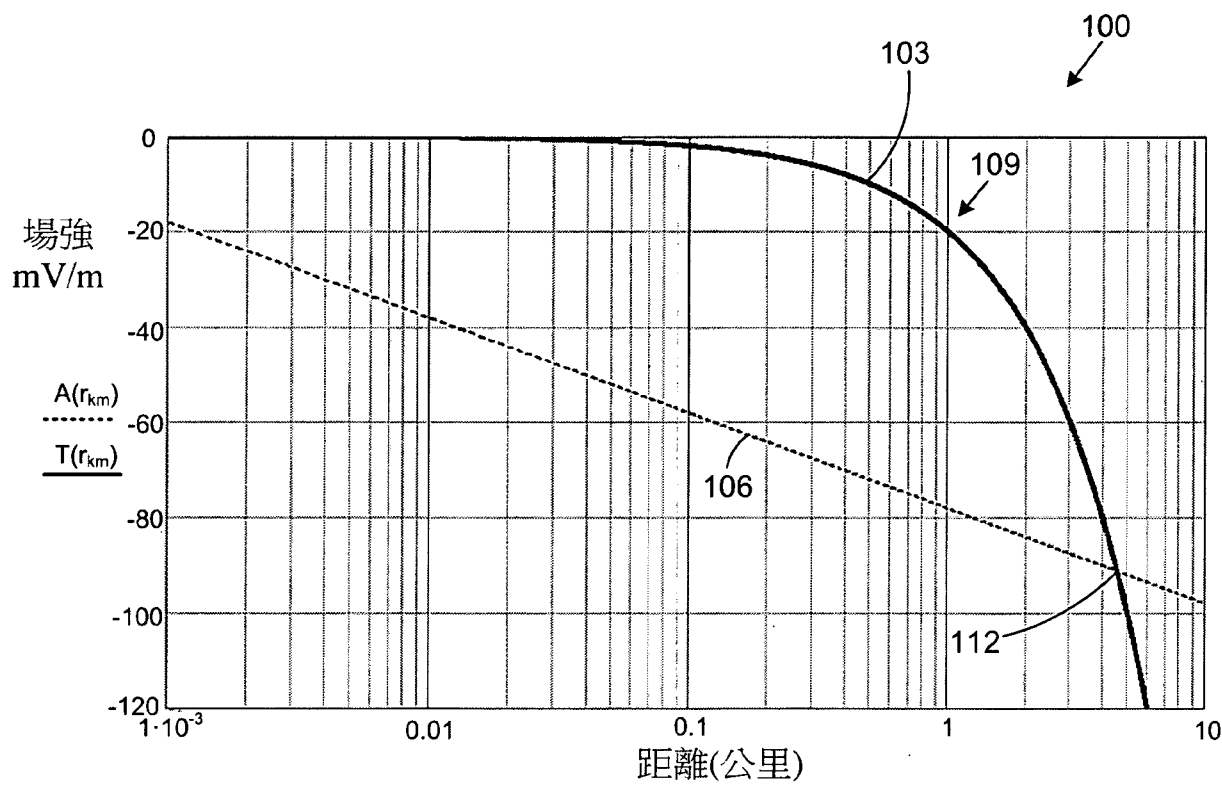
【第12項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子為中空的且包含一外表面，該外表面包括致能空氣透過該端子之多個開口。

【第13項】 如請求項 1 所述之探針，其中該電荷端子包含複數個棒，該等棒一起限定該端子之一不連續有效表面。

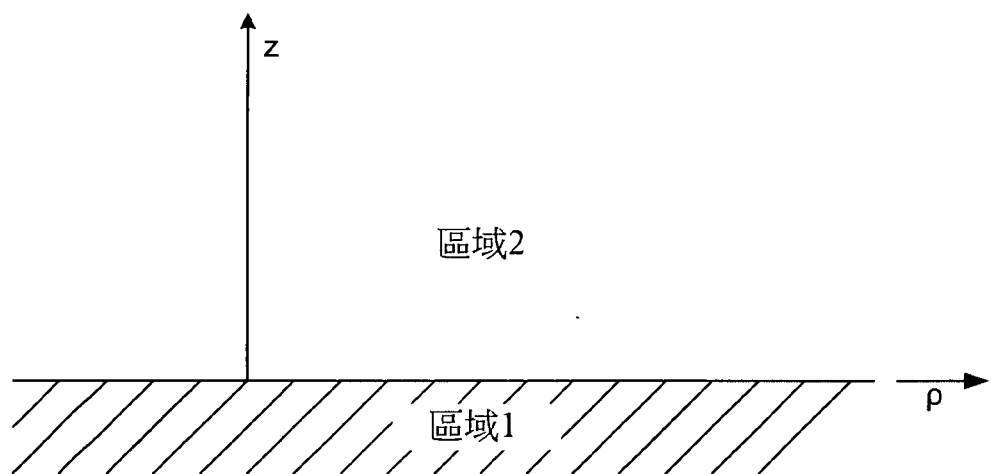
【第14項】 如請求項 1-13 所述之探針，其進一步包含：電耦合至該電荷端子之一饋送網路，該饋送網路提供一相位延遲(Φ)，該相位延遲匹配與該導引面波導探針之鄰近處的該複合布魯斯特入射角($\theta_{i,B}$)相關聯的一波面傾斜角(Ψ)。

