

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2017-535231

(P2017-535231A)

(43) 公表日 平成29年11月24日(2017.11.24)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02J 50/10 (2016.01)	H02J 50/10	2F076
G01S 5/14 (2006.01)	G01S 5/14	5J062
G01S 19/25 (2010.01)	G01S 19/25	
G01D 21/00 (2006.01)	G01D 21/00	Z
H02J 50/05 (2016.01)	H02J 50/05	
審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 82 頁)		

(21) 出願番号 特願2017-514547 (P2017-514547)
 (86) (22) 出願日 平成27年9月10日 (2015. 9. 10)
 (85) 翻訳文提出日 平成29年5月15日 (2017. 5. 15)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2015/049497
 (87) 国際公開番号 W02016/040686
 (87) 国際公開日 平成28年3月17日 (2016. 3. 17)
 (31) 優先権主張番号 14/847, 821
 (32) 優先日 平成27年9月8日 (2015. 9. 8)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 62/049, 169
 (32) 優先日 平成26年9月11日 (2014. 9. 11)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 517087462
 シーピージー テクノロジーズ、 エルエルシー
 アメリカ合衆国 75154 テキサス州
 レッド オーク 202エヌ アイー3
 5 スイート シー
 (74) 代理人 100079049
 弁理士 中島 淳
 (74) 代理人 100084995
 弁理士 加藤 和詳
 (72) 発明者 コルム、 ケネス エル.
 アメリカ合衆国 44065 オハイオ州
 ニューベリー フェアマウント ロード
 10142

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導表面波電力供給検知装置

(57) 【要約】

誘導表面波受信構造、物理的パラメータのセンサ、および無線周波数送信機を含む検知装置が開示されている。誘導表面波受信構造は、陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波から電気エネルギーを取得するように構成されることができる。物理的パラメータセンサは、誘導表面波受信構造に結合されることができる。物理的パラメータセンサはまた、物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定することができる。無線周波数送信機は、誘導表面波受信構造に結合され、物理的パラメータセンサに通信可能に結合されている。無線周波数送信機はまた、物理的パラメータ測定値を取得し、無線ネットワークを介して物理的パラメータ測定値を送信することができる。

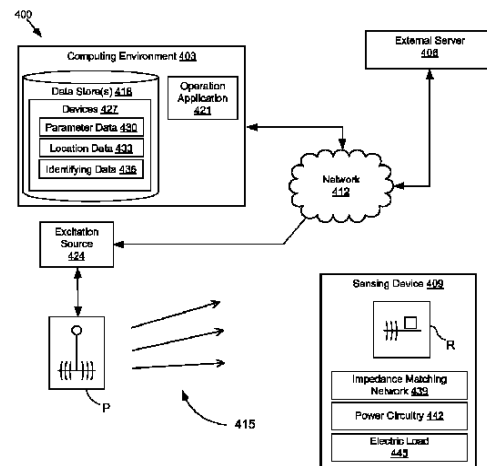


FIG. 21

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波から電気エネルギーを取得するように構成された誘導表面波受信構造と、

前記誘導表面波受信構造に結合された物理的パラメータセンサであって、前記物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定するように構成された物理的パラメータセンサと、

前記誘導表面波受信構造に結合されかつ前記物理的パラメータセンサに通信可能に結合された無線周波数送信機であって、物理的パラメータ測定値を取得し、無線ネットワークを介して前記物理的パラメータ測定値を送信するように構成された無線周波数送信機と、
を備える、装置。

10

【請求項 2】

前記物理的パラメータセンサおよび前記無線周波数送信機が、前記誘導表面波を生成する誘導表面導波路プロンプに結合された励起源において負荷として経験される、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記誘導表面波受信構造が、さらに、

損失性導電性媒体にわたって隆起した帯電端子と、

前記帯電端子と前記損失性導電性媒体との間に結合された受信機ネットワークであって、前記誘導表面波と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を有し、前記ウェーブチルト角 (Ψ) が、前記受信構造の近傍における前記損失性導電性媒体の特性に少なくとも部分的に基づいている、受信機ネットワークとを備える、請求項 1 または請求項 2 に記載の装置。

20

【請求項 4】

前記誘導表面波受信構造が、磁気コイル、線形プロンプ、または同調共振器のうちの少なくとも 1 つを備える、請求項 1 または請求項 2 に記載の装置。

【請求項 5】

さらに、前記誘導表面波受信構造に通信可能に結合され、前記物理的パラメータセンサおよび前記無線周波数送信機に接続されたコンピューティング装置であって、前記物理的パラメータセンサから前記物理的パラメータ測定値を取得し、前記物理的パラメータ測定値を含むメッセージを形成し、前記無線周波数送信機を介して前記メッセージを送信するように構成されているコンピューティング装置を備える、請求項 1、請求項 2、請求項 3、または請求項 4 に記載の装置。

30

【請求項 6】

前記コンピューティング装置が、前記誘導表面波を生成する誘導導波路プロンプに結合された励起源において負荷として経験される、請求項 1、請求項 2、請求項 3、請求項 4、または請求項 5 に記載の装置。

【請求項 7】

前記物理的パラメータセンサが、さらに、光、温度、水分、降雨量、降雪量、雨の存在、雪の存在、湿度、風速、風向、雲の高さ、波の高さ、心拍数、血圧、場所、または物質の存在のうちの少なくとも 1 つを測定するように構成されている、請求項 1、請求項 2、請求項 3、請求項 4、請求項 5、または請求項 6 に記載の装置。

40

【請求項 8】

さらに、前記誘導表面波受信構造に結合された電源回路を備え、前記電源回路が、電力整流器と、コンデンサとを備える、請求項 1、請求項 2、請求項 3、請求項 4、請求項 5、請求項 6、または請求項 7 に記載の装置。

【請求項 9】

さらに、前記誘導表面波受信構造に結合された電源回路を備え、前記電源回路が、バッテリーを備える、請求項 1、請求項 2、請求項 3、請求項 4、請求項 5、請求項 6、または請求項 7 に記載の装置。

50

【請求項 10】

陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波を送信するように構成された誘導表面導波路プローブと、

電氣的負荷に結合された誘導表面波受信構造を備える検知装置とを備え、前記誘導表面波受信構造が、前記誘導表面波から電気エネルギーを取得するように構成されており、前記電氣的負荷が、前記誘導表面波を生成する誘導導波路プローブに結合された励起源において負荷として経験され、

電氣的負荷が、

物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定するように構成された物理的パラメータセンサと、

10

前記物理的パラメータセンサに通信可能に結合され、無線ネットワークを介して物理的パラメータ測定値を送信するように構成された無線周波数送信機とを含む、システム。

【請求項 11】

前記電氣的負荷が、さらに、前記物理的パラメータセンサおよび前記無線周波数送信機に通信可能に結合されたコンピューティング装置を備え、前記コンピューティング装置が、前記物理的パラメータセンサから前記物理的パラメータ測定値を取得し、前記物理的パラメータ測定値を含むメッセージを形成し、前記無線周波数送信機に前記メッセージを送信させるように構成されている、請求項 10 に記載のシステム。

【請求項 12】

前記物理的パラメータセンサが、さらに、光、温度、水分、降雨量、降雪量、雨の存在、雪の存在、湿度、風速、風向、雲の高さ、波の高さ、心拍数、血圧、場所、または物質の存在のうちの少なくとも 1 つを測定するように構成されている、請求項 10 または請求項 11 に記載のシステム。

20

【請求項 13】

前記誘導表面導波路プローブが、損失性導電性媒体の入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) において入射波面を合成する少なくとも 1 つの結果として得られる場を生成するように構成された前記損失性導電性媒体上に隆起した帯電端子を備える、請求項 10、請求項 11、または請求項 12 に記載のシステム。

【請求項 14】

前記帯電端子が、複数の帯電端子のうちの 1 つを備える、請求項 13 に記載のシステム。

30

【請求項 15】

さらに、前記帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークを備え、前記給電ネットワークが、前記誘導表面導波路プローブの近傍の前記損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する、請求項 13 に記載のシステム。

【請求項 16】

誘導表面波受信構造を使用して誘導表面波として電気エネルギーを受信することと、

前記誘導表面波受信構造に結合された電氣的負荷に電気エネルギーを供給することとであって、前記電氣的負荷が位置三角測量回路および無線周波数送信機を備え、前記位置三角測量回路が前記無線周波数送信機に通信可能に結合されることと、

40

少なくとも 3 つのソースから前記位置三角測量回路において複数の無線送信を受信することと、

前記複数の無線送信の少なくとも一部に基づいて前記位置三角測量回路における位置装置の位置を判定することとを備える、方法。

【請求項 17】

さらに、前記無線周波数送信機または前記誘導表面波受信構造のうちの少なくとも 1 つを介して前記位置を送信することを備える、請求項 16 に記載の方法。

【請求項 18】

前記少なくとも 3 つのソースのいずれかが、GPS 衛星または位置 RF 送信機のうちの

50

少なくとも1つを備える、請求項16または請求項17に記載の方法。

【請求項19】

さらに、

インターネット接続を介して遠隔サーバから前記少なくとも3つのソースの軌道情報を受信することと、

前記少なくとも3つのソースの軌道情報の一部に基づいて前記位置装置の前記位置の識別を初期化することとを備える、請求項16、請求項17、または請求項18に記載の方法。

【請求項20】

前記軌道情報が、暦データ、基準位置データ、および少なくとも1つの基準時間を備える、請求項19に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

[関連出願の相互参照]

本特許出願は、2014年9月11日に提出された「誘導表面波電力供給装置」とタイトルが付けられた同時係属中の米国仮特許出願第62/049,169号の利益およびそれらの優先権を主張し、その全体が参照することによって本願明細書に組み込まれる。

【0002】

本特許出願は、2015年9月8日に提出された「誘導表面波電力供給検知装置」とタイトルが付けられた同時係属中の米国特許出願第14/847,821号の利益およびそれらの優先権を主張し、その全体が参照することによって本願明細書に組み込まれる。

【0003】

本出願は、2013年3月7日に提出され、出願番号第13/789,538号が付けられ、米国特許出願公開第2014/0252886号として2014年9月11日に公開された、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願は、2013年3月7日に提出され、出願番号第13/789,525号が付けられ、米国特許出願公開第2014/0252865号として2014年9月11日に公開された、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願にも関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2014年9月10日に提出され、出願番号第14/483,089号が付けられた、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2015年6月2日に提出され、出願番号第14/728,507号が付けられた、「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2015年6月2日に提出され、出願番号第14/728,492号が付けられた、「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。

【背景技術】

【0004】

我々の周囲の世界に関連する様々な特性は、常に検知装置によって測定される。天候の多くの特性は連続的に測定され、天候は、これらの知見に基づいて予測される。海波および流れの測定は、差し迫った問題の船に警告するために使用されることができる。氷河または火山の経時的な動きは、センサによって測定されることができる。

10

20

30

40

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、特に検知装置が電源の近くにない場合には、これらの検知装置に電力を供給することが困難である。電力が容易に利用可能であっても、検知装置までおよぶ電線は、測定 of 完全性に悪影響を与えることがある。さらに、バッテリーを使用して検知装置に電力を供給する場合、バッテリーの寿命を延ばすために機能が厳しく制限されることがある。例えば、リアルタイムビデオの撮像は、バッテリー駆動の検知装置を使用して実用的でないことがある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本開示の実施形態は、誘導表面波を使用する電源装置および検知装置に関する。様々な実施形態によれば、陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波から電気エネルギーを取得するように構成された誘導表面波受信構造を備える装置が提供される。誘導表面波受信構造に結合された物理的パラメータセンサは、物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定するように構成されている。無線周波数送信機は、誘導表面波受信構造に結合され、物理的パラメータセンサに通信可能に結合され、無線周波数送信機は、物理的パラメータ測定値を取得し、無線ネットワークを介して物理的パラメータ測定値を送信するように構成されている。

【0007】

様々な実施形態によれば、物理的パラメータセンサおよび無線周波数送信機は、誘導表面波を生成する誘導表面導波路プロープに結合された励起源において負荷として経験される。

【0008】

様々な実施形態によれば、本願明細書に記載された誘導表面波受信構造は、損失性導電性媒体にわたって隆起した帯電端子と、帯電端子と損失性導電性媒体との間に結合された受信機ネットワークとを備えることができ、受信機ネットワークは、誘導表面波と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を有し、ウェーブチルト角 (Ψ) は、受信構造の近傍における損失性導電性媒体の特性に少なくとも部分的に基づいている。

【0009】

様々な実施形態によれば、本願明細書に記載された誘導表面波受信構造は、磁気コイル、線形プロープ、または同調共振器のうちの少なくとも1つを備えることができる。

【0010】

様々な実施形態において、コンピューティング装置は、誘導表面波受信構造に通信可能に結合され、物理的パラメータセンサおよび無線周波数送信機に接続されている。コンピューティング装置は、物理的パラメータセンサから物理的パラメータ測定値を取得し、物理的パラメータ測定値を含むメッセージを形成し、無線周波数送信機を介してメッセージを送信するように構成されている。様々な実施形態によれば、本願明細書に記載されたコンピューティング装置は、誘導表面波を生成する誘導導波路プロープに結合された励起源において負荷として経験される。

【0011】

様々な実施形態によれば、本願明細書に記載された物理的パラメータセンサは、光、温度、水分、降雨量、降雪量、雨の存在、雪の存在、湿度、風速、風向、雲の高さ、波の高さ、心拍数、血圧、場所、または物質の存在のうちの少なくとも1つを測定するように構成されている。

【0012】

様々な実施形態によれば、誘導表面波受信構造に電源回路が結合されており、電源回路は、電力整流器と、コンデンサとを備える。

【0013】

10

20

30

40

50

様々な実施形態によれば、誘導表面波受信構造に電源回路が結合されており、電源回路は、バッテリーを備える。

【0014】

様々な実施形態によれば、陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波を送信するように構成された誘導表面導波路プローブが提供される。誘導表面波受信構造を備える検知装置は電氣的負荷に結合され、誘導表面波受信構造は、誘導表面波から電気エネルギーを取得するように構成されており、電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導導波路プローブに結合された励起源において負荷として経験される。様々な実施形態によれば、電氣的負荷は、物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定するように構成された物理的パラメータセンサと、物理的パラメータセンサに通信可能に結合され、無線ネットワークを介して物理的パラメータ測定値を送信するように構成された無線周波数送信機とを備える。

10

【0015】

様々な実施形態によれば、電氣的負荷の実施形態は、さらに、物理的パラメータセンサおよび無線周波数送信機に通信可能に結合されたコンピューティング装置を備え、コンピューティング装置は、物理的パラメータセンサから物理的パラメータ測定値を取得し、物理的パラメータ測定値を含むメッセージを形成し、無線周波数送信機にメッセージを送信させるように構成されている。

【0016】

様々な実施形態によれば、本願明細書に記載された物理的パラメータセンサは、さらに、光、温度、水分、降雨量、降雪量、雨の存在、雪の存在、湿度、風速、風向、雲の高さ、波の高さ、心拍数、血圧、場所、または物質の存在のうちの少なくとも1つを測定するように構成されている。

20

【0017】

様々な実施形態によれば、誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体の入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) において入射波面を合成する少なくとも1つの結果として得られる場を生成するように構成された損失性導電性媒体上に隆起した帯電端子を備えることができる。様々な実施形態によれば、帯電端子は、複数の帯電端子のうちの1つを備えることができる。

【0018】

30

様々な実施形態によれば、誘導表面導波路プローブの帯電端子に給電ネットワークが電氣的に結合されており、給電ネットワークは、誘導表面導波路プローブの近傍の損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) と関連付けられたウェーブチルト角 (ψ) に整合する位相遅れ (ϕ) を提供する。

【0019】

様々な実施形態によれば、誘導表面波受信構造を使用して誘導表面波として電気エネルギーを受信するステップと、誘導表面波受信構造に結合された電氣的負荷に電気エネルギーを供給するステップであって、電氣的負荷が位置三角測量回路および無線周波数送信機を備え、位置三角測量回路が無線周波数送信機に通信可能に結合されるステップと、少なくとも3つのソースから位置三角測量回路において複数の無線送信を受信するステップと、複数の無線送信の少なくとも一部に基づいて位置三角測量回路における位置装置の位置を判定するステップとを備える方法が提供される。

40

【0020】

様々な実施形態によれば、本方法は、さらに、無線周波数送信機または誘導表面波受信構造のうちの少なくとも1つを介して位置を送信することを備える。様々な実施形態において、少なくとも3つのソースのいずれかは、GPS衛星または位置RF送信機のうちの少なくとも1つを備える。

【0021】

様々な実施形態によれば、本方法は、さらに、インターネット接続を介して遠隔サーバから少なくとも3つのソースの軌道情報を受信するステップと、少なくとも3つのソース

50

の軌道情報に部分的に基づいて位置装置の位置の識別を初期化するステップとを備える。

【0022】

様々な実施形態によれば、軌道情報は、暦データ、基準位置データ、および少なくとも1つの基準時間を備える。

【0023】

本開示の他のシステム、方法、特徴および利点は、以下の図面および詳細な説明を検討することによって当業者にとって明らかであるかまたは明らかになるであろう。そのような追加のシステム、方法、特徴および利点の全ては、本詳細な説明内に含まれ、本開示の範囲内であり、添付した特許請求の範囲によって保護されるように意図される。

【0024】

さらに、記載された実施形態の全ての所望の好ましい特徴および変更は、本願明細書において教示された開示の全ての態様において使用可能である。さらにまた、従属請求項の個々の特徴、ならびに記載された実施形態の全ての所望のおよび好ましい特徴および変更は、互いに組み合わせ可能であり、また、相互交換可能である。

【図面の簡単な説明】

【0025】

【図1】誘導電磁場および放射電磁場に関する、距離の関数としての場の強度を示すチャートである。

【図2】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面波の伝達のために採用された2つの領域を有する伝播界面を示す図である。

【図3】本開示の様々な実施形態に係る、図2の伝播界面に関して配置された誘導表面導波路プロープを示す図である。

【図4】本開示の様々な実施形態に係る、一次ハンケル関数の近傍漸近線および遠方漸近線の大きさの例のプロットを示す図である。

【図5A】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって合成された電場の複素入射角を示す図である。

【図5B】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって合成された電場の複素入射角を示す図である。

【図6】本開示の様々な実施形態に係る、図5Aの電場がブルースター角で損失性導電性媒体と交差する位置に対する帯電端子の高さの影響を線図で示す図である。

【図7】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの例を線図で示す図である。

【図8A】本開示の様々な実施形態に係る、図3および図7の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図8B】本開示の様々な実施形態に係る、図3および図7の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図8C】本開示の様々な実施形態に係る、図3および図7の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図9A】本開示の様々な実施形態に係る、図8Bの誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの、単一ワイヤの伝達線および基本的な伝達線のモデルの例を線図で示す図である。

【図9B】本開示の様々な実施形態に係る、図8Cの誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの、単一ワイヤの伝達線および基本的な伝達線のモデルの例を線図で示す図である。

【図10】本開示の様々な実施形態に係る、損失性導電性媒体の表面に沿って誘導表面波を発するための、図3および7の誘導表面導波路プロープの調整の例を示すフローチャートである。

【図11】本開示の様々な実施形態に係る、図3および7の誘導表面導波路プロープの、ウェーブチルトの角度と位相遅れとの間の関係の例を示すプロットである。

【図12】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 1 3】本開示の様々な実施形態において、誘導表面導波モードを整合させるために、合成された電場が、ハンケル交差距離において複素ブルースター角で入射する様子を示す図である。

【図 1 4】本開示の様々な実施形態に係る、図 1 2 の誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

【図 1 5 A】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの、帯電端子 T 1 の位相遅れ (ϕ_U) の虚数部分と実数部分との例のプロットを含む図である。

【図 1 5 B】本開示の様々な実施形態に係る、図 1 4 の誘導表面導波路プロープの概略図である。

【図 1 6】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

10

【図 1 7】本開示の様々な実施形態に係る、図 1 6 の誘導表面導波路プロープの例を線図で示す図である。

【図 1 8 A】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

【図 1 8 B】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

【図 1 8 C】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

20

【図 1 8 D】本開示の様々な実施形態に係る、受信構造の調整の例を示すフローチャートである。

【図 1 9】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る追加の受信構造の例を示す図である。

【図 2 0 A】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示している。

【図 2 0 B】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示している。

【図 2 0 C】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示している。

【図 2 0 D】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示している。

30

【図 2 0 E】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示している。

【図 2 1】本開示の様々な実施形態にかかるネットワーク環境の例示である。

【図 2 2 A】本開示の様々な実施形態にかかる様々な誘導表面波電力供給装置を示している。

【図 2 2 B】本開示の様々な実施形態にかかる様々な誘導表面波電力供給装置を示している。

【図 2 2 C】本開示の様々な実施形態にかかる様々な誘導表面波電力供給装置を示している。

【図 2 2 D】本開示の様々な実施形態にかかる様々な誘導表面波電力供給装置を示している。

40

【図 2 2 E】本開示の様々な実施形態にかかる様々な誘導表面波電力供給装置を示している。

【図 2 3】本開示の様々な実施形態にかかる検知装置の例示である。

【図 2 4 A】本開示の様々な実施形態にかかる様々な検知環境を示している。

【図 2 4 B】本開示の様々な実施形態にかかる様々な検知環境を示している。

【図 2 4 C】本開示の様々な実施形態にかかる様々な検知環境を示している。

【図 2 5】本開示の様々な実施形態にかかる図 2 1 のコンピューティング環境において実行されるオペレーションアプリケーションの一部として実装される機能の 1 つの例を示すフローチャートである。

【図 2 6】本開示の様々な実施形態にかかる図 2 1 のコンピューティング環境において実

50

行されるオペレーションアプリケーションの一部として実装される機能の 1 つの例を示すフローチャートである。

【図 27】本開示の様々な実施形態にかかる図 21 のコンピューティング環境において実行されるオペレーションアプリケーションの一部として実装される機能の 1 つの例を示すフローチャートである。

【図 28】本開示の様々な実施形態にかかる図 21 のネットワーク環境において使用されるコンピューティング環境の 1 つの例示を提供する概略ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0026】

初めに、以下に続く概念の説明を明確にするために、いくつかの用語を定義する。第 1 に、本明細書で意図するように、放射 (r a d i a t e d) 電磁場と誘導 (g u i d e d) 電磁場とを明確に区別する。

【0027】

本明細書で意図するように、放射電磁場には、導波路に束縛されていない波の形式で発生源構造から発せられた電磁エネルギーが含まれている。たとえば、放射電磁場は概して、アンテナなどの電氣的構造を離れ、大気または他の媒体を通して伝播し、いずれの導波路構造にも束縛されない場である。放射電磁波がアンテナなどの電氣的構造を離れると、電磁波は、発生源が動作し続けているかに関わらず、その発生源とは独立して、電磁波が消散するまで伝播媒体 (空気など) 内を伝播し続ける。電磁波は、一旦放射されると遮断されない限り復元不可能であり、放射電磁波に固有のエネルギーは遮断されない場合に永遠に失われる。アンテナなどの電氣的構造は、構造損失抵抗に対する放射抵抗の比を最大化することにより、電磁場を放射するように設計されている。放射エネルギーは空間に広がり、受信機が存在するかに関わらず、失われる。放射場のエネルギー密度は、幾何学的広がり起因する距離の関数である。したがって、本明細書において使用されるすべての形式の「放射 (r a d i a t e) 」との用語は、この形式の電磁気伝播に関する。

【0028】

誘導電磁場は、異なる電磁的特性を有する媒体間の境界内または境界付近でそのエネルギーが凝縮された伝播電磁波である。この意味で、誘導電磁場は、導波路に束縛された電磁場であり、導波路を流れる電流によって搬送されるものとして特徴付けられてもよい。誘導電磁波において搬送されたエネルギーを受信および / または消散する負荷がない場合、誘導媒体の導電性により消散されたエネルギーを除き、エネルギーは失われない。別の言い方をすると、誘導電磁波に対して負荷がない場合、エネルギーは消費されない。したがって、誘導電磁場を生成する生成器または他の発生源は、負荷抵抗が存在しない限り、実際の力を送ることはない。このため、そのような生成器または他の発生源は基本的に、負荷が与えられるまでアイドル状態で動作する。このことは、電氣的負荷が存在しない電力線にわたって伝達される 60 ヘルツの電磁波を発生する生成器を動作させることと同質である。誘導電磁場または誘導電磁波は、「伝達線モード」と呼ばれるものに等しいことに留意されたい。このことは、放射波を発生させるために実際の電力がすべての時点で供給される放射電磁波と相違する。放射電磁波とは異なり、誘導電磁エネルギーは、エネルギー源を停止した後に、有限の長さの導波路に沿って伝播し続けることはない。したがって、本明細書において使用されるすべての形式の「誘導 (g u i d e) 」との用語は、この形式の電磁気伝播に関する。

【0029】

ここで図 1 を参照すると、放射電磁場と誘導電磁場との間の差異をさらに示すために、ボルト / メートルでの任意の基準を超えるデシベル (d B) での場の強度が、対数 - d B のプロット上のキロメートル単位での距離の関数としてグラフ 100 に示されている。図 1 のグラフ 100 は、誘導電磁場の場の強度を距離の関数として示す、誘導場の強度曲線 103 を示している。この誘導場の強度曲線 103 は基本的に、伝達線モードと同じである。図 1 のグラフ 100 は、放射電磁場の場の強度を距離の関数として示す、放射場の強度曲線 106 も示している。

10

20

30

40

50

【0030】

誘導波と放射の伝播にそれぞれ対応する曲線103と106との形状が重要である。放射場の強度曲線106は、幾何学的に減少しており($1/d$ 、ここで、 d は距離である)、このことは、対数-対数スケール上に直線で示されている。一方、誘導場の強度曲線103は、 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ の特徴的な指数関数的減衰を有し、対数-対数スケール上で特有の屈曲部109を示している。誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とは、点112で交差している。この交差は、交差距離において生じる。交差点112における交差距離より短い距離においては、誘導電磁場の場の強度がほとんどの位置において放射電磁場の場の強度よりも著しく大きい。交差距離よりも長い距離においては、これとは反対になる。したがって、誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とはさらに、誘導電磁場と放射電磁場との間の根本的な伝播の差異を示している。誘導電磁場と放射電磁場との間の差異の簡単な説明については、Milligan, T., *Modern Antenna Design*, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp. 8-9を参照し、その全体を参照により本明細書に組み込む。

10

【0031】

上述の、放射電磁波と誘導電磁波との間の差異は、容易に定式化して厳密な議論に基づかせることが可能である。同一の線形偏微分方程式、即ち、波動方程式から、2つの一般解が問題に課される境界条件から解析的に導かれる。波動方程式に関するグリーン関数は、それ自体が、放射波の性質と誘導波の性質との間の差異を含んでいる。

20

【0032】

空の空間において、波動方程式は、その固有関数が、複素波数平面上で固有値の連続スペクトルを有する、微分演算子である。この横電磁場(TEM場)は、放射場と呼ばれ、その伝播場は「ヘルツ波」と呼ばれる。しかし、導電性の境界が存在する場合、波動方程式と境界条件とを合わせると、数学的に、連続スペクトルと離散スペクトルとが合わさって構成された波数のスペクトル表現に繋がる。このため、Sommerfeld, A., 「Uber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie」, *Annalen der Physik*, Vol. 28, 1909, pp. 665-736を参照する。Partial Differential Equations in Physics - Lectures on Theoretical Physics, Volume VI, Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296のChapter 6に発表されたSommerfeld, A. 「Problems of Radio」、Collin, R. E., 「Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies」, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79、ならびに、Reich, H. J., Ordnung, P. F., Krauss, H. L., およびSkalnik, J. G., *Microwave Theory and Techniques*, Van Nostrand, 1953, pp. 291-293をも参照されたい。これら参考文献の各々は、その全体が、参照により本明細書に組み込まれる。

30

40

【0033】

「地上波」との用語と、「表面波」との用語とは、2つの明確に異なる物理的伝播現象を示す。表面波は、平面波スペクトルの離散成分を生じる特定の極から解析的に生じる。たとえば、Cullen, A. L. による「The Excitation of Plane Surface Waves」(*Proceedings of the IEE (British)*, Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235)を参照されたい。この文脈では、表面波は誘導表面波であると考えられている。表面波(Zenneck-Sommerfeldの誘導波の意味)は、物理的かつ数学的に、(無線放送においてよく知られる)地上波(Weyl-Norton

50

- F C C の意味) と同じものではない。これら 2 つの伝播メカニズムは、複素平面上における固有値スペクトルの異なるタイプ (連続または離散) の励起から生じる。誘導表面波の場の強度は、図 1 の曲線 103 によって示すように、距離とともに指数関数的に減衰する (これは、損失性導波路内の伝播に類似している)。また、球状に伝播し、固有値の連続値を有し、図 1 の曲線 106 によって示すように幾何学的に減少し、分枝切断積分に起因する、地上波の古典的なヘルツ放射とは対照的に、径方向の伝達線の伝播を示している。「The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth」(Proceedings of the IRE, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219 - 229) および「The Surface Wave in Radio Transmission」(Bell Laboratories Record, Vol. 15, June 1937, pp. 321 - 324) において C. R. Burrows により試験的に示されたように、垂直アンテナは、地上波を放射するが、誘導表面波は発しない。

