

(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2018-533341

(P2018-533341A)

(43) 公表日 平成30年11月8日 (2018.11.8)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02J 50/10 (2016.01)	H02J 50/10	
H02J 50/20 (2016.01)	H02J 50/20	
H02J 50/27 (2016.01)	H02J 50/27	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 74 頁)

(21) 出願番号	特願2018-513315 (P2018-513315)	(71) 出願人	518080156
(86) (22) 出願日	平成28年8月17日 (2016. 8. 17)		シーピージー テクノロジーズ、エル
(85) 翻訳文提出日	平成30年4月17日 (2018. 4. 17)		エルシー
(86) 国際出願番号	PCT/US2016/047344		CPG TECHNOLOGIES, L
(87) 国際公開番号	W02017/044264		LC
(87) 国際公開日	平成29年3月16日 (2017. 3. 16)		アメリカ合衆国 テキサス州 76651
(31) 優先権主張番号	62/216, 747		, イタリア, デール エイカーズ ロ
(32) 優先日	平成27年9月10日 (2015. 9. 10)		ード 1130
(33) 優先権主張国	米国 (US)		1130 Dale Acres Roa
			d, Italy, Texas 766
			51, United States o
			f America
		(74) 代理人	100076428
			弁理士 大塚 康德

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モバイル誘導表面導波プローブ及び受信器

(57) 【要約】

本開示は、電力受信のキット及び方法の各種実施形態を明らかにする。一実施形態では、誘導表面波受信構造は、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを得るように構成される。電力出力部を有する電力出力回路は、電氣的負荷に結合されるように構成される。電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導表面導波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。少なくとも1つのコネクタが、少なくとも1つの誘導表面波受信構造を電力出力回路に結合するように構成される。

【選択図】 図24B

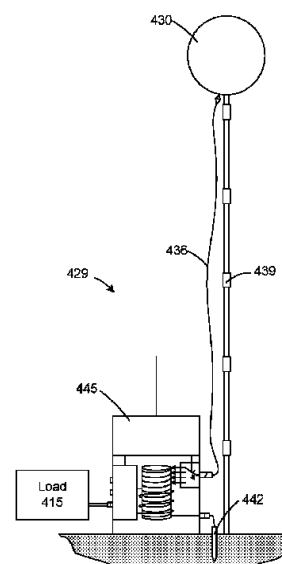


FIG. 24B

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを得るように構成された、少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造と、

電氣的負荷に結合するように構成された電力出力部を有する電力出力回路であって、前記電氣的負荷は、前記誘導表面波を生成する誘導表面導波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、電力出力回路と、

前記少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造を前記電力出力回路に結合するように構成された、少なくとも 1 つのコネクタと、

を備える、電力受信キット。

10

【請求項 2】

前記少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造は、

線状プローブと、

前記線状プローブを前記テレストリアル媒体と電氣的に結合するためのグラウンド電極と、

を更に備える、請求項 1 に記載の電力受信キット。

【請求項 3】

前記線状プローブはワイヤであり、前記電力受信キットは、少なくとも前記ワイヤの重量を吊り上げることができる気球を更に備える、請求項 2 に記載の電力受信キット。

【請求項 4】

前記電力受信キットは、膨張可能な前記気球が少なくとも前記ワイヤの前記重量を吊り上げることができるように、前記気球を満たすように構成された量の揚力ガスを更に備える、請求項 3 に記載の電力受信キット。

20

【請求項 5】

前記少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造は、

コイルと、

前記コイルを前記テレストリアル媒体と電氣的に結合するためのグラウンド電極と、

を備える、同調した共振器を更に備える、請求項 1 に記載の電力受信キット。

【請求項 6】

前記同調した共振器は、

前記テレストリアル媒体の上に持ち上げられる帯電端子と、

前記帯電端子を前記コイルに結合するように構成された導体と、

を更に備える、請求項 5 に記載の電力受信キット。

30

【請求項 7】

前記電力出力回路は、複数の電力受信キットを利用して少なくとも 1 つの電氣的負荷に給電するように構成された相互接続回路を更に備える、請求項 1 ～ 6 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

【請求項 8】

前記電力受信キットは、前記少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造と、前記電力出力回路と、前記少なくとも 1 つのコネクタと、を収容する小型容器を更に備える、請求項 1 ～ 7 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

40

【請求項 9】

前記小型容器はファラデーケージを備える、請求項 8 に記載の電力受信キット。

【請求項 10】

少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブを更に備え、前記少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブは、前記電力出力回路の前記電力出力部に結合されるように構成されている、請求項 1 ～ 9 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

【請求項 11】

前記少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブは、損失性導電媒体の上に持ち上げられる少なくとも 1 つの発電用帯電端子であって、前記損失性導電媒体の複素ブルースター入射

50

角 (θ_i, β) で入射する波面を合成する、結果として生じる少なくとも 1 つの電界を生成するように構成された、少なくとも 1 つの発電用帯電端子を備える、請求項 10 に記載の電力受信キット。

【請求項 12】

前記少なくとも 1 つの帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークを更に備え、前記給電ネットワークは、前記誘導表面導波プローブの近傍にある前記損失性導電媒体に関連付けられた複素ブルースター入射角 (θ_i, β) に関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅延 (Φ) をもたらす、請求項 11 に記載の電力受信キット。

【請求項 13】

誘導表面波受信構造及びインピーダンス整合回路と、電氣的負荷に給電するための電力出力部の、モバイルパッケージへのパッケージ化であって、前記インピーダンス整合回路は前記誘導表面波受信構造に接続可能である、パッケージ化と、

前記モバイルパッケージをある場所に届けることと、

前記誘導表面波受信構造を前記インピーダンス整合回路に接続することと、

前記電力出力部を電氣的負荷に結合することと、

前記誘導表面波受信構造を使用して、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを受信することと、

前記電気エネルギーの電氣的負荷への供給であって、前記電氣的負荷は、前記誘導表面波を生成する誘導表面導波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、電気エネルギーの供給と、

を含む方法。

【請求項 14】

前記電力出力部を電氣的負荷に結合することは、前記電氣的負荷に供給するために、複数の誘導表面波受信構造に接続された複数の電力出力部を相互接続することを更に含む、請求項 13 に記載の方法。

【請求項 15】

前記モバイルパッケージに少なくとも 1 つの帯電端子をパッケージ化することと、

前記少なくとも 1 つの帯電端子を損失性導電媒体の上に持ち上げることと、

前記電気エネルギーを前記帯電端子に供給することと、

前記損失性導電媒体の複素ブルースター入射角 (θ_i, β) で入射する波面を合成する、結果として生じる少なくとも 1 つの電界を生成することと、

を更に含む、請求項 13 又は 14 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)

本出願は、2015 年 9 月 10 日に提出された米国特許仮出願第 62/216,747 号に対する優先権及びその利益を主張し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。

【0002】

本出願は、2013 年 3 月 7 日に提出され出願番号第 13/789,538 号が付与され、公開番号第 2014/0252886 (A1) 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特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願はまた、2013 年 3 月 7 日に提出され出願番号第 13/789,525 号が付与され、公開番号第 2014/0252865 (A1) 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特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本