【第15項】 如請求項 14 所述之探針，其中該饋送網路包含一導電線圈。

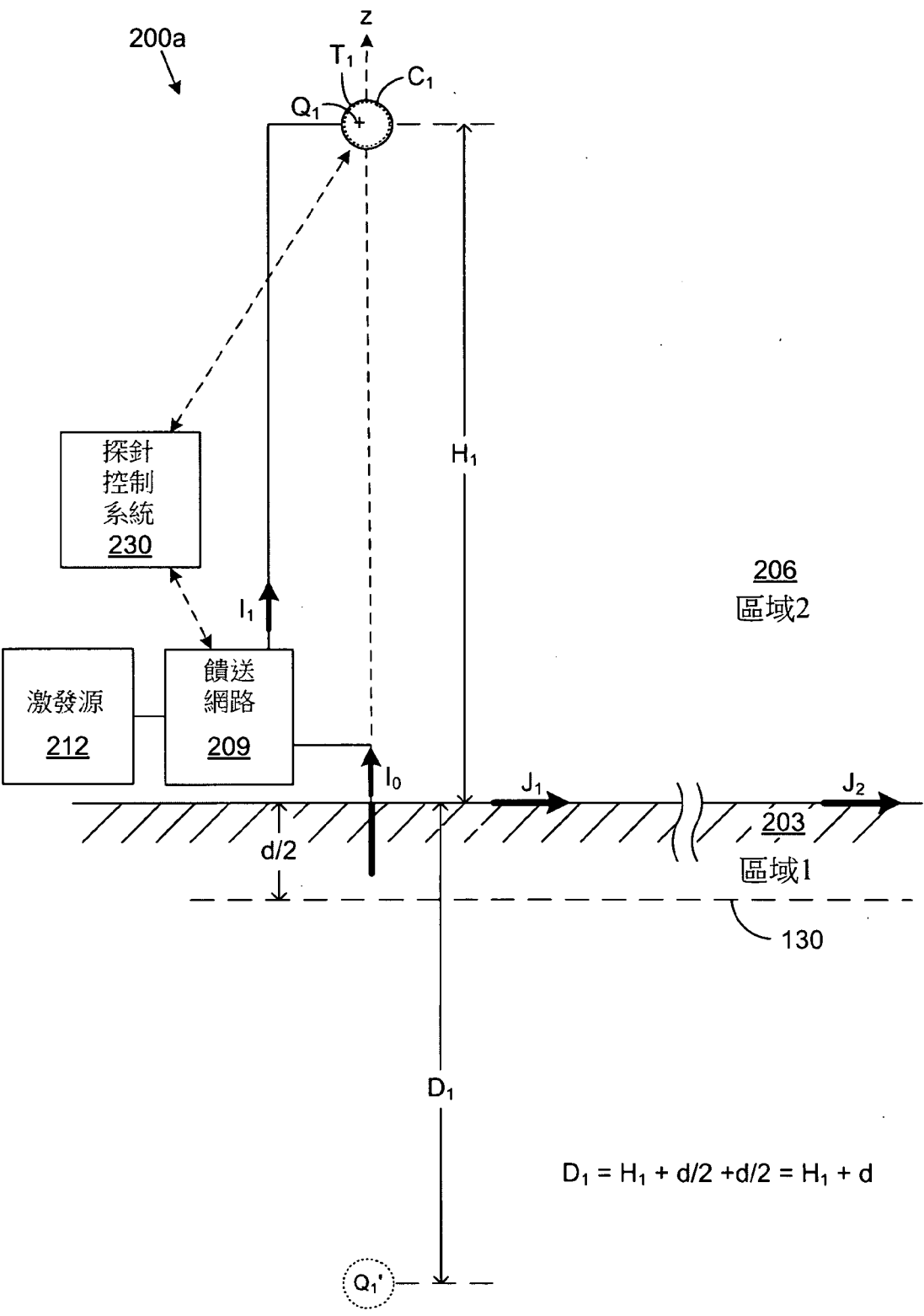
【發明圖式】



第1圖

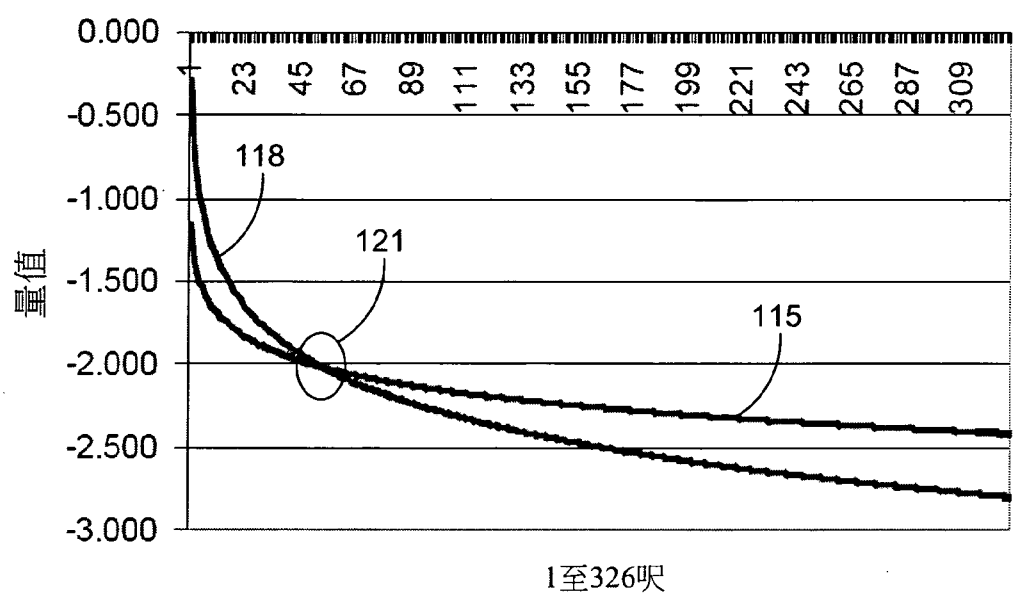


第2圖

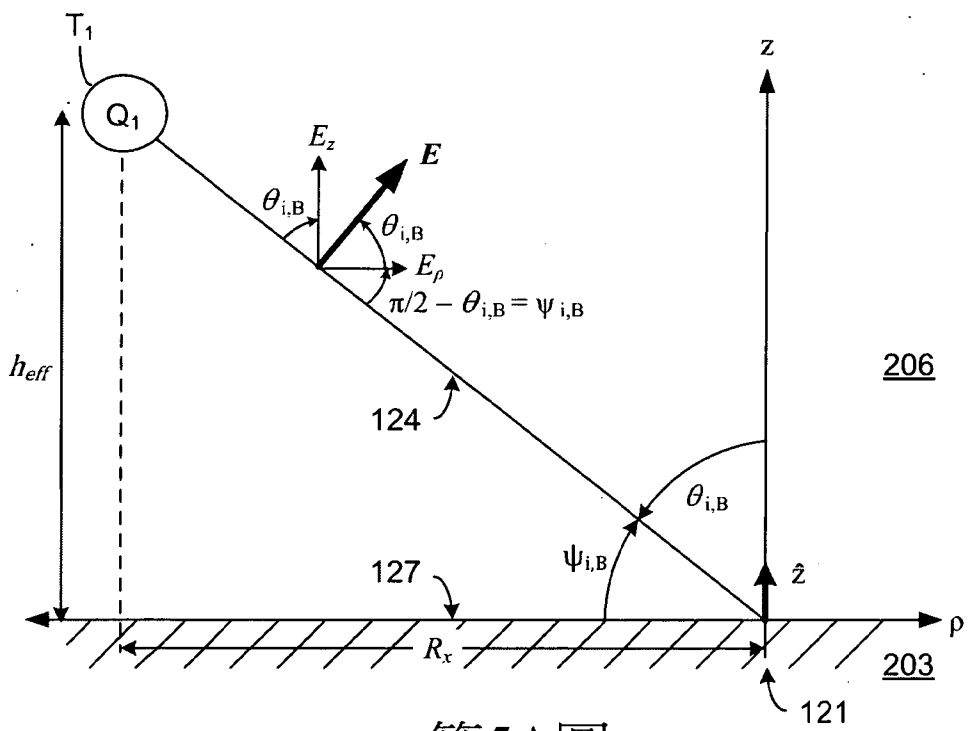


第3圖

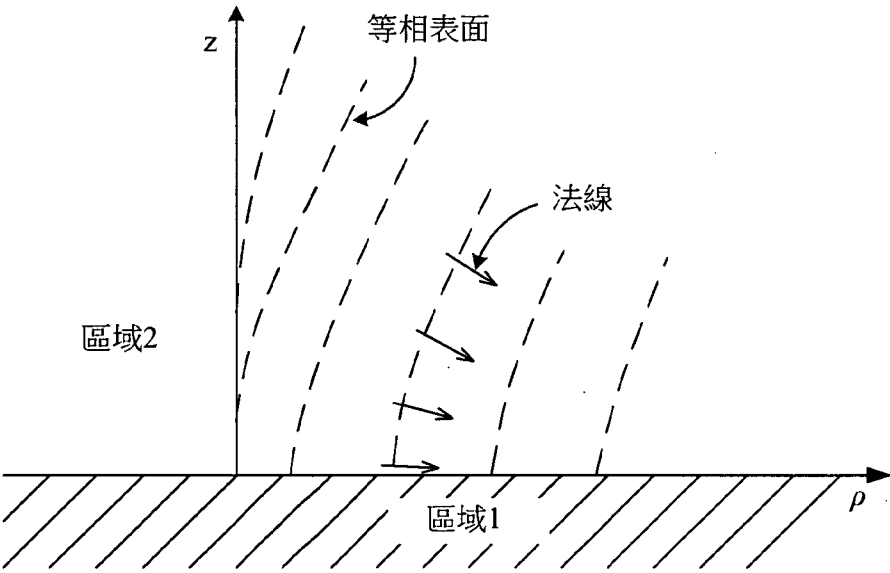
至交叉點之距離



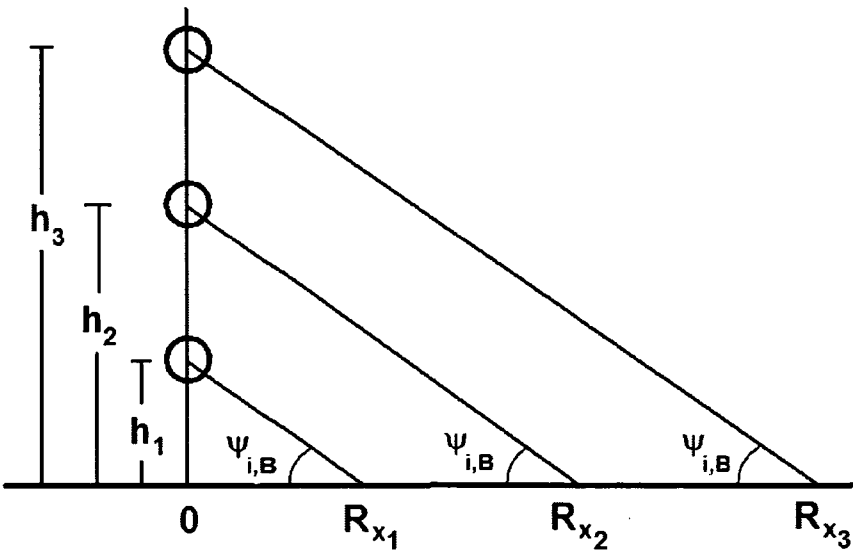
第4圖



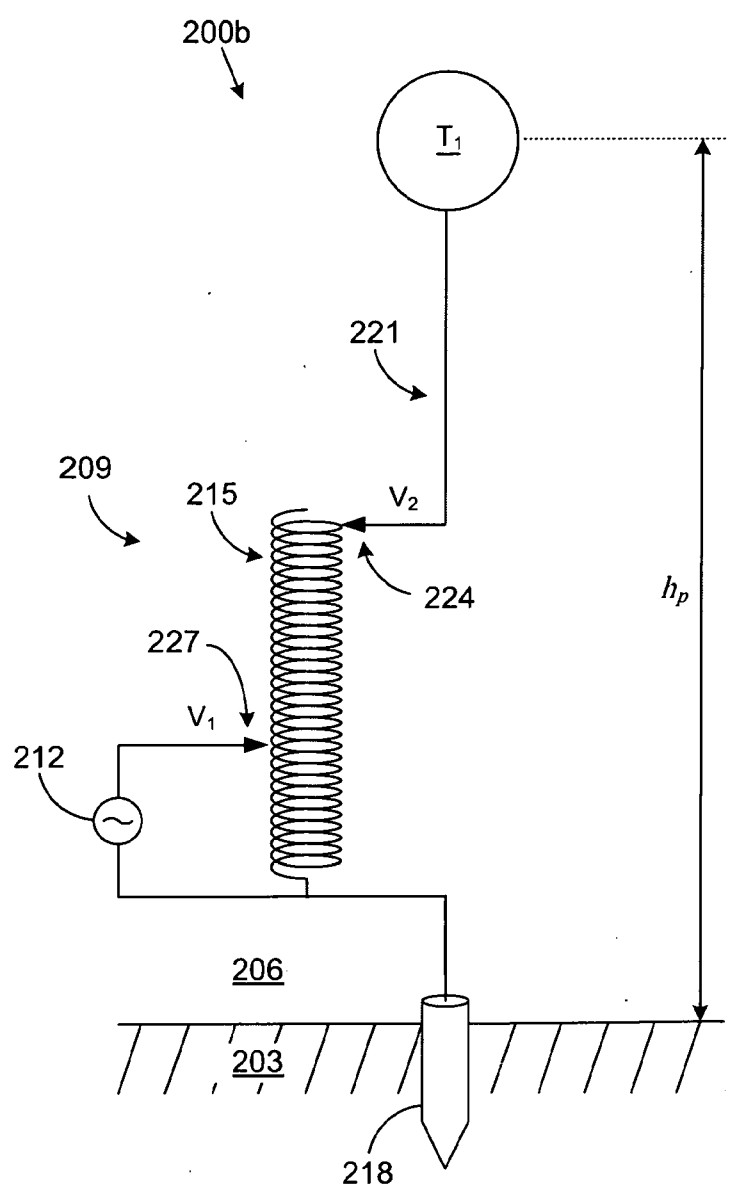
第5A圖



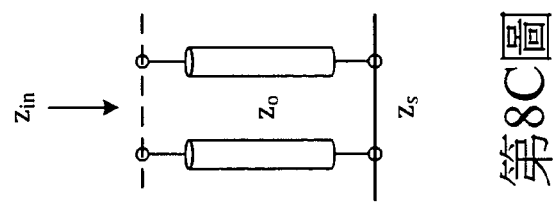
第5B圖



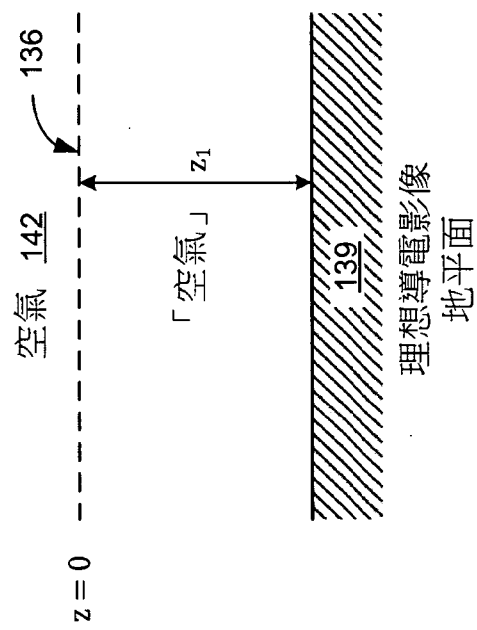
第6圖