10

【0034】

上述のことをまとめると、第 1 に、分枝切断積分に対応する、波数固有値スペクトルの連続部分は、放射場を生成し、第 2 に、離散スペクトル、および、これに対応する積分路によって囲まれた極から生じる留数の和が、伝播方向と横断する方向において指数関数的に減衰する、非 T E M の進行表面波を生成する。そのような表面波は、誘導伝達線モードである。さらなる説明のために、Friedman, B., Principles and Techniques of Applied Mathematics, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283 - 286, 290, 298 - 300 を参照する。

20

【0035】

自由空間では、アンテナは、放射場である、波動方程式の連続固有値を励起し、ここでは、 E_z および H_ϕ が同相で外側に伝播する R F エネルギーは、永遠に失われる。一方、導波路プローブは、離散固有値を励起し、伝達線伝播を生じる。Collin, R. E., Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474 - 477 を参照されたい。そのような理論上の分析により、損失性均質媒体の平面または球面にわたって、開表面誘導波を発生する可能性を示す仮説が提供されてきたが、一世紀を超える間、これを実際に達成するための構造は工学の分野において知られていない。不幸にも、1900 年代前半にこのことが明らかになってからは、上に説明した理論分析は、基本的に理論の範囲に留まり、損失性一様媒体の平面または球面にわたって開表面誘導波を生成することを実際に達成するための構造は知られていない。

30

【0036】

本開示の様々な実施形態によれば、損失性導電性媒体の表面に沿って誘導表面導波モードに結合した電場を励起するように構成された様々な誘導表面導波路プローブが記載されている。そのような誘導電磁場は、大きさおよび位相が損失性導電性媒体の表面上の誘導表面波モードに、実質的にモード整合している。そのような誘導表面波モードは、Zenneck 導波モードとも呼ばれる。本明細書に記載の誘導表面導波路プローブによって励起された結果として得られる場が、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに、実質的にモード整合しているという事実により、誘導表面波の形態の誘導電磁場は、損失性導電性媒体の表面に沿って発せられる。一実施形態によれば、損失性導電性媒体は、地球などの陸上媒体を含んでいる。

40

【0037】

図 2 を参照すると、Jonathan Zenneck の文献の Zenneck, J., 「On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy」, Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 2

50

3, September 20, 1907, pp. 846 - 866 に説明されているように、1907年にJonathan Zenneckにより示されたマクスウェル方程式に対する境界値解を検討する際の伝播界面が示されている。図2は、領域1として特定された損失性導電性媒体と、領域2として特定された絶縁体との間の界面に沿って径方向に伝播する波のための円筒座標を示している。領域1は、たとえば、任意の損失性導電性媒体を含み得る。一実施例では、そのような損失性導電性媒体は、地球または他の媒体などの陸上媒体を含み得る。領域2は、領域1と境界面を共有し、領域1とは異なる構成パラメータを有する第2の媒体である。領域2は、たとえば、大気または他の媒体などの任意の絶縁体を含み得る。そのような境界面の反射係数は、たとえば、複素ブルースター角における入射に関してのみゼロになる。Stratton, J. A., *Electromagnetic Theory*, McGraw-Hill, 1941, p. 516を参照されたい。

10

【0038】

様々な実施形態によれば、本開示は、領域1を含む損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合した電磁場を生成する様々な誘導表面導波路プロープを示す。様々な実施形態によれば、そのような電磁場は、反射がゼロになり得る、損失性導電性媒体の複素ブルースター角における波面入射を実質的に合成する。

【0039】

さらなる説明のために、 $e^{j\omega t}$ の場の変動を推定し、 $\rho \neq 0$ かつ $z = 0$ (z は、領域1の表面に対して直角な垂直座標、 ρ は、円筒座標における径方向の寸法である) である領域2では、界面に沿う境界条件を満たすマクスウェル方程式の、Zenneckによる閉形式の厳密な解が、以下の電場要素と磁界要素によって表される。

20

【0040】

【数1】

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

【0041】

【数2】

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

30

【0042】

【数3】

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

【0043】

$e^{j\omega t}$ の場の変動を推定し、 $\rho \neq 0$ かつ $z = 0$ である領域1では、界面に沿う境界条件を満たすマクスウェル方程式の、Zenneckによる閉じた形式の厳密な解が、以下の電場要素と磁界要素によって表される。

40

【0044】

【数4】

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

【0045】

【数 5】

$$E_{1\rho} = A \left(\frac{-u_1}{\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho) \quad (5)$$

【0046】

【数 6】

$$E_{1z} = A \left(\frac{-j\gamma}{\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho) \quad (6)$$

10

【0047】

これらの数式表現において、 z は、領域 1 の表面に対して直角な垂直座標であり、 ρ は径方向座標であり、 $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ は、第 2 種および次数 n の複素引数のハンケル関数であり、 u_1 は、領域 1 における正の垂直 (z) 方向の伝播定数であり、 u_2 は、領域 2 における垂直 (z) 方向の伝播定数であり、 σ_1 は領域 1 の導電性であり、 ω は $2\pi f$ に等しく、ここで、 f は励起周波数であり、 ε_0 は自由空間の誘電率であり、 ε_1 は領域 1 の誘電率であり、 A は、供給源によって課される供給源定数であり、 γ は表面波の径方向伝播定数である。

【0048】

$\pm z$ 方向の伝播定数は、領域 1 と領域 2 との間の界面の上と下とで、波動方程式を分離し、境界条件を課することによって特定される。これを行うと、領域 2 において

20

【0049】

【数 7】

$$u_2 = \frac{-jk_0}{\sqrt{1 + (\varepsilon_r - jx)}} \quad (7)$$

が与えられ、

【0050】

【数 8】

30

領域 1 において

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

が与えられる。

【0051】

【数 9】

40

径方向の伝播定数 γ は、

$$\gamma = j\sqrt{k_0^2 + u_2^2} = j\frac{k_0 n}{\sqrt{1 + n^2}} \quad (9)$$

によって与えられる。

【0052】

この式は、 n が、以下の式で与えられる複素屈折率である、複素数表現である。

【0053】

【数 1 0】

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

【0054】

【数 1 1】

上述の方程式すべてにおいて、

$$x = \frac{\sigma_1}{\omega \varepsilon_0} \quad (11)$$

10

かつ

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} = \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (12)$$

である。

【0055】

ここで、 ε_r は、領域 1 の相対誘電率を含んでおり、 σ_1 は領域 1 の導電性であり、 ε_0 は自由空間の誘電率であり、 μ_0 は自由空間の透磁性を含んでいる。したがって、発生した表面波は、界面に平行に伝播し、界面に垂直に、指数関数的に減衰する。このことは、消散として知られている。

20

【0056】

したがって、方程式 (1) ~ (3) は、円筒状に対称であり、径方向に伝播する導波モードであることを見なすことができる。Barlow, H. M., および Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10 - 12, 29 - 33 を参照されたい。本開示は、この「開境界」導波モードを励起する構造を詳述する。具体的には、様々な実施形態によれば、誘導表面導波路プロンプには、電圧および / または電流が供給され、領域 2 と領域 1 との間の境界面に関して配置された、適切なサイズの帯電端子が設けられている。このことは、図 3 を参照することにより、よりよく理解されるであろう。図 3 は、損失性導電性媒体 203 によって与えられた平面に対して直角である垂直軸 z に沿って、損失性導電性媒体 203 (たとえば、地球) 上に位置を上げて配置された帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プロンプ 200a の例を示している。損失性導電性媒体 203 は領域 1 を形成しており、第 2 の媒体 206 は領域 2 を形成し、境界面を損失性導電性媒体 203 と共有している。

30

【0057】

一実施形態によれば、損失性導電性媒体 203 は、惑星である地球などの陸上媒体を含み得る。このために、そのような陸上媒体は、自然のものであるか人工のものであるかに関わらず、その上に含まれるすべての構造または構成を含んでいる。たとえば、そのような陸上媒体は、我々の惑星を形成する、岩、土、砂、淡水、海水、木、植物などの自然の要素、および他のすべての自然の要素を含み得る。さらに、そのような陸上媒体は、コンクリート、アスファルト、建築材料、および他の人工の材料などの人工の要素を含み得る。他の実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、自然に発生するか人工であるかに関わらず、地球とは別のいくつかの媒体を含み得る。他の実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、自動車、航空機、人工材料 (合板、プラスチックシート、もしくは他の材料など)、または他の媒体などの、人工の表面および構造などの他の媒体を含み得る。

40

【0058】

損失性導電性媒体 203 が陸上媒体または地球を含んでいる場合は、第 2 の媒体 206 は、地上の大気を含み得る。そのように、大気は、地球の大気を形成する空気および他の要素を含む「大気媒体」と呼ばれ得る。さらに、第 2 の媒体 206 は、損失性導電性媒体 203 に関係する他の媒体を含み得ることが可能である。

50

【 0 0 5 9 】

誘導表面導波路プロープ 2 0 0 a は、励起源 2 1 2 を帯電端子 T_1 に、たとえば垂直供給線導体を介して結合する給電ネットワーク 2 0 9 を含んでいる。様々な実施形態によれば、電荷 Q_1 が帯電端子 T_1 に印加されて、特定の瞬間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、電場を合成する。電場 (E) の入射角 (θ_i) に応じて、電場を、領域 1 を含む損失性導電性媒体 2 0 3 の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させることが可能である。

【 0 0 6 0 】

方程式 (1) ~ (6) の、Z e n n e c k の閉じた形態の解を考慮することにより、領域 1 と領域 2 との間の L e o n t o v i c h インピーダンスの境界条件を以下のように示すことができる。

10

【 0 0 6 1 】

【 数 1 2 】

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

ここで、 $\hat{z}$ は、正の垂直 (+z) 方向における単位法線であり、 $\vec{H}_2$ は、上の方程式 (1) によって表された領域 2 の磁場の強度である。

【 0 0 6 2 】

方程式 (1 3) は、方程式 (1) ~ (3) に特定された電場および磁界が、境界面に沿っての径方向表面電流密度になる場合があることを示している。ここで、径方向表面電流密度は、以下の式によって特定することができる。

20

【 0 0 6 3 】

【 数 1 3 】

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

ここで、A は定数である。

【 0 0 6 4 】

さらに、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 ($\rho \ll \lambda$ に関する) の近傍では、上の方程式 (1 4) が以下のような振る舞いを示すことに留意されたい。

30

【 0 0 6 5 】

【 数 1 4 】

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

【 0 0 6 6 】

マイナス記号は、電源電流 (I_o) が、図 3 に示すように、垂直方向に上方に流れる場合、「近傍の (c l o s e - i n)」接地電流が径方向内側に流れることを意味している。 H_ϕ の「近傍」に整合する場により、以下を導出することができる。

40

【 0 0 6 7 】

【 数 1 5 】

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

【 0 0 6 8 】

ここで、方程式 (1) ~ (6) および (1 4) において、 $q_1 = C_1 V_1$ である。したがって、方程式 (1 4) の径方向表面電流密度は、以下のように言い換えることができる。

50

【 0 0 6 9 】

【 数 1 6 】

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

【 0 0 7 0 】

方程式 (1) ~ (6) および (17) によって表される場は、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有している。B a r l o w , H . M . , および B r o w n , J . , R a d i o S u r f a c e W a v e s , O x f o r d U n i v e r s i t y P r e s s , 1 9 6 2 , p p . 1 - 5 を参照されたい。 10

【 0 0 7 1 】

ここで、方程式 (1) ~ (6) および (17) に使用されたハンケル関数の性質の再検討をこれら波動方程式の解について行う。第 1 種および第 2 種、ならびに次数 n のハンケル関数が、第 1 種および第 2 種の標準ベッセル関数の複素数結合として規定されることが分かる。

【 0 0 7 2 】

【 数 1 7 】

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jN_n(x) \quad (18) \quad 20$$

【 0 0 7 3 】

【 数 1 8 】

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

【 0 0 7 4 】

これら関数は、径方向内側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(1)}$) と、径方向外側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(2)}$) とをそれぞれ示している。この規定は、 $e^{\pm jx} = \cos x \pm jsin x$ の関係に相似している。たとえば、H a r r i n g t o n , R . F . , T i m e - H a r m o n i c F i e l d s , M c G r a w - H i l l , 1 9 6 1 , p p . 4 6 0 - 4 6 3 を参照されたい。 30

【 0 0 7 5 】

$H_n^{(2)}(k_{\rho}\rho)$ が外に向かう波であることは、その独立変数を大きくした場合に $J_n(x)$ および $N_n(x)$ の級数定義から直接得られる漸近挙動から確認できる。誘導表面導波路プローブの遠方において、

【 0 0 7 6 】

【 数 1 9 】

$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})} \quad (20a) \quad 40$$

となり、

【 0 0 7 7 】

この式は、 $e^{j\omega t}$ で乗算すると、空間的変位を $1/\sqrt{\rho}$ とした $e^{j(\omega t - k_{\rho}\rho)}$ の形式の、外側に伝播する円筒状の波である。一次解 ($n = 1$) は、方程式 (20a) から導びかれ、以下の式を得る。

【 0 0 7 8 】

【数 2 0】

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

【0079】

誘導表面導波路プローブ（ $\rho \ll \lambda$ に関する）の近傍では、第2種の1次ハンケル関数が以下のように振る舞う。

【0080】

【数 2 1】

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

【0081】

これら漸近的表現は複素数であることに留意されたい。 x が実数である場合、方程式（20b）および（21）は、位相が、45度、または等価的には $\lambda/8$ の、余分な位相進行または「位相の増大（phase boost）」に対応する $\sqrt{j}$ だけ異なる。第2種の1次ハンケル関数の近傍または遠方漸近線は、距離 $\rho = R_x$ において大きさが等しくなるハンケル「交差点」または遷移点を有している。

【0082】

したがって、ハンケル交差点を超えると、ハンケル関数の「遠方」表現が「近傍」表現を圧倒している。ハンケル交差点までの距離（すなわち、ハンケル交差距離）は、方程式（20b）および（21）を、 $-j\gamma\rho$ において等式で結び、これを R_x について解くことにより得ることができる。 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ では、遠方および近傍のハンケル関数漸近線が周波数に依存しており、ハンケル交差点が、周波数が低下するに従い、外側に移動することを見て取ることができる。ハンケル関数の漸近線は、損失性導電性媒体の導電性（ σ ）が変化するのに応じても変化する場合があることにも留意されたい。たとえば、土の導電性は、天候条件の変化に応じて変化し得る。

【0083】

図4を参照すると、動作周波数1850kHzにおける、導電性 $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ 、相対誘電率 $\varepsilon_r = 15$ の領域1に関する、方程式（20b）および（21）の1次ハンケル関数の大きさのプロットの例が示されている。曲線115は、方程式（20b）の遠方の漸近線の大きさであり、曲線118は、方程式（21）の近傍の漸近線の大きさである。ハンケル交差点121は、 $R_x = 54$ フィートの距離で生じている。大きさが等しい一方、ハンケル交差点121において、2つの漸近線間に位相のオフセットが存在している。ハンケル交差距離が、動作周波数の波長よりかなり小さいことも見て取ることができる。

【0084】

領域2におけるZenneckの閉形式の解の、方程式（2）および（3）によって与えられた電場成分を考慮すると、 E_z と E_ρ との比は漸近的に、以下のようになることを見て取ることができる。

【0085】

【数 2 2】

$$\frac{E_z}{E_\rho} = \left(\frac{-j\gamma}{u_2} \right) \frac{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}} = n = \tan \theta_i \quad (22)$$

【0086】

ここで、 n は方程式（10）の複素屈折率であり、 θ_i は電場の入射角である。さらに

10

20

30

40

50

、方程式 (3) のモード整合電場の垂直成分は、漸近的に以下ようになる。

【 0 0 8 7 】

【 数 2 3 】

$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left(\frac{q_{free}}{\varepsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^3}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}} \quad (23)$$

【 0 0 8 8 】

この式は、端子の電圧における、上昇した帯電端子の静電容量の絶縁された要素の自由電荷に線形的に比例している。すなわち、 $q_{free} = C_{free} \times V_T$ である。

10

【 0 0 8 9 】

たとえば、図 3 の位置を上げて配置した帯電端子 T_1 の高さ H_1 は、帯電端子 T_1 の自由電荷の量に影響する。帯電端子 T_1 が領域 1 の地面に近い場合、端子上の電荷 Q_1 の多くは、「拘束」されている。帯電端子 T_1 が位置を上げて配置されているため、拘束された電荷は、帯電端子 T_1 が、絶縁された電荷のほぼすべてが自由になる高さに達するまで低減される。

【 0 0 9 0 】

帯電端子 T_1 のための静電容量の高さが増大することの利点は、位置を上げて配置した帯電端子 T_1 の電荷が地面からさらに除去され、自由電荷 q_{free} の量が増大して、エネルギーを誘導表面導波モードに結合することになることである。帯電端子 T_1 が地面から離れるように移動するにつれて、電荷の分布は、端子の表面の周りにより一様に分布されるようになる。自由電荷の量は、帯電端子 T_1 の自己容量に関連する。

20

【 0 0 9 1 】

たとえば、球状端子の静電容量は、地面上の物理的高さの関数として表すことができる。完全な地面の上の物理的高さ h における球の静電容量は、以下により与えられる。

【 0 0 9 2 】

【 数 2 4 】

$$C_{\text{elevated sphere}} = 4\pi\varepsilon_0 a (1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots) \quad (24)$$

30

【 0 0 9 3 】

ここで、球の直径は $2a$ であり、また、 $M = a / 2h$ であり、 h は球状端子の高さである。端子の高さ h の増大により、帯電端子の静電容量 C が低減されることを見て取ることができる。直径の約 4 倍 ($4D = 8a$) 以上の高さに帯電端子 T_1 を配置することにより、球状端子の周りで電荷の分布はほぼ一様となり、これにより、誘導表面導波モードへの結合が向上され得ることが示され得る。

【 0 0 9 4 】

十分に絶縁された端子の場合では、導電性の球の自己容量は、 $C = 4\pi\varepsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a はメートル単位での球の半径である。ディスクの自己容量は、 $C = 8\varepsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a は、メートル単位でのディスクの半径である。帯電端子 T_1 は、球、ディスク、円筒、円錐、トーラス、フード、1 つまたは複数のリング、または、任意の他の無作為に選ばれた形状または形状の組合せなどの任意の形状を含むことができる。帯電端子 T_1 の位置決めのために同等の球の直径を特定して、これを使用することができる。

40

【 0 0 9 5 】

このことは、図 3 の例を参照してさらに理解することができる。ここで、帯電端子 T_1 は、損失性導電性媒体 203 上の $h_p = H_1$ の物理的高さに配置されている。「拘束された」電荷の影響を低減するために、帯電端子 T_1 は、帯電端子 T_1 の球の直径 (または同等の球の直径) の少なくとも 4 倍の物理的高さに配置されて、拘束された電荷の影響を低

50

減することができる。

【 0 0 9 6 】

次に図 5 A を参照すると、図 3 の帯電端子 T_1 上の高められた電荷 Q_1 によって生成された電場の光線光学的解釈が示されている。光学系のように、入射電場の反射を最小化することにより、損失性導電性媒体 2 0 3 の誘導表面導波モードに結合したエネルギーを増大および / または最大化することができる。

【 0 0 9 7 】

【 数 2 5 】

入射面（境界面ではない）に対して平行に偏光された電場 ($E_{\parallel}$) に関して、入射電場の反射量は、以下のように表され得るフレネルの反射係数を使用して特定することができる。

10

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

ここで、 θ_i は、表面法線に対して測定された通常の入射角である。

【 0 0 9 8 】

【 数 2 6 】

図 5 A の例では、光線光学的解釈により、直角表面 ($\hat{z}$) に対して測定された θ_i の入射角を有する入射面に平行に偏光された入射場が示されている。 $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ の場合には入射電場の反射は存在せず、したがって、入射電場は、損失性導電性媒体 2 0 3 の表面に沿う誘導表面導波モードに完全に結合されている。

20

入射角が以下の場合に、方程式 (25) の分子がゼロになることを見て取ることができる。

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

ここで、 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ である。この複素入射角 ($\theta_{i,B}$) は、ブルースター角と呼ばれる。再び方程式 (22) を参照すると、同じ複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$) の関係が、方程式 (22) と方程式 (26) との両方に存在することを見て取ることができる。

30

【 0 0 9 9 】

図 5 A に示されているように、電場ベクトル E は、入射面に対して平行に偏光された、非一様入射平面波として示すことができる。電場ベクトル E は、以下のように、個別の水平成分と垂直成分とから構成することができる。

【 0 1 0 0 】

【 数 2 7 】

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

【 0 1 0 1 】

幾何学的に、図 5 A に示すものは、電場ベクトル E は以下によって与えられ得ることを示唆している。

40

【 0 1 0 2 】

【 数 2 8 】

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

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

50

【 0 1 0 3 】

このことは、場の比が以下であることを意味している。

【 0 1 0 4 】

【数 2 9】

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

【 0 1 0 5 】

「ウェーブチルト」と呼ばれる、一般化されたパラメータWは、本明細書において、以下によって与えられる、垂直電場成分に対する、水平電場成分の比として示されている。 10

【 0 1 0 6 】

【数 3 0】

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

または

$$\frac{1}{W} = \frac{E_z}{E_{\rho}} = \tan \theta_i = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi} \quad (30b) \quad 20$$

【 0 1 0 7 】

これらは、複素数であり、大きさと位相との両方を有している。領域2の電磁波に関して、ウェーブチルトの角度(Ψ)は、領域1との境界面における波面の法線と、境界面の接線との間の角度に等しい。このことは、径方向の円筒状の誘導表面波に関する電磁波の等位相表面およびその法線を示す、図5Bからより容易に見て取ることができる。完全導体との境界面(z=0)においては、波面の法線は、境界面の接線に平行であり、W=0となる。しかし、損失性誘電体の場合、波面の法線がz=0における境界面の接線と平行ではないためにウェーブチルトWが存在する。

【 0 1 0 8 】

30

方程式(30b)を誘導表面波に適用すると、以下の式が与えられる。

【 0 1 0 9 】

【数 3 1】

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

【 0 1 1 0 】

複素ブルースター角(θ_{i, B})に等しい入射角では、方程式(25)のフレネルの反射係数は、以下に示すようにゼロになる。 40

【 0 1 1 1 】

【数 3 2】

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

【 0 1 1 2 】

方程式(22)の複素数の場の比を調整することにより、反射が低減されるか除去される複素角で入射するように入射場を合成することができる。この比をn=√(ε_r-jx)として確立することにより、合成された電場が複素ブルースター角で入射する結果とな 50

り、反射はゼロになる。

【 0 1 1 3 】

電氣的に有効な高さの概念が、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 により複素入射角を有する電場を合成することに関してさらなる洞察を与えることができる。電氣的に有効な高さ (h_{eff}) は、 h_p の物理的高さ (または長さ) の単極に関して、以下のように規定されている。

【 0 1 1 4 】

【 数 3 3 】

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

10

【 0 1 1 5 】

この表現が、構造に沿う発生源の分布の大きさおよび位相に基づくため、有効高さ (または長さ) は、通常は複素数である。構造の分布電流 $I(z)$ の積分が、構造の物理的高さ (h_p) にわたって実施され、構造の基底 (または入力) を通って上方に流れる接地電流 (I_0) に正規化される。構造に沿った分布電流は、以下によって示すことができる。

【 0 1 1 6 】

【 数 3 4 】

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

20

【 0 1 1 7 】

ここで、 β_0 は、構造上を伝播する電流の伝播因子である。図 3 の例では、 I_C は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 a の垂直構造に沿った分布電流である。

【 0 1 1 8 】

たとえば、構造の底部の低損失コイル (たとえば螺旋コイル) 、および、コイルと帯電端子 T_1 との間に接続された垂直供給線導体を含む給電ネットワーク 2 0 9 を考慮する。コイル (または螺旋遅れ線) に起因する位相遅れは、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、 l_c は物理的長さであり、以下は伝播因子である。

30

【 0 1 1 9 】

【 数 3 5 】

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

【 0 1 2 0 】

ここで、 V_f は構造上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_p は、速度因子 V_f の結果としての伝播波長である。位相遅れは、接地 (杭) 電流 I_0 に対して測定される。

【 0 1 2 1 】

40

さらに、垂直供給線導体の長さ l_w に沿う空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w l_w$ によって与えられ得る。ここで、 β_w は、垂直供給線導体に関する伝播位相定数である。いくつかの実施態様では、空間的位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w h_p$ によって近似してもよい。この理由は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 a の物理的高さ h_p と、垂直供給線導体の長さ l_w との間の差が、供給周波数 (λ_0) において、波長よりもかなり小さいためである。結果として、コイルと垂直供給線導体とを通しての総位相遅れは $\phi = \theta_c + \theta_y$ であり、物理的構造の底部からコイルの頂部へと供給される電流は以下になる。

【 0 1 2 2 】

【数 3 6】

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

【0 1 2 3】

ここで、総位相遅れ Φ は、接地（杭）電流 I_0 に対して測定される。結果として、誘導表面導波路プロープ 200 の電氣的に有効な高さは、以下によって近似され得る。

【0 1 2 4】

【数 3 7】

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

10

【0 1 2 5】

これは、物理的高さが $h_p \ll \lambda_0$ の場合に関する。 Φ の角度（または位相シフト）における単極の複素有効高さ $h_{eff} = h_p$ は、供給される場を誘導表面導波モードに整合させるとともに、誘導表面波が損失性導電性媒体 203 上で発せられるように、調整することができる。

【0 1 2 6】

図 5 A の例では、光線光学が、ハンケル交差距離（ R_x ）121 において複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）で入射する入射電場（ E ）の複素角度三角法を示すために使用されている。方程式（26）から想起されるのは、損失性導電性媒体に関して、ブルースター角が複素数であり、以下によって特定されることである。

20

【0 1 2 7】

【数 3 8】

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

【0 1 2 8】

電氣的に、幾何学的パラメータは、以下により、帯電端子 T_1 の電氣的に有効な高さ（ h_{eff} ）によって関連付けられる。

30

【0 1 2 9】

【数 3 9】

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

【0 1 3 0】

ここで、 $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ は、損失性導電性媒体の表面から測定されたブルースター角である。誘導表面導波モードに結合するために、ハンケル交差距離における電場のウェーブチルトは、電氣的に有効な高さ h_{eff} とハンケル交差距離との比として表され得る。

40

【0 1 3 1】

【数 4 0】

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

【0 1 3 2】

物理的高さ（ h_p ）とハンケル交差距離（ R_x ）との両方が実量であるため、ハンケル交差距離（ R_x ）における所望の誘導表面ウェーブチルトの角度（ Ψ ）は、複素有効高さ（ h_{eff} ）の位相（ Φ ）に等しい。このことは、コイルの供給点における位相、そして

50

ひいては、方程式(37)の位相シフトを変化させることにより、複素有効高さの位相 ϕ が、ハンケル交差点121における誘導表面導波モードのウェーブチルトの角度 ψ に整合する($\phi = \psi$)ように操作され得ることを示している。

【0133】

図5Aでは、直角三角形が、損失性導電性媒体表面に沿う長さ R_x の隣接する辺、および、 R_x におけるハンケル交差点121と帯電端子 T_1 の中心との間に延びる光線124と、ハンケル交差点121と帯電端子 T_1 との間の損失性導電性媒体表面127と、の間で測定された複素ブルースター角 $\psi_{i, B}$ を有して示されている。物理的高さ h_p に位置し、適切な位相遅れ ϕ を有する電荷で励起された帯電端子 T_1 により、結果として得られる電場は、ハンケル交差距離 R_x およびブルースター角で損失性導電性媒体境界面に入射する。これら条件下で、誘導表面導波モードは、反射なしで、または実質的に無視できる反射で励起され得る。

【0134】

帯電端子 T_1 の物理的高さを、有効高さ(h_{eff})の位相シフト ϕ を変化させることなく低減した場合、誘導表面導波路プロープ200からの距離が減少された位置において、ブルースター角で損失性導電性媒体203と交差する電場が結果として得られる。図6は、帯電端子 T_1 の物理的高さを低減することが、電場がブルースター角において入射する距離に与える影響を図示している。高さが h_3 から h_2 を通して h_1 へと低減されるにつれて、電場がブルースター角で損失性導電性媒体(たとえば、地球)と交差する点は、帯電端子の位置に近付くように移動する。しかし、方程式(39)が示すように、帯電端子 T_1 の高さ H_1 (図3)は、ハンケル関数の遠方成分を励起するために、物理的高さ(h_p)以上であるものとする。帯電端子 T_1 が有効高さ(h_{eff})またはそれより高い位置に配置されている場合、損失性導電性媒体203は、図5Aに示すように、ハンケル交差距離(R_x)121において、またはこの距離を超えて、入射ブルースター角($\psi_{i, B} = (\pi/W) - \theta_{i, B}$)において照射され得る。帯電端子 T_1 上に拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、上述のように、帯電端子 T_1 の球の直径(または同等の球の直径)の少なくとも4倍であるものとする。