出願は更に、2014年9月10日に出願され出願番号第14/483,089号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願は更に、2015年6月2日に出願され出願番号第14/728,507号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願は更に、2015年6月2日に出願され出願番号第14/728,492号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。

10

【背景技術】

【0003】

一世紀以上にわたり、電波によって伝送される信号は、従来のアンテナ構造を使用して送出される放射電磁界を伴っていた。無線科学とは対照的に、前世紀の電力分配システムは、導電体に沿って誘導されたエネルギーの伝送を伴った。無線周波数（radio frequency）（RF）と送電との間のこの差異の理解は、1900年代初頭から存在していた。

【発明の概要】

【0004】

本開示は、非限定的に、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを得るように構成された、少なくとも1つの誘導表面波受信構造を備える電力受信キットを含む、各種実施形態を明らかにする。電力受信キットは、電氣的負荷に結合するように構成された電力出力部を有する電力出力回路を更に備え、電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導表面導波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。電力受信キットは、少なくとも1つの誘導表面波受信構造を電力出力回路に結合するように構成された、少なくとも1つのコネクタを更に備える。

20

【0005】

別の実施形態では、誘導表面波受信構造及びインピーダンス整合回路と、電氣的負荷に給電するための電力出力部をモバイルパッケージにパッケージ化するステップを含み、インピーダンス整合回路は、誘導表面波受信構造に接続可能である、方法が提供される。方法は、モバイルパッケージをある場所に届け、誘導表面波受信構造をインピーダンス整合回路に接続し、電力出力部を電氣的負荷に結合するステップを更に含む。方法は、誘導表面波受信構造を使用して、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを受信することと、電気エネルギーの電氣的負荷への供給であって、電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導表面導波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、電気エネルギーの供給と、を更に含む。

30

【0006】

本開示の他のシステム、方法、特徴、及び利点は、以下の図面及び詳細な説明を検討すれば、当業者にとって明らかであるか、又は明らかとなるであろう。そのような追加のシステム、方法、特徴、及び利点のすべては、本説明に含まれ、本開示の範囲内にあり、添付の請求項により保護されることが意図されている。

40

【0007】

加えて、説明される実施形態の任意選択のかつ好ましい特徴及び改良のすべては、本明細書で教示される開示全体のすべての態様に利用可能である。更に、従属請求項の個別の特徴、並びに説明される実施形態の任意選択のかつ好ましい特徴及び改良のすべては、互いに組合せ可能かつ交換可能である。

【図面の簡単な説明】

【0008】

本開示の多くの態様は、以下の図面を参照することにより、より良好に理解することができる。図面内の構成要素は、必ずしも正しい縮尺ではなく、本開示の原理を明確に例示

50

することに重点が置かれている。更に、図面中で、同じ参照数字は、いくつかの図を通して対応する部分を指す。

【0009】

【図1】誘導電磁界及び放射電磁界に関して、距離の関数として電界強度を示すグラフである。

【0010】

【図2】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面波の伝送のために用いられる2つの領域を有する伝搬境界面を示す図である。

【0011】

【図3】本開示の各種実施形態に係る、図2の伝搬境界面に対して配置された誘導表面導波プローブを示す図である。

10

【0012】

【図4】本開示の各種実施形態に係る、一次ハンケル関数の近接漸近線及び遠方漸近線の大きさの例のグラフである。

【0013】

【図5A】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって合成された電界の複素入射角を示す図である。

【図5B】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって合成された電界の複素入射角を示す図である。

【0014】

20

【図6】本開示の各種実施形態に係る、図5Aの電界が損失性導電媒体とブルースター角で交差する位置上の帯電端子の高度の効果を示すグラフ表示である。

【0015】

【図7】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブの例のグラフ表示である。

【0016】

【図8A】本開示の各種実施形態に係る、図3及び図7の誘導表面導波プローブの等価影像平面モデルの例を示すグラフ表示である。

【図8B】本開示の各種実施形態に係る、図3及び図7の誘導表面導波プローブの等価影像平面モデルの例を示すグラフ表示である。

【図8C】本開示の各種実施形態に係る、図3及び図7の誘導表面導波プローブの等価影像平面モデルの例を示すグラフ表示である。

30

【0017】

【図9A】本開示の各種実施形態に係る、図8B及び8Cの等価影像平面モデルの単線伝送線及び古典的伝送線のモデルの例を示すグラフ表示である。

【図9B】本開示の各種実施形態に係る、図8B及び8Cの等価影像平面モデルの単線伝送線及び古典的伝送線のモデルの例を示すグラフ表示である。

【0018】

【図10】本開示の各種実施形態に係る、損失性導電媒体の表面に沿って誘導表面波を送出するために図3及び図7の誘導表面導波プローブを調整する例を示す流れ図である。

【0019】

40

【図11】本開示の各種実施形態に係る、図3及び図7の誘導表面導波プローブのウェーブチルト角と位相遅延との間の関係の例を示すグラフである。

【0020】

【図12】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブの例を示す図である。

【0021】

【図13】本開示の各種実施形態に係る、ハンケル交差距離で誘導表面導波モードに整合する複素ブルースター角での合成された電界の入射を示すグラフ表示である。

【0022】

【図14】本開示の各種実施形態に係る、図12の誘導表面導波プローブの例のグラフ表示である。

50

【0023】

【図15A】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブの帯電端子 T_1 の位相遅延(Φ_U)の虚部及び実部の例のグラフを含む。

【0024】

【図15B】本開示の各種実施形態に係る、図14の誘導表面導波プローブの模式図である。

【0025】

【図16】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブの例を示す図である。

【0026】

【図17】本開示の各種実施形態に係る、図16の誘導表面導波プローブの例のグラフ表示である。 10

【0027】

【図18A】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって送出された誘導表面波の形態で伝送されたエネルギーを受信するために用いることができる受信構造の例を示す。

【図18B】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって送出された誘導表面波の形態で伝送されたエネルギーを受信するために用いることができる受信構造の例を示す。

【図18C】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって送出された誘導表面波の形態で伝送されたエネルギーを受信するために用いることができる受信構造の例を示す。 20

【0028】

【図18D】本開示の各種実施形態に係る、受信構造を調整する例を示す流れ図である。

【0029】

【図19】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面導波プローブによって送出された誘導表面波の形態で伝送されたエネルギーを受信するために用いることができる追加の受信構造の例を示す。