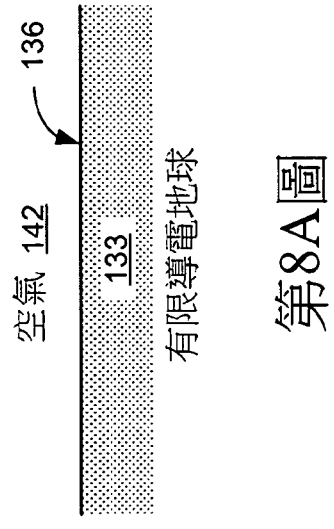
第7圖



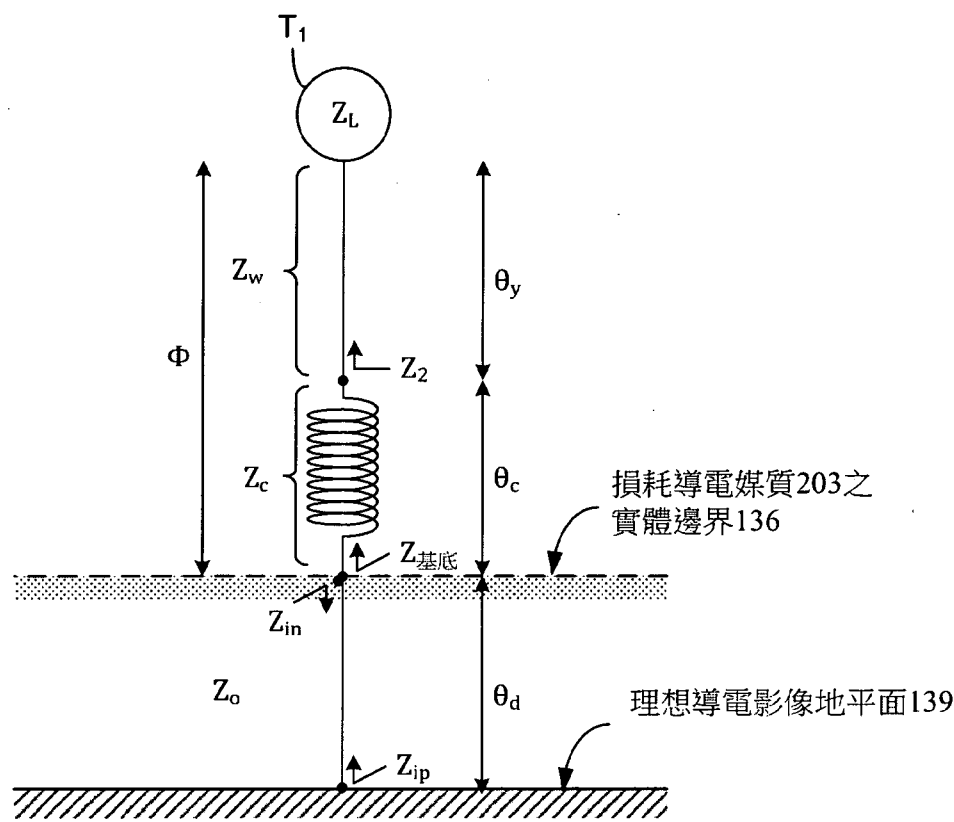
第8C圖



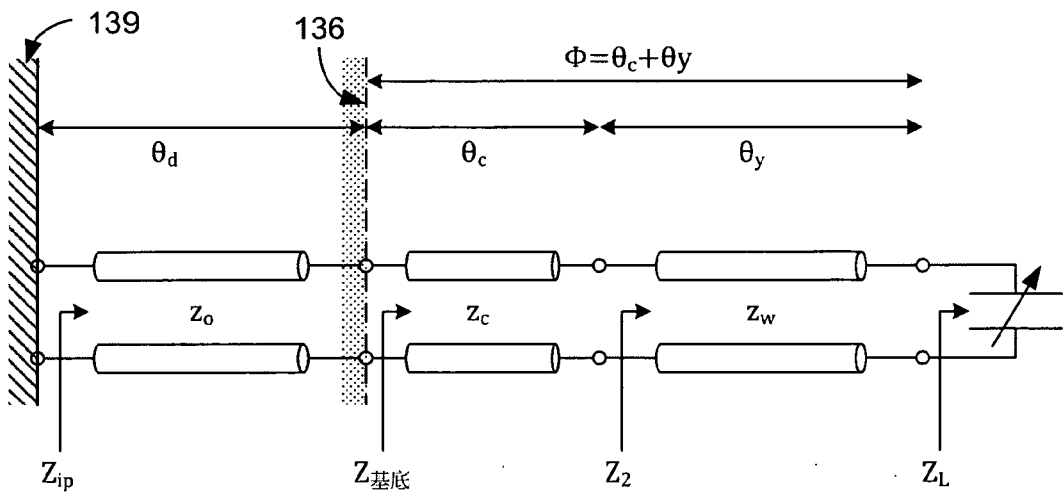
第8B圖



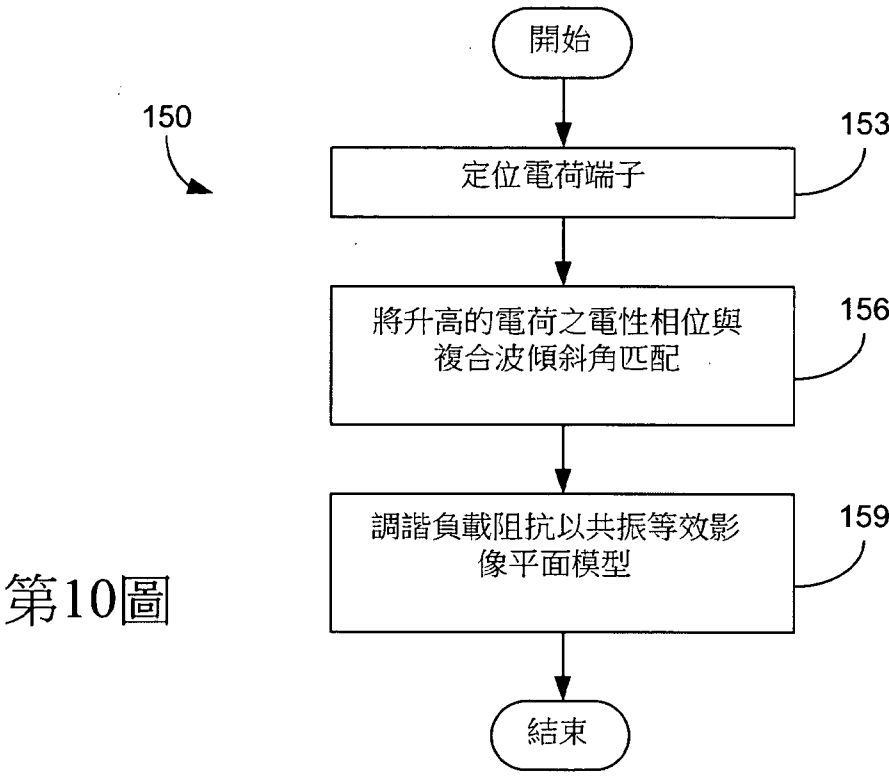
第8A圖



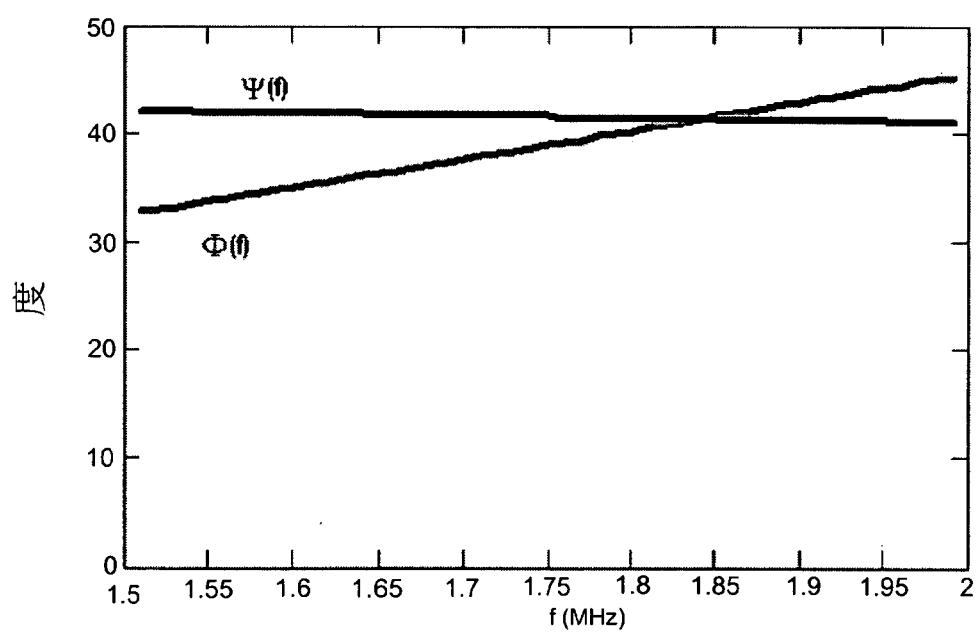
第9A圖



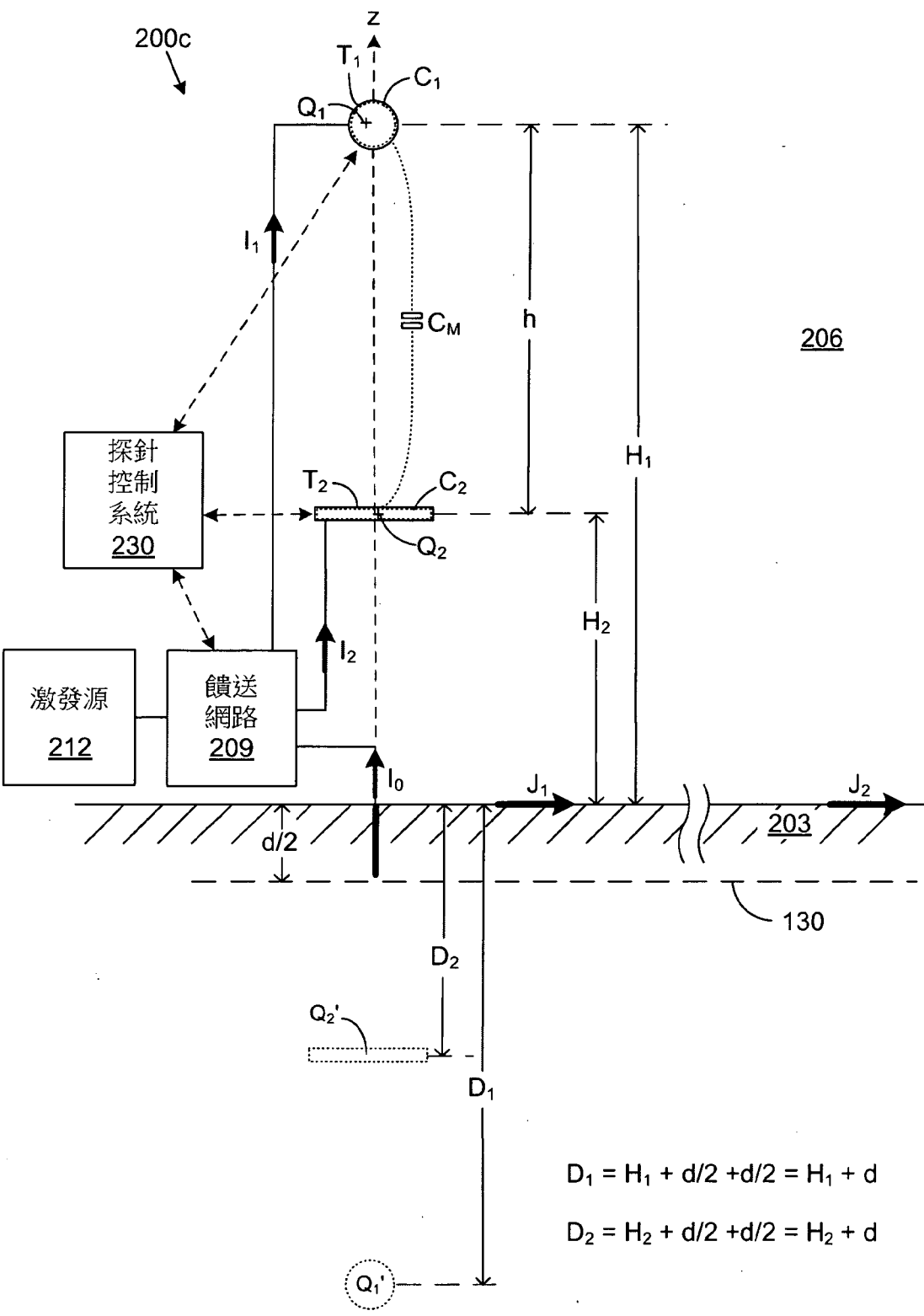
第9B圖



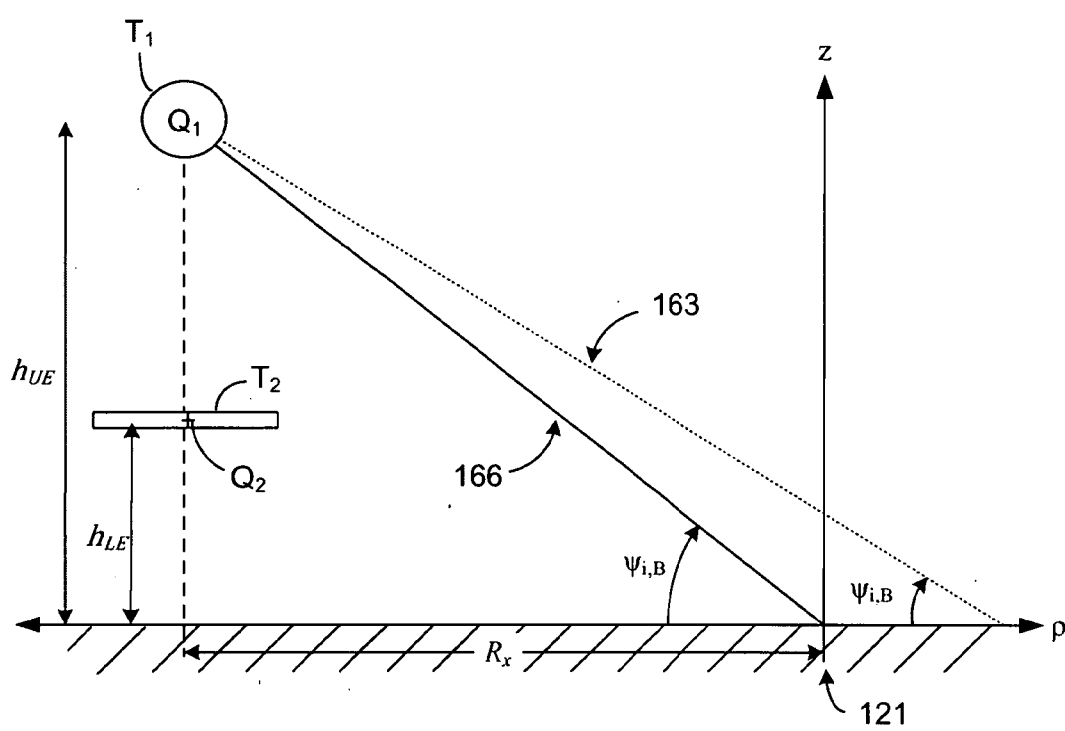
第10圖



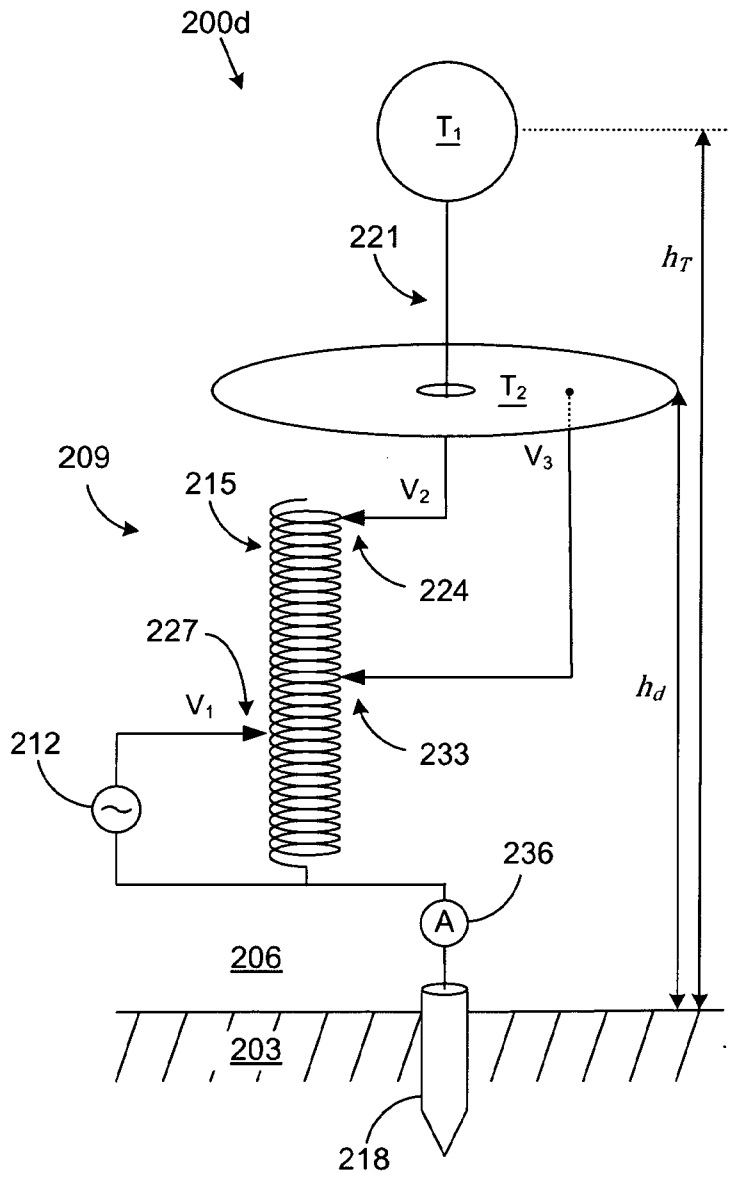
第11圖



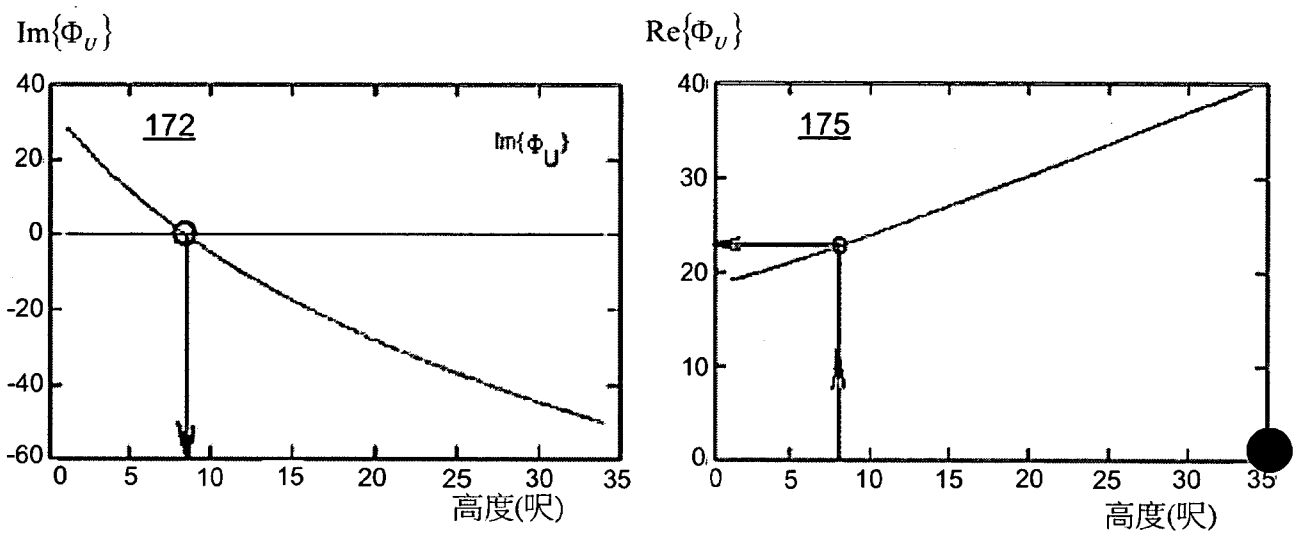