【0135】

誘導表面導波路プロープ200は、損失性導電性媒体203の表面に複素ブルースター角で照射する波に対応するウェーブチルトを有する電場を確立するように構成することができ、それにより、 R_x のハンケル交差点121における(またはそれを越える)誘導表面導波モードに実質的にモード整合させることにより、径方向表面電流を励起する。

【0136】

図7を参照すると、帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プロープ200bが図示されている。AC源212は、誘導表面導波路プロープ200bに、たとえば螺旋コイルなどのコイル215を備えた給電ネットワーク209(図3)を通して結合した、帯電端子 T_1 のための励起源として作用する。他の実施態様では、AC源212は、一次コイルを通してコイル215に誘導的に結合され得る。いくつかの実施形態では、AC源212のコイル215への結合を向上および/または最大化するためにインピーダンス整合ネットワークを含めてもよい。

【0137】

図7に示すように、誘導表面導波路プロープ200bは、損失性導電性媒体203によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された上方の帯電端子 T_1 (たとえば、高さ h_p の球)を含み得る。第2の媒体206は、損失性導電性媒体203の上に位置している。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_T を有している。動作時には、電荷 Q_1 が、所定の時間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、端子 T_1 に印加される。

【0138】

図7の例では、コイル215は、第1の端部で接地杭218に結合し、垂直供給線導体221を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図7に示すように、帯電端子 T_1 へのコイルの接続は、コイル215のタップ224を使用して調整され

得る。コイル 2 1 5 は、コイル 2 1 5 の下方部分において、タップ 2 2 7 を通して A C 源 2 1 2 によって動作周波数で通電され得る。他の実施態様では、A C 源 2 1 2 は、一次コイルを通してコイル 2 1 5 に誘導的に結合され得る。

【 0 1 3 9 】

誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の構成および調整は、伝達周波数、損失性導電性媒体（たとえば、土の導電性 σ および相対誘電率 ε_r ）の条件、ならびに、帯電端子 T_1 のサイズなどの様々な作動条件に基づいている。屈折率は、方程式（ 1 0 ）および（ 1 1 ）から、以下のように計算することができる。

【 0 1 4 0 】

【 数 4 1 】

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

【 0 1 4 1 】

ここで、 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ であり、 $\omega = 2 \pi f$ である。導電性 σ および相対誘電率 ε_r は、損失性導電性媒体 2 0 3 の試験測定を通して特定され得る。直角表面から測定される複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）も、方程式（ 2 6 ）から以下のように特定され得る。

【 0 1 4 2 】

【 数 4 2 】

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

【 0 1 4 3 】

または、図 5 A に示すように、その表面から、以下のように測定される。

【 0 1 4 4 】

【 数 4 3 】

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

【 0 1 4 5 】

ハンケル交差距離におけるウェーブチルト（ W_{R_x} ）も、方程式（ 4 0 ）を使用して見出され得る。

【 0 1 4 6 】

ハンケル交差距離も、図 4 によって示されるように、方程式（ 2 0 b ）および（ 2 1 ）の大きさを $-j y \rho$ に関して等しくし、 R_x に関して解くことによって見出され得る。このため、電氣的に有効な高さは、ハンケル交差距離および複素ブルースター角を使用して、方程式（ 3 9 ）から以下のように特定され得る。

【 0 1 4 7 】

【 数 4 4 】

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

【 0 1 4 8 】

方程式（ 4 4 ）から見て取ることができるように、複素有効高さ（ h_{eff} ）は、帯電端子 T_1 の物理的高さ（ h_p ）に関連付けられた大きさと、ハンケル交差距離（ R_x ）におけるウェーブチルトの角度（ Ψ ）に関連付けられることになる位相遅れ（ Φ ）とを含んでいる。これら変数および選択された帯電端子 T_1 の構成により、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の構成を決定することが可能である。

【 0 1 4 9 】

帯電端子 T_1 が物理的高さ（ h_p ）またはそれより上に位置していると、給電ネットワ

10

20

30

40

50

ーク209(図3)および/または、給電ネットワークを帯電端子 T_1 に接続する垂直供給線は、帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 の位相(Φ)を、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)に整合するように調整され得る。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択してよい。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークングに繋がり得る。

【0150】

螺旋状に巻かれたコイルの位相遅れ θ_c は、Corum, K. L. および J. F. Corum, 「RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes」, Microwave Review, Vol. 7, No. 2, September 2001, pp. 36 - 45 に論じられたように、マクスウェル方程式から特定され得る。この文献は、参照により、その全体が本明細書に組み込まれる。H/D > 1の螺旋コイルに関して、コイルの長手軸に沿う波の伝播速度(v)の、光速(c)に対する比、すなわち「速度因子」は、以下によって与えられる。

【0151】

【数45】

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

【0152】

ここで、Hは螺旋構造の軸方向の長さ、Dはコイルの直径、Nはコイルの巻き数、 $s = H/N$ は、コイルの隣接する巻回の間隔(または螺旋ピッチ)、 λ_0 は自由空間の波長である。この関係に基づき、螺旋コイルの電氣的長さ、または位相遅れは、以下によって与えられる。

【0153】

【数46】

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

【0154】

螺旋が渦巻き状に巻かれているか、短く太い場合、原理は同じであるが、 V_f および θ_c は、試験的測定によって得ることが容易である。螺旋状の伝達線の特性(波)インピーダンスの表示も、以下のように得られる。

【0155】

【数47】

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

【0156】

構造の空間的位相遅れ θ_y は、垂直供給線導体221(図7)の進行波の位相遅れを使用して特定することができる。理想地面上の円筒状の垂直導電体の静電容量は、以下のように表すことができる。

【0157】

10

20

30

40

50

【数 4 8】

$$C_A = \frac{2\pi\epsilon_0 h_w}{\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1} \quad (\text{単位：ファラド}) \quad (48)$$

【0 1 5 8】

ここで、 h_w は、導電体の垂直長さ（または高さ）、 a は半径（m k s 単位）である。螺旋コイルのように、垂直供給線導体の進行波位相遅れは、以下によって与えられ得る。

【0 1 5 9】

【数 4 9】

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

10

【0 1 6 0】

ここで、 β_w は垂直供給線導体に関する伝播位相定数であり、 h_w は垂直供給線導体の垂直長さ（または高さ）であり、 V_w はワイヤ上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_w は、速度因子 V_w の結果としての伝播波長である。一様な円筒状の導電体に関して、速度因子は V_w は約 0.94 で一定であるか、約 0.93 ~ 約 0.98 の範囲にある。支柱が一様な伝達線であると見なされる場合、その平均的特性インピーダンスは、以下によって近似される。

20

【0 1 6 1】

【数 5 0】

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

【0 1 6 2】

ここで、一様な円筒状の導電体では V_w が約 0.94 であり、 a は導電体の半径である。単一ワイヤの供給線の実効インピーダンスに関する、アマチュア無線の記述で採用されてきた代替的表示は、以下によって与えられ得る。

30

【0 1 6 3】

【数 5 1】

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

【0 1 6 4】

方程式 (51) は、単一ワイヤフィーダに関する Z_w は周波数とともに変化することを暗示している。位相遅れは、静電容量および特性インピーダンスに基づいて特定され得る。

40

【0 1 6 5】

図 3 に示すように、帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体 203 上に位置していると、給電ネットワーク 209 は、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトの角度 (Ψ) に等しい複素有効高さ (h_{eff}) の位相シフト (Φ)、すなわち $\Phi = \Psi$ で、帯電端子 T_1 を励起するように調整され得る。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で振動する電荷 Q_1 によって生じる電場は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って進行する誘導表面導波モードに結合される。たとえば、ブルースター角 ($\theta_{i, B}$)、垂直供給線導体 221 (図 7) に関連付けられた位相遅れ (θ_y)、およびコイル 215 (図 7) の構成が知られている場合、タップ 224 (図 7) の位置は、帯電端子 T_1 に位相 $\Phi = \Psi$ で振動する電荷 Q

50

1 を印加するように決定および調整され得る。タップ 224 の位置は、伝わっている表面波の誘導表面導波モードへの結合を最大化するように調整してもよい。タップ 224 の位置を越える余分なコイルの長さは、静電容量の影響を低減するために除去してもよい。螺旋コイルの垂直ワイヤ長さおよび / または幾何学的パラメータも、様々な値を取るよう変化させてよい。

【0166】

誘導表面導波モードへの損失性導電性媒体 203 の表面上での結合は、帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 に関連付けられた複素像平面に関する定常波共振のために、誘導表面導波路プロープ 200 を同調させることにより、向上および / または最適化され得る。こうすることにより、誘導表面導波路プロープ 200 の性能は、帯電端子 T_1 上の増大したおよび / または最大の電圧（そしてひいては電荷 Q_1 ）のために調整され得る。再び図 3 を参照すると、領域 1 における損失性導電性媒体 203 の影響が、鏡像論理分析を使用して試験され得る。

10

【0167】

物理的に、完全導電性面上で位置を上げて配置した電荷 Q_1 は、完全導電性面上の自由電荷を集め、次いで、位置を上げて配置した電荷 Q_1 の下の領域で「蓄積」される。結果として得られる、完全導電性面上の「拘束された」電気の分布は、ベル形状の曲線に類似している。位置を上げて配置した電荷 Q_1 の電位と、電荷 Q_1 の下の「蓄積」された電荷が印加された電位の重ね合わせにより、完全導電性面に関してゼロ等電位面が強要される。完全導電性面の上の領域の場を示す境界値の問題の解は、鏡像電荷の古典的概念を使用して得ることができ、ここで、位置を上げて配置した電荷からの場は、完全導電性面の下の対応する「鏡像」電荷からの場と重ね合わせられる。

20

【0168】

この分析は、誘導表面導波路プロープ 200 の下に有効な鏡像電荷 Q_1' が存在すると仮定することにより、損失性導電性媒体 203 に関して使用することもできる。有効な鏡像電荷 Q_1' は、図 3 に示すように、導電像平面 130 の周りの帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 と同時に生じる。しかし、完全導体の場合のように、鏡像電荷 Q_1' は単に、いくつかの実際の深さで、帯電端子 T_1 上の一次供給源の電荷 Q_1 に対して 180 度位相がずれて位置しているわけではない。むしろ、損失性導電性媒体 203（たとえば、陸上媒体）は、位相がシフトした像を与えている。すなわち、鏡像電荷 Q_1' は、損失性導電性媒体 203 の表面（または物理的境界）の下の複素深さにある。複素像深さの議論に関し、Wait, J. R., 「Complex Image Theory - Revisited」, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, August 1991, pp. 27 - 29 を参照する。この文献は、参照により、その全体が本明細書に組み込まれる。

30

【0169】

電荷 Q_1 の物理的高さ (H_1) に等しい深さにある鏡像電荷 Q_1' の代わりに、導電性の像基底面 130（完全導体を示している）が、 $z = -d/2$ の複素深さに位置しており、鏡像電荷 Q_1' は、複素深さに表れ（すなわち、「深さ」は大きさと位相との両方を有している）、 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ によって与えられる。地球上で垂直に偏光された供給源は、以下ようになる。

40

【0170】

【数 52】

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

【0171】

（数 53）

ここで、方程式 (12) に示すように、

50

【 0 1 7 2 】

ここで、方程式 (1 2) に示すように、

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1 \quad (5 3)$$

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} \quad (5 4)$$

である。

【 0 1 7 3 】

10

鏡像電荷の複素変位により、外部の場が、界面が誘電体か完全導体のいずれかである場合には直面しなかった追加の位相シフトを経ることになることを示している。損失性導電性媒体では、波面の法線が、領域 1 と領域 2 との間の境界面においてではなく、 $z = -d/2$ において導電性の像基底面 1 3 0 の接線に平行である。

【 0 1 7 4 】

20

損失性導電性媒体 2 0 3 が、物理的境界 1 3 6 を有する、有限導電性の地球 1 3 3 である図 8 A に示すケースを考慮する。有限導電性の地球 1 3 3 は、物理的境界 1 3 6 の下の複素深さ z_1 に位置する、図 8 B に示す完全導電性の像基底面 1 3 9 によって置き換えてもよい。この等価表現は、物理的境界 1 3 6 において界面内を見下ろす場合に、同じインピーダンスを示している。図 8 B の等価表現は、図 8 C に示すように、等価伝達線としてモデル化することができる。等価構造の断面は、(z 方向の) 端部に負荷のある伝達線として示されており、完全導電性の像平面のインピーダンスは短絡している ($z_s = 0$)。深さ z_1 は、地球において見下ろす T E M 波のインピーダンスを、図 8 C の伝達線を見る像基底面インピーダンス z_{in} と等しくすることにより特定することができる。

【 0 1 7 5 】

図 8 A の場合、上方領域 (空気) 1 4 2 の伝播定数および波固有のインピーダンスは以下ようになる。

【 0 1 7 6 】

【 数 5 5 】

30

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o \quad (5 5)$$

【 0 1 7 7 】

【 数 5 6 】

$$z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \quad (5 6)$$

【 0 1 7 8 】

40

損失性の地球 1 3 3 では、伝播定数および波固有のインピーダンスは以下ようになる。

【 0 1 7 9 】

【 数 5 7 】

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)} \quad (5 7)$$

【 0 1 8 0 】

【数 5 8】

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

【0 1 8 1】

直角方向の入射に関して、図 8 B の等価表現は、特性インピーダンスが空気の特性インピーダンス (z_0) であり、伝播定数が γ_0 であり、長さが z_1 である、TEM 伝達線と同等である。そのように、図 8 C の短絡した伝達線に関する界面に見られる像基底面のインピーダンス Z_{in} は、以下によって与えられる。

10

【0 1 8 2】

【数 5 9】

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

【0 1 8 3】

図 8 C の等価モデルに関連付けられた像基底面のインピーダンス Z_{in} を、図 8 A の直角の入射波のインピーダンスに等しくし、 z_1 について解くことにより、短絡 (完全導電性の像基底面 1 3 9) への距離が以下のように与えられる。

【0 1 8 4】

【数 6 0】

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

20

【0 1 8 5】

ここで、逆双曲線正接に関する級数展開の第 1 項のみが、この近似に関して考慮される。空気の領域 1 4 2 において、伝播定数が $\gamma_0 = j\beta_0$ であるため、 $Z_{in} = jZ_0 \tanh \beta_0 z_1$ となる (これは、 z_1 が実数である場合に、純虚数量である) が、 $\sigma \neq 0$ である場合、 z_e は複素数値であることに留意されたい。したがって、 z_1 が複素距離である場合のみ、 $Z_{in} = Z_e$ である。

30

【0 1 8 6】

図 8 B の等価表現が完全導電性の像基底面 1 3 9 を含み、地球の表面 (物理的境界 1 3 6) にある電荷または電流に関する像の深さが、像基底面 1 3 9 の他方側において距離 z_1 に等しく、または、地球の表面下では、 $d = 2 \times z_1$ である ($z = 0$ の位置にある)。したがって、完全導電性の像基底面 1 3 9 への距離は、以下によって近似され得る。

【0 1 8 7】

【数 6 1】

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

40

【0 1 8 8】

さらに、「鏡像電荷」は、実際の電荷と「等しくかつ反対」であり、このため、深さ $z_1 = -d/2$ における完全導電性の像基底面 1 3 9 の電位はゼロになる。

【0 1 8 9】

図 3 に示すように、地球の表面から距離 H_1 だけ上に電荷 Q_1 の位置を上げた場合、鏡像電荷 Q_1' は、表面下の $D_1 = d + H_1$ の複素距離にあるか、像基底面 1 3 0 の下の複素距離 $d/2 + H_1$ にある。図 7 の誘導表面導波路プロンプト 2 0 0 b は、図 8 B の完全導電性の像基底面 1 3 9 に基づく等価の単一ワイヤ伝達線像平面モデルとしてモデル化することができる。図 9 A は、等価の単一ワイヤ伝達線像平面モデルの例を示している。図 9

50

Bは、図8Cの短絡した伝達線を含む、等価の古典的な伝達線モデルの例を示している。

【0190】

図9Aおよび9Bに示された等価の像平面モデルでは、 $\Phi = \theta_y + \theta_c$ は、地球133（または損失性導電性媒体203）を規準とした誘導表面導波路プロープ200の、進行波の位相遅れである。 $\theta_c = \beta_p H$ は、角度で表される、物理長さHの、（図7の）コイル215の電氣的長さである。 $\theta_y = \beta_w h_w$ は、角度で表される、物理長さ h_w の、（図7の）垂直供給線導体221の電氣的長さである。 $\theta_d = \beta_0 d / 2$ は、像基底面139と、地球（133または損失性導電性媒体203）の物理的境界136との間の位相シフトである。図9Aおよび9Bの例では、 Z_w は、オームで表される位置を上げて配置した垂直供給線導体221の特性インピーダンスであり、 Z_c は、オームで表されるコイル215の特性インピーダンスであり、 z_0 は、自由空間の特性インピーダンスである。

【0191】

【数62】

誘導表面導波路プロープ200のベースにおいては、構造内を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。負荷インピーダンスは以下ようになる。

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

【0192】

ここで、 C_T は、帯電端子 T_1 の自己容量であり、垂直供給線導体221（図7）を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【0193】

【数63】

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

【0194】

コイル215（図7）を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【0195】

【数64】

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

【0196】

【数65】

誘導表面導波路プロープ200のベースにおいては、損失性導電性媒体203内を「見下ろしている」ように見られるインピーダンスは、 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ であり、以下によって与えられる。

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

ここで、 $Z_s = 0$ である。

損失を無視すると、等価の像平面モデルは、物理的境界136において $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ である場合に、共振するように同調され得る。または、損失が少ない場合では、物理的境界136において $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ である。ここで、 X は対応する無効分である。

10

20

30

40

50

【 0 1 9 7 】

したがって、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 内を「見上げる」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろす」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスの共役である。進行波の位相遅れ ϕ を媒体のウェーブチルトの角度 ψ に等しくなるように維持し、それにより $\phi = \psi$ としつつ、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L を調整する。このことが、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば地球)の表面に沿う、プロープの電場の、誘導表面導波モードへの結合を向上および/または最大化することにより、図 9 A および 9 B の等価の像平面モデルが、像基底面 1 3 9 に関して共振するように同調され得る。この方式で、等価の複素像平面のモデルのインピーダンスは純粋に抵抗性であり、これにより、電圧および、端子 T_1 上で位置を上げて配置した電荷を最大化するプロープ構造上の重ね合わせられた定常波が維持される。また、方程式 (1) ~ (3) および (1 6) により、伝播する表面波が最大化される。

10

【 0 1 9 8 】

ハンケル解から、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 によって励起された誘導表面波は、外側に伝播する進行波であることが導かれる。帯電端子 T_1 と、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の接地杭 2 1 8 (図 3 および 7) との間の給電ネットワーク 2 0 9 に沿う供給源の分布は、実際に、構造上の進行波と定常波の重ね合わせで構成されている。帯電端子 T_1 が物理的高さ h_p またはその上に位置していると、給電ネットワーク 2 0 9 を通って移動する進行波の位相遅れは、損失性導電性媒体 2 0 3 に関連付けられたウェーブチルトの角度に整合している。このモード整合により、進行波が損失性導電性媒体 2 0 3 に沿って発せられることを可能にしている。位相遅れが進行波に関して確立されると、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L が、プロープ構造を、 $-d/2$ の複素深さにある像基底面 (図 3 の 1 3 0 または図 8 の 1 3 9) に対して定常波共振するように調整される。その場合、像基底面から見られるインピーダンスは、リアクタンスがゼロであり、帯電端子 T_1 の電荷が最大化される。

20

【 0 1 9 9 】

進行波現象と定常波現象との間の差異は、(1) 長さ d の伝達線 (「遅れ線」と呼ばれる場合がある) の部分の進行波の位相遅れ ($\theta = \beta d$) が、伝播時間の遅れに起因していることと、一方、(2) 定常波 (前方または後方に伝播する波で構成されている) の位置に応じた位相が、線の長さの伝播時間の遅れと、異なる特性インピーダンスの線部分間の界面におけるインピーダンスの遷移との両方に基づくことと、である。正弦波の定常状態で動作する伝達線の部分の物理的長さ起因して生じる位相遅れに加え、 $z_{o,a}/z_{o,b}$ の比に起因する、インピーダンスの不連続性における追加の反射係数の位相が存在する。ここで、 $z_{o,a}$ および $z_{o,b}$ は、たとえば特性インピーダンス $z_{o,a} = z_c$ の螺旋コイル部分 (図 9 B) と、特性インピーダンス $z_{o,b} = z_w$ の垂直供給線導体の直線部分 (図 9 B) などの、伝達線の 2 つの部分の特性インピーダンスである。

30

【 0 2 0 0 】

この現象の結果として、大きく異なる特性インピーダンスを有する比較的短い 2 つの伝達線部分が、かなり大きい位相シフトを提供するために使用され得る。たとえば、1 つが低インピーダンスで、1 つが高インピーダンスであり、あわせて、いわゆる 0.05λ の物理的長さになる、伝達線の 2 つの部分で構成されたプロープ構造が、 0.25λ の共振と等価である 90 度の位相シフトを提供するように形成され得る。このことは、特性インピーダンスの大きい飛躍に起因する。この方法で、物理的に短いプロープ構造は、合わせられた 2 つの物理的長さより電氣的に長くなり得る。このことは、図 9 A および 9 B に示されており、インピーダンスの比の不連続性により、位相の大きい飛躍が与えられている。インピーダンスの不連続性により、各部分が結合している場所において実質的な位相シフトが提供される。

40

【 0 2 0 1 】

図 1 0 を参照すると、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 (図 3 および 7) を調整して、損失性導電性媒体 2 0 3 (図 3) の面に沿う誘導表面進行波を発する、損失性導電性媒体の

50

表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート 150 が示されている。最初に、153において、誘導表面導波路プロープ200の帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体203上の規定の高さに配置される。損失性導電性媒体203の特性と、誘導表面導波路プロープ200の動作周波数を利用して、ハンケル交差距離も、図4に示すように、方程式(20b)および(21)の大きさを $-j y \rho$ に関して等しくし、 R_x に関して解くことによって見出され得る。複素屈折率(n)は、方程式(41)を使用して特定することができ、また、複素ブルースター角($\theta_{i,B}$)は次いで、方程式(42)から特定することができる。帯電端子 T_1 の物理的高さ(h_p)は次いで、方程式(44)から特定され得る。帯電端子 T_1 は、ハンケル関数の遠方の要素を励起するために、物理的高さ(h_p)以上にあるものとする。この高さの関係は、表面波を発する際に最初に考慮される。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、帯電端子 T_1 の球の直径(または同等の球の直径)の少なくとも4倍の物理的高さであるものとする。

10

【0202】

156では、帯電端子 T_1 上の位置を上げて配置した電荷 Q_1 の電氣的位相遅れ ϕ が複素ウェーブチルトの角度 Ψ に整合される。螺旋コイルの位相遅れ(θ_c)および/または垂直供給線導体の位相遅れ(θ_y)は、 ϕ を、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)と等しくするように調整され得る。方程式(31)に基づき、ウェーブチルトの角度(Ψ)は、以下から特定され得る。

20

【0203】

【数66】

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

【0204】

電氣的位相 ϕ は、次いで、ウェーブチルトの角度に整合され得る。この角度(または位相)の関係は次に、表面波を発する際に考慮される。たとえば、電氣的位相遅れ $\phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル215の幾何学的パラメータ(図7)および/または垂直供給線導体221(図7)の長さ(または高さ)を変化させることにより調整することができる。 $\phi = \Psi$ に整合させることにより、電場が、表面の導波モードを励起するとともに損失性導電性媒体203に沿って進行波を発するために、境界面における複素ブルースター角でハンケル交差距離(R_x)またはそれを越える位置で確立され得る。

30

【0205】

次に159において、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンスが、誘導表面導波路プロープ200の等価の像平面モデルを共振させるように同調する。図9Aおよび9Bの導電性の像基底面139(または図3の130)の深さ($d/2$)は、方程式(52)、(53)、および(54)、ならびに、測定され得る損失性導電性媒体203(たとえば地球)の値を使用して特定され得る。その深さを使用して、像基底面139と、損失性導電性媒体203の物理的境界136との間の位相シフト(θ_d)は、 $\theta_d = \beta_0 d/2$ を使用して特定され得る。損失性導電性媒体203を「見下ろす」ように見られるインピーダンス(Z_{in})は、次いで、方程式(65)を使用して特定され得る。この共振関係は、発せられた表面波を最大化するように考慮され得る。

40

【0206】

コイル215の調整されたパラメータおよび垂直供給線導体221の長さに基づき、速度因子、位相遅れ、ならびに、コイル215のインピーダンスおよび垂直供給線導体221が、方程式(45)~(51)を使用して特定され得る。さらに、帯電端子 T_1 の自己容量(C_T)は、たとえば、方程式(24)を使用して特定され得る。コイル215の伝播因子(β_p)は、方程式(35)を使用して特定され得、垂直供給線導体221のための伝播位相定数(β_w)は、方程式(49)を使用して特定され得る。コイル215およ

50

び垂直供給線導体 2 2 1 の自己容量および特定された値を使用して、コイル 2 1 5 を「見上げる」ように見られる誘導表面導波路プロープ 2 0 0 のインピーダンス (Z_{base}) は、方程式 (6 2)、(6 3)、および (6 4) を使用して特定され得る。

【0207】

誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の等価の像平面モデルは、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の共振要素 X_{in} をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in}$ であるように、負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、共振するように同調し得る。したがって、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 内を「見上げる」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろす」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の電氣的位相遅れ $\phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量 (C_T) を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面 1 3 9 (または 1 3 0) に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_L を同調させるために反復法を用いてもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

【0208】

このことは、複数の例の場合を説明することによってよりよく理解されるであろう。帯電端子 T_1 が頂部にある、物理的高さ h_p の、頂部に負荷された垂直スタッドを備えた誘導表面導波路プロープ 2 0 0 を考慮する。ここで、帯電端子 T_1 は、螺旋コイルおよび垂直供給線導体を通して、1.85 MHz の動作周波数 (f_0) で励起される。16 フィートの高さ (H_1)、ならびに、 $\epsilon_r = 15$ の相対誘電率および $\sigma_1 = 0.010 \text{ mhos/m}$ の導電性を有する損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) により、いくつかの表面波伝播パラメータが、 $f_0 = 1.85 \text{ MHz}$ に関して計算され得る。これら条件下で、ハンケル交差距離が、物理的高さ $h_p = 5.5$ フィートにおいて $R_x = 54.5$ フィートであることが分かる。このことは、帯電端子 T_1 の実際の高さより十分に下にある。 $H_1 = 5.5$ フィートの帯電端子の高さが使用されてきたが、より高いプロープ構造が拘束静電容量を低減し、帯電端子 T_1 の自由電荷のより高いパーセンテージを許容し、より高い場の強度および、進行波の励起を提供してきた。

【0209】

波長は以下のように特定され得る。

【0210】

【数 6 7】

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

【0211】

ここで、 c は光速である。複素屈折率は、方程式 (4 1) から、以下ようになる。

【0212】

【数 6 8】

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

【0213】

ここで、 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_0$ は、 $\omega = 2 \pi f_0$ である。また、複素ブルースター角は、方程式 (4 2) から、以下ようになる。

【0214】

【数 6 9】

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

【0215】

10

20

30

40

50

方程式 (6 6) を使用すると、ウェーブチルトの値は、以下のように特定され得る。

【 0 2 1 6 】

【 数 7 0 】

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

【 0 2 1 7 】

したがって、螺旋コイルは、 $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ に整合するように調整され得る。

【 0 2 1 8 】

垂直供給線導体の速度因子 (直径 0.27 インチの一樣な円筒状の導電体として近似される) は、 $V_w = \text{約 } 0.93$ として与えられる。 $h_p \ll \lambda_0$ であるため、垂直供給線導体に関する伝播位相定数は、以下のように近似され得る。

【 0 2 1 9 】

【 数 7 1 】

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

【 0 2 2 0 】

方程式 (4 9) から、垂直供給線導体の位相遅れは、以下ようになる。

【 0 2 2 1 】

【 数 7 2 】

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

【 0 2 2 2 】

螺旋コイルの位相遅れを $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ となるように調整することにより、 Φ は Ψ と等しくなって、誘導表面導波モードに整合する。 Φ と Ψ との関係の説明するために、図 1 1 は、周波数領域上の Φ と Ψ との両方のプロットを示している。 Φ と Ψ との両方が周波数依存であるため、 Φ と Ψ とのそれぞれの曲線が、約 1.85 MHz において相互に交差していることを見て取ることができる。

【 0 2 2 3 】

0.0881 インチの導電体直径、30 インチのコイルの直径 (D)、および、4 インチの巻回間の空間 (s) の螺旋コイルに関して、コイルに関する速度因子は、方程式 (4 5) を使用して以下のように特定され得る。