【0030】

【図20A】本開示の各種実施形態による誘導表面導波プローブ及び受信構造を表すために使用される回路図記号である。 30

【図20B】本開示の各種実施形態による誘導表面導波プローブ及び受信構造を表すために使用される回路図記号である。

【図20C】本開示の各種実施形態による誘導表面導波プローブ及び受信構造を表すために使用される回路図記号である。

【図20D】本開示の各種実施形態による誘導表面導波プローブ及び受信構造を表すために使用される回路図記号である。

【図20E】本開示の各種実施形態による誘導表面導波プローブ及び受信構造を表すために使用される回路図記号である。

【0031】

【図21】本開示の各種実施形態によるモバイル電力送信器、モバイル電力リピータ及び電力受信キットを用いる例を示す図である。 40

【0032】

【図22A】本開示の各種実施形態によるモバイル電力送信器の例を例示する模式図である。

【0033】

【図22B】本開示の各種実施形態によるモバイル電力リピータの例を例示する模式図である。

【0034】

【図23】本開示の各種実施形態によるモバイル電力送信器の例を示す図である。

【0035】

【図 2 4 A】本開示の各種実施形態による電力受信キットの例を示す図である。

【図 2 4 B】本開示の各種実施形態による電力受信キットの例を示す図である。

【0 0 3 6】

【図 2 5 A】本開示の各種実施形態による電力受信キットの別の例を示す図である。

【図 2 5 B】本開示の各種実施形態による電力受信キットの別の例を示す図である。

【0 0 3 7】

【図 2 6 A】本開示の各種実施形態による電力受信キットの更なる例を示す図である。

【図 2 6 B】本開示の各種実施形態による電力受信キットの更なる例を示す図である。

【0 0 3 8】

【図 2 7 A】本開示の各種実施形態による電力受信キットの更なる例を示す図である。

10

【図 2 7 B】本開示の各種実施形態による電力受信キットの更なる例を示す図である。

【0 0 3 9】

【図 2 8 A】本開示の各種実施形態による相互接続された電力受信キットの例を示す図である。

【図 2 8 B】本開示の各種実施形態による相互接続された電力受信キットの例を示す図である。

【0 0 4 0】

【図 2 9】本開示の各種実施形態による電力受信キットの電力出力回路の例を例示する模式図である。

【0 0 4 1】

20

【図 3 0】電力受信キットの動作の例を例示する流れ図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 4 2】

初めに、以下の概念の説明における明瞭さを提供するために、いくつかの専門用語を規定する。最初に、本明細書で意図されるように、放射電磁界と誘導電磁界との間に形式的区別がなされる。

【0 0 4 3】

本明細書で意図されるように、放射電磁界は、導波路に拘束されていない波動の形態で発生源の構造から放出された電磁エネルギーを含む。例えば、放射電磁界は、一般的に、アンテナなどの電氣的構造を出て、大気又は他の媒体を介して伝搬する電界であり、なんらの導波路構造に拘束されていない。放射された電磁波は、アンテナなどの電氣的構造を離れると、発生源が動作し続けるか否かに関わらず、消散するまで、その発生源と無関係に伝搬の媒体（空気などの）内を伝搬し続ける。電磁波は、放射されると、遮断されない限り回収できず、遮断されない場合、放射された電磁波に固有のエネルギーは、永久に失われる。アンテナなどの電氣構造は、放射抵抗と構造損失抵抗の比を最大化することにより、電磁界を放射するように設計される。放射されたエネルギーは、空間に広がって、受信器が存在するか否かに関わらず、失われる。放射された電界のエネルギー密度は、幾何学的拡大に起因する距離の関数である。したがって、本明細書で使用する時、そのすべての形態における「放射する」という用語は、電磁伝搬のこの形態を指す。

30

【0 0 4 4】

40

誘導電磁界は、異なる電磁特性を有する媒体の間の境界内又はその付近にエネルギーが集中した、伝搬する電磁波である。この意味で、誘導電磁界は、導波路に拘束されたものであり、導波路内を流れる電流によって搬送されるとして特徴付けることができる。誘導電磁波内で搬送されるエネルギーを受信及び／又は消散する負荷が存在しない場合、誘導媒体の導電率で消散したエネルギー以外は、エネルギーは失われない。別の言い方をすれば、誘導電磁波に対して負荷が存在しない場合、エネルギーは消費されない。したがって、誘導電磁界を生成する発生源又は他の発生源は、抵抗負荷が存在しない限り、実際の電力を送出しない。そのため、そのような発生源又は他の発生源は、負荷が提示されるまで、本質的に空転する。これは、電氣的負荷が存在しない電力線にわたって伝送される 60 ヘルツの電磁波を生成するように発生源を動作させることに類似している。誘導電磁界又は誘導電磁

50

波は、「伝送線モード」と呼ばれるものと等価であることに留意されたい。これは、放射波を生成するために常に実際の電力が供給される放射電磁波と対照的である。放射電磁波とは異なり、誘導電磁エネルギーは、エネルギー源がオフにされた後で、有限の長さの導波路に沿って伝搬し続けない。したがって、本明細書で使用する時、そのすべての形態における「誘導する」という用語は、電磁伝搬のこの伝送モードを指す。

【0045】

ここで図1を参照して、放射電磁界と誘導電磁界との間の差異を更に示すために、対数dBグラフ上のキロメートルでの距離の関数として、1メートル当たりのボルトでの任意指示を上回るデシベル(dB)での電界強度のグラフ100を示す。図1のグラフ100は、距離の関数として誘導電磁界の電界強度を示す誘導電界強度曲線103を示す。この誘導電界強度曲線103は、伝送線モードと本質的に同じである。また、図1のグラフ100は、距離の関数として放射電磁界の電界強度を示す放射電界強度曲線106を示す。

10

【0046】

誘導波及び放射伝搬それぞれに対する曲線103及び106の形状が興味深い。放射電界強度曲線106は、幾何級数的に低下($1/d$ 、式中dは距離である)し、これは、両対数目盛上で直線として示されている。一方、誘導電界強度曲線103は、

【数1】

$$e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$$

の特徴的な指数関数的減衰を有し、両対数目盛上で独特の屈曲部109を呈する。誘導電界強度曲線103及び放射電界強度曲線106は、点112で交差し、これは交差距離で発生する。交差点112での交差距離未満の距離で、誘導電磁界の電界強度は、放射電磁界の電界強度より、大部分の位置で著しく大きい。交差距離より大きな距離では、その反対となる。したがって、誘導電界強度曲線及び放射電界強度曲線103及び106は、誘導電磁界と放射電磁界との間の根本的な伝搬の差異を更に示している。誘導電磁界と放射電磁界との間の差異の非公式な説明のために、Milligan, T. のModern Antenna Design (McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, 8~9ページ)が参照され、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。

20

【0047】

上述した放射電磁波と誘導電磁波との間の差異は、公式に容易に表現され、厳密な基準で示されている。そのような2つの異なる解は、1つの同じ線形偏微分方程式から明らかにすることができ、この波動方程式は、問題に課された境界条件に解析的に従う。波動方程式に関するグリーン関数は、それ自体、放射波の性質と誘導波の性質との間の差異を含む。