第12圖



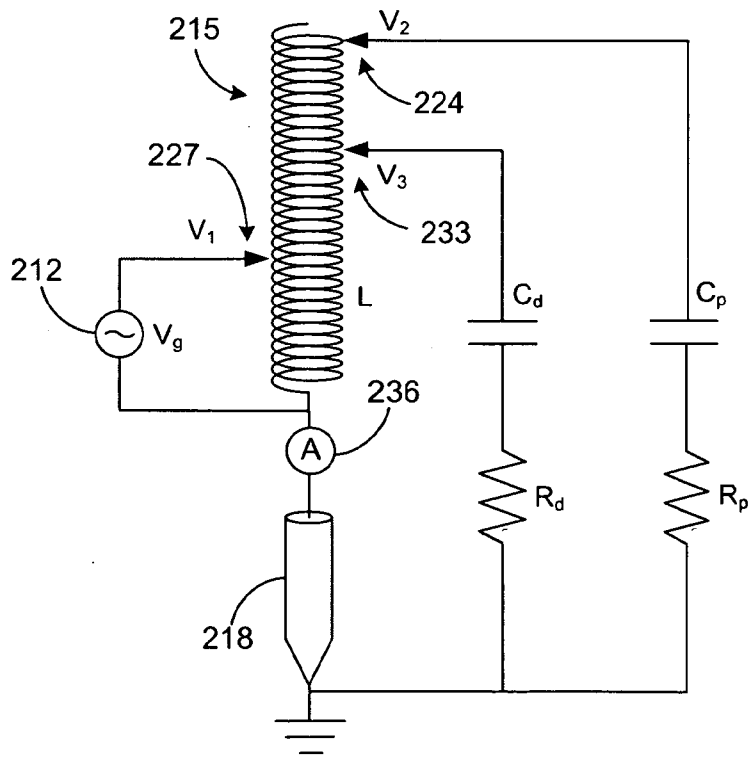
第13圖



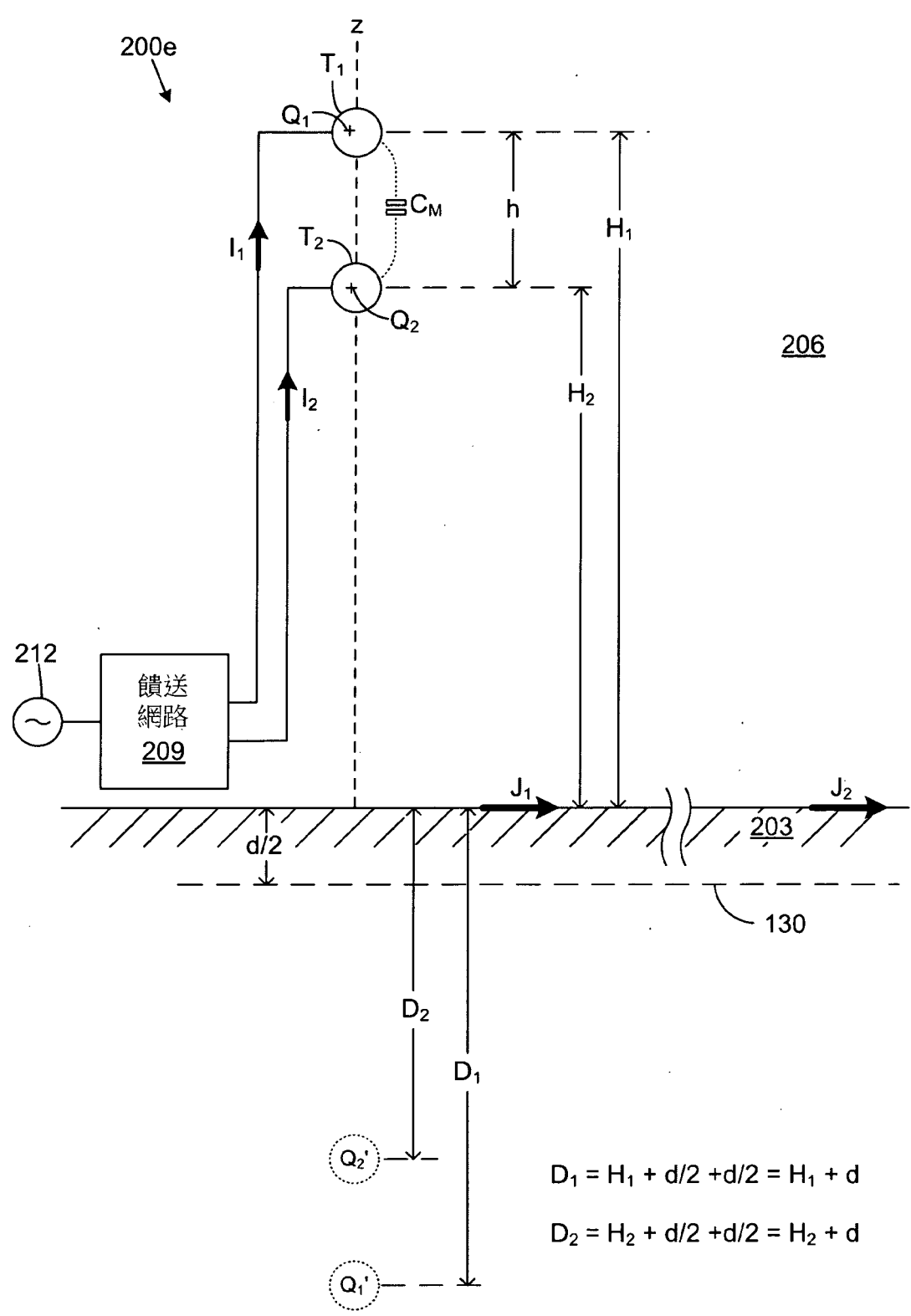
第14圖



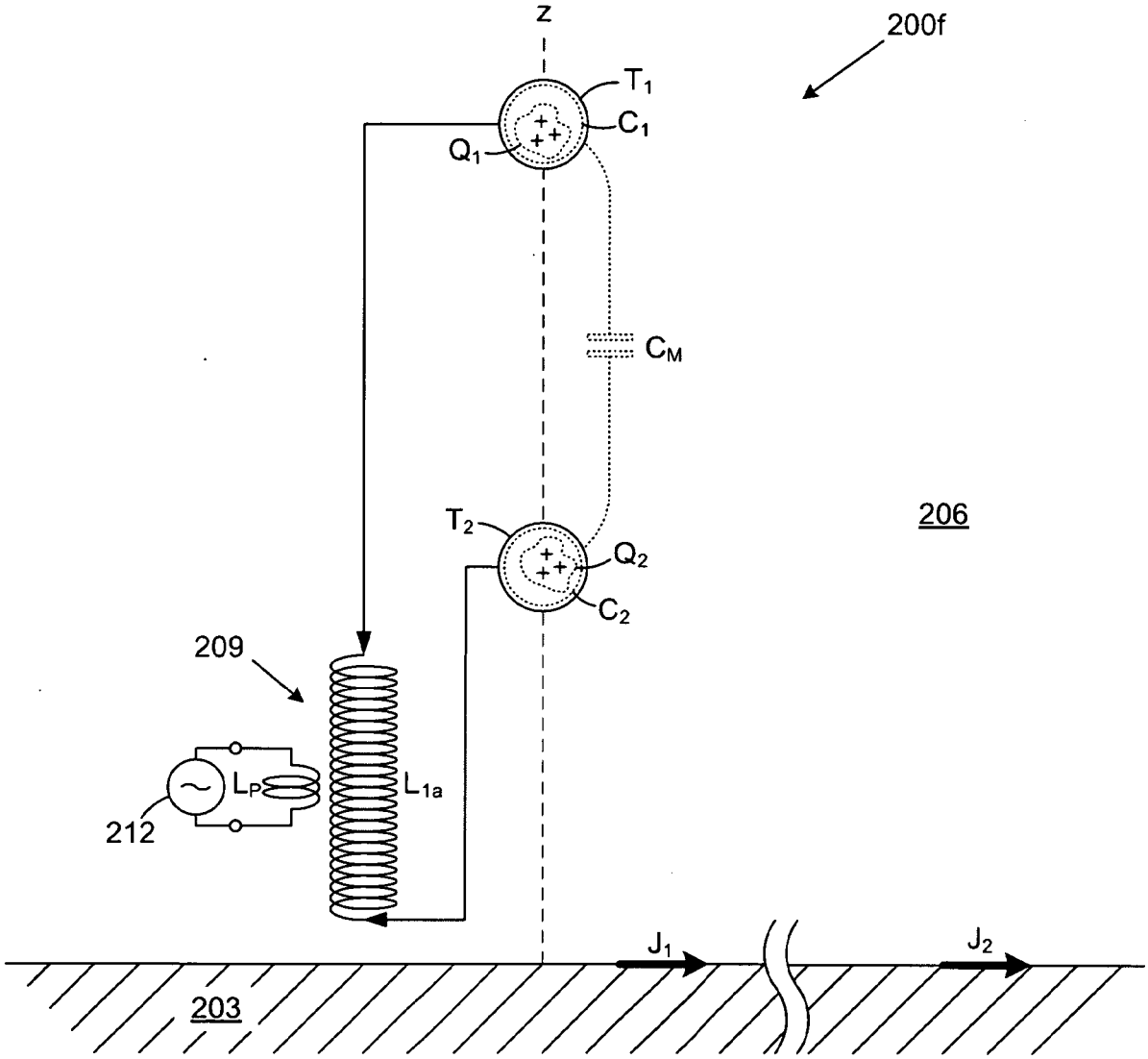
第15A圖



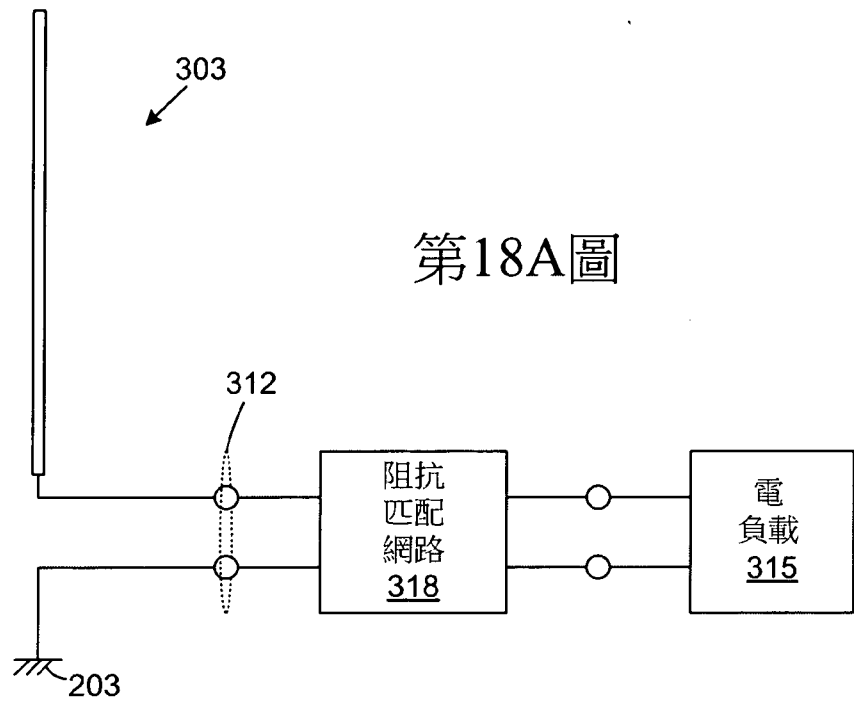
第15B圖



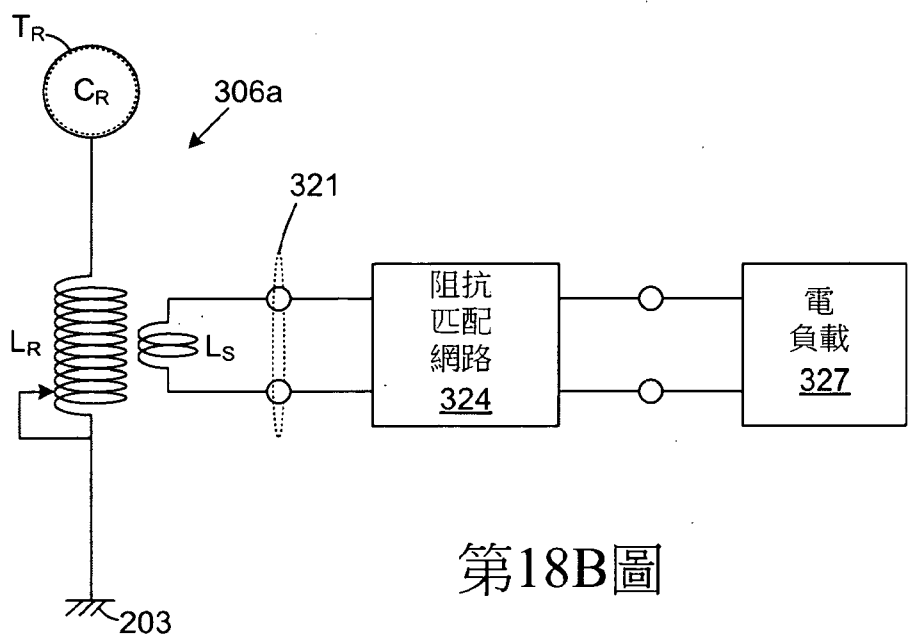
第16圖



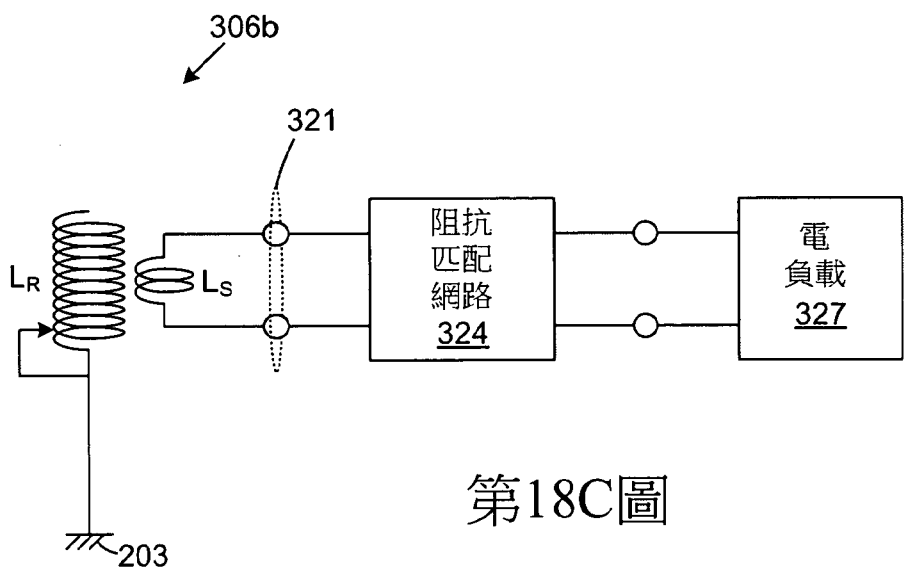
第17圖



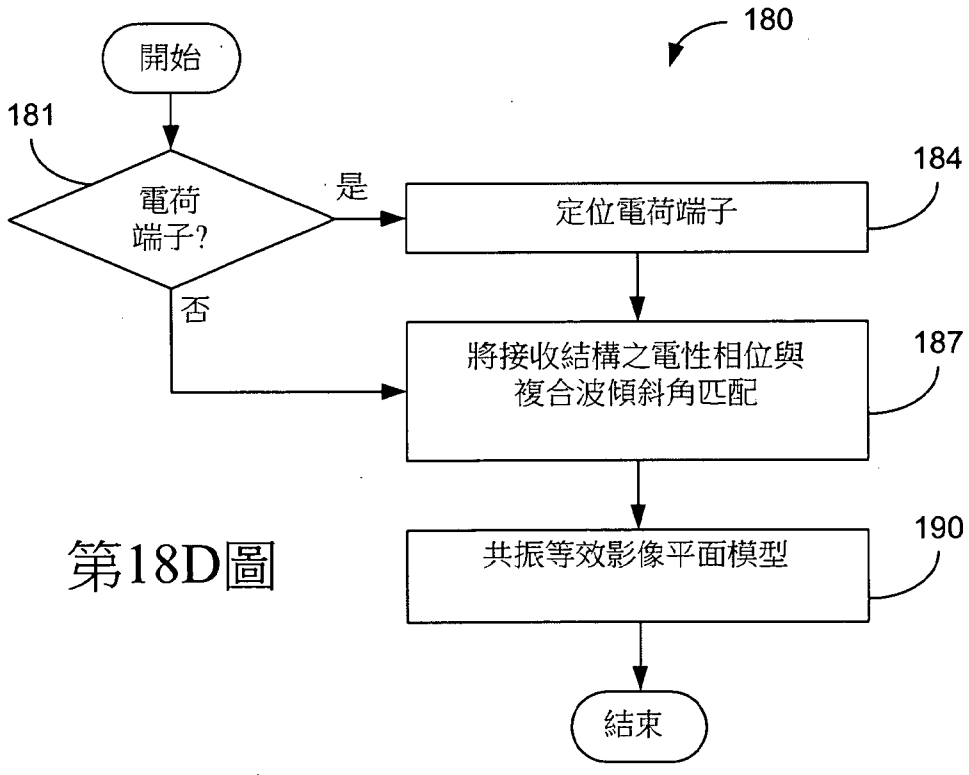
第18A圖



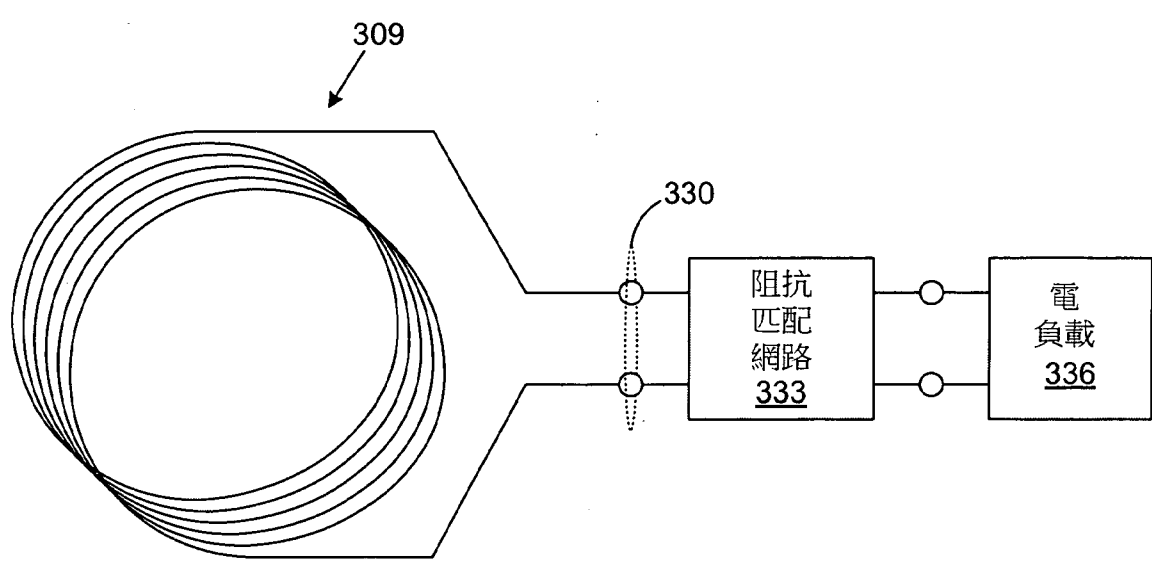
第18B圖



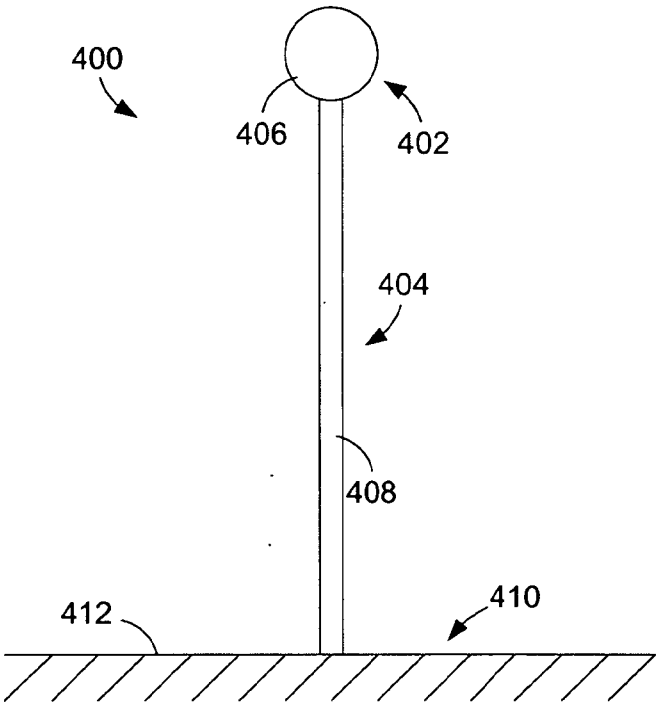