【 0 2 2 4 】

【 数 7 3 】

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

【 0 2 2 5 】

伝播因子は、方程式 (3 5) から、以下ようになる。

【 0 2 2 6 】

10

20

30

40

【数 7 4】

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

【0 2 2 7】

$\theta_c = 28.974^\circ$ とすると、螺旋形状 (H) の軸方向の長さは、方程式 (46) を使用して、以下のように特定され得る。

【0 2 2 8】

【数 7 5】

10

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

【0 2 2 9】

この高さにより、垂直供給線導体が接続された螺旋コイル上の位置が特定され、結果として 8.818 巻 ($N = H / s$) のコイルを得る。

【0 2 3 0】

コイルおよび垂直供給線導体の進行波位相遅れが、ウェーブチルトの角度に整合するように調整されていることで ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$)、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス (Z_L) は、誘導表面波プローブ 200 の等価の像平面モデルの定常波共振に関して調整され得る。測定された地球の誘電率、導電性、および透磁性から、径方向伝播定数が、方程式 (57) を使用して特定され得る。

20

【0 2 3 1】

【数 7 6】

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

【0 2 3 2】

また、導電性の像基底面の複素深さは、方程式 (52) から以下のように近似され得る。

30

【0 2 3 3】

【数 7 7】

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

【0 2 3 4】

導電性の像基底面と地球の物理的境界との間の対応する位相シフトは、以下によって与えられる。

【0 2 3 5】

40

【数 7 8】

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

【0 2 3 6】

方程式 (65) を使用して、損失性導電性媒体 203 (すなわち、地球) を「見下ろす」ように見られるインピーダンスは、以下のように特定され得る。

【0 2 3 7】

【数 7 9】

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

【0 2 3 8】

損失性導電性媒体 2 0 3 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、誘導表面波プローブ 2 0 0 を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) と整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。このことは、コイルおよび垂直供給線導体の進行波位相遅れを変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、達成され得る。たとえば、帯電端子静電容量 (C_T) を 6 1 . 8 1 2 6 p F に調整することにより、方程式 (6 2) からの負荷インピーダンスは以下のようになる。

10

【0 2 3 9】

【数 8 0】

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

【0 2 4 0】

また、境界における無効分は整合される。

【0 2 4 1】

方程式 (5 1) を使用して、垂直供給線導体 (0 . 2 7 インチの直径 ($2a$) を有する) のインピーダンスは、以下のように与えられる。

20

【0 2 4 2】

【数 8 1】

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

【0 2 4 3】

また、垂直供給線導体を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、方程式 (6 3) によって以下のように与えられる。

【0 2 4 4】

30

【数 8 2】

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

【0 2 4 5】

方程式 (4 7) を使用して、螺旋コイルの特性インピーダンスは、以下のように与えられる。

【0 2 4 6】

【数 8 3】

40

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

【0 2 4 7】

また、コイル基からそれを「見上げている」ように見られるインピーダンスは、方程式 (6 4) によって以下のように与えられる。

【0 2 4 8】

【数 8 4】

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

【0249】

方程式(79)の解と比べると、無効分が、逆であるとともにほぼ等しく、したがって、相互に共役であることを見て取ることができる。したがって、完全導電性の像基底面からの、図9Aおよび9Bの等価の像平面モデルを「見上げる」ように見られるインピーダンス(Z_{ip})は、もっぱら抵抗性であるか、 $Z_{ip} = R + j0$ である。

【0250】

誘導表面導波路プローブ200(図3)によって提供される電場が、給電ネットワークの進行波位相遅れをウェーブチルトの角度に整合させることによって確立され、また、プローブ構造が複素深さ $z = -d/2$ において完全導電性の像基底面に対して共振された場合、場は、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに、実質的にモード整合しており、誘導表面進行波は、損失性導電性媒体の表面に沿って発せられる。図1に示すように、誘導電磁場の誘導場の強度曲線103は、 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ の特徴的指数関数的減衰を有し、対数-対数スケール上に特有の屈曲部109を示している

【0251】

まとめると、解析的かつ試験的に、誘導表面導波路プローブ200の構造上の進行波成分が、その上方の端子において、表面進行波のウェーブチルトの角度(ψ)に整合する位相遅れ(ϕ)を有している($\phi = \psi$)。この条件下では、表面導波路は、「モード整合した」と見なすことができる。さらに、誘導表面導波路プローブ200の構造上の共振定常波の要素は、帯電端子 T_1 における V_{MAX} と、下の像平面139(図8B)における V_{MIN} を有している。ここで、損失性導電性媒体203(図8B)の物理的境界136における接続部においてではなく、 $z = -d/2$ の複素深さにおいて、 $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ である。最後に、帯電端子 T_1 は、複素ブルースター角における損失性導電性媒体203上への電磁波の入射が、ある距離においてそれほど離れていない(R_x)ように、図3の十分な高さ H_1 ($h_{Rxtan\psi_{i,B}}$)を有している。ここでは、 $1/\sqrt{r}$ の項が優勢である。受信回路は、無線伝達および/または電力搬送システムを促進するために、1つまたは複数の誘導表面導波路プローブとともに利用され得る。

【0252】

再び図3を参照すると、誘導表面導波路プローブ200の動作が、誘導表面導波路プローブ200と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するように制御することができる。たとえば、適合されたプローブ制御システム230は、誘導表面導波路プローブ200の動作を制御するために、給電ネットワーク209および/または帯電端子 T_1 を制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体203の特性(たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r)の変化、場の強度の変化、および/または誘導表面導波路プローブ200の負荷の変化が含まれ得る。方程式(31)、(41)、および(42)から見られるように、屈折率(n)、複素ブルースター角($\theta_{i,B}$)、およびウェーブチルト($|W|e^{j\psi}$)は、たとえば天気の状態からの、土の導電性および誘電率の変化によって影響され得る。

【0253】

たとえば導電性測定プローブ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ・メータ、フィールドメータ、電流モニタ、および/または負荷受信機などの設備が、動作条件の変化について監視し、現在の動作条件に関する情報を、適応したプローブ制御システム230に提供するために使用され得る。プローブ制御システム230はこのため、誘導表面導波路プローブ200に関する特定の動作条件を維持するために、1つまたは複数の調整を誘導表面導波路プローブ200に対して行うことができる。たとえば、湿度および温度が変化するにつれて、土の導電性も変化する。導電性測定プローブおよび/または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ200周りの複数の位置に配置されてもよい。概して、動作

10

20

30

40

50

周波数に関するハンケル交差距離 R_x 、またはその上の導電性および／または誘電率を監視することが望ましい。導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ 200 周りの複数の位置（たとえば、各象限）に配置されてもよい。

【0254】

導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、特定の周期で導電性および／または誘電率を評価し、プローブ制御システム 230 に情報を通信するように構成され得る。情報は、プローブ制御システム 230 に、限定しないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な有線もしくは無線通信ネットワークなどのネットワークを通して通信することができる。監視された導電性および／または誘電率に基づき、プローブ制御システム 230 は、屈折率 (n)、複素ブルースター角 (θ_i 、 θ_B)、および／またはウェーブチルト ($|W|e^{j\psi}$) の変化を評価するとともに、ウェーブチルトの角度 (ψ) に等しい給電ネットワーク 209 の位相遅れ (ϕ) を維持し、かつ／または、誘導表面導波路プローブ 200 の等価の像平面モデルの共振を維持するために、誘導表面導波路プローブ 200 を調整してもよい。このことは、たとえば、 θ_y 、 θ_c 、および／または C_T を調整することによって達成され得る。たとえば、プローブ制御システム 230 は、誘導表面波の電氣的な発信効率を最大またはその近傍に維持するために、帯電端子 T_1 の自己容量、および／または帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ (θ_y 、 θ_c) を調整することができる。たとえば、帯電端子 T_1 の自己容量は、端子のサイズを変化させることによって変化し得る。電荷の分布も、帯電端子 T_1 のサイズを増大させることによって向上され得る。このことは、帯電端子 T_1 からの放電の可能性を低減し得る。他の実施形態では、帯電端子 T_1 は、負荷インピーダンス Z_L を変化させるように調整され得る可変インダクタンスを含み得る。帯電端子 T_1 に印加される位相は、発信効率を最大化するために、コイル 215 上のタップの位置 (図 7) を変化させること、および／または、コイル 215 に沿う予め規定された複数のタップを含み、予め規定された様々なタップ位置間で切り換えることにより、調整され得る。

【0255】

場または場の強度 (FS) メータも、誘導表面波に関連付けられた場の、場の強度を測定するために、誘導表面導波路プローブ 200 周りに配置することができる。場または FS メータは、場の強度および／または場強度の変化（たとえば、電場の強度）を感知し、その情報をプローブ制御システム 230 に通信するように構成され得る。情報は、プローブ制御システム 230 に、限定しないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な通信ネットワークなどのネットワークを通して通信することができる。動作中に負荷および／または環境条件が変わるか変化するにつれて、誘導表面導波路プローブ 200 は、受信機への適切な電力伝達および受信機によって供給される負荷を確実にするために、 FS メータの位置における特定の場の強度 (s) を維持するように調整することができる。

【0256】

たとえば、帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ ($\phi = \theta_y + \theta_c$) は、ウェーブチルトの角度 (ψ) に整合するように調整され得る。一方または両方の位相遅れを調整することにより、誘導表面導波路プローブ 200 は、複素ブルースター角に対応するウェーブチルトを確実にするように調整され得る。このことは、帯電端子 T_1 に供給される位相遅れを変化させるために、コイル 215 上のタップ位置 (図 7) を調整することによって達成され得る。帯電端子 T_1 に供給される電圧レベルも、電場強度を調整するために増減され得る。このことは、励起源 212 の出力電圧を調整すること、または、給電ネットワーク 209 を調整もしくは再構成することにより、達成することができる。たとえば、AC 源 212 のためのタップ 227 の位置 (図 7) は、帯電端子 T_1 に見られる電圧を増大させるように調整され得る。場の強度レベルを予め規定された範囲内に維持することにより、受信機による結合が向上し、接地電流の損失を低減し、また、他の誘導表面導波路プローブ 200 からの伝達との干渉を避けることができる。

【0257】

プローブ制御システム230は、ハードウェア、ファームウェア、ハードウェアによって実行されるソフトウェア、またはそれらの組合せによって実施され得る。たとえば、プローブ制御システム230は、プロセッサおよびメモリを含む処理回路を含み得る。プロセッサとメモリとの両方は、たとえば、当業者に理解され得るように、付随する制御/アドレスバスを伴うデータバスなどのローカルインターフェースに結合することができる。プローブの制御アプリケーションは、監視されている条件に基づいて誘導表面導波路プローブ200の動作を調整するために、プロセッサによって実行することができる。プローブ制御システム230も、様々なモニタリングデバイスと通信するための1つまたは複数のネットワークインターフェースを含み得る。通信は、限定ではないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な通信ネットワークなどのネットワークを通して得る。プローブ制御システム230は、たとえば、サーバ、デスクトップコンピュータ、ラップトップ、または同様の能力を有する他のシステムなどのコンピュータシステムを備えていてもよい。

【0258】

再び図5Aの例を参照すると、複素角度三角法が、ハンケル交差距離(R_x)における複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)の帯電端子 T_1 の入射電場(E)の光線光学的解釈に示されている。損失性導電性媒体に関して、ブルースター角が複素数であり、方程式(38)によって特定されることを思い出してもらいたい。電気的に、幾何学的パラメータは、方程式(39)により、帯電端子 T_1 の電気的に有効な高さ(h_{eff})によって関連付けられる。物理的高さ(h_p)とハンケル交差距離(R_x)との両方が実量であるため、ハンケル交差距離における所望の誘導表面のウェーブチルト(W_{Rx})の角度は、複素有効高さ(h_{eff})の位相(ϕ)に等しい。物理的高さ h_p に位置し、適切な位相 ϕ を有する電荷で励起された帯電端子 T_1 により、結果として得られる電場は、ハンケル交差距離 R_x およびブルースター角における損失性導電性媒体境界面に入射する。これら条件下で、誘導表面導波モードは、反射なしで、または実質的に無視できる反射で励起され得る。

【0259】

しかし、方程式(39)は、誘導表面導波路プローブ200の物理的高さが比較的小さくなり得ることを意味している。このことは、誘導表面導波モードを励起する一方、自由電荷がほとんどなく、拘束された電荷が過度に大きくなる結果となり得る。これに対して補償するために、帯電端子 T_1 は、自由電荷の量を増大させるために、適切な高さに上げられてもよい。1つの例示的経験則のように、帯電端子 T_1 は、帯電端子 T_1 の有効直径の約4~5倍(またはそれより大)の高さに位置され得る。図6は、図5Aに示した物理的高さ(h_p)の上の、帯電端子 T_1 を上昇させることの効果を示している。高さを上げることにより、ウェーブチルトが損失性導電性媒体に入射する距離を、ハンケル交差点121(図5A)を越えるよう移動させる。誘導表面導波モードにおける結合を向上させるため、そしてひいては、誘導表面波の発信効率をより大きくするために、下方の補償端子 T_2 が、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトがブルースター角となるように、帯電端子 T_1 の総有効高さ(h_{TE})を調整するために使用され得る。

【0260】

図12を参照すると、損失性導電性媒体203によって与えられた面に対して直角である垂直軸 z に沿って位置を上げて配置した帯電端子 T_1 および下方の補償端子 T_2 を含む誘導表面導波路プローブ200cの例が示されている。これに関して、帯電端子 T_1 は、補償端子 T_2 の直上に配置されているが、2つ以上の帯電端子および/または補償端子 T_N のいくつかの他の構成を使用することが可能である。誘導表面導波路プローブ200cは、本開示の一実施形態に従って、損失性導電性媒体203の上に配置されている。損失性導電性媒体203は領域1を形成しており、領域2を形成する第2の媒体206が境界面を損失性導電性媒体203と共有している。

【0261】

誘導表面導波路プローブ200cは、励起源212を帯電端子 T_1 および補償端子 T_2

10

20

30

40

50

に結合する給電ネットワーク 209 を含んでいる。様々な実施形態によれば、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、それぞれの帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに印加され得る。 I_1 は、端子リードを介して帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、端子リードを介して補償端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。

【0262】

図 12 の実施形態によれば、帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 において損失性導電性媒体 203 上に位置しており、補償端子 T_2 は、物理的高さ H_2 において、垂直軸 z に沿って T_1 の直下に位置している。ここで、 H_2 は H_1 よりも小である。伝達構造の高さ h は、 $h = H_1 - H_2$ として計算することができる。帯電端子 T_1 は、絶縁された（または自己）静電容量 C_1 を有し、補償端子 T_2 は、絶縁された（または自己）静電容量 C_2 を有する。相互静電容量 C_M も、端子 T_1 と端子 T_2 との間に、その間の距離に応じて存在し得る。動作時には、電荷 Q_1 と Q_2 とが、ある瞬間において帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに印加された電圧に応じて、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とにそれぞれ印加される。

【0263】

次に図 13 を参照すると、図 12 の帯電端子 T_1 および補償端子 T_2 上の位置を上げて配置した電荷 Q_1 によって与えられた効果の光線光学的解釈が示されている。線 163 で示されるように、ハンケル交差点 121 よりも大である距離において光線が損失性導電性媒体とブルースター角で交差する高さに帯電端子 T_1 が上げられると、補償端子 T_2 は、増大した高さを補償することにより、 h_{TE} を調整するために使用され得る。補償端子 T_2 の効果は、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトが、線 166 によって示されているようなブルースター角であるように、誘導表面導波路プロープの電氣的に有効な高さを低減する（または、損失性媒体界面を効果的に上昇させる）ことである。

【0264】

総有効高さは、以下のように、帯電端子 T_1 に関連付けられた上方有効高さ（ h_{UE} ）と、補償端子 T_2 に関連付けられた下方有効高さ（ h_{LE} ）との重ね合わせとして記載され得る。

【0265】

【数 85】

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

【0266】

ここで、 Φ_U は、上方の帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ、 Φ_L は、下方の補償端子 T_2 に印加される位相遅れ、 $\beta = 2\pi / \lambda_p$ は、方程式 (35) からの伝播因子、 h_p は、帯電端子 T_1 の物理的高さ、 h_d は、補償端子 T_2 の物理的高さである。追加のリード長さを考慮する場合、それら長さは、以下に示すように、帯電端子のリード長さ z を帯電端子 T_1 の物理的高さ h_p に加えるとともに、補償端子のリード長さ y を補償端子 T_2 の物理的高さ h_d に加えることで対処され得る。

【0267】

【数 86】

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

【0268】

下方の有効高さは、総有効高さ（ h_{TE} ）を図 5A の複素有効高さ（ h_{eff} ）と等しくなるように調整するために使用され得る。

【0269】

方程式 (85) または (86) は、ハンケル交差距離における所望のウェーブチルトを得るために、下方の補償端子 T_2 のディスクの物理的高さ、および、端子に供給する位相角度を特定するのに使用され得る。たとえば、方程式 (86) は、以下を与えるように、

補償端子の高さ (h_d) の関数として帯電端子 T_1 に印加される位相シフトとして書き直すことができる。

【 0 2 7 0 】

【 数 8 7 】

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

【 0 2 7 1 】

補償端子 T_2 の位置決めを特定するために、上述の関係が利用され得る。第 1 に、総有効高さ (h_{TE}) は、方程式 (86) に示したように、上方の帯電端子 T_1 の複素有効高さ (h_{UE}) と、下方の補償端子 T_2 の複素有効高さ (h_{LE}) との重ね合わせである。次に、入射角の正接は、幾何学的に以下のように表され得る。

【 0 2 7 2 】

【 数 8 8 】

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

【 0 2 7 3 】

このことは、ウェーブチルト W の規定に等しい。最後に、所望のハンケル交差距離 R_x の場合、 h_{TE} は、ハンケル交差点 121 において、入射光のウェーブチルトを複素ブルースター角に整合させるように調整され得る。このことは、たとえば h_p 、 Φ_U 、および h_d を調整することによって達成され得る。

【 0 2 7 4 】

これらの概念は、誘導表面導波路プローブの例をとって議論する場合に、よりよく理解されるであろう。図 14 を参照すると、損失性導電性媒体 203 によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された、上方の帯電端子 T_1 (たとえば、高さ h_T における球) と、下方の補償端子 T_2 (たとえば、高さ h_d のディスク) を含む誘導表面導波路プローブ 200d の例が図示されている。動作時には、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とにそれぞれ印加される。

【 0 2 7 5 】

AC 源 212 は、誘導表面導波路プローブ 200d に、たとえば螺旋コイルなどのコイル 215 を備えた給電ネットワーク 209 を通して結合した、帯電端子 T_1 のための励起源として作用する。AC 源 212 は、図 14 に示すように、コイル 215 の下方部分を越えてタップ 227 を通して接続され得るか、一次コイルによってコイル 215 に誘導的に結合され得る。コイル 215 は、第 1 の端部で接地杭 218 に結合され得、第 2 の端部において帯電端子 T_1 に結合され得る。いくつかの実施態様では、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 215 の第 2 の端部において、タップ 224 を使用して調整され得る。補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203 (たとえば、地面または地球) 上に、損失性導電性媒体 203 とほぼ水平に配置され、コイル 215 に結合したタップ 233 を通して給電される。コイル 215 と接地杭 218 との間に位置する電流計 236 は、誘導表面導波路プローブの基における電流の大きさ (I_0) の表示を提供するのに使用され得る。代替的には、電流の大きさ (I_0) の表示を得るために、電流固定が、接地杭 218 に結合した導電体周りで使用することができる。

【 0 2 7 6 】

図 14 の例では、コイル 215 は、第 1 の端部で接地杭 218 に結合し、第 2 の端部において垂直供給線導体 221 を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図 14 に示すように、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 215 の第 2 の端部におい

10

20

30

40

50

て、タップ 2 2 4 を使用して調整され得る。コイル 2 1 5 は、コイル 2 1 5 の下方部分において、タップ 2 2 7 を通して A C 源 2 1 2 によって動作周波数で通電され得る。他の実施態様では、A C 源 2 1 2 は、一次コイルを通してコイル 2 1 5 に誘導的に結合され得る。補償端子 T_2 は、コイル 2 1 5 に結合したタップ 2 3 3 を通して給電される。コイル 2 1 5 と接地杭 2 1 8 との間に位置する電流計 2 3 6 は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 d の基における電流の大きさの表示を提供するのに使用され得る。代替的には、電流の大きさの表示を得るために、電流固定が、接地杭 2 1 8 に結合した導電体周りで使用することができる。補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地面)上に、損失性導電性媒体 2 0 3 とほぼ水平に配置されている。

【0277】

10

図 1 4 の例では、帯電端子 T_1 との接続部は、コイル 2 1 5 上の、補償端子 T_2 のためのタップ 2 3 3 の接続ポイントの上に位置している。そのような調整により、増大した電圧(そしてひいては、より高い電荷 Q_1)を上方の帯電端子 T_1 に印加することが可能である。他の実施形態では、帯電端子 T_1 の接続点と補償端子 T_2 の接続点とが逆になり得る。誘導表面導波路プロープ 2 0 0 d の総有効高さ(h_{TE})を、ハンケル交差距離 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように調整することが可能である。ハンケル交差距離も、方程式(20b)および(21)の大きさを $-j y \rho$ に関して等しくし、図 4 によって示されるように、 R_x に関して解くことによって見出され得る。屈折率(n)、複素ブルースター角($\theta_{i, B}$ および $\psi_{i, B}$)、ウェーブチルト($|W| e^{j \psi}$)、ならびに複素有効高さ($h_{eff} = h_p e^{j \phi}$)は、上の方程式(41) ~ (44)に関して記載したように特定され得る。

20

【0278】

選択された帯電端子 T_1 の構成では、球の直径(または有効な球の直径)が特定され得る。たとえば、帯電端子 T_1 が球として構成されていない場合、端子の構成は、有効な球の直径を有する球状の静電容量としてモデル化することができる。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択され得る。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークに繋がりが得る。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷の量を低減するために、誘導表面波を発するための帯電端子 T_1 に自由電荷を提供する所望の高さは、損失性導電性媒体(たとえば、地球)上の、有効な球の直径の少なくとも 4 ~ 5 倍であるものとする。補償端子 T_2 は、 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 d の総有効高さ(h_{TE})を調整するために使用され得る。補償端子 T_2 は、 $h_d = h_T - h_p$ で帯電端子 T_1 の下に配置され得る。ここで、 h_T は、帯電端子 T_1 の総物理的高さである。補償端子 T_2 の位置が固定され、位相遅れ ϕ_U が上方の帯電端子 T_1 に印加されると、下方の補償端子 T_2 に印加される位相遅れ ϕ_L が、以下のように、方程式(86)の関係を使用して特定され得る。

30

【0279】

【数 8 9】

40

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

【0280】

代替的实施形態では、補償端子 T_2 は、高さ h_d に配置され得る。ここで、 $\text{Im}\{\phi_L\} = 0$ である。このことは、 ϕ_U の実数部分と虚数部分とのそれぞれのプロット 1 7 2 とプロット 1 7 5 とを示す図 1 5 A に図示されている。補償端子 T_2 は、プロット 1 7 2 に図示するように、高さ h_d に配置されている。ここで、 $\text{Im}\{\phi_U\} = 0$ である。この固定された高さでは、コイルの位相 ϕ_U は、プロット 1 7 5 に図示するように、 $\text{Re}\{\phi_U$

50

｝から特定され得る。

【0281】

ＡＣ源２１２がコイル２１５（たとえば、結合を最大化する５０Ωのポイント）に結合していると、タップ２３３の位置は、動作周波数におけるコイルの少なくとも一部分との、補償端子Ｔ_２の並列共振のために調整され得る。図１５Ｂは、図１４の概略的な電気接続図の概略図を示している。図中、Ｖ_１は、ＡＣ源２１２からタップ２２７を通してコイル２１５の下方部分に印加される電圧、Ｖ_２は、上方の帯電端子Ｔ_１に供給される、タップ２２４における電圧、Ｖ_３は、タップ２３３を通して下方の補償端子Ｔ_２に印加される電圧である。抵抗Ｒ_pと抵抗Ｒ_dとは、帯電端子Ｔ_１と補償端子Ｔ_２とのそれぞれの帰地抵抗を示している。帯電端子Ｔ_１および補償端子Ｔ_２は、球、円筒、トロイド、リング、フード、または、静電容量の構造の任意の他の組合せとして構成することができる。帯電端子Ｔ_１および補償端子Ｔ_２のサイズは、各端子に印加される電荷Ｑ_１および電荷Ｑ_２のための十分に大きい表面を提供するように選択され得る。通常は、帯電端子Ｔ_１を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子Ｔ_１のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークに繋がりが得る。帯電端子Ｔ_１と補償端子Ｔ_２とのそれぞれの自己容量Ｃ_pと自己容量Ｃ_dとは、たとえば、方程式（２４）を使用して特定され得る。

10

【0282】

図１５Ｂに見て取ることができるように、共振回路は、コイル２１５のインダクタンスの少なくとも一部分、補償端子Ｔ_２の自己容量Ｃ_d、および補償端子Ｔ_２に関連付けられた帰地抵抗Ｒ_dで形成されている。並列共振は、補償端子Ｔ_２に印加される電圧Ｖ_３を調整すること（たとえば、コイル２１５上のタップ２３３の位置を調整すること）、または、補償端子Ｔ_２の高さおよび／もしくはサイズを調整してＣ_dを調整することにより、達成され得る。コイルのタップ２３３の位置は、並列共振のために調整され得る。このことは、接地杭２１８を通るとともに電流計２３６を通る接地電流が最大点に達する結果となる。補償端子Ｔ_２の並列共振が確立された後に、ＡＣ源２１２のためのタップ２２７の位置は、コイル２１５上の５０Ωの点に調整され得る。

20

【0283】

コイル２１５からの電圧Ｖ_２は、帯電端子Ｔ_１に印加することができ、タップ２２４の位置は、総有効高さ（ h_{TE} ）の位相（ ϕ ）が、ハンケル交差距離（ R_x ）における誘導表面のウェーブチルト（ W_{Rx} ）の角度にほぼ等しくなるように調整され得る。コイルのタップ２２４の位置は、この動作点に達するまで調整され得る。このことは、電流計２３６を通る接地電流が最大点に増大する結果となる。この点において、誘導表面導波路プローブ２００ｄによって励起されて得られる場合は、結果として、損失性導電性媒体２０３の表面上の誘導表面導波モードにほぼモード整合しており、誘導表面波を損失性導電性媒体２０３の表面に沿って発する。このことは、誘導表面導波路プローブ２００から延びる放射線に沿って場の強度を測定することにより、証明され得る。

30

【0284】

補償端子Ｔ_２を含む回路の共振は、帯電端子Ｔ_１の取付け、および／または、タップ２２４を通して帯電端子Ｔ_１に印加される電圧の調整とともに変化する可能性がある。共振のための補償端子回路の調整が、次の帯電端子の接続の調整の助けになるが、ハンケル交差距離（ R_x ）における誘導表面ウェーブチルト（ W_{Rx} ）を確立することは不要である。システムは、ＡＣ源２１２に関するタップ２２７の位置を、コイル２１５上の５０Ωの点になるように繰返し調整することと、タップ２３３の位置を、電流計２３６を通る接地電流を最大化するように調整することとにより、結合を向上させるようにさらに調整することができる。補償端子Ｔ_２を含む回路の共振は、タップ２２７およびタップ２３３の位置が調整されるにつれて、または他の要素がコイル２１５に取り付けられる場合に、ドリフトする場合がある。

40

【0285】

他の実施態様では、コイル２１５からの電圧Ｖ_２は、帯電端子Ｔ_１に印加することがで

50

き、タップ 233 の位置は、総有効高さ (h_{TE}) の位相 (ϕ) が、 R_x における誘導表面ウェーブチルトの角度 (ψ) にほぼ等しくなるように調整され得る。コイルのタップ 224 の位置は、この動作点に達するまで調整され得、電流計 236 を通る接地電流が最大点に実質的に到達する結果となる。結果として得られる場合は、損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードにほぼモード整合しており、誘導表面波は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って発せられる。このことは、誘導表面導波路プローブ 200 から延びる放射線に沿って場の強度を測定することにより、証明され得る。システムは、AC 源 212 に関するタップ 227 の位置を、コイル 215 上の 50Ω の点になるように繰返し調整することと、タップ 224 および / またはタップ 233 の位置を、電流計 236 を通る接地電流を最大化するように調整することにより、結合を向上させるようにさらに調整することができる。

10

【0286】

再び図 12 を参照すると、誘導表面導波路プローブ 200 の動作を、誘導表面導波路プローブ 200 と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するために制御してもよい。たとえば、プローブ制御システム 230 は、誘導表面導波路プローブ 200 の動作を制御するために、給電ネットワーク 209、ならびに / または、帯電端子 T_1 および / もしくは補償端子 T_2 の位置決めを制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体 203 の特性 (たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r) の変化、場の強度の変化、および / または誘導表面導波路プローブ 200 の負荷の変化が含まれ得る。方程式 (41) ~ (44) から見て取ることができるように、屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ および $\psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\psi}$)、ならびに複素有効高さ ($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$) は、たとえば天気の状態からの、土の導電性および誘電率の変化によって影響され得る。