30

【0048】

空の空間において、波動方程式は、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保有する微分演算子である。この横電磁(transverse electro-magnetic) (TEM) 界は、放射電磁界と呼ばれ、それらの伝搬電界は、「ヘルツ波」と呼ばれる。しかし、導電境界の存在において、波動方程式に境界条件を加えると、数学的に、連続スペクトルに加えて離散スペクトルの合計からなる波数のスペクトル表現となる。このために、Sommerfeld, A. の「Uber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie」(Annalen der Physik, Vol. 28, 1909, 665~736ページ)を参照する。また、「Partial Differential Equations in Physics—Lectures on Theoretical Physics: Volume VI」(Academic Press, 1949, 236~289ページ, 295~296ページ)の第6章として刊行されたSommerfeld, A. の「Problems of Radio」、Collin, R. E. の「Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth o

40

50

r Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies」(IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 46, No. 2, April 2004, 64～79ページ)、並びにReich, H. J.、Ordnung, P. F.、Krauss, H. L. 及びSkalnik, J. G. の「Microwave Theory and Techniques」(Van Nostrand, 1953, 291～293ページ)を参照されたい。これらの参考文献のそれぞれは、その全体が参照により本明細書に組み込まれる。

【0049】

「地上波」及び「表面波」という用語は、2つの明確に異なる物理的伝搬現象を識別する。表面波は、別個の極から解析的に発生して、平面波スペクトルにおける離散成分を生じる。例えば、Cullen, A. L. による「The Excitation of Plane Surface Waves」(Proceedings of the IEE (British), Vol. 101, Part IV, August 1954, 225～235ページ)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る。表面波(Zenneck-Sommerfeld誘導波の意味における)は、無線放送から現在とてもよく知られている地上波(Weyl-Norton-FCCの意味における)と物理的かつ数学的に同じではない。これら2つの伝搬機構は、複素平面上の異なる種類の固有値スペクトル(連続又は離散)の励起から発生する。球状に伝搬し、固有値の連続性を保有し、図1の曲線106により示すように幾何級数的に低下して、分岐線法積分の結果から得られる古典的な地上波のヘルツ放射とは反対に、誘導表面波の電界強度は、図1の曲線103により示すように距離と共に指数関数的に減衰し(損失性の導波路内の伝搬に酷似する)、放射伝送線内の伝搬に似ている。「The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth」(Proceedings of the IRE, Vol. 25, No. 2, February, 1937, 219～229ページ)及び「The Surface Wave in Radio Transmission」(Bell Laboratories Record, Vol. 15, June 1937, 321～324ページ)においてC. R. Burrowsによって実験的に実証されたように、垂直アンテナは、地上波を放射するが、誘導表面波を送出しない。

【0050】

上記を要約すると、第1に、分岐線法積分に対応する波数固有値スペクトルの連続部分は、放射電磁界を生成し、第2に、離散スペクトル、及び積分の輪郭線により囲まれた極から発生する対応する残りの合計は、結果として、伝搬を横断する方向に指数関数的に減衰した非TEMの進行表面波となる。そのような表面波は、誘導伝送線モードである。更なる説明のために、Friedman, B. の「Principles and Techniques of Applied Mathematics」(Wiley, 1956, 214, 283～286, 290, 298～300ページ)を参照する。

【0051】

自由空間では、アンテナは、波動方程式の連続固有値を励起し、これは放射電磁界であり、 E_z 及び同相の H_ϕ を有する外向きに伝搬するRFエネルギーは、永久に失われる。一方で、導波路プローブは、離散固有値を励起し、これは、結果として伝送線伝搬となる。Collin, R. E. の「Field Theory of Guided Waves」(McGraw-Hill, 1960, 453, 474～477ページ)を参照されたい。そのような理論的解析が、損失性均質媒体の平面又は球面にわたる開表面誘導波を送出する仮定的な可能性を提供してきたが、一世紀を越える間、なんらかの実用的効率を有してこれを実現する工学技術における既知の構造は、存在していない。残念なことに、1900年代初頭に出現したために、上述した理論的解析は、基本的に理論に留まり、損失性均質媒体の平面又は球面にわたる開表面誘導波の送実用的に実現する既知の構造は存在していない。

【0052】

本開示の各種実施形態によれば、損失性導電媒体の表面に沿って誘導表面導波モードに結合する電界を励起するように構成された、様々な誘導表面導波プローブが説明される。そのような誘導電磁界は、損失性導電媒体の表面上の誘導表面波モードに、大きさ及び位相において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また、Zenneck導波モードと呼ぶことができる。本明細書で説明する誘導表面導波プローブによって励起された結果として生じる電界が、損失性導電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って、誘導表面波の形態での誘導電磁界が、損失性導電媒体の表面に沿って送出される。一実施形態によれば、損失性導電媒体は、地球などのテレストリアル媒体を含む。

10

【0053】

図2を参照して、1907年にJonathan Zenneckによって、彼の論文、Zenneck, J. の「On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy」(Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, 846~866ページ)に記載されたように導出されたマクスウェル方程式に対する境界値解の検討のために提供する伝搬境界面を示す。図2は、領域1として示された損失性導電媒体と領域2として示された絶縁体との間の境界面に沿って放射状に伝搬する波動に対する円筒座標を示す。領域1は、例えば、任意の損失性導電媒体を含むことができる。一例では、そのような損失性導電媒体は、地球又は他の媒体などのテレストリアル媒体を含むことができる。領域2は、領域1と境界界面を共有する第2の媒体であり、領域1に対して異なる構造パラメータを有する。領域2は、例えば、大気又は他の媒体などの任意の絶縁体を含むことができる。そのような境界界面に対する反射係数は、複素ブルースター角での入射に対してのみゼロとなる。Stratton, J. A. の「Electromagnetic Theory」(McGraw-Hill, 1941, 516ページ)を参照されたい。

20

【0054】

各種実施形態によれば、本開示は、領域1を含む損失性導電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界を生成する、様々な誘導表面導波プローブを説明する。各種実施形態によれば、そのような電磁界は、結果としてゼロ反射とすることができる損失性導電媒体の複素ブルースター角で入射する波面を実質的に合成する。

30

【0055】

更に説明するために、 $e^{j\omega t}$ の電界変化が仮定され、かつ $\rho \neq 0$ 及び $z \geq 0$ (式中、 z は領域1の表面に垂直な垂直座標であり、 ρ は円筒座標における半径寸法である)である領域2において、境界面に沿った境界条件を満たすZenneckのマクスウェル方程式の閉形式厳密解は、以下の電界及び磁界成分によって表現される。

【数2】

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

40

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

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

【0056】

$e^{j\omega t}$ の電界変化が仮定され、かつ $\rho \neq 0$ 及び $z \leq 0$ である領域1において、境界面に沿った境界条件を満たすZenneckのマクスウェル方程式の閉形式厳密解は、以下の電界及び磁界成分によって表現される。

【数 3】

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

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

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

【0057】

これらの表現において、 z は、領域 1 の表面に垂直な垂直座標であり、 ρ は、半径座標 10

【数 4】

$$H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

は、第 2 種及び n 次の複素指数関数であり、 u_1 は、領域 1 の正の垂直 (z) 方向の伝搬定数であり、 u_2 は、領域 2 の垂直 (z) 方向の伝搬定数であり、 σ_1 は、領域 1 の導電率であり、 ω は、 $2\pi f$ (式中、 f は励起の周波数である) に等しく、 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、発生源によって課される発生源定数であり、 γ は、表面波の放射伝搬定数である。