第18C圖



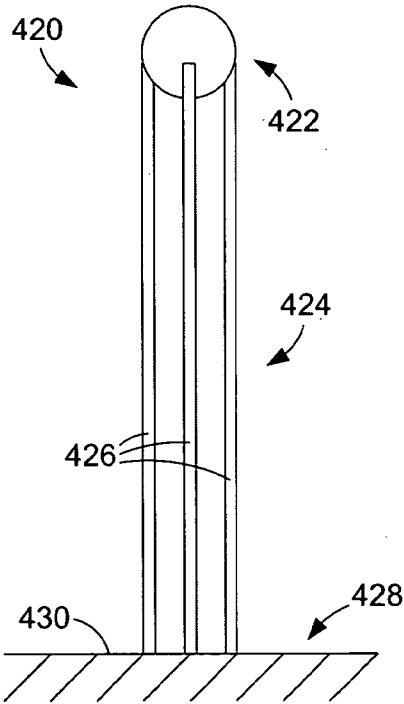
第18D圖



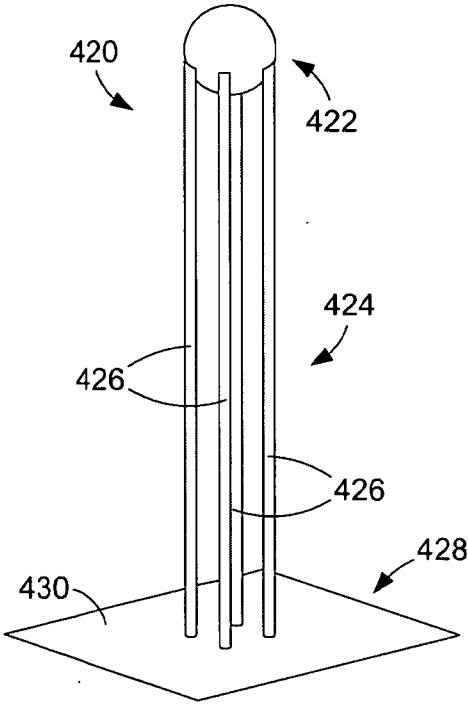
第19圖



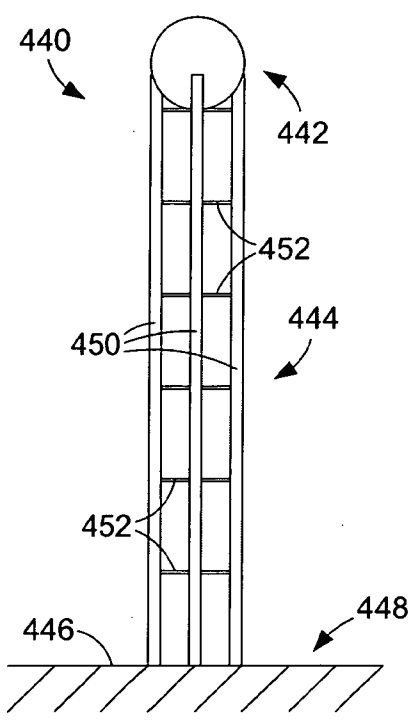
第20圖



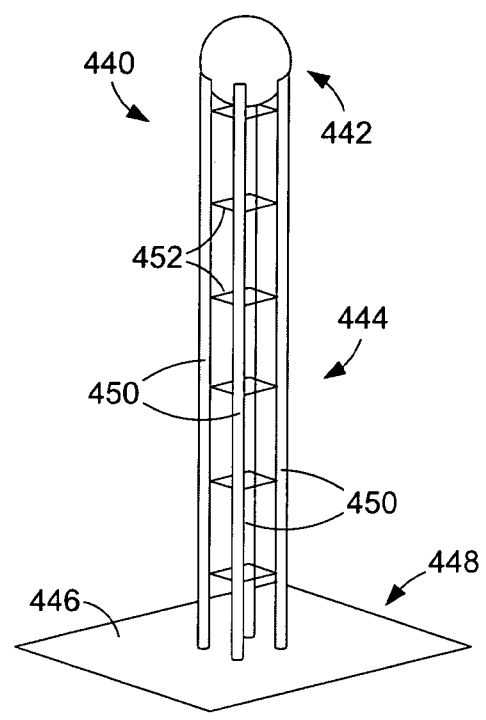
第21A圖



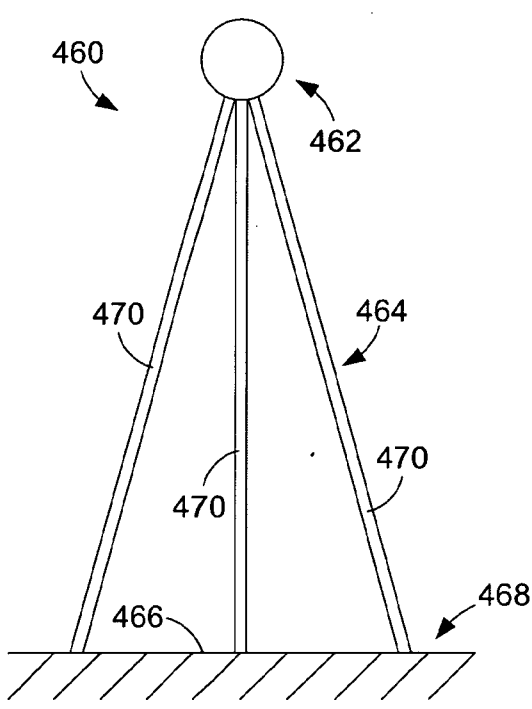
第21B圖



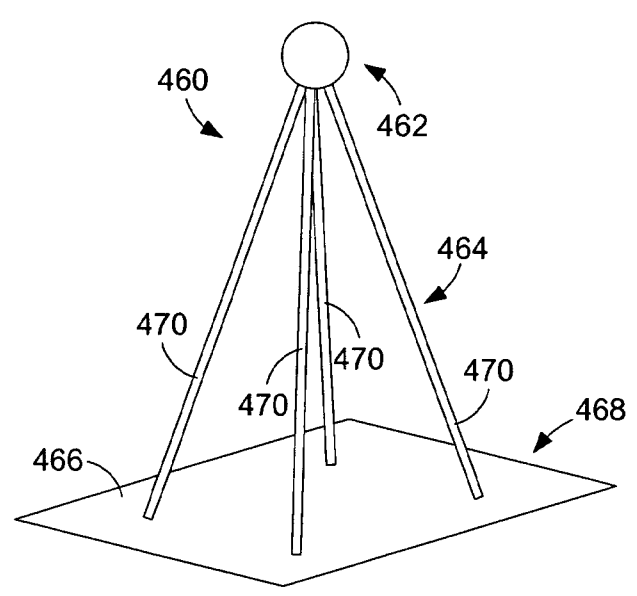
第22A圖



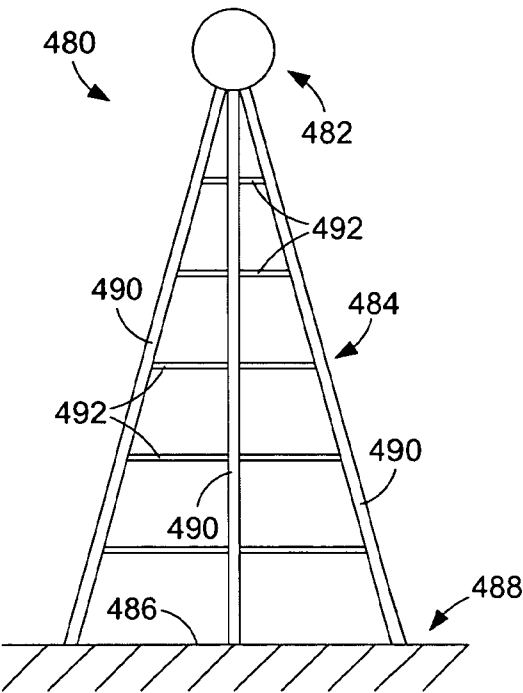
第22B圖



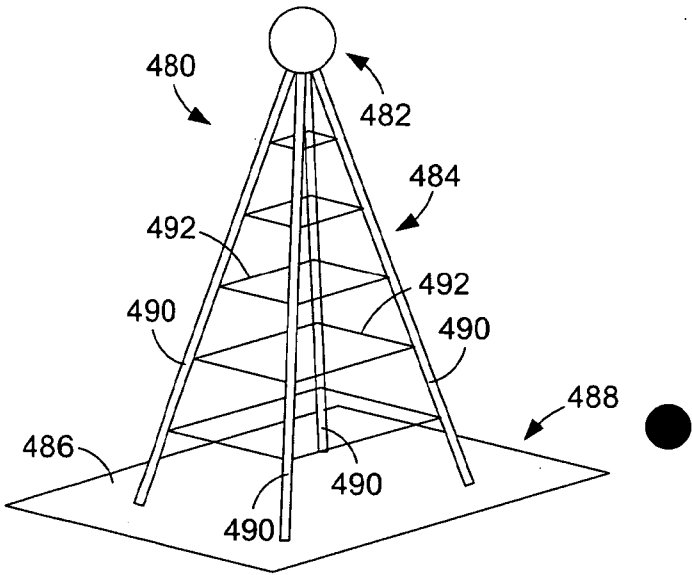
第23A圖