20

【0287】

たとえば導電性測定プローブ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ・メータ、フィールドメータ、電流モニタ、および / または負荷受信機などの設備が、動作条件の変化について監視し、現在の動作条件に関する情報をプローブ制御システム 230 に提供するために使用され得る。プローブ制御システム 230 はこのため、誘導表面導波路プローブ 200 に関する特定の動作条件を維持するために、誘導表面導波路プローブ 200 に 1 つまたは複数の調整を行うことができる。たとえば、湿度および温度が変化することによって、土の導電性も変化する。導電性測定プローブおよび / または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ 200 周りの複数の位置に配置されてもよい。概して、動作周波数に関するハンケル交差距離 R_x 、またはその上の導電性および / または誘電率を監視することが望ましい。導電性測定プローブおよび / または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ 200 周りの複数の位置 (たとえば、各象限) に配置されてもよい。

30

【0288】

図 16 を参照すると、垂直軸 z に沿って配置された、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 を含む誘導表面導波路プローブ 200 e の例が示されている。誘導表面導波路プローブ 200 e は、領域 1 を形成する損失性導電性媒体 203 の上に配置されている。さらに、第 2 の媒体 206 は、境界面を損失性導電性媒体 203 と共有し、領域 2 を形成している。帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203 上に配置されている。帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 に位置しており、帯電端子 T_2 は、物理的高さ H_2 において、垂直軸 z に沿って T_1 の直下に配置されている。ここで、 H_2 は H_1 よりも小である。誘導表面導波路プローブ 200 e によって与えられる伝達構造の高さ h は、 $h = H_1 - H_2$ である。誘導表面導波路プローブ 200 e は、励起源 212 を帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 に結合する給電ネットワーク 209 を含んでいる。

40

【0289】

帯電端子 T_1 および / または帯電端子 T_2 は、電荷を保持することが可能である導電性の物質を含んでいる。この物質は、実際に可能な範囲で最大限の電荷を保持するようなサイズとすることができる。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_1 を有しており、帯電端子 T_2 は

50

、自己容量 C_2 を有している。これら自己容量は、たとえば方程式 (24) を使用して特定され得る。帯電端子 T_2 の直上の帯電端子 T_1 の配置により、相互静電容量 C_M が帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間に形成される。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とは同一である必要はないが、各々が別々のサイズおよび形状を有してよく、異なる導電性材料を含み得ることに留意されたい。最終的に、誘導表面導波路プロープ 200e によって発せられる誘導表面波の場の強度は、端子 T_1 の電荷の量に正比例している。電荷 Q_1 は、このため、 $Q_1 = C_1 V$ であることから、帯電端子 T_1 に関連付けられた自己容量 C_1 に比例している。ここで、 V は帯電端子 T_1 に印加される電圧である。

【0290】

予め規定された動作周波数において動作するように適切に調整されている場合、誘導表面導波路プロープ 200e は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って誘導表面波を生成する。励起源 212 は、構造を励起するために誘導表面導波路プロープ 200e に印加される、予め規定された周波数において、電気エネルギーを生じ得る。誘導表面導波路プロープ 200e によって生じる電磁場が、損失性導電性媒体 203 とほぼモード整合している場合、電磁場は、複素ブルースター角における入射波面を実質的に合成し、反射がほとんどないか、反射しない結果となる。したがって、表面導波路プロープ 200e は、放射波を生成しないが、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って誘導表面進行波を発する。励起源 212 からのエネルギーは、Zenneck の表面電流として、誘導表面導波路プロープ 200e の有効伝達範囲内に位置する 1 つまたは複数の受信機に伝達され得る。

【0291】

損失性導電性媒体 203 の表面上の放射 Zenneck 表面電流 $J_\rho(\rho)$ の漸近線を近傍の $J_1(\rho)$ および遠方の $J_2(\rho)$ として特定することができる。

【0292】

【数90】

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

【0293】

【数91】

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

【0294】

ここで、 I_1 は、第 1 の帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、第 2 の帯電端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。上方の帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって特定される。ここで、 C_1 は帯電端子 T_1 の絶縁静電容量である。ここで、 $E_\rho^{QS}(Q_1)/Z_\rho$ によって与えられる、上に説明した J_1 のための第 3 の要素が存在することに留意されたい。これは、Leontovich 境界条件からくる、第 1 の帯電端子 Q_1 の位置を上げて配置した振動電荷の準静的場によってポンピングされる損失性導電性媒体 203 の放射電流に由来するものである。 $Z_\rho = j\omega\mu_0/\gamma_e$ の量は、損失性導電性媒体の放射インピーダンスであり、ここで、 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1)^{1/2}$ である。

【0295】

方程式 (90) と (91) とによって説明した放射電流の近傍と遠方とを示す漸近線は複素数である。様々な実施形態によれば、物理表面電流 $J(\rho)$ は、大きさおよび位相が電流の漸近線にできる限り近くに整合するように合成される。すなわち、近傍の $|J(\rho)|$ は、 $|J_1|$ の正接になり、遠方の $|J(\rho)|$ は、 $|J_2|$ の正接になる。やはり、様々な実施形態によれば、 $J(\rho)$ の位相は、遠方の J_2 の位相に対する近傍の J_1 の

位相からの遷移であるものとする。

【 0 2 9 6 】

伝達の場面において誘導表面波モードを、誘導表面波を発するように整合させるために、遠方の $|J_2|$ の表面電流の位相は、近傍の $|J_2|$ の表面電流の位相から、 $e^{-j\beta(\rho^2 - \rho^1)}$ と、約 45 度または 225 度の定数との和に対応する伝播位相だけ異なっているものとする。この理由は、 $\sqrt{\gamma}$ に関して 2 つの根があり、1 つは $\pi/4$ の近くであり、1 つは $5\pi/4$ の近くであるからである。適切に調整された合成放射表面電流は以下のようになる。

【 0 2 9 7 】

【 数 9 2 】

10

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

【 0 2 9 8 】

この方程式は方程式 (17) と一致していることに留意されたい。マクスウェル方程式により、 $J(\rho)$ などの表面電流が自動的に、以下に適合する場を自動的に形成する。

【 0 2 9 9 】

【 数 9 3 】

20

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

【 0 3 0 0 】

【 数 9 4 】

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

【 0 3 0 1 】

【 数 9 5 】

30

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

【 0 3 0 2 】

したがって、整合されることになる誘導表面波モードに関する、遠方の表面電流 $|J_2|$ の位相と、近傍の表面電流 $|J_1|$ との間の位相差は、方程式 (1) ~ (3) と一致している方程式 (93) ~ (95) にハンケル関数の特性に基づいている。方程式 (1) ~ (6) および (17)、ならびに方程式 (92) ~ (95) によって表される場が、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有していることを確認することは重要である。

【 0 3 0 3 】

40

所与の位置における誘導表面導波路プロープ 200e の所与の設計に関する適切な電圧の大きさおよび位相を得るために、反復法を使用することができる。具体的には、端子 T_1 および端子 T_2 への供給電流、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の電荷、および、それらの損失性導電性媒体 203 における鏡像を考慮して、誘導表面導波路プロープ 200e の所与の励起および構成について分析を行い、発生した径方向表面電流密度を特定することができる。このプロセスを、所与の誘導表面導波路プロープ 200e に関する最適な構成および励起が所望のパラメータに基づいて特定されるまで繰返し実施することができる。所与の誘導表面導波路プロープ 200e が最適なレベルで動作しているかどうかの特定を補助するために、誘導場の強度曲線 103 (図 1) は、誘導表面導波路プロープ 200e の位置における領域 1 の導電性 (σ_1) および領域 1 の誘電率 (ϵ_1) に関する値に基

50

づき、方程式(1)～(12)を使用して生成することができる。そのような誘導場の強度曲線103は、測定された場の強度を、誘導場の強度曲線103によって示された大きさと比較することにより最適な伝達が達成されているかを判定することを可能とし、動作に関する基準を提供し得る。

【0304】

最適な条件に達するために、誘導表面導波路プロープ200eに関連付けられた様々なパラメータを調整することができる。誘導表面導波路プロープ200eを調整するよう変化させることができるパラメータの1つは、損失性導電性媒体203の表面に対する、帯電端子 T_1 および/または帯電端子 T_2 の一方または両方の高さである。さらに、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間の距離または間隔も調整することができる。そのようにする場合、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 と、損失性導電性媒体203との間の相互静電容量 C_M または任意の拘束静電容量を、最小化する別様に変更できることが分かる。帯電端子 T_1 および/または帯電端子 T_2 のそれぞれのサイズも、調整され得る。帯電端子 T_1 および/または帯電端子 T_2 のサイズを変化させることにより、それぞれの自己容量 C_1 および/または自己容量 C_2 、ならびに相互静電容量 C_M を変更できることが分かる。

【0305】

さらにまた、調整可能である別のパラメータは、誘導表面導波路プロープ200eに関連付けられた給電ネットワーク209である。このことは、給電ネットワーク209を形成する誘導的および/または静電容量のリアクタンスのサイズを調整することにより、達成することができる。たとえば、そのような誘導的リアクタンスがコイルを備えている場合、そのようなコイルの巻き数を調整することができる。最終的に、給電ネットワーク209に対する調整は、給電ネットワーク209の電氣的長さを変更し、それにより、帯電端子 T_1 および T_2 の電圧の大きさおよび位相に影響するために行われ得る。

【0306】

様々な調整を行うことによって行われる伝達の繰返し、コンピュータモデルを使用することによって、または、物理的構造を調整することによって、実施可能であることに留意されたい。上述の調整を行うことにより、上に説明した方程式(90)および(91)に特定された誘導表面波モードの同じ電流 $J(\rho)$ に近似する、対応する「近傍」表面電流 J_1 と「遠方」表面電流 J_2 とを形成することができる。そのようにする際に、結果として得られる電磁場は、損失性導電性媒体203の表面上の誘導表面波モードに、実質的またはほぼモード整合している。

【0307】

図16の例には示されていないが、誘導表面導波路プロープ200eの動作は、誘導表面導波路プロープ200と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するために制御することができる。たとえば、図12に示すプロープ制御システム230は、誘導表面導波路プロープ200eの動作を制御するために、給電ネットワーク209ならびに/または、帯電端子 T_1 および/もしくは帯電端子 T_2 の位置決めおよび/もしくはサイズを制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体203の特性(たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r)の変化、場の強度の変化、および/または誘導表面導波路プロープ200eの負荷の変化が含まれ得る。

【0308】

ここで図17を参照すると、ここでは誘導表面導波路プロープ200fとして示された図16の誘導表面導波路プロープ200eの例が示されている。誘導表面導波路プロープ200fは、損失性導電性媒体203(たとえば、地球)によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された帯電端子 T_1 および T_2 を含み得る。第2の媒体206は、損失性導電性媒体203の上に位置している。帯電端子 T_1 は自己容量 C_1 を有しており、帯電端子 T_2 は自己容量 C_2 を有している。動作時には、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、特定の瞬間において帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とにそれぞれ印加される。相互静電容量 C_M は、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間に、その間の距離に応じて存在するようにしてよい。さらに

、拘束静電容量は、損失性導電性媒体 203 に対するそれぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の高さに基づき、それぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 と、損失性導電性媒体 203 との間に存在するようにしてよい。

【0309】

誘導表面導波路プロープ 200f は、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とのそれぞれに結合された一对のリードを有するコイル L_{1a} を備えている誘導インピーダンスを備えた給電ネットワーク 209 を含んでいる。一実施形態では、コイル L_{1a} は、誘導表面導波路プロープ 200f の動作周波数における波長の 2 分の 1 ($1/2$) の電氣的長さを有するように特定されている。

【0310】

コイル L_{1a} の電氣的長さは動作周波数における波長の約 2 分の 1 ($1/2$) に設定するが、コイル L_{1a} は、他の値における電氣的長さによって設定してもよいことを理解されたい。一実施形態によれば、コイル L_{1a} が、動作周波数において波長の約 2 分の 1 の電氣的長さを有するという事実により、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とに最大電圧差が形成されることの利点が与えられる。それにも関わらず、コイル L_{1a} の長さまたは直径は誘導表面波モードの最適な励起を得るように、誘導表面導波路プロープ 200f を調整する場合に増減してもよい。コイルの長さの調整は、コイルの一方または両方の端部に位置するタップによって提供することができる。他の実施形態では、誘導インピーダンスが、誘導表面導波路プロープ 200f の動作周波数における波長の $1/2$ より著しく小さいか大きい電氣的長さを有するように設定することができる。

【0311】

励起源 212 は、給電ネットワーク 209 に磁気結合によって結合され得る。具体的には、励起源 212 は、コイル L_{1a} に誘導的に結合したコイル L_p に結合されている。このことは、リンク結合、タップが置かれたコイル、可変リアクタンス、または他の結合の手法によって行うことができることが分かる。このため、コイル L_p は、一次コイルとして作用し、コイル L_{1a} は二次コイルとして作用することが分かる。

【0312】

所望の誘導表面波の伝達のための誘導表面導波路プロープ 200f を調整するために、それぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の高さは、損失性導電性媒体 203 に対して、および、互いに対して変更してもよい。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とのサイズも変更することができる。さらに、コイル L_{1a} のサイズは、巻き数を増やすか減らすこと、または、コイル L_{1a} のいくつかの他の寸法を変更することによって変更することができる。コイル L_{1a} は、図 17 に示すように、電氣的長さを調整するための 1 つまたは複数のタップをも含み得る。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 のいずれかに接続されたタップの位置も調整され得る。

【0313】

次に図 18A、18B、18C、および 19 を参照すると、無線給電システムにおいて表面で誘導波を使用するための概略化された受信回路の例が示されている。図 18A と図 18B ~ 18C とは、線形プロープ 303 と同調共振器 306 とをそれぞれ示している。図 19 は、本開示の様々な実施形態に係る磁気コイル 309 である。様々な実施形態によれば、線形プロープ 303、同調共振器 306、および磁気コイル 309 の各々が、様々な実施形態に係る、損失性導電性媒体 203 の表面上の、誘導表面波の形態で伝達された電力を受信するために採用することができる。上述のように、一実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、陸上媒体（すなわち地球）を含んでいる。

【0314】

特に図 18A を参照すると、線形プロープ 303 の出力端子 312 における開回路端子の電圧は、線形プロープ 303 の有効高さに基づいている。このため、端子点の電圧は、以下のように計算することができる。

【0315】

10

20

30

40

【数 9 6】

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

【0316】

ここで、 E_{inc} は、ボルト毎メートルでの、線形プローブ 303 に印加された入射電場の強度であり、 dl は、線形プローブ 303 の方向に沿う積分要素であり、 h_e は、線形プローブ 303 の有効高さである。電気的負荷 315 は、インピーダンス整合ネットワーク 318 を通して出力端子 312 に結合されている。

10

【0317】

線形プローブ 303 が上述のように誘導表面波を受ける場合、可能性のあるケースとして、共役インピーダンス整合ネットワーク 318 を通して電気的負荷 315 に印加することができる出力端子 312 の両側の電圧が生じる。電気的負荷 315 への電力の流れを促進するために、電気的負荷 315 は、以下に記載するように、線形プローブ 303 に、実質的にインピーダンスが整合するものとする。

【0318】

図 18B を参照すると、誘導表面波のウェーブチルトに等しい位相シフトを保持する接地電流励起コイル 306a は、損失性導電性媒体 203 上に位置を上げて配置した（またはつるした）帯電端子 T_R を含んでいる。帯電端子 T_R は、自己容量 C_R を有している。さらに、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間にも、損失性導電性媒体 203 上の帯電端子 T_R の高さに基づき、拘束静電容量（図示せず）が存在する場合がある。拘束静電容量は、好ましくは、実際に可能である限り最小化されるものとする。しかし、このことは、すべての場合において全体的に必要なではない場合がある。

20

【0319】

同調共振器 306a も、位相シフト ϕ を有するコイル L_R を備えた受信機ネットワークを含んでいる。コイル L_R の一方の端部は、帯電端子 T_R に結合しており、コイル L_R の他方の端部は、損失性導電性媒体 203 に結合している。受信機ネットワークは、コイル L_R を帯電端子 T_R に結合する垂直供給線導体を含み得る。このため、コイル L_R （同調共振器 $L_R - C_R$ とも呼ばれる場合がある）は、帯電端子 C_R とコイル L_R とが連続して配置されるように列が調整された共振器を備えている。コイル L_R の位相遅れは、帯電端子 T_R のサイズおよび／もしくは高さを変更すること、ならびに／または、構造の位相 ϕ がウェーブチルト ψ の角度にほぼ等しくなるように、コイル L_R のサイズを調整することにより、調整され得る。垂直供給線の位相遅れも、たとえば、導電体の長さを変更することにより、調整することができる。

30

【0320】

たとえば、自己容量 C_R によって与えられたリアクタンスは、 $1 / j \omega C_R$ として計算される。構造 306a の総静電容量も、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間の静電容量を含んでもよいことに留意されたい。ここで、構造 306a の総静電容量は、自己容量 C_R と、任意の拘束静電容量との両方から計算できることが分かる。一実施形態によれば、帯電端子 T_R は、あらゆる拘束静電容量を実質的に低減するか除去するように、ある高さに上げて配置することができる。拘束静電容量の存在は、すでに論じたように、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間の静電容量測定から判定することができる。

40

【0321】

別個の要素のコイル L_R によって与えられる誘導リアクタンスは、 $j \omega L$ として計算することができる。ここで、 L は、コイル L_R の集中素子としてのインダクタンスである。コイル L_R が分布素子である場合、その等価の端子点の誘導リアクタンスを、従来の手法によって特定することができる。構造 306a を同調させるために、動作周波数において表面導波路にモード整合させる目的のために、位相遅れがウェーブチルトに等しくなるよ

50

うに調整することになる。この条件下では、受信構造は、表面導波路と「モード整合した」と見なしてよい。構造および／またはインピーダンス整合ネットワーク 3 2 4 周りのトランスのリンクは、電力を負荷に繋げるために、プローブと電氣的負荷 3 2 7 との間に挿入することができる。インピーダンス整合ネットワーク 3 2 4 をプローブ端子 3 2 1 と電氣的負荷 3 2 7 との間に挿入することは、電氣的負荷 3 2 7 への最大電力の伝達のための共役整合した条件に影響し得る。

【 0 3 2 2 】

動作周波数における表面電流が存在する中に置かれると、電力は、表面誘導波から電氣的負荷 3 2 7 に送られる。このために、電氣的負荷 3 2 7 は、磁気結合、静電容量結合、または導電性（直接タップによる）結合により、構造 3 0 6 a に結合することができる。結合ネットワークの要素は、集中素子であるか分布素子としてよいことが分かる。

10

【 0 3 2 3 】

図 1 8 B に示す実施形態では、磁気結合が採用されている。ここでは、コイル L_S が、トランス一次コイルとして作用するコイル L_R に対する二次コイルとして配置されている。コイル L_S は、同じコア構造周りにコイルを幾何学的に巻くこと、および、結合した磁束を調整することにより、コイル L_R にリンク結合することができる。さらに、受信構造 3 0 6 a が連続同調共振器を備えているが、並列同調共振器または、適切な位相遅れを有する分布要素共振器さえも、やはり使用することができる。

【 0 3 2 4 】

電磁場に浸されている受信構造が、場からのエネルギーと結合する場合があるが、極性が整合した構造が、結合を最大化することにより、最もよく作用することが分かる。ここでは、導波モードへのプローブ結合に関する従来のルールが見られる。たとえば、 TE_{20} （横方向電気モード）導波路プローブが、 TE_{20} モードで励起された従来の導波路からエネルギーを抽出するのに最適である場合がある。同様に、これら場合では、モード整合し、位相整合した受信構造は、表面で誘導波からの電力を結合するために最適化され得る。損失性導電性媒体 2 0 3 の表面上の、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 によって励起された誘導表面波は、開いた導波路の導波モードと見なされ得る。導波路の損失を除き、電源のエネルギーが完全に回復され得る。有用な受信構造は、E 場結合されたか、H 場結合されたか、表面電流が励起される場合がある。

20

【 0 3 2 5 】

受信構造は、受信構造の近くでの損失性導電性媒体 2 0 3 の局所的特性に基づいて、誘導表面波との結合を増大するか最大化するように調整され得る。これを達成するために、受信構造の位相遅れ（ ϕ ）は、受信構造における表面進行波のウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合するように調整され得る。適切に構成された場合、受信構造は、複素深さ $z = -d/2$ における完全導電性の像基底面と共振するよう同調させることができる。

30

【 0 3 2 6 】

たとえば、図 1 8 B の同調共振器 3 0 6 a を備え、コイル L_R 、および、コイル L_R と帯電端子 T_R との間に接続された垂直供給線を含む受信構造を考慮する。帯電端子 T_R が、損失性導電性媒体 2 0 3 の上の規定の高さに位置していると、コイル L_R および垂直供給線の総位相シフト ϕ は、同調共振器 3 0 6 a の位置におけるウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合し得る。方程式（22）から、ウェーブチルトが漸近的に以下となることを見取ることができる。

40

【 0 3 2 7 】

【 数 9 7 】

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

【 0 3 2 8 】

50

ここで、 ε_r は相対誘電率を含んでおり、 σ_1 は、受信構造の位置における損失性導電性媒体 203 の導電率であり、 ε_0 は自由空間の誘電率である。また、 $\omega = 2\pi f$ であり、ここで、 f は励起周波数である。したがって、ウェーブチルトの角度 (Ψ) は、方程式 (97) から特定され得る。

【0329】

同調共振器 306a の総位相シフト ($\Phi = \theta_c + \theta_y$) は、コイル L_R を通しての位相遅れ (θ_c) と、垂直供給線 (θ_y) の位相遅れとの両方を含んでいる。垂直供給線の導体長さ l_w に沿う空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w l_w$ によって与えられ得る。ここで、 β_w は、垂直供給線導体に関する伝播位相定数である。コイル (または螺旋遅れ線) に起因する位相遅れは $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、 l_c は物理的長さであり、以下は伝播因子である。

10

【0330】

【数98】

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

【0331】

ここで、 V_f は構造上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_p は、速度因子 V_f の結果としての伝播波長である。一方または両方の位相遅れ ($\theta_c + \theta_y$) は、位相シフト Φ をウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合させるように調整され得る。たとえば、タップの位置は、総位相シフトをウェーブチルトの角度に整合させる ($\Phi = \Psi$) ようにコイルの位相遅れ (θ_c) を調整するために、図 18B のコイル L_R 上で調整することができる。たとえば、コイルの一部は、図 18B に示すように、タップ接続によってバイパスされ得る。垂直供給線導体も、コイル L_R にタップを介して接続され得る。タップのコイル上の位置は、総位相シフトをウェーブチルトの角度に整合させるように、調整することができる。

20

【0332】

同調共振器 306a の位相遅れ (Φ) が調整されると、帯電端子 T_R のインピーダンスは、複素深さ $z = -d/2$ における完全導電性の像基底面に関する共振に同調するように調整され得る。このことは、コイル L_R および垂直供給線の進行波位相遅れを変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、達成され得る。この調整は、図 9A および 9B に関して記載した調整に類似している。

30

【0333】

複素像平面に対する、損失性導電性媒体 203 を「見下ろす」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【0334】

【数99】

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

40

【0335】

ここで、 $\beta_o = \omega \sqrt{(\mu_0 \varepsilon_0)}$ である。地球上の垂直に偏光された供給源に関して、複素像平面の深さは以下によって与えられ得る。

【0336】

【数100】

$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1} \quad (100)$$

【0337】

50

ここで、 μ_1 は損失性導電性媒体 203 の透磁性であり、 $\varepsilon_1 = \varepsilon_r \varepsilon_0$ である。

【0338】

【数101】

同調共振器 306 a の基においては、受信構造内を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、図 9 A に示されているように、 $Z_1 = Z_{base}$ である。端子インピーダンスは以下ようになる。

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

【0339】

10

ここで、 C_R は、帯電端子 T_R の自己容量であり、同調共振器 306 a の垂直供給線導体を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【0340】

【数102】

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

【0341】

また、同調共振器 306 a のコイル L_R を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

20

【0342】

【数103】

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

【0343】

損失性導電性媒体 203 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、同調共振器 306 a を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) に整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。

30

【0344】

次に図 18 C を参照すると、受信構造の頂部に帯電端子 T_R を含まない同調共振器 306 b の例が示されている。この実施形態では、同調共振器 306 b は、コイル L_R と帯電端子 T_R との間に結合した垂直供給線を含んでいない。したがって、同調共振器 306 b の総位相シフト (Φ) は、コイル L_R を通しての位相遅れ (θ_c) のみを含んでいる。図 18 B の同調共振器 306 a のように、コイルの位相遅れ θ_c は、方程式 (97) から特定されたウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合するように調整され得、これにより、 $\Phi = \Psi$ との結果となる。電力の抽出が表面導波モードに結合した受信構造で可能であるが、帯電端子 T_R によって提供された可変無効負荷なしでは、誘導表面波との結合を最大化するように受信構造を調整することは困難である。

40

【0345】

図 18 D を参照すると、受信構造を調整して、損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート 180 が示されている。181 で始まり、受信構造が帯電端子 T_R を含んでいる（たとえば、図 18 B の同調共振器 306 a の受信構造）場合、184 において、帯電端子 T_R が損失性導電性媒体 203 上の規定の高さに配置される。表面誘導波が誘導表面導波路プローブ 200 によって確立されているため、帯電端子 T_R の物理的高さ (h_p) は、有効高さの物理的高さより下とすることができる。物理的高さは、帯電端子 T_R の拘束された電荷を低減するか最小化するように選択することができる（たとえば、帯電端子の球の直径の 4 倍）。受信構造が帯電端子 T_R を含んでいない（たとえば、図 18 C の同調共振器 306 b の受信構造）

50

場合、フローは 1 8 7 に進む。

【 0 3 4 6 】

1 8 7 では、受信構造の電氣的位相遅れ ϕ が、損失性導電性媒体 2 0 3 の局所的特性によって規定される複素ウェーブチルトの角度 Ψ に整合される。螺旋コイルの位相遅れ (θ_c) および / または垂直供給線の位相遅れ (θ_y) は、 ϕ を、ウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) と等しくするように調整され得る。ウェーブチルトの角度 (Ψ) は、方程式 (8 6) から特定され得る。電氣的位相 ϕ は、次いで、ウェーブチルトの角度に整合され得る。たとえば、電氣的位相遅れ $\phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル L_R の幾何学的パラメータおよび / または垂直供給線導体の長さ (または高さ) を変化させることにより調整することができる。

10

【 0 3 4 7 】

次に 1 9 0 において、帯電端子 T_R の負荷インピーダンスが、同調共振器 3 0 6 a の等価の像平面モデルを共振させるように同調し得る。導電性の像基底面 1 3 9 (図 9 A) の受信構造の下の深さ ($d / 2$) は、方程式 (1 0 0)、および、局所的に測定され得る、受信構造における損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば地球) の値を使用して特定され得る。その複素深さを使用して、像基底面 1 3 9 と、または損失性導電性媒体 2 0 3 の物理的境界 1 3 6 (図 9 A) との間の位相シフト (θ_d) は、 $\theta_d = \beta_0 d / 2$ を使用して特定され得る。損失性導電性媒体 2 0 3 を「見下ろす」ように見られるインピーダンス (Z_{in}) は、次いで、方程式 (9 9) を使用して特定され得る。この共振関係は、誘導表面波との結合を最大化するように考慮され得る。

20

【 0 3 4 8 】

コイル L_R の調整されたパラメータおよび垂直供給導体の長さに基づき、コイル L_R および垂直供給線の速度因子、位相遅れ、および、インピーダンスが特定され得る。さらに、帯電端子 T_R の自己容量 (C_R) は、たとえば方程式 (2 4) を使用して特定され得る。コイル L_R の伝播因子 (β_p) は、方程式 (9 8) を使用して特定され得、垂直供給線のための伝播位相定数 (β_w) は、方程式 (4 9) を使用して特定され得る。コイル L_R および垂直供給線の自己容量および特定された値を使用して、コイル L_R を「見上げる」ように見られる同調共振器 3 0 6 a のインピーダンス (Z_{base}) は、方程式 (1 0 1)、(1 0 2)、および (1 0 3) を使用して特定され得る。

【 0 3 4 9 】

図 9 A の等価の像平面モデルも、図 1 8 B の同調共振器 3 0 6 a に適用される。同調共振器 3 0 6 a は、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の X_{in} の共振要素をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、帯電端子 T_R の負荷インピーダンス Z_R を調整することにより、複素像平面に関して共振するように同調され得る。したがって、同調共振器 3 0 6 a のコイルを「見上げる」物理的境界 1 3 6 (図 9 A) におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろす」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_R は、帯電端子 T_R によって見られる電氣的位相遅れ $\phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_R の静電容量 (C_R) を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面 1 3 9 に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_R を同調させるため反復法を採用してもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