【0058】

$\pm z$ 方向の伝搬定数は、領域 1 と領域 2 との間の境界面の上及び下に波動方程式を分離して、境界条件を課すことにより決定される。これを実行することにより、領域 2 では、以下の式が得られ、

【数 5】

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

領域 1 では、以下の式が得られる。

【数 6】

$$u_1 = -u_2(\epsilon_r - j\chi) \quad (8)$$

放射伝搬定数 γ は、以下の式により得られ、

【数 7】

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

これは、複素表現であり、式中、 n は、複素屈折率であり、以下の式により得られる。

【数 8】

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

上記の式のすべてにおいて、

【数 9】

$$\chi = \frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0} \text{ 及び} \quad (11)$$

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

であり、式中、 ϵ_r は、領域 1 の比誘電率を含み、 σ_1 は、領域 1 の導電率であり、 ϵ_0 は、自由空間の誘電率であり、 μ_0 は、自由空間の透磁率を含む。したがって、生成された表面波は、境界面に平行に伝搬し、境界面に垂直に指数関数的に減衰する。これは、消散として既知である。

【0059】

したがって、式(1)～(3)は、円筒状に対称な放射状に伝搬する導波モードであると考えることができる。Barlow, H. M. 及び Brown, J. の「Radio Surface Waves」(Oxford University Press, 1962, 10～12ページ, 29～33ページ)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、各種実施形態によれば、誘導表面導波プローブは、電圧及び／又は電流が供給され、領域2と領域1との間の境界界面に対して配置された、適切なサイズの帯電端子を備える。これは、図3を参照することにより、より良好に理解することができる。図3は、損失性導電媒体203によって提示された平面に垂直な垂直軸zに沿って損失性導電媒体203(例えば、地球)の上に持ち上げられた帯電端子 T_1 を含む、誘導表面導波プローブ200aの例を示す。損失性導電媒体203は、領域1を構成し、第2の媒体206は、領域2を構成して、損失性導電媒体203と境界界面を共有する。

10

【0060】

一実施形態によれば、損失性導電媒体203は、地球などのテレストリアル媒体を含むことができる。このために、そのようなテレストリアル媒体は、天然であろうと人工であろうと、すべての構造又はその上に含まれる形成物を含む。例えば、そのようなテレストリアル媒体は、岩、土、砂、淡水、海水、木、植物、及び我々の惑星を構成する他のすべての自然要素などの、自然要素を含むことができる。加えて、そのようなテレストリアル媒体は、コンクリート、アスファルト、建築材料、及び他の人工材料などの、人工要素を含むことができる。他の実施形態では、損失性導電媒体203は、天然に存在するものであろうと人工であろうと、地球以外のなんらかの媒体を含むことができる。他の実施形態では、損失性導電媒体203は、人工表面などの他の媒体、及び自動車、航空機、人工材料(合板、プラスチックシート、又は他の材料などの)又は他の媒体などの構造を含むことができる。

20

【0061】

損失性導電媒体203がテレストリアル媒体又は地球を含む場合では、第2の媒体206は、地表の上の大気を含むことができる。そのように、大気は、空気及び地球の大気を構成する他の要素を含む「大気媒体」と呼ぶことができる。加えて、第2の媒体206が、損失性導電媒体203に対して他の媒体を含むことができることが可能である。

【0062】

誘導表面導波プローブ200aは、例えば、垂直給電線導体を介して励起源212を帯電端子 T_1 に結合する給電ネットワーク209を含む。各種実施形態によれば、任意の所与の時点で端子 T_1 に印加される電圧に基づく電界を合成するために、電荷 Q_1 が帯電端子 T_1 に課される。電界(E)の入射角(θ_i)に依存して、電界を、領域1を含む損失性導電媒体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することが可能である。

30

【0063】

式(1)～(6)のZenneck閉形式の解を考慮することにより、領域1と領域2との間のLeontovichインピーダンス境界条件は、以下の式のように表すことができる。

40

【数10】

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

式中、

【数11】

$\hat{z}$

は、正の垂直(+z)方向の単位法線であり、

【数12】

$\vec{H}_2$

50

は、上記の式(1)により表現される領域2の磁界強度である。式(13)は、式(1)～(3)で示される電界及び磁界が結果として境界界面に沿った放射表面電流密度となることができることを意味し、放射表面電流密度は、以下の式により示すことができる。

【数13】

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

式中、Aは、定数である。更に、誘導表面導波プロープ200に近接すると($\rho \ll \lambda$ に對して)、上記の式(14)は、以下のような挙動を有することを留意されたい。

【数14】

$$J_{close}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_{\phi} = -\frac{I_o}{2\pi\rho'} \quad (15) \quad 10$$

負号は、電源電流(I_o)が図3に示すように上向きに垂直に流れるときに、「近接(close-in)」グラウンド電流は径方向内向きに流れることを意味する。「近接」の H_{ϕ} に場を整合することにより、以下の式であることを決定することができる。

【数15】

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

式中、式(1)～(6)及び(14)において、 $q_1 = C_1 V_1$ である。したがって、式(14)の放射表面電流密度は、以下の式のように言い換えることができる。

【数16】

$$J_{\rho}(\rho') = \frac{I_o\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho') \quad (17) \quad 20$$

式(1)～(6)及び(17)によって表現される電界は、地上波の伝搬に関連付けられた放射電磁界ではなく、損失性の境界面に拘束される伝送線モードの性質を有する。Barlow, H. M. 及びBrown, J. の「Radio Surface Waves」(Oxford University Press, 1962, 1～5ページ)を参照されたい。

【0064】

この時点では、式(1)～(6)及び(17)に使用されるハンケル関数の性質のレビューが、波動方程式のこれらの解に対して提供される。第1種及び第2種かつn次のハンケル関数は、第1種及び第2種の標準ベッセル関数の複素の組合せとして定義されることがわかる。

【数17】

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

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

これらの関数は、それぞれ、径方向内向きに

【数18】

$$(H_n^{(1)}) \quad 40$$

及び外向きに

【数19】

$$(H_n^{(2)})$$

伝搬する円筒状の波を表す。この定義は、 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ の關係に類似している。例えば、Harrington, R. F. の「Time-Harmonic Fields」(McGraw-Hill, 1961, 460～463ページ)を参照されたい。

【0065】

その

【数 2 0】

$$H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$$

が外向き波であることは、 $J_n(x)$ 及び $N_n(x)$ の級数定義から直接得られる、その独立変数を大きくした場合に漸近特性から認識することができる。誘導表面導波プローブから遠方では、

【数 2 1】

$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})} \quad (20a) \quad 10$$

これは、 $e^{j\omega t}$ を乗じると、

【数 2 2】

$$1/\sqrt{\rho}$$

の空間的変動を有する $e^{j(\omega t - k_\rho \rho)}$ の形態の外向きに伝搬する円筒状の波である。一次 ($n=1$) 解は、式 (20a) から、以下の式のように決定することができる。