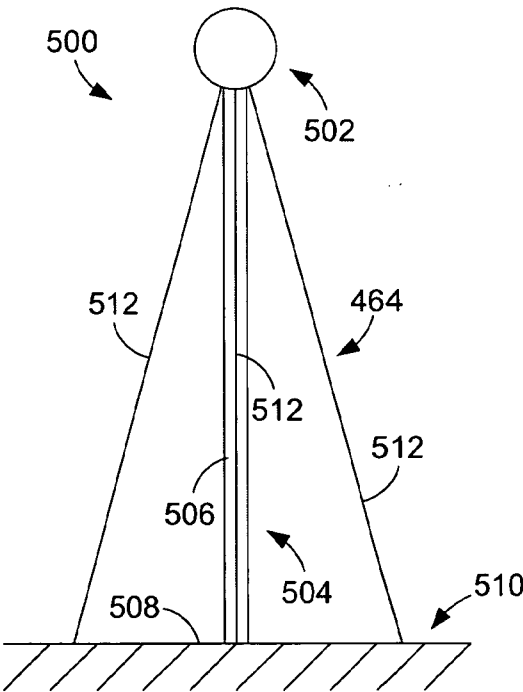
第23B圖



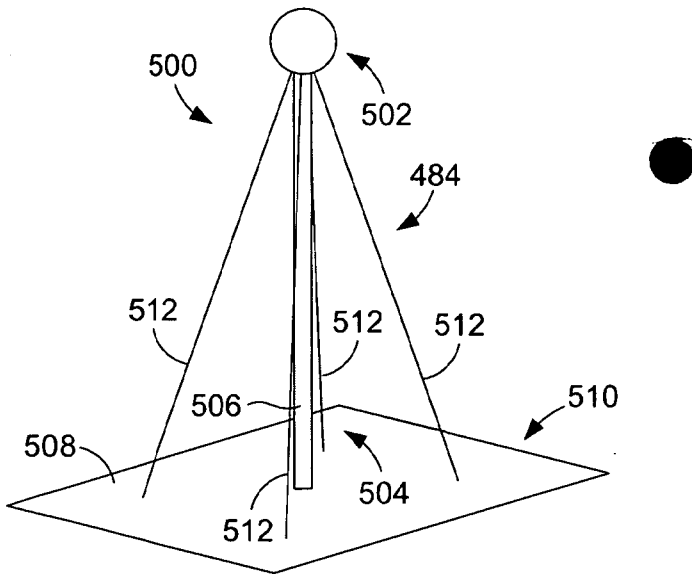
第24A圖



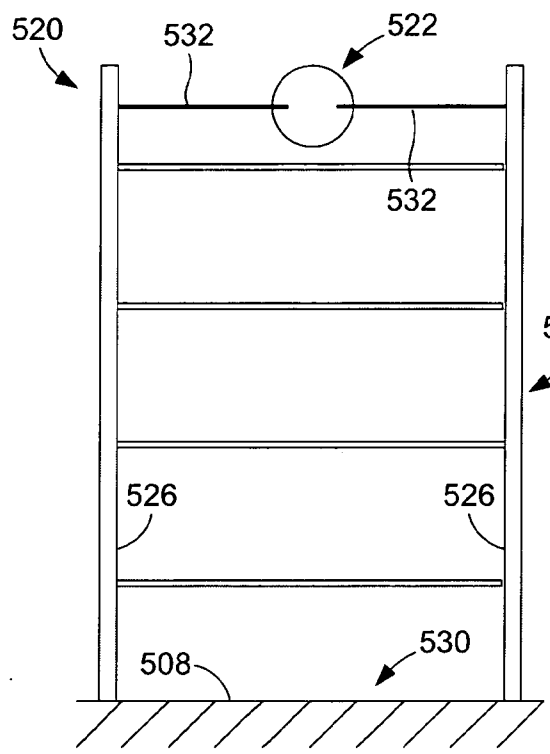
第24B圖



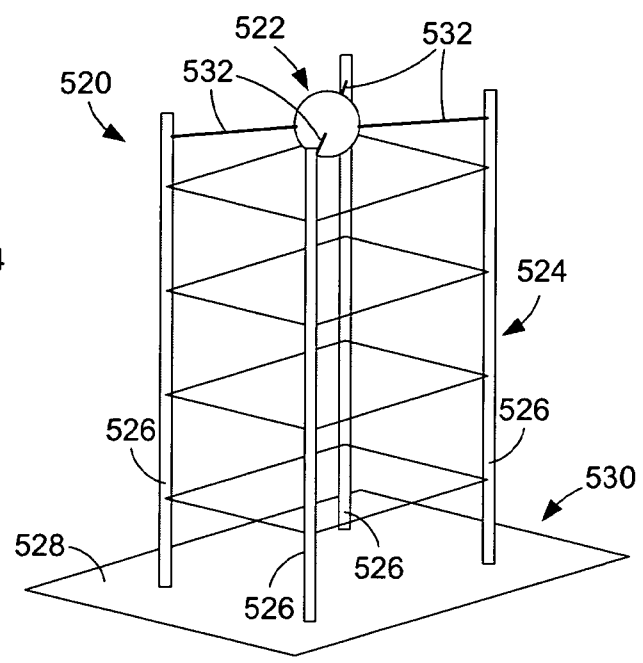
第25A圖



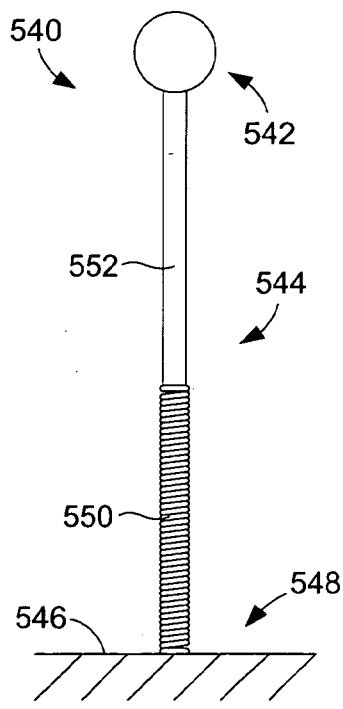
第25B圖



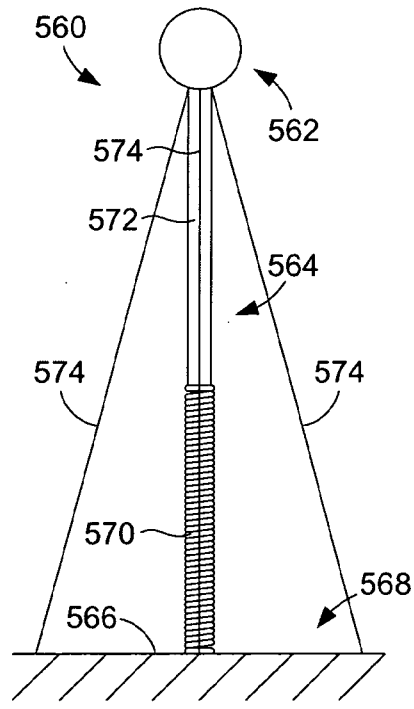
第26A圖



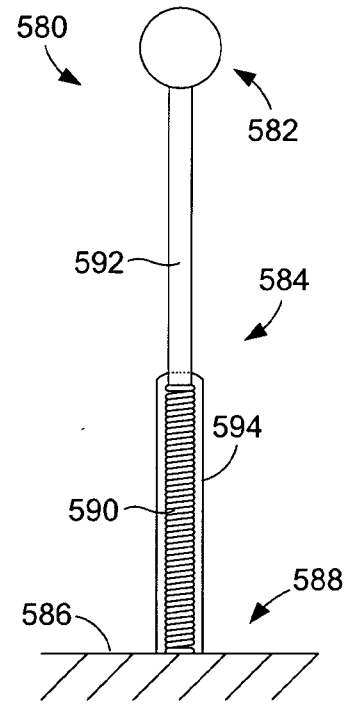
第26B圖



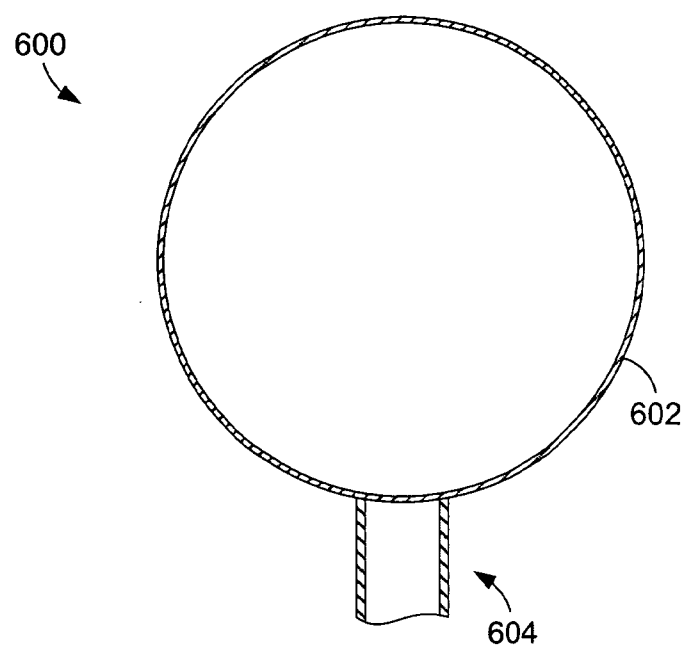
第27圖



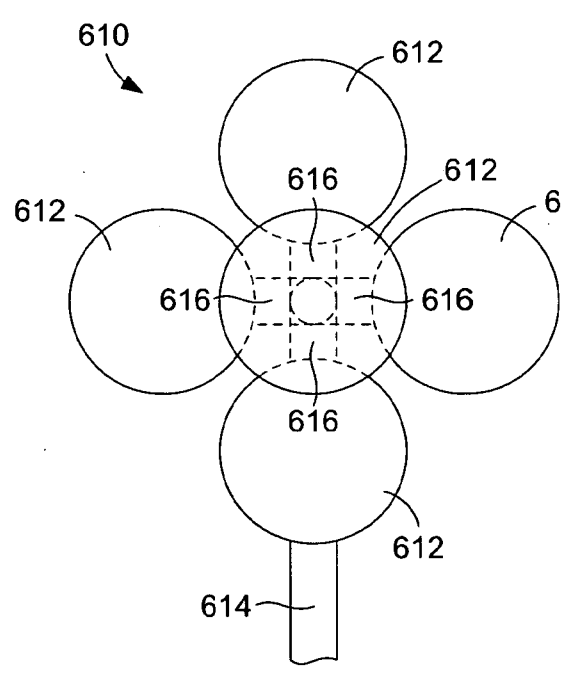
第28圖