30

40

【 0 3 5 0 】

図 1 9 を参照すると、磁気コイル 3 0 9 は、インピーダンス整合ネットワーク 3 3 3 を通して電氣的負荷 3 3 6 に結合された受信回路を備えている。誘導表面波からの電力の受信および / または抽出を促進するために、磁気コイル 3 0 9 は、誘導表面波の磁束 H_ψ が磁気コイル 3 0 9 を通過し、それにより、磁気コイル 3 0 9 内に電流を誘導し、その出力端子 3 3 0 において端子点電圧を生成するように、配置してもよい。単一巻き数のコイルに結合された誘導表面波の磁束は、以下によって示されている。

【 0 3 5 1 】

50

【数 1 0 4】

$$\mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_0 \vec{H} \cdot \hat{n} dA \quad (104)$$

ここで、 $\mathcal{F}$ は結合された磁束であり、 μ_r は、磁気コイル309のコアの有効な相対透磁性であり、 μ_0 は自由空間の透磁性であり、 $\vec{H}$ は入射磁界の強度ベクトルであり、 $\hat{n}$ は、巻回の断面エリアに垂直な単位ベクトルであり、 A_{CS} は、各ループによって囲まれた面積である。

【0352】

10

磁気コイル309の断面エリアにわたって一様な入射磁界との最大の結合に適合したN巻の磁気コイル309に関して、磁気コイル309の出力端子330において表れる開回路に誘導された電圧は、以下ようになる。

【0353】

【数 1 0 5】

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

【0354】

20

ここで、変数は上述のように規定される。磁気コイル309は、可能性のあるケースとして、誘導表面波の周波数に、分配共振器として、または、その出力端子330の両側のコンデンサと、同調され得、次いで、共役インピーダンス整合ネットワーク333を通して外部の電氣的負荷336とインピーダンスが整合する。

【0355】

磁気コイル309および電氣的負荷336によって与えられる、結果として得られる回路は、適切に調整され、インピーダンス整合ネットワーク333を介して共役インピーダンスが整合されると推定すると、磁気コイル309内に誘導された電流が、電氣的負荷336に最適に給電するように採用することができる。磁気コイル309によって与えられた受信回路は、物理的に接地されている必要がないという利点を有している。

30

【0356】

図18A、18B、18C、および19を参照すると、線形プローブ303、モード整合構造306、および磁気コイル309によって与えられた各受信回路は、各々が、上述の誘導表面導波路プローブ200の実施形態のいずれか1つから伝達される電力の受信を促進する。このため、受信されたエネルギーは、電氣的負荷315/327/336を、共役整合ネットワークを介して給電するために使用できることが分かる。このことは、放射電磁場の形態で伝達された、受信機で受信される場合がある信号と相反している。そのような信号は、かなり低い有効電力を有し、そのような信号の受信機は、伝達器をロードしない。

【0357】

40

線形プローブ303、モード整合構造306、および磁気コイル309によって与えられた各受信回路が、誘導表面導波路プローブ200に適用された励起源212（たとえば、図3、12、および16）をロードし、それにより、そのような受信回路が受ける誘導表面波を生成することも、上述の誘導表面導波路プローブ200を使用して生成された本誘導表面波の特性である。このことは、上述の所与の誘導表面導波路プローブ200によって生成される誘導表面波が伝達線モードを含むという事実を反映している。比較として、放射電磁波を生成する放射アンテナを駆動させる動力源は、採用される受信機の数に関わらず、受信機によってはロードされていない。

【0358】

したがって、1つもしくは複数の誘導表面導波路プローブ200および1つもしくは複

50

数の線形プローブ 303 の形態の受信回路、同調されたモード整合構造 306、ならびに / または、磁気コイル 309 は、ともに、無線分配システムを形成することができる。上に説明した誘導表面導波路プローブ 200 を使用した誘導表面波の伝達距離が周波数に基づく場合、無線電力分配が広いエリアにわたって、地球規模でさえ達成され得ることが可能である。

【0359】

従来の無線電力伝達 / 分配システムは今日、放射場、および、誘導性または無効近接場に結合したセンサからの「エネルギーハーベスティング」を含み、広く研究されている。対照的に、本無線給電システムは、妨げられていなければ永遠に失われる、放射の形態の電力を浪費しない。本件に開示された無線給電システムが、従来の相互リアクタンスに結合した近接場システムのように、極めて狭い範囲に限定されることもない。本明細書に開示の無線給電システムは、新規の表面誘導伝達線モードにプローブ結合し、このことは、導波路によって電力を負荷に送ること、または、遠方の発電機に直接線で繋がれた負荷に電力を送ることと等価である。伝達場の強度を維持するのに必要な電力と、表面導波路内で消散する電力（極めて低い周波数においては、60 Hz における従来の高電圧電力線の伝達損失に比べて重要ではないため）を考慮しないことで、発電機の電力はすべて、所望の電気的負荷のみに行く。電気的負荷の要請が切断された場合、供給源の発電機は相対的にアイドル状態になる。

10

【0360】

つぎに図 20A ~ 20E を参照すると、以下の記載を参照して使用される様々な概略図の例が示されている。特に図 20A を参照すると、誘導表面導波路プローブ 200a、200b、200c、200e、200d もしくは 200f のいずれか 1 つまたはその任意の変形例を表す図が示されている。以下の図面および説明において、この図の描写は、誘導表面導波路プローブ P と称される。以下の説明において、任意の誘導表面導波路プローブ P への任意の言及は、誘導表面導波路プローブ 200a、200b、200c、200e、200d もしくは 200f またはその変形例のいずれか 1 つへの言及である。

20

【0361】

同様に、図 20B を参照すると、線形プローブ 303（図 18A）、同調共振器 306（図 18B ~ 18C）、または磁気コイル 309（図 19）のいずれか 1 つを備えることができる誘導表面波受信構造を表す図が示されている。以下の図面および説明において、この符号の描写は、誘導表面波受信構造 R と称される。以下の説明において簡略化するために、誘導表面波受信構造 R への任意の言及は、線形プローブ 303、同調共振器 306、磁気コイル 309 またはその変形例のいずれか 1 つへの言及である。

30

【0362】

さらに、図 20C を参照すると、線形プローブ 303（図 18A）を具体的に表す図が示されている。以下の図面および説明において、この符号の描写は、誘導表面波受信構造 R_p と称される。以下の説明において簡略化するために、誘導表面波受信構造 R_p への任意の言及は、線形プローブ 303 またはその変形例への言及である。

【0363】

さらに、図 20D を参照すると、同調共振器 306（図 18B ~ 18C）を具体的に表す図が示されている。以下の図面および説明において、この符号の描写は、誘導表面波受信構造 R_r と称される。以下の説明において簡略化するために、誘導表面波受信構造 R_r への任意の言及は、同調共振器 306 またはその変形例への言及である。

40

【0364】

さらに、図 20E を参照すると、磁気コイル 309（図 19）を具体的に表す図が示されている。以下の図面および説明において、この符号の描写は、誘導表面波受信構造 R_m と称される。以下の説明において簡略化するために、誘導表面波受信構造 R_m への任意の言及は、磁気コイル 309 またはその変形例への言及である。

【0365】

図 21 を参照すると、様々な実施形態にかかるネットワーク環境 400 の 1 つの例が示

50

されている。ネットワーク環境 400 は、ネットワーク 412 を介して様々な装置とデータ通信するコンピューティング環境 403 を含む。ネットワーク環境 400 はまた、ネットワーク 412 を介して様々な装置とデータ通信する外部サーバ 406 を含む。さらに、ネットワーク環境 400 は、励起源 424 に結合された誘導表面導波路プロープ P を含む。励起源 424 は、例えば、上述したように、発電機または他の種類の電源を備えることができる。励起源 424 は、ネットワーク 412 に結合され、記載されるように、ネットワーク 412 を介して受信した様々な信号によって制御される。ネットワーク環境 400 は、さらに、誘導表面導波路プロープ P によって生成された誘導表面波によって電力供給される検知装置 409 を含む。検知装置 409 はまた、記載されるように、ネットワーク上の装置と通信する。

10

【0366】

様々な実施形態によれば、コンピューティング環境 403 は、1 つ以上のデータストア 418 およびオペレーションアプリケーション 421 を含む。1 つ以上のデータストア 418 は、データ表現装置 427 を含む。各装置 427 に関連付けられているものは、パラメータデータ 430、位置データ 433、および / または識別データ 436 である。検知装置 409 は、誘導表面波受信構造 R と、インピーダンス整合ネットワーク 439 と、電源回路 442 と、電気負荷 445 と、潜在的に他の要素とを含む。1 つの実施形態によれば、電気負荷 445 は、誘導表面導波路プロープ P に結合された励起源における負荷として経験される。

【0367】

20

オペレーションアプリケーション 421 は、ネットワーク 412 を介して励起源 424 および外部サーバ 406 と通信する。オペレーションアプリケーション 421 は、誘導表面波を生成するように誘導表面導波路プロープ P に電力を導くように励起源 424 を向ける。オペレーションアプリケーション 421 はまた、ネットワーク 412 を介して検知装置 409 と通信し、検知装置 409 は、無線データ信号を使用して通信を行う。

【0368】

誘導表面波受信構造 R は、陸上の媒体に沿って移動する誘導表面波 415 から電気エネルギーを取得するように構成されている。例えば、励起源 424 は、誘導表面導波路プロープ P に印加される電力を生成する。励起源 424 は、ネットワーク 412 を介してオペレーションアプリケーション 421 によって制御されることができる。誘導表面導波路プロープ P は、誘導表面波 415 を伝達する。誘導表面波受信構造 R は、上述したように、誘導表面波 415 から電気エネルギーを取得する。

30

【0369】

1 つの実施形態によれば、誘導表面導波路プロープ P は、検知装置 409 に対してローカルに配置されている。他の実施形態において、誘導表面導波路プロープ P は、検知装置 409 から数百および / または数千マイル離れて配置されている。いくつかの実施形態において、励起源 424 は、コンピューティング環境 403 において実行される要素が誘導表面波 415 の起動を開始できるようにネットワーク 412 に通信可能に接続されている。他の実施形態において、励起源 424 は、USB を介してなど、周辺機器としてコンピューティング環境 403 に結合されている。ネットワーク 412 は、例えば、インターネット、イントラネット、エクストラネット、ワイド・エリア・ネットワーク (WAN)、ローカル・エリア・ネットワーク (LAN)、有線ネットワーク、無線ネットワーク、もしくは他の適切なネットワークなど、またはそのような 2 つ以上のネットワークの任意の組み合わせを含むことができる。例えば、そのようなネットワークは、衛星ネットワーク、ケーブルネットワーク、イーサネットネットワーク、および他の種類のネットワークを含むことができる。

40

【0370】

図 22A ~ 22E を参照すると、検知装置 409a、409b、409c、409d、および 409e として示される検知装置 409 の様々な実施形態が示されている。検知装置 409a、409b、409c、409d、および 409e は、例えば、図 21 を参照

50

して記載されるように、誘導表面波受信構造 R と、インピーダンス整合ネットワーク 4 3 9 と、電源回路 4 4 2 とを含む。1つの実施形態によれば、電源回路 4 4 2 は、電力整流器と、直流 (D C) 電圧出力を生成するように構成されたコンデンサとを含むことができる。いくつかの実施形態において、電源回路 4 4 2 はまた、コンデンサおよび / またはバッテリーを含む蓄電回路、整流器の出力に対する平滑用コンデンサ、変圧器、 D C チョークまたは誘導表面導波受信構造 R から得られる入力電圧に基づいて適切な出力電圧を生成するために必要とみなされる他の要素のうちの 1 つ以上を含む。

【 0 3 7 1 】

図 2 2 A において、様々な実施形態にかかる検知装置 4 0 9 a が示されている。検知装置 4 0 9 a は、電気負荷 4 4 5 a を含む。電気負荷 4 4 5 a は、電源回路 4 4 2、信号生成回路 4 4 8、R F 信号送信機 4 5 1、および / または潜在的に他の要素を備える。信号生成回路 4 4 8 は、R F 信号送信機 4 5 1 に通信可能に結合されている。信号生成回路 4 4 8 および R F 信号送信機 4 5 1 は、電源回路 4 4 2 に結合されている。いくつかの実施形態において、結合は、電源回路 4 4 2 に対して間接的である。非限定的な例として、R F 信号送信機 4 5 1 は、信号生成回路 4 4 8 から電力を受信することができ、信号生成回路 4 4 8 は、電源回路 4 4 2 によって電力供給される。

【 0 3 7 2 】

1つの実施形態によれば、信号生成回路 4 4 8 は、R F 信号送信機 4 5 1 を介して送信のための特定周波数を生成する。信号生成回路 4 4 8 によって生成された周波数は、ハードウェアにおいて固定されることができる。信号生成回路 4 4 8 は、単一の周波数のみを生成することができ、周波数は、基本周波数の倍数に固定されることができる。いくつかの実施形態において、周波数は、発振を形成するために結晶に電圧を印加することによって生成される。基本周波数の倍数は、コンピューティング装置上のハードウェアまたはソフトウェアにおいて実行される位相ロックループロジックを必要とすることができる。周波数は、メモリにプログラムで設定されてもよい。1つの実施形態において、信号生成回路 4 4 8 は、R F 信号送信機 4 5 1 を介した送信のためにパケット化メッセージを生成する。これらのメッセージは、検知装置 4 0 9 a に固有の識別子を含むことができる。メッセージは、検知装置 4 0 9 a にデータを関連付けるために使用されることができる。信号生成回路 4 4 8 を介した送信に部分的に基づく三角測量を使用して検知装置 4 0 9 a の位置を検出するために 3 つ以上の R F アンテナが使用されることができる。

【 0 3 7 3 】

図 2 2 B において、様々な実施形態にかかる検知装置 4 0 9 b が示されている。検知装置 4 0 9 b は、電気負荷 4 4 5 b を含む。電気負荷 4 4 5 b は、電源回路 4 4 2 と、位置決め回路 4 5 4 と、コンピューティング装置 4 5 7 と、無線回路 4 6 0 と、潜在的に他の要素とを含むことができる。コンピューティング装置 4 5 7 は、位置決め回路 4 5 4 および / または無線回路 4 6 0 に通信可能に結合されることができる。インピーダンス整合ネットワーク 4 3 9 および / または電源回路 4 4 2 は、位置決め回路 4 5 4、コンピューティング装置 4 5 7、および / または無線回路 4 6 0 に結合されることができる。

【 0 3 7 4 】

1つの実施形態によれば、位置決め回路 4 5 4 は、遠隔送信装置からグローバル測位信号を受信するように構成された G P S 回路を含む。位置決め回路 4 5 4 は、R F 受信機および / または送信機を含むことができる。この実施形態において、位置決め回路 4 5 4 は、検知装置 4 0 9 b の現在位置を計算するために信号から位相および時間を読み取る。グローバル測位信号は、全地球測位用に意図された 1 つ以上の衛星および / または 1 つ以上の表面導波路プローブから到来する。他の実施形態において、位置決め回路 4 5 4 は、遠隔送信装置からの送信を受信し、伝送の信号強度を判定する。位置決め回路 4 5 4 は、送信の信号強度の一部に基づいて検知装置 4 0 9 b の現在位置を計算することができる。コンピューティング装置は、R F 送信のデジタル表現を受信し、検知装置 4 0 9 b の位置を計算する。

【 0 3 7 5 】

無線回路 460 は、外部機器とデータを無線送信および受信する回路を含むことができる。1つの実施形態において、無線回路は、3G、4G、LTE、および他の携帯電話データ通信技術などの携帯電話技術を利用する。無線回路は、以下の技術のうちの1つ以上を実装することができる：Zigby、ブルートゥース、WIFI、フラッター、Greenvity、Redpine、Z-Wave、または他の同様の通信技術。コンピューティング装置 457 は、位置決め回路 454 から検知装置 457 の位置を受信し、外部の場所に無線回路 460 を介して位置を送信するように構成されることができる。無線回路 460 は、ワイド・エリア・ネットワーク回路およびローカル・エリア・ネットワーク回路を含むことができる。コンピューティング装置 457 は、ワイド・エリア・ネットワーク回路によって第1のネットワークに対してかつ同時にローカル・エリア・ネットワーク回路によって第2のネットワークに対して無線回路を介して接続するように構成されることができる。

10

【0376】

無線回路 460 は、1つ以上の他の検知装置に対する接続を提供することができる。無線回路 460 は、無線ルーティング機能を含むことができる。無線回路 460 は、ワイド・エリア・ネットワーク回路とローカル・エリア・ネットワーク回路との間のブリッジを提供することができる。例えば、1つ以上の他の検知装置は、ワイド・エリア・ネットワーク回路からメッセージを送信するためにローカル・エリア・ネットワーク回路に接続することによってインターネットにアクセスすることができる。ローカル・エリア・ネットワーク回路は、1つ以上の有線ネットワークを含むことができる。有線ネットワークは、有線ツイスト・ペア・イーサネット、光ファイバ、同軸ケーブル、シリアルまたはパラレルデータ線、電力線、および/または様々な他の媒体を介して通信信号を搬送することができる。有線ネットワークは、TCP/IP、UDP、USB、クロックド・データ信号、RS485、RS232、X10、Insteon、および他の公知の方法などの通信技術を使用することができる。スレーブ検知装置 409b は、無線回路 460 においてワイド・エリア・ネットワーク機能を排除してもよく、むしろ他の検知装置 409b のローカル・エリア回路に接続してもよい。

20

【0377】

図 22C において、様々な実施形態にかかる検知装置 409c が示されている。検知装置 409c は、電気負荷 445c を含むことができる。電気負荷 445c は、電源回路 442 と、物理的パラメータセンサ 463 と、コンピューティング装置 457 と、無線回路 460 と、潜在的に他の要素とを含むことができる。物理的パラメータセンサ 463 は、インピーダンス整合ネットワーク 439 および/または電源回路 442 に結合されることができる。物理的パラメータセンサ 463 は、物理的パラメータセンサ 463 に対してローカルな物理的環境に関連する物理的パラメータを測定するように構成されている。物理的パラメータセンサ 463 は、様々な異なる物理的パラメータを検知するように構成されることができる。物理的パラメータセンサ 463 によって測定された物理的パラメータは、物理的パラメータセンサに対してローカルな物理的環境に関連付けることができる。物理的パラメータセンサ 463 を説明するために本願明細書において使用される場合、ローカルは、検知装置 409c の近傍内で検知することをいう。例えば、物理的パラメータセンサ 463 は、検知装置 409c に対してローカルな温度を検知することができるが、測定された熱を発する任意の熱源は、検知装置 409c に対してローカルである必要はない。他の例として、物理的パラメータセンサ 463 は、ガス、化学物質、および他の物質などの所定の物質の存在を検知するように構成されてもよい。

30

40

【0378】

いくつかの実施形態において、検知装置 409c は、赤外線または紫外線を放射および受信する運動、移動、または記録画像もしくは映像を追跡するためにレーダを放射および受信するなどの能動的要素を備える。能動的レーダ要素は、遠い物理的物品からのレーダ波を反射して検知装置 409c に対してローカルな得られた反射波を検知することができる。物理的パラメータは、雲の高さ、温度、湿度、雨および雪の存在、降雨および降雪量

50

、風速および風向、他の天候パラメータ、海波の高さ、記録映像もしくは撮像写真からの光、様々なバイオセンサ、心拍数、および血圧を含むことができる。物理的パラメータはまた、ガス、化学薬品、および他の物質などの所定の物質の存在を含んでもよい。

【0379】

無線回路460は、物理的パラメータセンサ463に通信可能に結合されることができる。無線回路460は、物理的パラメータセンサ463からの物理的パラメータ測定値を送信することができる。無線回路460は、連続的に物理的パラメータ測定値を送信することができるかまたは所定間隔で物理的パラメータ測定値を送信することができる。コンピューティング装置457は、物理的パラメータセンサ463からの物理的パラメータ測定値を取得することができる。コンピューティング装置457は、コンピューティング環境403（図21）などの所望のエンドポイントに対して無線回路460を介して物理的パラメータ測定値を送信することができる。

10

【0380】

図22Dにおいて、様々な実施形態にかかる検知装置409dが示されている。検知装置409dは、電気負荷445dと、送電線475と、電力網478とを含むことができる。電気負荷445dは、電源回路466と、通信回路469と、コンピューティング装置472と、潜在的に他の要素とを含むことができる。電源回路446および通信回路469は、電力網478に対して送電線475に接続されることができる。通信回路469は、送電線475に通信可能に結合されることができる。通信回路469は、X10、Insteon、PLC-BUS、UPB、および様々な他の電力線通信技術などの技術を使用して電力網4015を介して通信するように構成されることができる。他の実施形態において、通信回路469は、本願明細書に記載されるような様々な無線または有線通信手段を介して通信することができる。

20

【0381】

電力網478は、1つ以上の検知装置484（図23）に接続される。電力網478は、1つ以上の検知装置484に電力を供給する。コンピューティング装置472は、通信回路469に通信可能に結合されることができる。コンピューティング装置472は、通信回路469を介してデータを送信および受信するように構成されることができる。例えば、コンピューティング装置472は、通信回路469を使用して送電線475を介して1つ以上の検知装置484と通信することができる。

30

【0382】

図22Eにおいて、様々な実施形態にかかる検知および/または制御装置409eが示されている。検知および/または制御装置409eは、電気負荷445eを含むことができる。電気負荷445eは、放射を生成するように誘導表面波を利用するように構成された制御回路481を含むことができる。制御回路481は、遠隔街灯、灯台、赤外光、または紫外光などの光源に接続された出力端子を含むことができる。制御回路481は、ヒータや冷蔵庫などの熱源またはヒートシンクを含むことができ、スプリンクラーなどの水用ポンプを含むことができ、誘導表面波415（図21）などの誘導表面波を受信することに応答して出力を制御することができる、および/または電源回路442内のコンデンサおよび/またはバッテリーが空になるまで出力を放射/制御することができる。いくつかの実施形態において、検知および/または制御装置409eは、海洋パイロットのための航行援助として使用される灯台である。さらに他の実施形態において、検知および/または制御装置409eは、敵の領土を点灯するために戦闘において使用される。検知および/または制御装置409eは、冷蔵庫として動作することができる。制御回路481は、低圧側から高圧側へと気体または液体を圧縮するように構成された圧縮機を含むことができる。

40

【0383】

いくつかの実施形態によれば、オペレーションアプリケーション421（図21）は、電源回路442内のコンデンサおよび/またはバッテリーが通常動作下で空にならないのを保証するように構成された間隔で誘導表面波415の出力を開始する。例えば、完全に充

50

電するための動作の長さは、電源回路 4 4 2 における電力の貯蔵量を判定し、電気負荷 4 4 5 e の電力の使用率によって貯蔵量を除算することによって推定されることができる。誘導表面波の送信に必要な周波数は、電源回路 4 4 2 を完全に充電する時間によって除算した動作の長さによって計算することができる。誘導表面波の送信の実際の周波数は、バッテリー寿命の変化、誤りのリスク、および他の理由を考慮して送信に必要な周波数を超えてもよい。

【 0 3 8 4 】

様々な実施形態において、検知および / または制御装置 4 0 9 e および / または検知装置 4 0 9 c は、指定された作物を成長させるための最適な水分を提供するために給水システムの制御と組み合わせられたプラントの地面状態の水分検知の組み合わせなどの農業要素を監視するために組み合わせて使用されることができる。他の実施形態において、温度は、ヒータまたは冷凍素子の制御と組み合わせて測定されることができる。これらの実施形態において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、物理的パラメータを処理するように構成されることができる。

10

【 0 3 8 5 】

図 2 3 を参照すると、様々な実施形態にかかる、電力網 4 7 8 を介して検知装置 4 0 9 d から電力を受信するように構成された遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 が示されている。遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 は、電源回路 4 8 7 と、通信回路 4 9 0 と、コンピューティング装置 4 9 3 と、物理的パラメータセンサ 4 6 3 と、潜在的に他の要素とを含むことができる。いくつかの実施形態において、通信回路 4 9 0、コンピューティング装置 4 9 3、および物理的パラメータセンサ 4 6 3 は、電源回路 4 8 7 に全て電氣的に結合されている。電源回路 4 8 7 は、送電線 4 7 5 を介して電力網 4 7 8 に電氣的に結合されることができる。いくつかの実施形態において、通信回路 4 9 0 は、送電線 4 7 5 および電力網 4 7 8 に通信可能に結合されている。

20

【 0 3 8 6 】

通信回路 4 9 0 は、X 1 0、I n s t e o n、P L C - B U S、U P B、および他の電力線通信技術などの技術を使用して電力網 4 7 8 を介して通信するように構成されることができる。通信回路 4 9 0 は、本願明細書に記載されるような他の有線または無線ネットワークを介して通信するように構成されることができる。コンピューティング装置 4 9 3 は、通信回路 4 9 0 および物理的パラメータセンサ 4 6 3 に通信可能に結合されることができる。コンピューティング装置 4 9 3 は、検知装置 4 0 9 d (図 2 2 d) などの検知装置と通信回路 4 9 0 を介して通信するように構成されている。

30

【 0 3 8 7 】

遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 は、物理的パラメータセンサ 4 6 3 を介して 1 つ以上の物理的パラメータを測定することができる。コンピューティング装置 4 9 3 は、物理的パラメータセンサ 4 6 3 からの測定値を受信し、通信回路 4 9 0 を介して検知装置 4 0 9 d に対して測定値を送信することができる。いくつかの実施形態において、検知装置 4 0 9 d は、検知装置 4 0 9 d のコンピューティング装置 4 5 7 に関連付けられたメモリに 1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 からの測定値を記憶する。いくつかの実施形態において、検知装置 4 0 9 d は、ワイド・エリア・ネットワーク接続を介して遠隔サーバに対して測定値を送信する。

40

【 0 3 8 8 】

図 2 4 A を参照すると、様々な実施形態にかかる検知環境が示されている。検知環境は、誘導表面導波路プローブ P と、コンピューティング環境 4 0 3 と、1 つ以上の検知装置 4 0 9 と、ネットワーク 4 1 2 と、1 つ以上のトランシーバ 4 9 9 とを含む。検知装置 4 0 9 は、無線 (無線周波数 (R F)) 通信経路 5 0 2 を介してトランシーバ 4 9 9 と通信することができる。トランシーバ 4 9 9 は、ネットワーク 4 1 2 に接続されている。いくつかの実施形態において、そのような検知装置 4 0 9 によって送信された信号に基づいて三角測量を使用して検知装置 4 0 9 の位置を判定するために 3 つ以上のトランシーバ 4 9 9 が必要とされる。

50

【0389】

いくつかの実施形態において、検知装置409は、信号生成回路448（図22A）などの信号生成回路を介して固有のRF周波数を生成して放射するために誘導表面波415からの電力信号を利用する。トランシーバ499は、検知装置409から位相、時間、および信号強度を有する固有のRF周波数を受信することができる。時間および信号強度は、コンピューティング環境403に対してネットワーク412を介して送信されることができる。コンピューティング環境403は、トランシーバ499の3つ以上からの時間および信号強度を使用して1つ以上の検知装置409のそれぞれの位置を三角測量することができる。

【0390】

コンピューティング環境403は、三角測量を使用することなく、1つ以上のトランシーバを使用して1つ以上の検知装置409のそれぞれの位置を判定することができる。例えば、コンピューティング環境403は、信号強度に部分的に基づいて、トランシーバ499に対する検知装置409の近接性または検知装置409の可能な位置の範囲を判定することができる。非限定的な例として、検知装置409は、第1のトランシーバ499に対する第1の近接性と、第2のトランシーバ499に対する第2の近接性とを有することができる。コンピューティング環境403は、検知装置409が第1および第2の近接の交差に部分的に基づいて位置することができる低減した可能な位置の範囲を計算することができる。

【0391】

コンピューティング装置457（図22B）は、固有識別子などの任意の識別情報とともにオペレーションアプリケーション421（図21）に対して検知装置409の位置を送信することができる。いくつかの実施形態において、固有識別子は、ハードウェアMACアドレス、IPアドレス、グローバル固有識別子（GUID）、または他の公知の固有識別子とすることができる。固有識別子は、各検知装置409について異なる。1つ以上の検知装置409は、衛星インターネットを介して無線通信することができる。コンピューティング環境403と1つ以上の検知装置との間の通信は、本願明細書に記載された単一の技術または様々な技術を含むことができる。

【0392】

1つの実施形態において、各検知装置409についての可能な位置の範囲は、各検知装置409に関連する位置データ433（図21）へとコンピューティング環境403によって記憶される。他の実施形態において、可能な位置の範囲は、検知装置409の位置を促進するために使用される。コンピューティング環境403は、検知装置409の可能な位置の範囲を判定するために三辺測量を使用することができる。