【数 2 3】

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

誘導表面導波プローブに近接すると ($\rho \ll \lambda$ に対して)、一次かつ第 2 種のハンケル関数は、以下の式のようにふるまう。

【数 2 4】

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

これらの漸近表現は、複素量であることを留意されたい。 x が実数量であるとき、式 (20b) 及び (21) は、

【数 2 5】

$$\sqrt{j} \quad 30$$

だけ位相が異なり、これは、 45° 又は等価的に $\lambda/8$ の追加の位相前進又は「位相増加」に対応する。第 2 種の一次ハンケル関数の近接及び遠方の漸近線は、それらが $\rho = R_x$ の距離で等しい大きさである、ハンケル「交差」又は遷移点を有する。

【0066】

したがって、ハンケル交差点を越えると、「遠方」表現は、ハンケル関数の「近接」表現に対して優位である。ハンケル交差点までの距離 (又はハンケル交差距離) は、式 (20b) 及び (21) を $-j\gamma\rho$ に対して等しくして、 R_x について解くことにより見出すことができる。 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ で、遠方及び近接のハンケル関数漸近線は、周波数が低下するとハンケル交差点が外側に移動して、周波数依存であることを理解することができる。損失性導電媒体の導電率 (σ) が変化すると、ハンケル関数漸近線もまた変化し得ることも留意されたい。例えば、土の導電率は、気象条件の変化と共に変化し得る。

【0067】

図 4 を参照して、 1850 kHz の動作周波数での $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ の導電率及び $\epsilon_r = 15$ の比誘電率の領域 1 に対する式 (20b) 及び (21) の一次ハンケル関数の大きさのグラフの例を示す。曲線 115 は、式 (20b) の遠方漸近線の大きさであり、曲線 118 は、式 (21) の近接漸近線の大きさであり、ハンケル交差点 121 が $R_x = 54$ フィートの距離で生じている。大きさは等しいが、ハンケル交差点 121 で、2 つの漸近線の間に位相オフセットが存在する。ハンケル交差距離は、動作周波数の波長より相当小さいこともまた理解することができる。

【0068】

領域2のZenneck閉形式解の式(2)及び(3)により得られる電界成分を考慮して、 E_z と E_ρ の比は、漸近的に以下の式になる。

【数26】

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

式中、 n は、式(10)の複素屈折率であり、 θ_i は、電界の入射角である。加えて、式(3)のモード整合した電界の垂直成分は、漸近的に以下の式になる。

【数27】

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

これは、端子電圧において上げられた帯電端子の静電容量の絶縁されたコンポーネント上の自由電荷 $q_{free} = C_{free} \times V_T$ に線形に比例する。

【0069】

例えば、図3の持ち上げられた帯電端子 T_1 の高さ H_1 は、帯電端子 T_1 上の自由電荷の量に影響を及ぼす。帯電端子 T_1 が領域1のグラウンド平面付近にある場合、端子上の電荷 Q_1 の大部分は、「拘束」されている。帯電端子 T_1 が上げられるにつれて、拘束電荷は、実質的にすべての絶縁された電荷が開放される高さに帯電端子 T_1 が到達するまで少なくなる。

【0070】

帯電端子 T_1 に対する容量上昇の増大の利点は、持ち上げられた帯電端子 T_1 上の電荷がグラウンド平面から更に除去されて、結果として自由電荷の量 q_{free} の増大となり、エネルギーを誘導表面導波モードに結合することである。帯電端子 T_1 がグラウンド平面から離れて移動すると、電荷分布は、端子の表面により均一に分布するようになる。自由電荷の量は、帯電端子 T_1 の自己容量に関係する。

【0071】

例えば、球形端子の静電容量は、グラウンド平面の上の物理的高さの関数として表現することができる。完全なグラウンドの上の h の物理的高さでの球の静電容量は、以下の式により得られる。

【数28】

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

式中、球の直径は、 $2a$ であり、 $M = a/2h$ であって、 h は、球形端子の高さである。これで理解することができるように、端子高さ h の増大により、帯電端子の静電容量 C は、低減する。直径の約4倍($4D = 8a$)以上の高さの帯電端子 T_1 の高度に対して、電荷分布は、球形端子回りではほぼ均一であり、これは、誘導表面導波モードへの結合を向上することができることを示すことができる。

【0072】

十分に絶縁された端子の場合では、導体球の自己容量は、 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ により近似することができる。式中、 a は、メートルでの球の半径である。円盤の自己容量は、 $C = 8\epsilon_0 a$ により近似することができる。式中、 a は、メートルでの円盤の半径である。帯電端子 T_1 は、球、円盤、円筒、円錐、トーラス、フード、1つ以上のリング、又は任意の他のランダム化形状若しく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 の位置に対して、等価球直径を決定して使用することができる。

【0073】

これは、帯電端子 T_1 が損失性導電媒体203の上に $h_p = H_1$ の物理的高さに上げられた図3の例を参照して更に理解することができる。「拘束」電荷の影響を低減するために、帯電端子 T_1 は、少なくとも帯電端子 T_1 の球直径(又は等価な球の直径)の4倍の

10

20

30

40

50

物理的高さに配置して、拘束された電荷の影響を低減することができる。

【0074】

次に図5Aを参照して、図3の帯電端子 T_1 上の上げられた電荷 Q_1 により生成された電界の光線光学の解釈を示す。光学におけるように、入射電界の反射を最小化することにより、損失性導電媒体203の誘導表面導波モードに結合されたエネルギーを向上及び／又は最大化することができる。入射面（境界界面ではない）に平行に偏波された電界（ $E_{\parallel}$ ）に対して、入射電界の反射の量は、フレネル反射係数を使用して決定することができる。フレネル反射係数は、以下の式のように表現することができる。

【数29】

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = \frac{E_{\parallel,R}}{E_{\parallel,i}} = \frac{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i} \quad (25) \quad 10$$

式中、 θ_i は、面法線に対して測定した従来の入射角である。

【0075】

図5Aの例では、光線光学の解釈は、面法線

【数30】

($\hat{z}$)

に対して測定した θ_i の入射角を有する入射面に平行に偏波された入射電界を示す。 $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ である場合、入射電界の反射は存在しないことになり、したがって、入射電界は、損失性導電媒体203の表面に沿った誘導表面導波モードに完全に結合されることになる。入射角が以下の式であるとき、式(25)の分子は、ゼロになることを理解することができる。 20

【数31】

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

式中、 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ 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。式(22)に戻って、式(22)及び(26)の両方において同じ複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）の関係が存在することを理解することができる。

【0076】

図5Aに示すように、電界ベクトル E は、入射面に平行に偏波された入射する不均一平面波として示すことができる。電界ベクトル E は、独立した水平及び垂直成分から、以下の式のように生成することができる。

【数32】

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

幾何学的に、図5Aの例示は、電界ベクトル E を以下の式により得ることができることを示唆する。

【数33】

$$E_{\rho}(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_i, \text{ 及び} \quad (28a) \quad 40$$