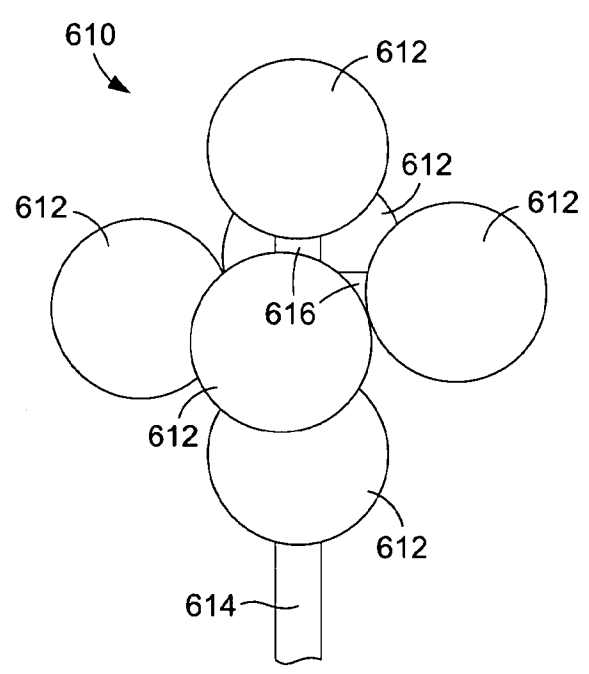
第29圖



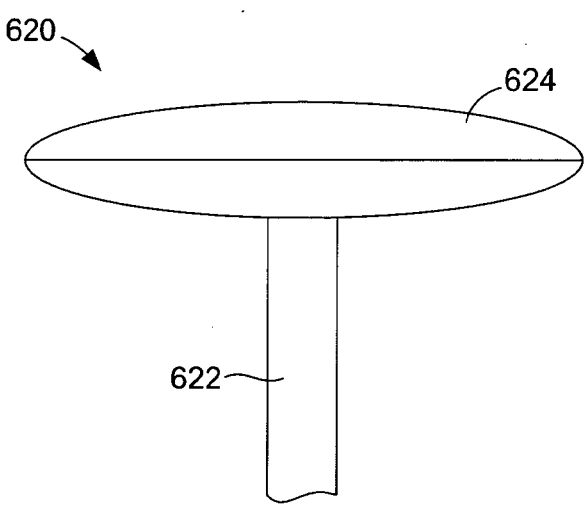
第30圖



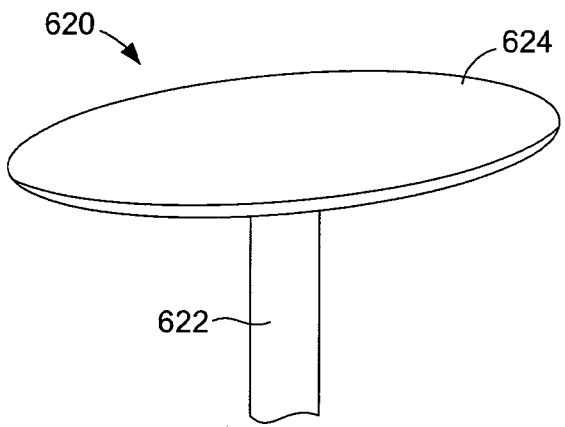
第31A圖



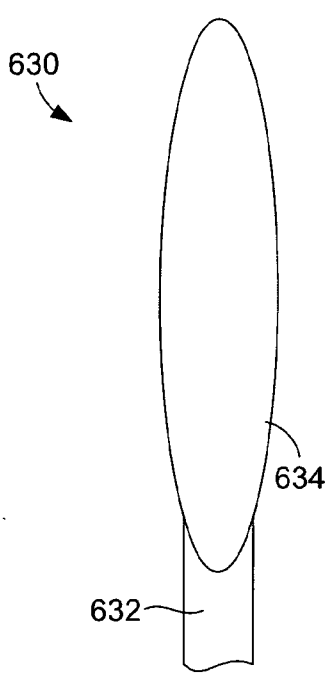
第31B圖



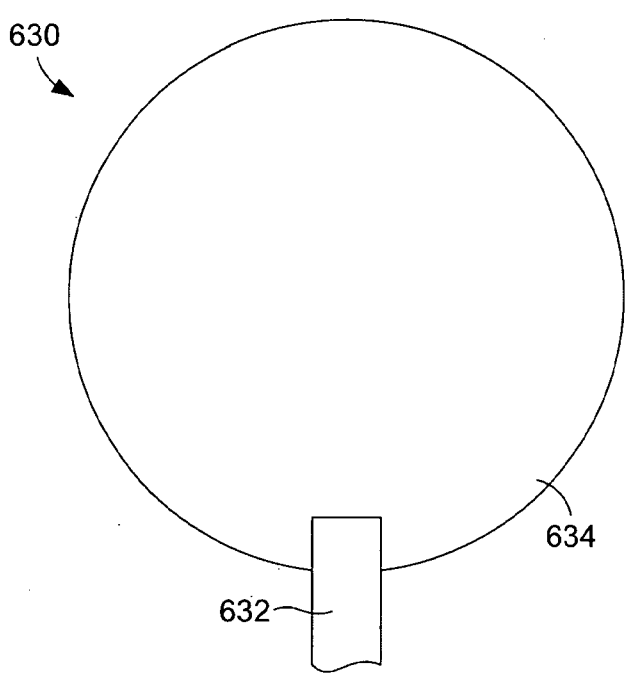
第32A圖



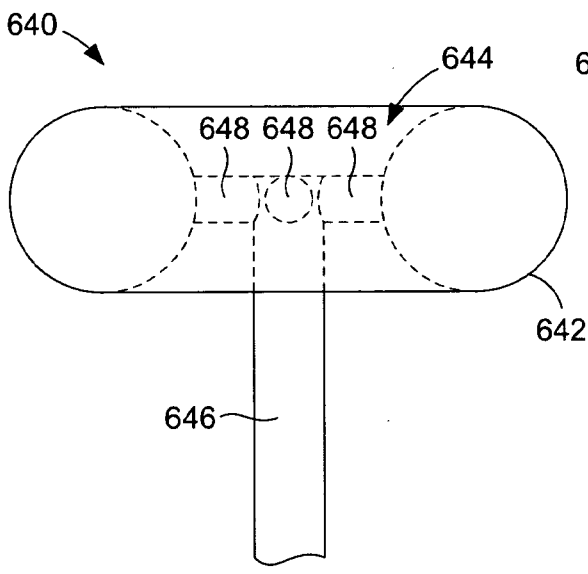
第32B圖



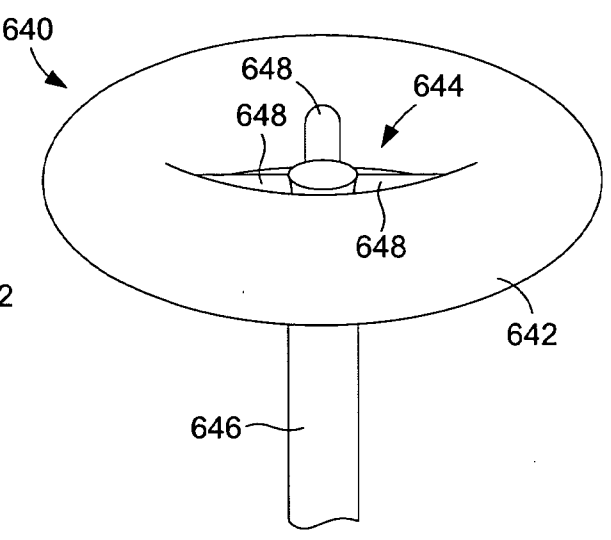
第33A圖



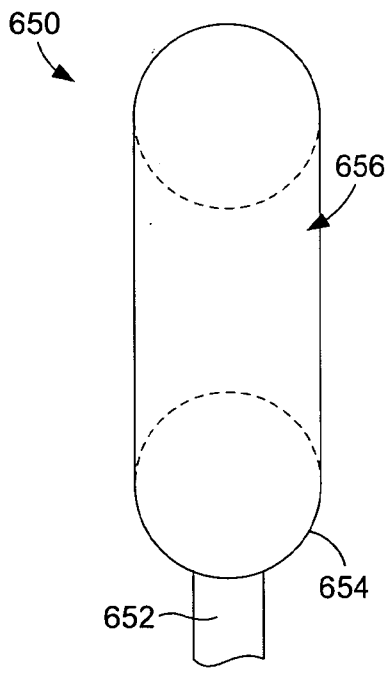
第33B圖



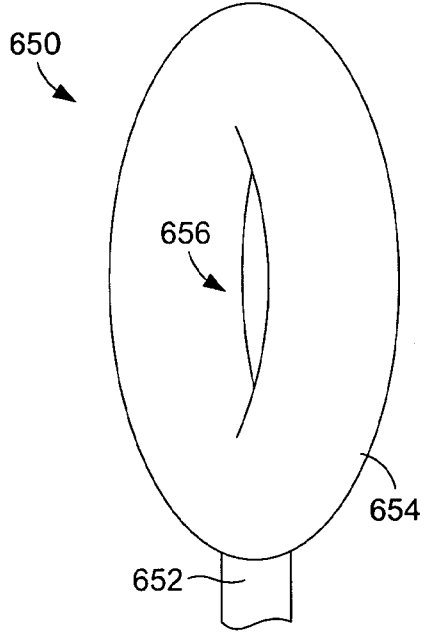