【0393】

他の実施形態において、位置決め回路454（図22B）は、トランシーバ499からの信号を受信し、信号の位相と時間などの信号からのデータとに基づいて対応する検知装置409の位置を判定する。トランシーバ499は、GPS衛星および/または固定位置を有するRFアンテナ塔とすることができる。いくつかの実施形態において、位置決め回路454において位置が判定される。他の実施形態において、位置決め装置454からの信号特性および任意の信号データは、検知装置409の位置を計算するためにコンピューティング装置457（図22B）によって使用される。他の実施形態において、コンピューティング環境403は、GPS情報またはRFアンテナ塔遠隔サーバの固定位置を取得することができ、位置の判定を促進および/または容易とするために1つ以上の検知装置409に対してデータを送信することができる。

【0394】

非限定的な例として、トランシーバ499がGPS衛星である場合、コンピューティング環境403は、インターネット接続を介して遠隔サーバからGPS衛星の軌道情報を取得することができる。軌道情報は、暦データ、基準位置データ、および/または1つ以上の基準時間のうちの1つ以上を含むことができる。コンピューティング環境は、位置決め

10

20

30

40

50

回路 4 5 4 がより遅い G P S データ信号を介して軌道情報をダウンロードしなければならないのを防止するために、軌道情報によって位置決め回路 4 5 4 (図 2 2 B) などの G P S 回路を初期化することができる。例えば、コンピューティング環境 4 0 3 は、位置判定速度を向上させるためにアシスト全地球測位システム (A G P S) を使用することができる。

【 0 3 9 5 】

図 2 4 B を参照すると、様々な実施形態にかかる検知環境が示されている。検知環境は、誘導表面導波路プロープ P と、コンピューティング環境 4 0 3 と、1 つ以上の検知装置 4 0 9 と、ネットワーク 4 1 2 と、1 つ以上のマスタ検知装置 5 1 7 と、潜在的に他の要素とを含む。マスタ検知装置 5 1 7 は、本願明細書において記載されたマスタ機能を実行するように構成された検知装置 4 0 9 を備える。

10

【 0 3 9 6 】

マスタ検知装置 5 1 7 は、他の検知装置 4 0 9 からの通信を受信しかつ無線回路 4 6 0 におけるワイド・エリア・ネットワーク回路を使用してコンピューティング環境 4 0 3 に対して再送信するために (必要に応じてホストまたはマスタとして) 無線回路 4 6 0 におけるローカル・エリア・ネットワーク回路を使用する。検知装置は、通信経路 5 2 0 などのマスタ検知装置 5 1 7 に接続することによってコンピューティング環境に対して通信することができる。検知装置 4 0 9 は、例えば、ローカル・エリア通信経路 5 2 3 として示されるような Z i g b y などのグリッド形式ネットワークを介して、仲介検知装置 4 0 9 を使用してマスタ検知装置 5 1 7 を介して通信することができる。

20

【 0 3 9 7 】

様々な実施形態において、検知装置 4 0 9 からの通信は、様々な層におけるメッセージのルーティングのために追加データを含むことができる。I S O 標準の開放型システム間相互接続モード (O S I) のネットワークおよびトランスポート層は、追加のまたは異なるデータを含むことができおよび / または変更されることができる一方で、とりわけアプリケーション層は不変のままとすることができる。例えば、U D P メッセージの有効期間の値は、マスタ検知装置 5 1 7 よりも検知装置 4 0 9 について高く設定されることができ、または、ルーティング情報は、マスタ検知装置 5 1 7 がネットワークアクセス変換層を含む場合、マスタ検知装置 5 1 7 によって変更されることができる。

【 0 3 9 8 】

30

図 2 4 C を参照すると、様々な実施形態にかかる検知環境が示されている。検知環境は、誘導表面導波路プロープ P と、コンピューティング環境 4 0 3 と、1 つ以上の検知装置 4 0 9 d と、ネットワーク 4 1 2 と、電力網 4 7 8 と、1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 とを含む。検知装置 4 0 9 d は、ネットワーク 4 1 2 に対して無線接続を介して通信することができる。検知装置 4 0 9 d は、電力網 4 7 8 を介して 1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 に電氣的に結合される。検知装置 4 0 9 d は、誘導表面波から電力を受信する。検知装置 4 0 9 d は、電力網 4 7 8 を介して 1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 に対して誘導表面波から受信した電力を提供する。

【 0 3 9 9 】

1 つの実施形態によれば、検知装置 4 0 9 d は、複数の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 に対して誘導表面波からの電力を供給し、複数の遠隔物理的パラメータセンサのそれぞれは、異なる物理的パラメータを検知する。さらに、検知装置 4 0 9 d は、1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 に通信可能に結合される。検知装置 4 0 9 d は、ネットワーク 4 1 2 介してコンピューティング環境 4 0 3 に対して 1 つ以上の遠隔物理的パラメータセンサ 4 8 4 からの物理的パラメータ値を含むメッセージをルーティングすることができる。1 つの実施形態において、検知環境は、天候を測定するために様々な遠隔物理的パラメータセンサを含む遠隔天候ステーションである。

40

【 0 4 0 0 】

つぎに図 2 5 を参照すると、様々な実施形態にかかるオペレーションアプリケーション 4 2 1 (図 2 1) の一部の動作の 1 つの例を提供するフローチャートが示されている。図

50

25のフローチャートは、本願明細書に記載されるオペレーションアプリケーション421の一部の動作を実装するために使用されることができ多くの異なる種類の機能構成の例を単に提供するにすぎないことが理解される。代替として、図25のフローチャートは、1つ以上の実施形態にかかるコンピューティング環境403(図21)において実装される方法の要素の例を示すとみなすことができる。

【0401】

オペレーションアプリケーション421は、1つ以上の検知装置409に電力を供給するために励起源424を介してなど誘導表面波の送信を開始する。1つ以上の検知装置409に電力を供給すると、オペレーションアプリケーション421は、1つ以上の周波数における1つ以上の検知装置409のそれぞれからの送信を聴取する。オペレーションアプリケーション421が1つ以上の検知装置409のいずれかからの信号を受信した場合、オペレーションアプリケーション421は、送信した検知装置409の位置を三角測量し、データストアに位置を記憶する。

10

【0402】

ボックス535において、オペレーションアプリケーション421は、処理を開始することができる。処理は、タイマーで開始されることができ、ループ内で継続的に実行されることができ、起こる様々なイベントによって開始されることができ、および/または様々な他の既知の方法によって開始されることができ。そして、ボックス538において、オペレーションアプリケーション421は、誘導表面波の起動を開始する。例えば、オペレーションアプリケーション421は、誘導表面波415(図21)の起動を開始するように励起源424(図21)を介して誘導表面導波路プローブP(図21)に対して電力信号を供給することができる。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブPは、継続的な誘導表面波415を発する。他の実施形態において、誘導表面導波路プローブPは、一定間隔で誘導表面波415を発するか、または発射時間は経時的に変化してもよい。

20

【0403】

そして、ボックス541において、オペレーションアプリケーション421は、1つ以上のトランシーバからの検知装置409由来の送信到来を聴取する。1つ以上のトランシーバ499は、検知装置409aなどの1つ以上の検知装置409からの送信を所定の周波数で聴取することができる。送信が受信されると、オペレーションアプリケーション421は、周波数、信号強度、および他の情報の指示を受信することができる。いくつかの実施形態において、特定の周波数は、聴取のために利用可能な周波数の範囲に基づいている。他の実施形態において、周波数は、データストア2219(図45)に記憶された検知装置409に関連する固有周波数送信に対応する。複数の検知装置409が同じ周波数で送信する場合、検知装置409が互いに干渉しないのを確実にするために様々な送信衝突回避法が使用されることができる。

30

【0404】

オペレーションアプリケーション421は、各周波数についてのタイムアウト期間だけ聴取するようにトランシーバ499に指示することができ、または周波数についての応答が受信された最後の時刻に基づいて様々なタイムアウト期間だけ聴取することができる。非限定的な例として、特定周波数が位置RF受信機2109によって聴取された以前の時間に送信が特定周波数において受信された検知装置409のためにより長いタイムアウト期間が存在することができるのに対して、送信が長期間受信されていない検知装置409のために短いタイムアウト期間が存在することができる。さらなる例として、オペレーションアプリケーション421は、個々の送信に個々に関連付けられたプロパティを含む様々な周波数送信のそれぞれを識別するために様々な周波数送信を搬送する信号を処理するようにトランシーバ499に指示することができる。オペレーションアプリケーション421はまた、未処理の信号を受信し、個々の送信に個々に関連付けられたプロパティを含む様々な周波数送信のそれぞれを識別することができる。

40

【0405】

50

トランシーバによって聴取される特定周波数または周波数の範囲は、オペレーションアプリケーション 4 2 1 によって制御されることができる。範囲は、高域および低域通過フィルタによって制限されることができる。トランシーバ 4 9 9 はまた、トランシーバ 4 9 9 によって受信された特定周波数を個々に識別するために、帯域通過フィルタを使用するか、またはハードウェアまたはソフトウェア（図示しない）における高速フーリエ変換を介してなどの信号処理ロジックを使用するように構成されることができる。

【0 4 0 6】

つぎに、ボックス 5 4 4 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、信号が受信されたかどうかを検出することを含む。信号が受信された場合、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、5 4 7 に移行し、そうでない場合には、オペレーションアプリケーションは、ボックス 5 5 3 に進む。ボックス 5 4 7 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、信号強度に基づいて、検知装置の位置を三角測量すること、および検知装置に関連するデータストアに判定位置を記憶することを含む。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、1 つ以上のトランシーバ 4 9 9 から受信したデータを使用して検知装置 4 0 9 の位置を三角測量することができる。オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、検知装置 4 0 9 に関連する位置データ 4 3 3（図 2 1）を記憶することができる。つぎに、ボックス 5 5 0 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、他の周波数が処理のために利用可能であるかどうかを判定することを含む。他の周波数が利用可能である場合（例えば、はい）、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、ボックス 5 5 3 に進む。そうでない場合、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、終了 5 5 6 に進む。

【0 4 0 7】

ボックス 5 5 3 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、周波数のリストにおける次の周波数を聴取することができる。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、リストにおける次の周波数を聴取するようにトランシーバに指示することができる。リストは、装置 4 2 7（図 2 1）に記憶された検知装置 4 0 9 に関連する固有周波数送信を聴取またはそれに対応するために利用可能な周波数の範囲から構成されることができる。

【0 4 0 8】

つぎに、図 2 6 を参照すると、様々な実施形態にかかるオペレーションアプリケーション 4 2 1（図 2 1）の一部の動作の 1 つの例を提供するフローチャートが示されている。図 2 6 のフローチャートは、本願明細書に記載されるオペレーションアプリケーション 4 2 1 の一部の動作を実装するために使用されることができる多くの異なる種類の機能構成の例を単に提供するにすぎないことが理解される。代替として、図 2 6 のフローチャートは、1 つ以上の実施形態にかかるコンピューティング環境 4 0 3（図 2 1）において実装される方法の要素の例を示すとみなすことができる。

【0 4 0 9】

オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、検知装置 4 0 9 からのメッセージを聴取する。メッセージを受信すると、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、メッセージを処理し、メッセージから位置データおよび固有識別情報を抽出する。送信検知装置 4 0 9 についての位置データは、検知装置 4 0 9 に対応する固有識別子に関連付けられたデータストア 4 1 8 に記憶される。

【0 4 1 0】

ボックス 5 5 9 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、ボックス 5 3 8 に進むことによって処理を開始することができる。処理は、タイマーで開始されることができ、ループ内で継続的に実行されることができ、起こる様々なイベントによって開始されることができ、および/または様々な他の既知の方法によって開始されることができる。そして、ボックス 5 6 2 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、検知装置 4 0 9 からのメッセージの送信を聴取する。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、ソケット接続を開放して聴取することができる。いくつかの実施形態において

、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、所定のポート番号において到来する T C P / I P ソケット接続を聴取して受け入れた後、T C P / I P ソケット上のパケットを聴取する。他の実施形態において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、U D P パケットについての所定のポート番号において聴取する。他の実施形態において、R e s t f u l ウェブサービス、S O A P、X M L、H T T P P o s t および G e t、ならびに様々な他の技術などのウェブベースの技術が使用可能である。ボックス 5 6 5 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、メッセージが受信されたかどうかを検出すること、検出された場合にメッセージを受信すること、および検出されない場合には聴取し続けることを含む。例えば、メッセージは、装置の位置、装置についての固有識別子、データの様々な他の部分、ならびにデータをパッケージ、送信、およびアンパッケージするのに必要な任意のプロトコルまたは送信要素を含むことができる。いくつかの実施形態において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、メッセージが受信されるかまたはタイムアウトが発生するまで聴取する。他の実施形態において、ボックス 5 6 5 は、イベント駆動型であってもよく、割り込みおよび / または他の手段を介してメッセージを受信すると非同期に発生してもよい。他の実施形態において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、他のスレッドにおけるメッセージを処理している間に 1 つのスレッドにおいて送信を連続的に聴取する。

10

【 0 4 1 1 】

ボックス 5 6 8 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、検知装置 4 0 9 から受信したメッセージの処理を含む。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、到来メッセージ送信に対するマッピングデータフィールドなど、メッセージからデータを抽出し、メモリにおいて到来送信値を変数に変換することができる。ボックス 5 7 1 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、メッセージから位置データおよび固有識別子を抽出および / または識別することを含む。ボックス 5 7 4 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、データストアに位置を記憶することを含む。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、メッセージを送信した検知装置 4 0 9 についての固有識別子に関連付けられた位置データ 4 3 3 において検知装置 4 0 9 の位置を記憶することができる。いくつかの実施形態において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、他のメッセージの聴取に戻る。他の実施形態において、処理は、メッセージの聴取を停止するのではなく、追加接続およびメッセージを聴取すると同時にメッセージを受信して処理する。

20

30

【 0 4 1 2 】

つぎに、図 2 7 を参照すると、様々な実施形態にかかるオペレーションアプリケーション 4 2 1 (図 2 1) の一部の動作の 1 つの例を提供するフローチャートが示されている。図 2 7 のフローチャートは、本願明細書に記載されるオペレーションアプリケーション 4 2 1 の一部の動作を実装するために使用されることができる多くの異なる種類の機能構成の例を単に提供するにすぎないことが理解される。代替として、図 2 7 のフローチャートは、1 つ以上の実施形態にかかるコンピューティング環境 4 0 3 (図 2 1) において実装される方法の要素の例を示すとみなすことができる。

40

【 0 4 1 3 】

1 つの実施形態によれば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、1 つ以上の検知装置 4 0 9 から物理的パラメータデータを受信し、データストア 4 1 8 にデータを記憶する。例えば、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、1 つ以上の検知装置 4 0 9 に電力を供給する励起源 4 2 4 を介した誘導表面波の起動を開始する。オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、1 つ以上の検知装置 4 0 9 からの送信を聴取し、受信したメッセージを処理する。オペレーションアプリケーションは、受信したメッセージから 1 つ以上の物理的パラメータを抽出し、データストア 4 1 8 において固有識別子に関連付けられた物理的パラメータを記憶する。

【 0 4 1 4 】

ボックス 5 7 7 において、オペレーションアプリケーション 4 2 1 は、ボックス 5 3 8

50

に進むことによって処理を開始することができる。処理は、タイマーで開始されることができ、ループ内で継続的に実行されることができ、起こる様々なイベントによって開始されることができ、および/または様々な他の既知の方法によって開始されることができ。つぎに、ボックス580において、オペレーションアプリケーション421は、検知装置409からのメッセージの送信を聴取する。例えば、オペレーションアプリケーション421は、ソケット接続を開放して送信を聴取することができる。いくつかの実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、所定のポート番号において到来するTCP/IPソケット接続を聴取して受け入れた後、TCP/IPソケット上のパケットを聴取する。他の実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、UDPパケットについての所定のポート番号において聴取する。他の実施形態において、Res 10
tfulウェブサービス、SOAP、XML、HTTP PostおよびGet、ならびに様々な他の技術などのウェブベースの技術が使用可能である。ボックス583において、オペレーションアプリケーションは、メッセージが受信されたかどうかを検出すること、検出された場合にメッセージを受信すること、ボックス583に進むこと(例えば、はい)、または検出されない場合(例えば、いいえ)にはボックス580に進むことによって聴取し続けることを含む。メッセージは、測定値、測定値の編集、生センサデータ、1つ以上の映像、1つ以上の画像、またはデータの様々な他の部分、およびデータをパッケージ、送信、およびアンパッケージするのに必要な任意のプロトコルまたは送信要素を含むことができる本願明細書に記載されるような物理的パラメータセンサに関連するデータ 20
を含むことができる。いくつかの実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、メッセージが受信されるかまたはタイムアウトが発生するまで聴取する。他の実施形態において、ボックス583は、イベント駆動型であってもよく、割り込みおよび/または他の手段を介してメッセージを受信すると非同期に発生してもよい。他の実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、他のスレッドにおけるメッセージを処理している間に1つのスレッドにおいて送信を連続的に聴取する。

【0415】

ボックス586において、オペレーションアプリケーション421は、検知装置409から受信したメッセージを処理する。検知装置409は、物理的パラメータを測定することができ、オペレーションアプリケーション421に対して物理的パラメータ測定値を送信することができる。オペレーションアプリケーション421は、検知装置409からの 30
メッセージを処理し、ボックス589に進むことができる。ボックス589において、オペレーションアプリケーション421は、メッセージからのデータおよび送信検知装置409についての固有識別子を抽出する。ボックス592において、オペレーションアプリケーション421は、送信検知装置409に関連付けられたパラメータデータ430(図21)におけるデータを記憶する。例えば、オペレーションアプリケーション421は、メッセージを送信した検知装置409cについての固有識別子に関連付けられたデータストア418に検知装置409cからのデータを記憶することができる。いくつかの実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、他のメッセージの聴取に戻る。他の実施形態において、オペレーションアプリケーション421は、メッセージの聴取を停止するのではなく、追加接続およびメッセージを聴取すると同時にメッセージを受信し 40
て処理する。

【0416】

図28を参照すると、本開示の実施形態にかかる、コンピューティング環境403(図21)において使用されるコンピューティング装置、コンピューティング装置457(図22Bおよび図22C)、コンピューティング装置472(図22D)およびコンピューティング装置493(図23)などのコンピューティング装置643の概略ブロック図が示されている。コンピューティング環境403は、1つ以上のコンピューティング装置643を含む。各コンピューティング装置643は、例えば、双方ともローカルインターフェース658に結合されているプロセッサ646およびメモリ655を有する少なくとも 50
1つのプロセッサ回路を含む。この目的のために、各コンピューティング装置643は、

例えば、少なくとも1つのサーバコンピュータまたは同様の装置を備えることができる。ローカルインターフェース658は、例えば、理解することができるように、付随するアドレス/制御バスまたは他のバス構造を有するデータバスを備えることができる。

【0417】

メモリ655に記憶されているものは、データおよびプロセッサ646によって実行可能ないくつかのコンポーネントの双方である。具体的には、メモリ655に記憶されかつプロセッサ646によって実行可能なものは、コンピューティング装置457、472および493上で実行されるオペレーションアプリケーション421およびアプリケーション、ならびに潜在的に他のアプリケーションである。また、メモリ655に記憶されるものは、データストア418(図21)および他のデータとすることができる。さらに、オペレーティングシステムは、メモリ655に記憶されかつプロセッサ646によって実行可能とすることができる。

10

【0418】

理解することができるように、メモリ655に記憶されかつプロセッサ646によって実行可能な他のアプリケーションが存在することができることが理解される。本願明細書において記載される任意のコンポーネントがソフトウェアの形態で実装される場合、複数のプログラミング言語のいずれかは、例えば、C、C++、C#、オブジェクト型C、Java(登録商標)、JavaScript(登録商標)、Perl、PHP、Visual Basic(登録商標)、Python(登録商標)、Ruby、Flash(登録商標)、または他のプログラミング言語などを使用することができる。

20

【0419】

複数のソフトウェアコンポーネントがメモリ655に記憶され、プロセッサ646によって実行可能である。この点において、用語「実行可能」は、プロセッサ646によって最終的に実行可能な形態であるプログラムファイルを意味する。実行可能プログラムの例は、例えば、メモリ655のランダムアクセス部にロード可能な形態でマシンコードに変換されかつプロセッサ646によって実行されることができるコンパイルされたプログラム、メモリ655のランダムアクセス部にロード可能なオブジェクトコードなどの適切な形式で表すことができかつプロセッサ646によって実行可能なソースコード、またはプロセッサ646によって実行されることになるメモリ655のランダムアクセス部において命令を生成するように他の実行可能プログラムによって解釈されることができるソースコードなどとすることができる。実行可能プログラムは、例えば、ランダム・アクセス・メモリ(RAM)、読み出し専用メモリ(ROM)、ハードドライブ、ソリッドステート・ドライブ、USBフラッシュ・ドライブ、メモリカード、コンパクトディスク(CD)もしくはデジタル多用途ディスク(DVD)などの光ディスク、フロッピーディスク、磁気テープ、または他のメモリコンポーネントを含むメモリ655の任意の部分またはコンポーネントに記憶されることができる。

30

【0420】

メモリ655は、揮発性および不揮発性メモリの双方およびデータ記憶コンポーネントを含むものとして本願明細書において定義される。揮発性コンポーネントは、電力喪失時にデータ値を保持しないものである。不揮発性コンポーネントは、電力喪失時にデータを保持するものである。それゆえに、メモリ655は、例えば、ランダム・アクセス・メモリ(RAM)、読み出し専用メモリ(ROM)、ハードディスク・ドライブ、ソリッドステート・ドライブ、USBフラッシュ・ドライブ、メモリカード・リーダを介してアクセスされるメモリカード、フロッピーディスク・ドライブを介してアクセスされるフロッピーディスク、光ディスクドライブを介してアクセスされる光ディスク、適切なテープドライブを介してアクセスされる磁気テープ、および/または他のメモリコンポーネント、またはこれらのメモリコンポーネントのうちの任意の2つ以上の組み合わせを含むことができる。さらに、RAMは、例えば、スタティック・ランダム・アクセス・メモリ(SRAM)、ダイナミック・ランダム・アクセス・メモリ(DRAM)、または磁気ランダム・アクセス・メモリ(MRAM)および他のそのような装置を含むことができる。ROMは

40

50

、例えば、プログラマブル読み出し専用メモリ（PROM）、消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ（EPROM）、電氣的消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ（EEPROM）、または他の同様のメモリ装置を含むことができる。

【0421】

また、プロセッサ646は、複数のプロセッサ646を表すことができ、および/または、複数のプロセッサコアおよびメモリ655は、それぞれ並列処理回路において動作する複数のメモリ655を表すことができる。そのような場合、ローカルインターフェース658は、複数のプロセッサ646のうちのいずれか2つの間、任意のプロセッサ646とメモリ655のうちのいずれかとの間、またはメモリ655のいずれか2つの間などの通信を容易とする適切なネットワークとすることができる。ローカルインターフェース658は、例えば、ロードバランシングを実行することを含むこの通信を調整するように設計された追加のシステムを備えることができる。プロセッサ646は、電氣的または他のいくつかの利用可能な構成とすることができる。

10

【0422】

オペレーションアプリケーション421およびアプリケーションは、コンピューティング装置457、472、および493上で実行されるが、本願明細書に記載された他の様々なシステムは、その代替はまた、専用ハードウェアまたはソフトウェア/汎用ハードウェアおよび専用ハードウェアの組み合わせで具現化されることができるよう、上述したような汎用ハードウェアによって実行されるソフトウェアまたはコードで具現化されることができる。専用ハードウェアで具現化される場合、それぞれは、複数の技術のいずれかまたは組み合わせを使用する回路またはステートマシンとして実現されることができる。これらの技術は、限定されるものではないが、1つ以上のデータ信号の適用時に様々な論理機能を実現するための論理ゲートを有する離散論理回路、適切な論理ゲートを有する特定用途向け集積回路（ASIC）、フィールド・プログラマブル・ゲート・アレイ（FPGA）、または他のコンポーネントなどを含むことができる。そのような技術は、一般に、当業者によって周知であり、したがって、本願明細書においては詳細に記載されない。

20

【0423】

図25、図26、および図27のフローチャートは、オペレーションアプリケーション421の一部の実装の機能および動作を示している。ソフトウェアで具現化される場合、各ブロックは、特定の論理機能を実現するためのプログラム命令を含むモジュール、セグメントまたはコードの一部を表すことができる。プログラム命令は、コンピュータシステムまたは他のシステムにおけるプロセッサ646などの適切な実行システムによって認識可能な数値命令を含むプログラミング言語またはマシンコードで記述された人間が読み取り可能なステートメントを含むソースコードの形態で具現化されることができる。マシンコードは、ソースコードなどから変換されることができる。ハードウェアで具現化される場合、各ブロックは、指定された論理機能を実装するための回路または複数の相互接続された回路を表すことができる。

30

【0424】

図25、図26、および図27のフローチャートは、特定の実行順序を示しているが、実行順序は、示されているものと異なってもよいことが理解される。例えば、2つ以上のブロックの実行順序は、示された順序に対してスクランブルされることができる。また、図25、図26、および図27において連続的に示される2つ以上のブロックは、同時にまたは部分的に同時に実行されてもよい。さらに、いくつかの実施形態において、図25、図26、および図27に示されるブロックのうちの1つ以上は、スキップまたは省略されてもよい。さらに、任意数のカウンタ、状態変数、警告セマフォ、またはメッセージは、向上したユーティリティ、会計、性能測定、またはトラブルシューティング補助提供の目的のために、本願明細書に記載された論理フローに追加される可能性がある。全てのそのような変形は、本開示の範囲内であることが理解される。

40

【0425】

また、ソフトウェアまたはコードを含むコンピューティング装置457、472、およ

50

び 4 9 3 上で実行されるオペレーションアプリケーション 4 2 1 およびアプリケーションを含む本願明細書に記載された任意のロジックまたはアプリケーションは、例えばコンピュータシステムまたは他のシステムにおけるプロセッサ 6 4 6 などの命令実行システムによってまたはそれに関連して使用するために持続性コンピュータ読み取り可能な媒体に具現化されることができる。この意味において、ロジックは、例えば、コンピュータ読み取り可能な媒体からフェッチされることができかつ命令実行システムによって実行可能な命令および宣言を含むステートメントを含むことができる。本開示の文脈において、「コンピュータ読み取り可能な媒体」は、命令実行システムによってまたはそれに関連して使用するための本願明細書に記載されたロジックまたはアプリケーションを含む、記憶する、または維持することができる任意の媒体とすることができる。

10

【 0 4 2 6 】

コンピュータ読み取り可能な媒体は、例えば、磁気、光、または半導体媒体などの多くの物理的媒体のいずれかを含むことができる。適切なコンピュータ読み取り可能な媒体のより具体的な例は、限定されるものではないが、磁気テープ、磁気フロッピーディスク、磁気ハードドライブ、メモリカード、ソリッドステート・ドライブ、U S B フラッシュ・ドライブ、または光ディスクを含むであろう。また、コンピュータ読み取り可能な媒体は、例えば、スタティック・ランダム・アクセス・メモリ (S R A M) およびダイナミック・ランダム・アクセス・メモリ (D R A M)、または磁気ランダム・アクセス・メモリ (M R A M) を含むランダム・アクセス・メモリ (R A M) とすることができる。さらに、コンピュータ読み取り可能な媒体は、読み出し専用メモリ (R O M)、プログラマブル読み出し専用メモリ (P R O M)、消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ (E P R O M)、電氣的消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ (E E P R O M)、または他の種類のメモリ装置とすることができる。

20

【 0 4 2 7 】

さらに、コンピューティング装置 4 5 7、4 7 2、および 4 9 3 上で実行されるオペレーションアプリケーション 4 2 1 およびアプリケーションを含む本願明細書に記載された任意のロジックまたはアプリケーションは、様々な方法で実装されて構成されることができる。例えば、記載される 1 つ以上のアプリケーションは、単一のアプリケーションのモジュールまたはコンポーネントとして実装されることができる。さらに、本願明細書に記載された 1 つ以上のアプリケーションは、共有または別個のコンピューティング装置またはそれらの組み合わせで実行されてもよい。例えば、本願明細書に記載された複数のアプリケーションは、同一のコンピューティング装置 6 4 3 または同一のコンピューティング環境 4 0 3 における複数のコンピューティング装置において実行することができる。さらに、「アプリケーション」、「サービス」、「システム」、「エンジン」、「モジュール」などの用語は交換可能であり、限定することを意図するものではないことが理解される。

30

【 0 4 2 8 】

語句「X、Y、またはZの少なくとも1つ」などの離接語は、具体的に明記されない限り、項目、用語などが、X、Y、またはZのいずれかまたはそれらの任意の組み合わせ（例えば、X、Y、および/またはZ）とすることができることを提示するために一般に使用されるような文脈によって理解される。それゆえに、そのような離接語は、それぞれ存在するように、Xのうちの少なくとも1つ、Yのうちの少なくとも1つ、またはZのうちの少なくとも1つを特定の実施形態が必要とすることを暗示するようには一般に意図されず、また暗示するべきではない。