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

場の比は以下の式であることを意味する。

【数34】

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

【0077】

「ウェーブチルト (wave tilt)」と呼ばれる一般化パラメータ W は、本明細書では、以下の式により得られる、水平電界成分と垂直電界成分の比として表される。

【数 3 5】

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

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

これは、複素数であり、大きさ及び位相の両方を有する。領域 2 内の電磁波に対して、ウェーブチルト角（ Ψ ）は、領域 1 との境界界面での波面の法線と境界界面の接線との間の角度に等しい。これは、放射状の円筒状の誘導表面波に関する電磁波の等位相面及びそれらの法線を示す、図 5 B でより容易に理解することができる。完全導体との境界界面（ $z = 0$ ）において、波面法線は、境界界面の接線に平行であり、結果として $W = 0$ となる。しかし、損失性誘電体の場合では、波面法線が $z = 0$ で境界界面の接線に平行ではないため、ウェーブチルト W は存在する。

【0078】

式（30b）を誘導表面波に適用することにより、以下の式が得られる。

【数 3 6】

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

複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）に等しい入射角で、式（25）のフレネル反射係数は、以下の式により示すように、ゼロになる。

【数 3 7】

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

式（22）の複素数の場の比を調整することにより、入射電界を、反射が低減又は除去される複素角で入射するように合成することができる。この比を

【数 3 8】

$$n = \sqrt{\epsilon_r - j\chi}$$

として確立することにより、結果として複素ブルースター角で入射する合成された電界となり、反射をゼロにする。

【0079】

電気的実効高の概念は、複素入射角を有する電界を誘導表面導波プロープ 200 と合成することに更なる洞察を提供することができる。電気的実効高（ h_{eff} ）は、以下の式のように定義されている。

【数 3 9】

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

これは、 h_p の物理高（又は長さ）を有するモノポールに対するものである。この表現は、構造に沿った波源分布の大きさ及び位相に依存するため、実効高（又は長さ）は、一般的に複素数である。構造の分布電流 $I(z)$ の積分は、構造の物理高（ h_p ）にわたって実行され、構造の底部（又は入力）を介して上向きに流れるグラウンド電流（ I_0 ）に対して正規化される。構造に沿って分配された電流は、以下の式により表現することができる。

【数 40】

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

式中、 β_0 は、構造上を伝搬する電流に対する伝搬係数である。図 3 の例では、 I_C は、誘導表面導波プロープ 200 a の垂直構造に沿って分配される電流である。

【0080】

例えば、構造の底部の低損失コイル（例えば、ヘリカルコイル）、及びこのコイルと帯電端子 T_1 との間に接続された垂直給電線導体を含む給電ネットワーク 209 を考えてみる。コイル（又はヘリカル遅延線）に起因する位相遅延は、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、式中、 l_c は、物理的長さであり、以下の式は、伝搬係数である。

【数 4 1】

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

式中、 V_f は、構造上の速度係数であり、 λ_0 は、供給される周波数での波長であり、 λ_p は、速度係数 V_f から結果として生じる伝搬波長である。位相遅延は、グラウンド（杭）電流 I_0 に対して測定される。

10

【0081】

加えて、垂直給電線導体の長さ l_w に沿った空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w l_w$ により得ることができ、式中、 β_w は、垂直給電線導体に対する伝搬位相定数である。いくつかの実装形態では、誘導表面導波プローブ 200a の物理的高さ h_p と垂直給電線導体の長さ l_w との間の差は、供給周波数での波長（ λ_0 ）より相当小さいため、空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w h_p$ により近似することができる。結果として、コイル及び垂直給電線導体を介した全位相遅延は、 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ であり、物理的構造の底部からコイルの上部に供給される電流は、以下の式である。

【数 4 2】

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

20

式中、 Φ は、グラウンド（杭）電流 I_0 に対して測定された全位相遅延である。その結果として、誘導表面導波プローブ 200 の電気的実効高は、以下の式により近似することができる。

【数 4 3】

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

この式は、物理的高さ $h_p \ll \lambda_0$ である場合に対するものである。 Φ の角度（又は位相シフト）でのモノポールの複素実効高 $h_{eff} = h_p$ は、ソース電界を誘導表面導波モードに整合させ、誘導表面波を損失性導電媒体 203 上に送出させるように、調整することができる。

30

【0082】

図 5A の例では、光線光学を使用して、ハンケル交差距離（ R_x ）121 で複素ブルースター入射角（ $\theta_{i,B}$ ）を有する入射電界（ E ）の複素角三角法を例示している。式（26）から、損失性導電媒体に対して、ブルースター角は、複素数であり、以下の式により規定されることを思い出されたい。

【数 4 4】

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

40

電氣的に、幾何学的パラメータは、帯電端子 T_1 の電氣的な実効高（ h_{eff} ）によって、以下の式により関連付けられる。

【数 4 5】

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

式中、 $\Psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ は、損失性導電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、ハンケル交差距離での電界のウェーブチルトは、電氣的な実効高とハンケル交差距離の比として表現することができる。

【数 4 6】

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

物理的高さ (h_p) 及びハンケル交差距離 (R_x) の両方が実数量であるため、ハンケル交差距離 (R_x) での所望の誘導表面ウェーブチルト角 (Ψ) は、複素実効高 (h_{eff}) の位相 (Φ) に等しい。これは、コイルの供給点での位相、したがって、式 (37) の位相シフトを変更することにより、複素実効高の位相 Φ を操作して、ハンケル交差点 121 での誘導表面導波モードのウェーブチルト角 Ψ に整合させることができる ($\Phi = \Psi$) ことを意味する。

【0083】

10

図 5 A で、損失性導電媒体表面に沿った長さ R_x の隣接する辺、及び、 R_x でのハンケル交差点 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 $\Psi_{i,B}$ を有する、直角三角形が示されている。帯電端子 T_1 を物理的高さ h_p に配置して、適切な位相遅延 Φ を有する電荷で励起して、結果として生じる電界は、ハンケル交差距離 R_x で、かつブルースター角で、損失性導電媒体の境界界面に入射する。これらの条件下で、反射なしに又は実質的に無視できる反射で、誘導表面導波モードを励起することができる。

【0084】

20

実効高 (h_{eff}) の位相シフト Φ を変更することなく帯電端子 T_1 の物理的高さが低減される場合、結果として生じる電界は、誘導表面導波プローブ 200 から低減した距離においてブルースター角で損失性導電媒体 203 と交差する。図 6 は、電界がブルースター角で入射する距離についての帯電端子 T_1 の物理的高さを低減する効果をグラフで示す。高さが h_3 から h_2 を経て h_1 まで低減されると、電界が損失性導電媒体 (例えば、地球) とブルースター角で交差する点は、帯電端子位置に近づいて移動する。しかし、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コンポーネントを励起するために、物理的高さ (h_p) 以上でなければならない。帯電端子 T_1 を実効高 (h_{eff}) 以上に配置して、損失性導電媒体 203 を、図 5 A に示すように、ハンケル交差距離 (R_x) 121 以上でブルースター入射角 ($\Psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$) で照射することができる。帯電端子 T_1 上の拘束電荷を低減又は最小化するために、上述したように、高さは、少なくとも帯電端子 T_1 の球直径 (又は等価な球体直径) の 4 倍でなければならない。