第34A圖



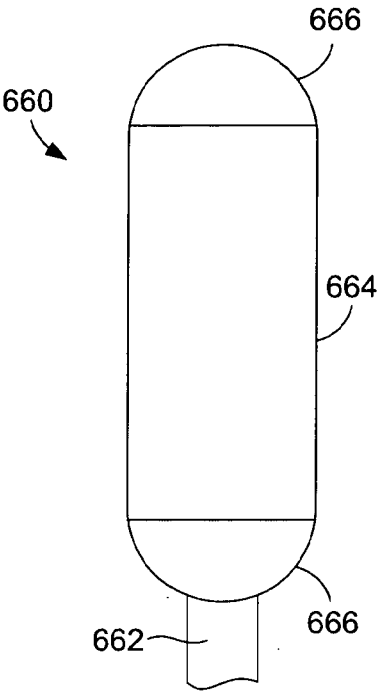
第34B圖



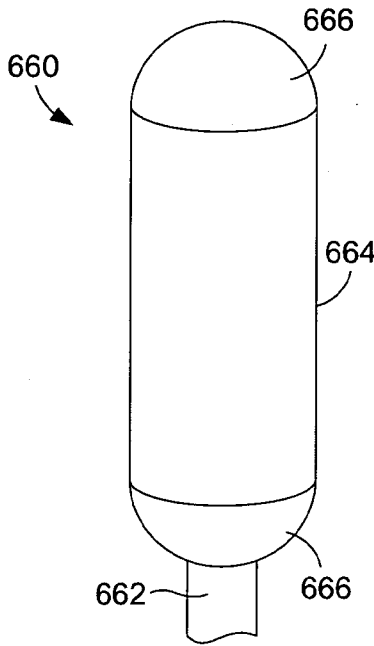
第35A圖



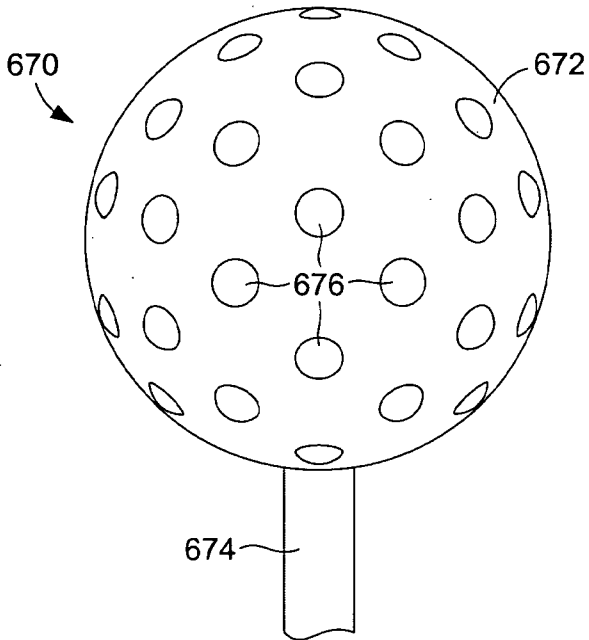
第35B圖



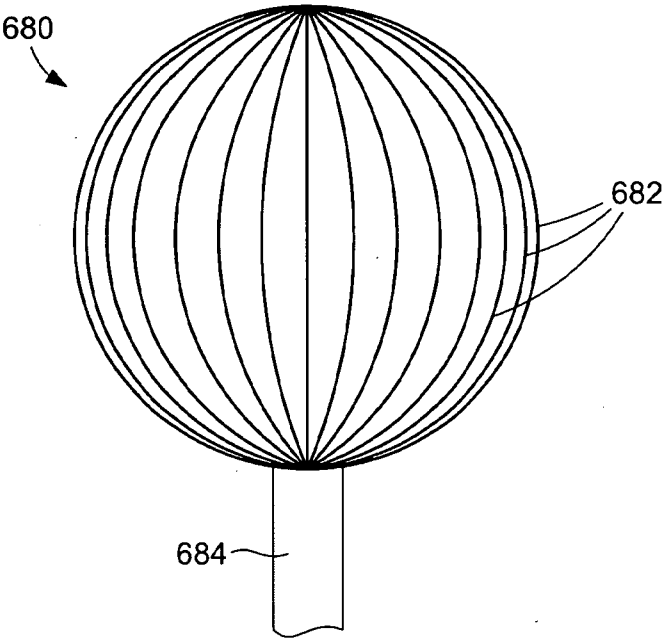
第36A圖



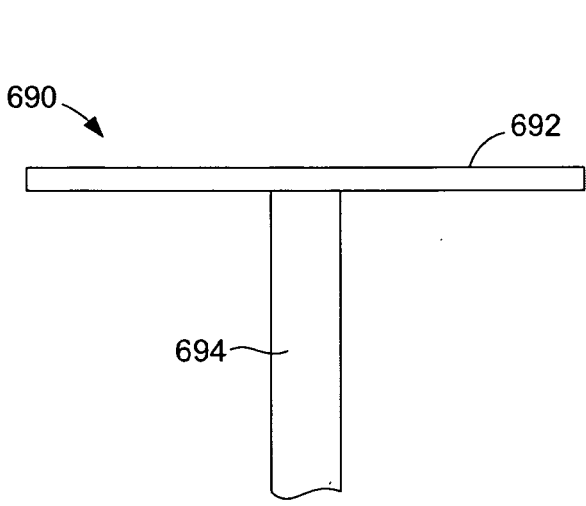
第36B圖



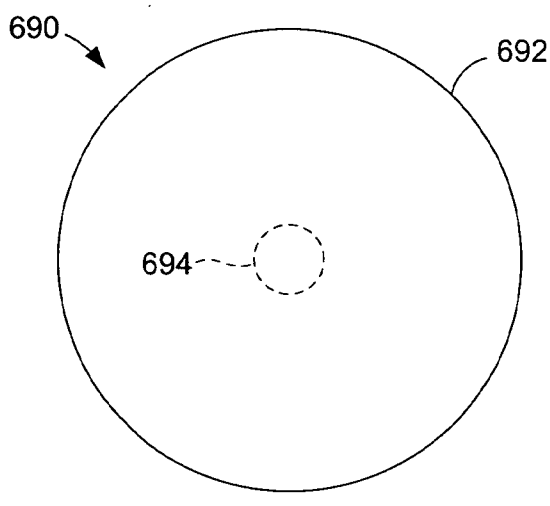
第37圖



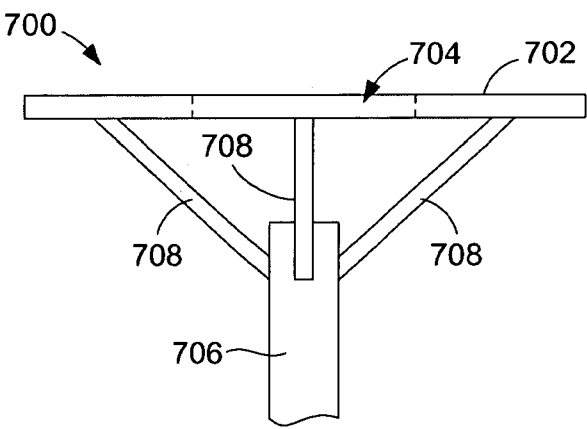
第38圖



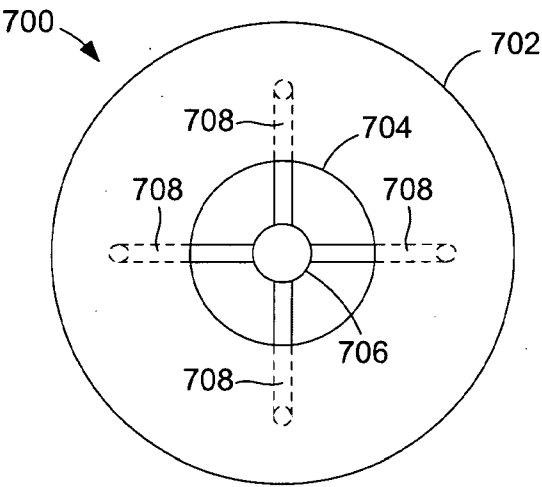
第39A圖



第39B圖



第40A圖



第40B圖