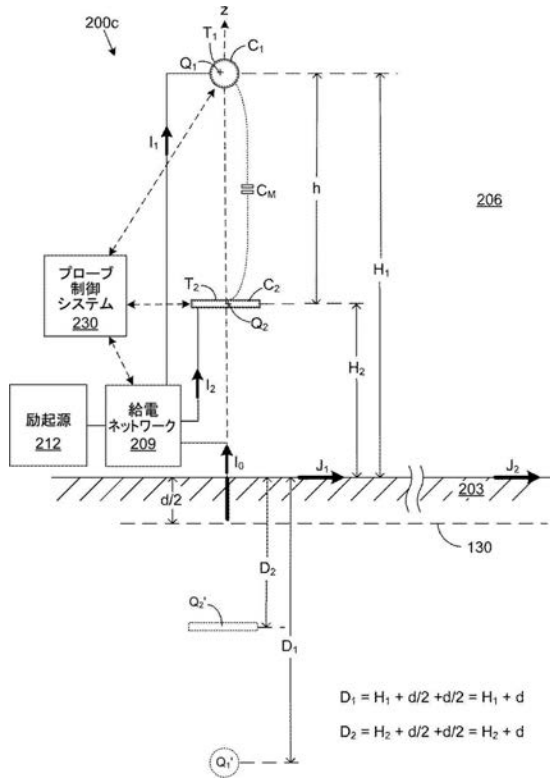
40

【 0 4 2 9 】

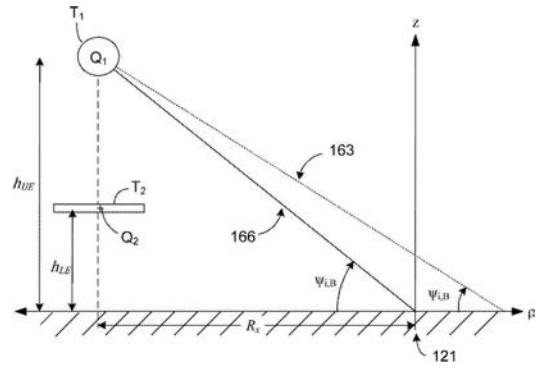
本開示の上述した実施形態は、単に本開示の原理の明確な理解のために記載された実装の可能な例にすぎないことが強調されるべきである。本開示の精神および原理から実質的に逸脱することなく、上述した実施形態に対して多くの変形例および変更例がなされることができる。全てのそのような変更例および変形例は、本開示の範囲内で本願明細書に含まれかつ以下の特許請求の範囲によって保護されるように意図される。

50

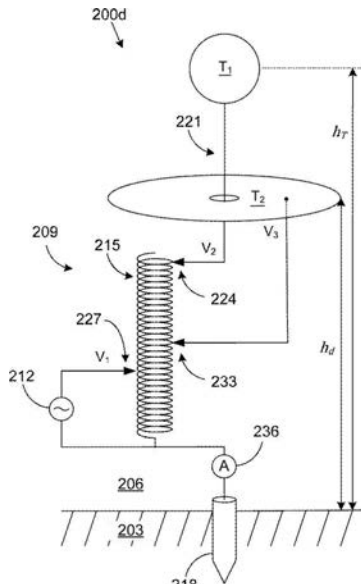
【図 1 2】



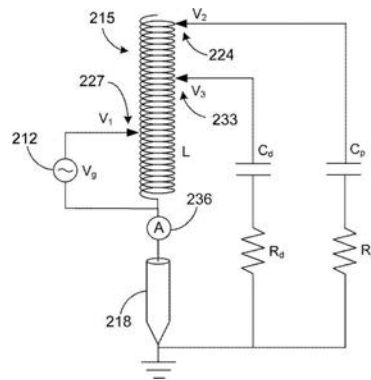
【図 1 3】



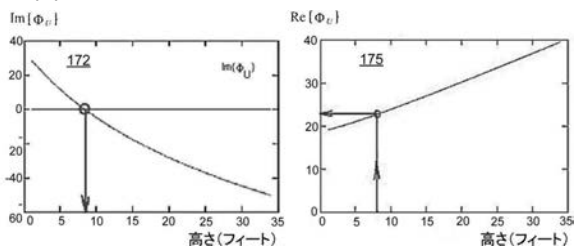
【図 1 4】



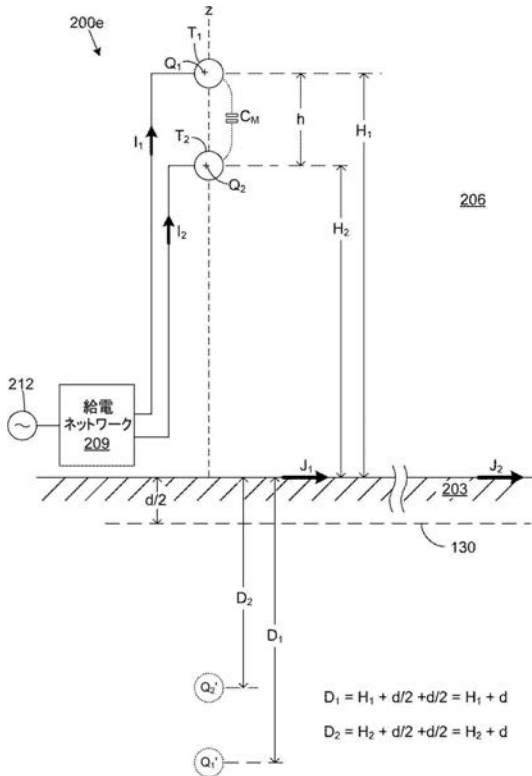
【図 1 5 B】



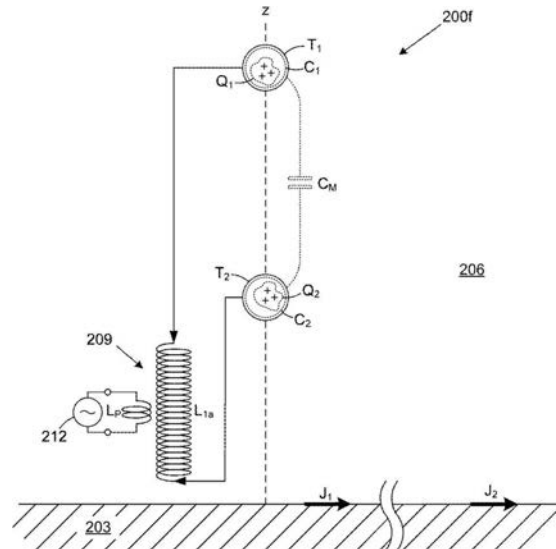
【図 1 5 A】



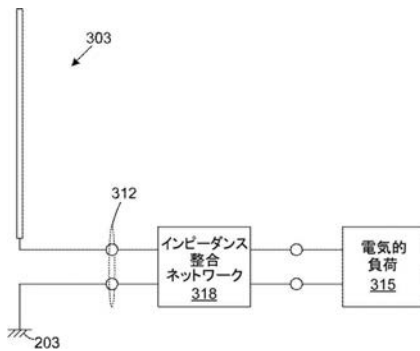
【図 16】



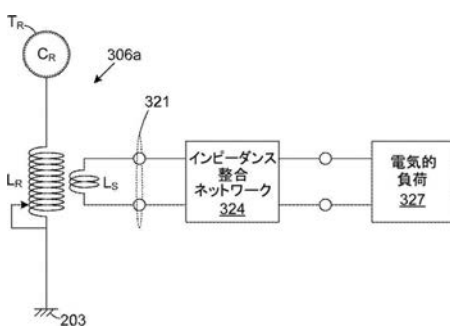
【図 17】



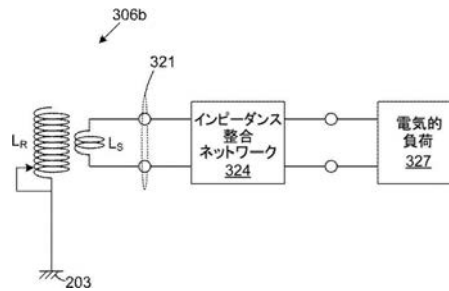
【図 18 A】



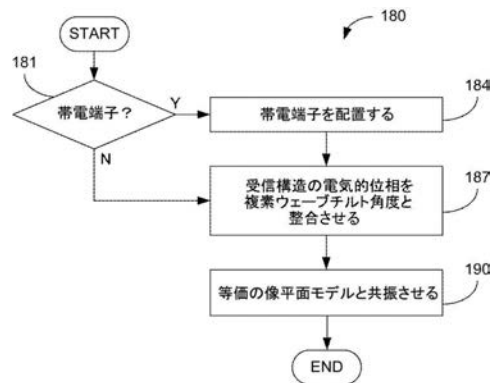
【図 18 B】



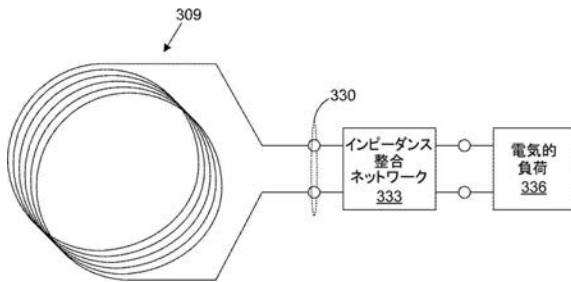
【図 18 C】



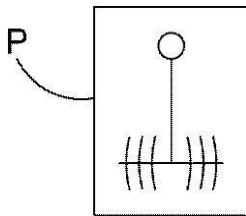
【図 18 D】



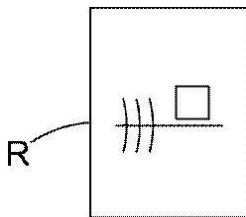
【図 19】



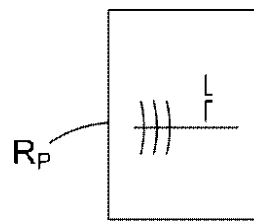
【図 20 A】



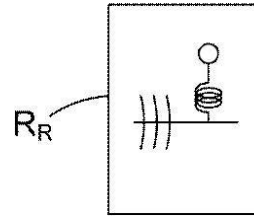
【図 20 B】



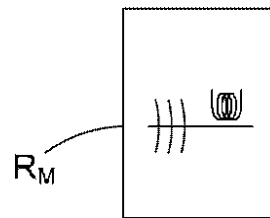
【図 20 C】



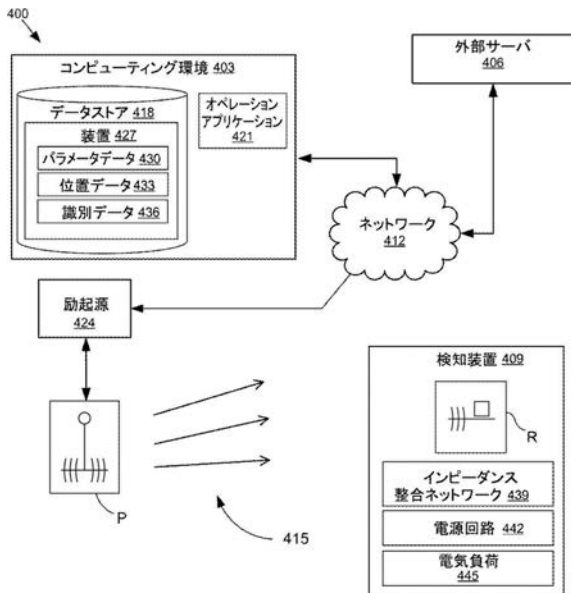
【図 20 D】



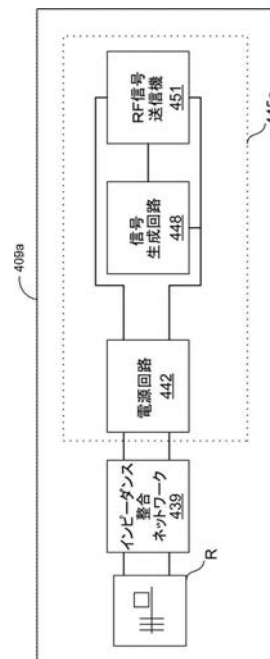
【図 20 E】



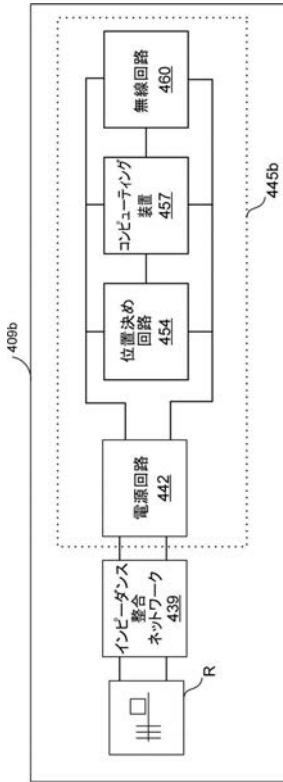
【図 21】



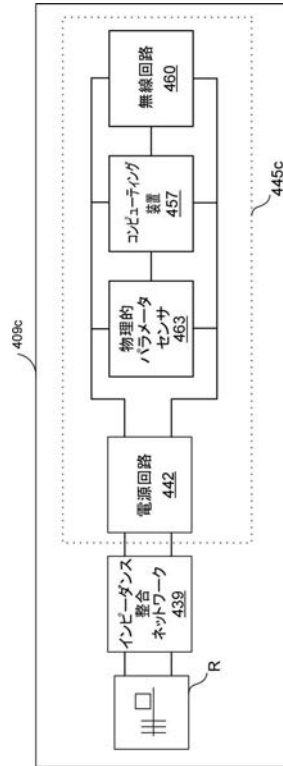
【図 22 A】



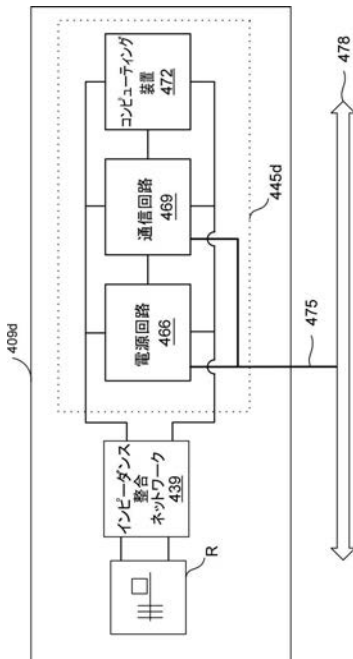
【図 2 2 B】



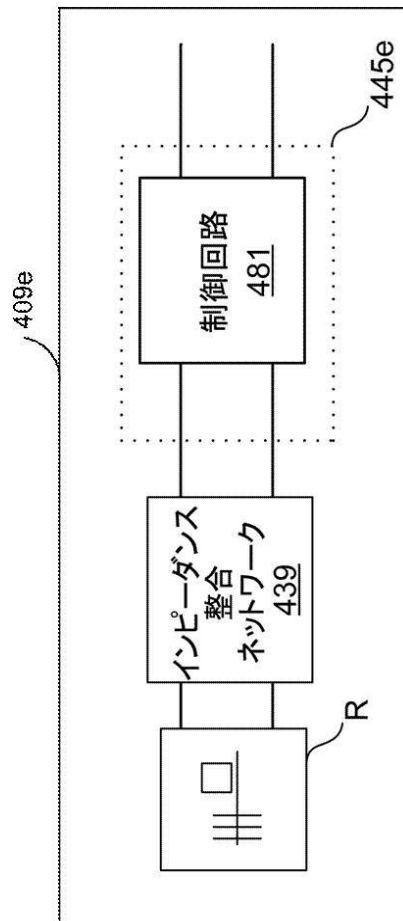
【図 2 2 C】



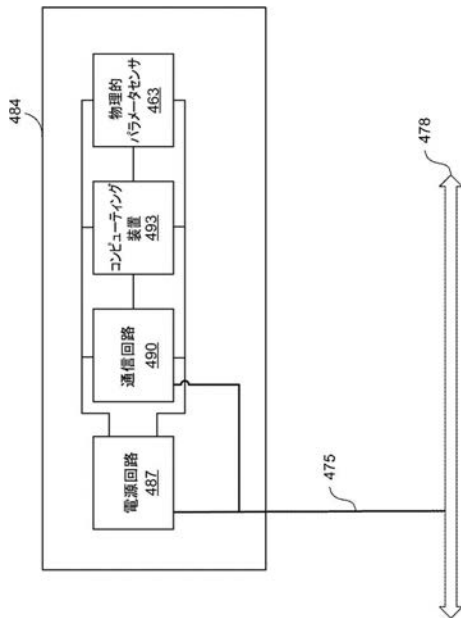
【図 2 2 D】



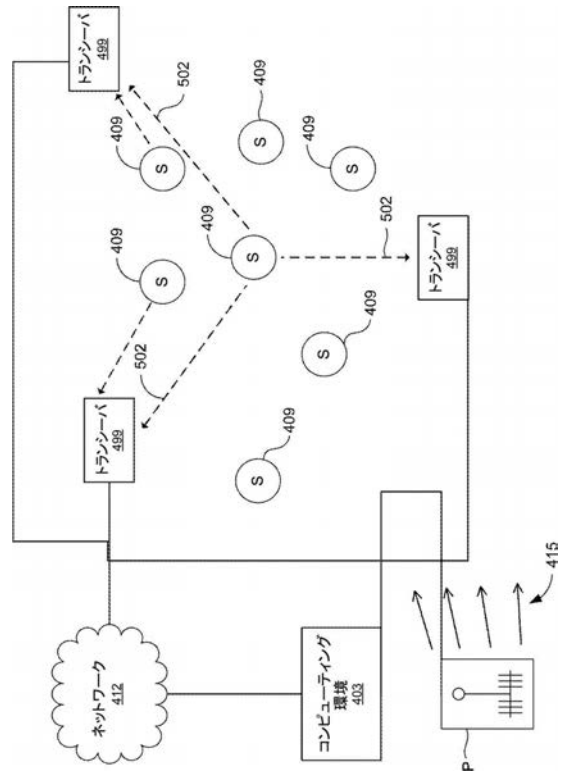
【図 2 2 E】



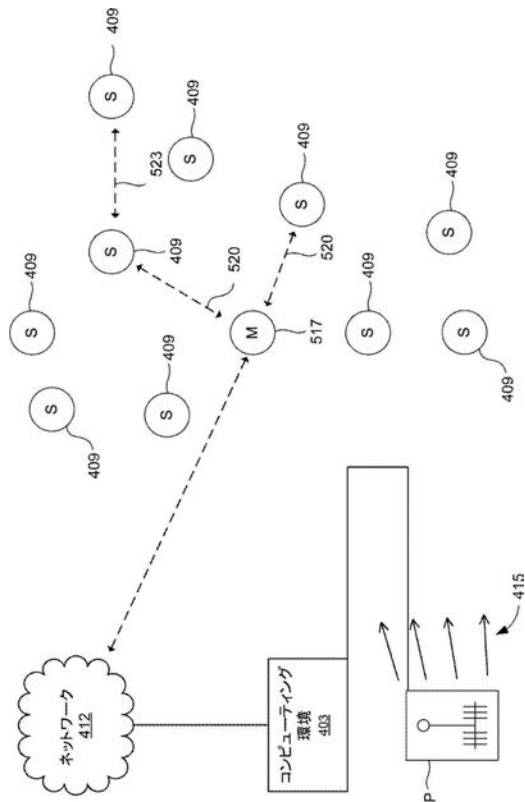
【図 2 3】



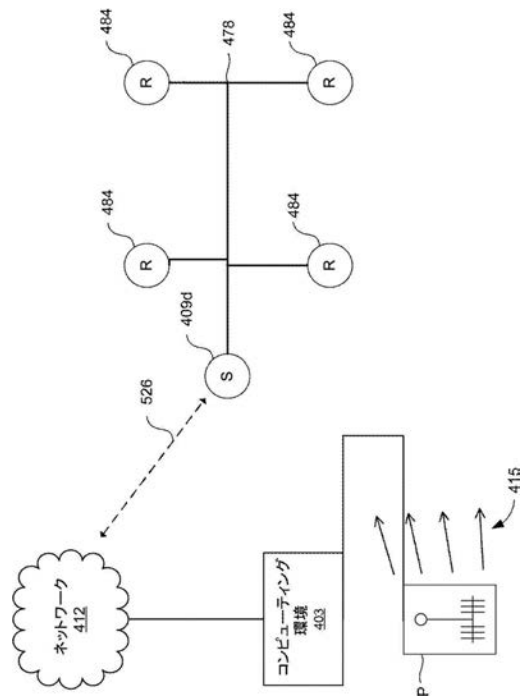
【図 2 4 A】



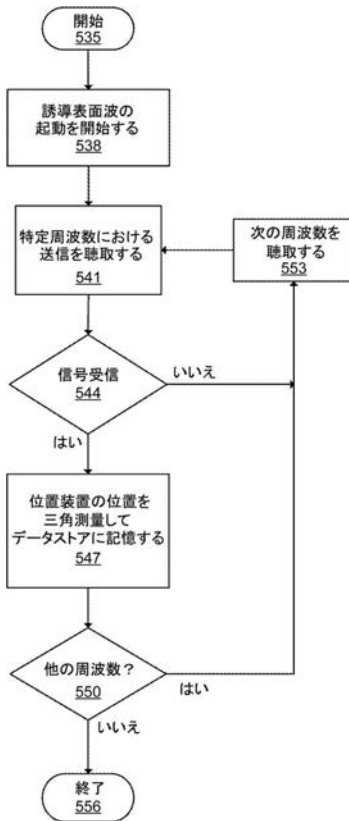
【図 2 4 B】



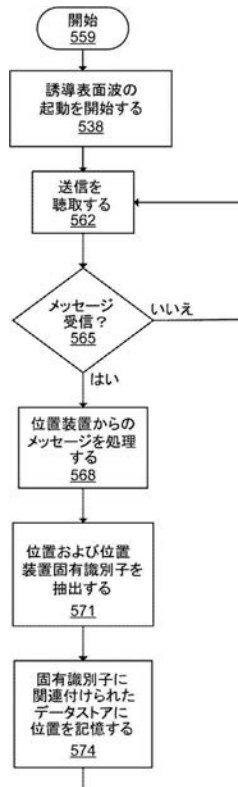
【図 2 4 C】



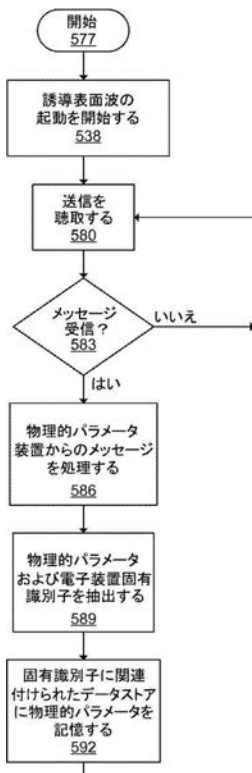
【図 25】



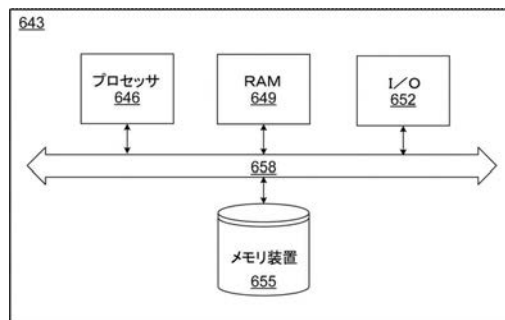
【図 26】



【図 27】



【図 28】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2015/049497

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H01P3/00 H01Q1/00 H02J17/00 H04B5/00
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G06K G01S G01V H02J G06F H04B H01P H01Q

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	US 7 307 589 B1 (GREGOIRE DANIEL [US] ET AL) 11 December 2007 (2007-12-11) abstract column 3, line 1 - line 4 column 5, line 31 - line 34 column 6, line 51 - line 55 column 5, line 23 - line 26 column 2, line 64 - line 67 -----	1,4-20 3
X Y	W0 93/13495 A1 (SIEMENS AG [DE]) 8 July 1993 (1993-07-08) abstract page 2, line 30 - line 35 page 4, line 1 - line 9 page 5, line 17 - line 20 page 13, line 34 - page 14, line 1 page 18, line 17 - line 19 page 19, line 5 - line 8 ----- -/-	1,5-20 3

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

14 December 2015

Date of mailing of the international search report

23/12/2015

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel: (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Lauri, Lauro

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2015/049497

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	EP 2 568 528 A2 (ROKE MANOR RESEARCH [GB]) 13 March 2013 (2013-03-13) abstract paragraph [0016] figure 1 -----	3
A	WO 2010/111541 A2 (QUALCOMM INC [US]; FRANKLAND STEPHEN [GB]; HILLAN JOHN [GB]) 30 September 2010 (2010-09-30) the whole document -----	1-20
A	WO 2007/146164 A2 (POWERCASE LLC [US]; HARRIST DANIEL W [US]; GREENE CHARLES E [US]) 21 December 2007 (2007-12-21) the whole document -----	1-20
A	US 2010/194206 A1 (BURDO RINAT [US] ET AL) 5 August 2010 (2010-08-05) the whole document -----	1-20
A	US 2012/249449 A1 (TSENG RYAN [US] ET AL) 4 October 2012 (2012-10-04) the whole document -----	1-20
A	US 2011/133565 A1 (TEO KOON HOO [US] ET AL) 9 June 2011 (2011-06-09) the whole document -----	1-20
A	US 3 123 767 A (RABINDRA N. GHOSE) 3 March 1964 (1964-03-03) the whole document -----	1-20
A	US 3 219 954 A (RUTELLI GIOVANNI P) 23 November 1965 (1965-11-23) the whole document -----	1-20
A	US 3 742 509 A (DE BETTENCOURT J ET AL) 26 June 1973 (1973-06-26) the whole document -----	1-20
A	EP 1 432 063 A1 (COM DEV LTD [CA]) 23 June 2004 (2004-06-23) the whole document -----	1-20
A	SINGH A K ET AL: "Excitation of surface electromagnetic waves on water", APP OPTICS,, vol. 17, no. 21, 1 November 1978 (1978-11-01), pages 3459-3465, XP001383974, the whole document -----	1-20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/US2015/049497

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 7307589	B1	11-12-2007	NONE
WO 9313495	A1	08-07-1993	AT 135836 T 15-04-1996 AU 662196 B2 24-08-1995 CA 2127282 A1 08-07-1993 DE 59205787 D1 25-04-1996 EP 0619906 A1 19-10-1994 FI 943169 A 01-07-1994 JP 3315984 B2 19-08-2002 JP H07502613 A 16-03-1995 NO 942462 A 02-09-1994 RU 2105993 C1 27-02-1998 US 6144332 A 07-11-2000 WO 9313495 A1 08-07-1993
EP 2568528	A2	13-03-2013	AU 2012216720 A1 28-03-2013 CA 2788912 A1 08-03-2013 EP 2568528 A2 13-03-2013 GB 2494435 A 13-03-2013 US 2013064311 A1 14-03-2013
WO 2010111541	A2	30-09-2010	CN 102395983 A 28-03-2012 EP 2411940 A2 01-02-2012 EP 2930648 A2 14-10-2015 JP 5743226 B2 01-07-2015 JP 2012522482 A 20-09-2012 KR 20110132604 A 08-12-2011 US 2010244576 A1 30-09-2010 WO 2010111541 A2 30-09-2010
WO 2007146164	A2	21-12-2007	EP 2027705 A2 25-02-2009 US 2007298846 A1 27-12-2007 WO 2007146164 A2 21-12-2007
US 2010194206	A1	05-08-2010	CN 102308454 A 04-01-2012 EP 2394349 A2 14-12-2011 JP 5560291 B2 23-07-2014 JP 2012517213 A 26-07-2012 KR 20110112867 A 13-10-2011 TW 201042877 A 01-12-2010 US 2010194206 A1 05-08-2010 WO 2010091292 A2 12-08-2010
US 2012249449	A1	04-10-2012	CN 103518175 A 15-01-2014 EP 2695041 A1 12-02-2014 JP 2014512603 A 22-05-2014 KR 20140023335 A 26-02-2014 US 2012249449 A1 04-10-2012 WO 2012135301 A1 04-10-2012
US 2011133565	A1	09-06-2011	NONE
US 3123767	A	03-03-1964	NONE
US 3219954	A	23-11-1965	NONE
US 3742509	A	26-06-1973	NONE

Information on patent family members

PCT/US2015/049497

EP 1432063	A1	23-06-2004	EP	1432063 A1	23-06-2004
			US	2004119551 A1	24-06-2004

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(72)発明者 コルム、 ジェームス エフ.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

(72)発明者 ビンゾーン、 ヨセフ エフ.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

(72)発明者 ダウレリオ、 マイケル ジェー.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

Fターム(参考) 2F076 BA01 BC01 BD05 BD07 BD11 BD13 BD17 BE01 BE02 BE03

BE18 BE19

5J062 CC07 CC18