30

【0085】

誘導表面導波プローブ 200 は、複素ブルースター角で損失性導電媒体 203 の表面を照射して、それによって、 R_x のハンケル交差点 121 で (又はその向こうの) 誘導表面波モードに実質的にモード整合することにより径方向の表面電流を励起する波動に対応するウェーブチルトを有する電界を確立するように構成することができる。

【0086】

40

図 7 を参照して、帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波プローブ 200 b の例のグラフ表示を示す。AC 源 212 は、例えば、ヘリカルコイルなどのコイル 215 を含む給電ネットワーク 209 (図 3) を介して誘導表面導波プローブ 200 b に結合される帯電端子 T_1 に対する励起源として機能する。他の実装形態では、AC 源 212 は、一次コイルを介してコイル 215 に誘導結合することができる。いくつかの実施形態では、AC 源 212 のコイル 215 への結合を向上及び/又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ることができる。

【0087】

50

図 7 に示すように、誘導表面導波プローブ 200 b は、損失性導電媒体 203 によって提示された平面に実質的に垂直な垂直軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 (例えば、高さ h_p にある球) を含むことができる。第 2 の媒体 206 は、損失性導電媒体 203 の上に配置されている。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_T を有する。動作中、任意の所与の

時点での端子 T_1 に印加される電圧に依存して、電荷 Q_1 が端子 T_1 に課される。

【0088】

図7の例では、コイル215は、第1の端部で接地杭218に、かつ垂直給電線導体221を介して帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実装形態では、帯電端子 T_1 へのコイル接続は、図7に示すように、コイル215のタップ224を使用して調整することができる。コイル215は、コイル215の下側部分のタップ227を介してAC源212によって、動作周波数で励振させることができる。他の実装形態では、AC源212は、一次コイルを介してコイル215に誘導結合することができる。

【0089】

誘導表面導波プローブ200の構造及び調整は、伝送周波数、損失性導電媒体の条件（例えば、土の導電率 σ 及び比誘電率 ϵ_r ）、及び帯電端子 T_1 のサイズなどの、様々な動作条件に基づく。屈折率は、式(10)及び(11)から、以下の式のように計算することができる。

【数47】

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

式中、 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ であり、 $\omega = 2\pi f$ である。導電率 σ 及び比誘電率 ϵ_r は、損失性導電媒体203の試験測定値により決定することができる。面法線から測定される複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$) もまた、式(26)から、以下の式のように決定することができる。

【数48】

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

又は、以下の式のように図5Aに示すように表面から測定される。

【数49】

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

ハンケル交差距離 (W_{Rx}) でのウェーブチルトもまた、式(40)を使用して見出すことができる。

【0090】

ハンケル交差距離もまた、図4により示すように、 $-j\gamma\rho$ に対する式(20b)及び(21)の大きさを等しくして、 R_x について解くことにより、見出すことができる。次に、ハンケル交差距離及び複素ブルースター角を使用して式(39)から、電気的な実効高を、以下の式のように決定することができる。

【数50】

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

式(44)から理解することができるように、複素実効高 (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、及びハンケル交差距離 (R_x) でのウェーブチルト角 (Ψ) に関連付けられた位相遅延 (Φ) を含む。これらの変数及び選択された帯電端子 T_1 の構成を用いて、誘導表面導波プローブ200の構成を決定することが可能である。

【0091】

物理的高さ (h_p) 以上に配置された帯電端子 T_1 を用いて、給電ネットワーク209 (図3) 及び／又は給電ネットワークを帯電端子 T_1 に接続する垂直給電線を調整して、帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 の位相 (Φ) をウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) に整合することができる。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に課される電荷 Q_1 のための十分大きな表面を提供するように選択することができる。一般的に、帯電端子 T_1 を実用的な限り大きくすることが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、結果として帯電端子周囲の放電又はスパークとなり得る周辺の空気のイオン化を回避するために、十分大きくすべきである。

【0092】

ヘリカル巻線コイルの位相遅延 θ_c は、Corum, K. L. 及び J. F. Corum の「RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes」(Microwave Review, Vol. 7, No. 2, September 2001, 36～45 ページ) により説明されているように、マクスウェル方程式から決定することができ、この文献は、その全体が参照により本明細書に組み込まれる。 $H/D > 1$ のヘリカルコイルに対して、コイルの縦軸に沿った波動の伝搬速度 (v) と光速 (c) の比、又は「速度係数」は、以下の式により得られる。

【数51】

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

10

式中、 H は、ソレノイドコイルの軸方向長さであり、 D は、コイル直径であり、 N は、コイルの巻数であり、 $s = H/N$ は、コイルの巻線間隔 (又はらせんピッチ) であり、 λ_0 は、自由空間の波長である。この関係に基づいて、ヘリカルコイルの電気長又は位相遅延は、以下の式により得られる。

【数52】

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

20

らせんがらせん状に巻かれている、又は短くかつ太い場合、原理は同じであるが、 V_f 及び θ_c は、試験的測定により得る方がより容易である。ヘリカル伝送線の特性 (波動) インピーダンスに対する表現もまた、以下の式のように導出されている。

【数53】

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

【0093】

構造の空間位相遅延 θ_y は、垂直給電線導体 221 (図7) の進行波の位相遅延を使用して決定することができる。完全グラウンド平面の上の円筒形垂直導体の静電容量は、以下の式のように表現することができる。

30

【数54】

$$C_A = \frac{2\pi\epsilon_0 h_w}{\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1} \text{ フアラッド} \quad (48)$$

式中、 h_w は、導体の垂直長さ (又は高さ) であり、 a は、半径である (m k s 単位での)。ヘリカルコイルと同様に、垂直給電線導体の進行波の位相遅延は、以下の式により得ることができる。

【数55】

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

40

式中、 β_w は、垂直給電線導体に対する伝搬位相定数であり、 h_w は、垂直給電線導体の垂直長さ (又は高さ) であり、 V_w は、ワイヤ上の速度係数であり、 λ_0 は、供給周波数での波長であり、 λ_w は、速度係数 V_w から結果として生じる伝搬波長である。均一な円筒形導体に対して、速度係数は、 $V_w = 0.94$ 又は約 $0.93 \sim 0.98$ の範囲の定数である。支柱が均一な伝送線であると考えられる場合、その平均特性インピーダンスは、以下の式により近似することができる。

【数 5 6】

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

式中、均一な円筒形導体に対して $V_w = 0.94$ であり、 a は、導体の半径である。単線給電線の特性インピーダンスに対するアマチュア無線文献で用いられてきた代替的表現は、以下の式により得ることができる。

【数 5 7】

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

式 (51) は、単線フィードに対する Z_w が周波数と共に変化することを意味する。位相遅延は、静電容量及び特性インピーダンスに基づいて決定することができる。 10

【0094】

帯電端子 T_1 を図 3 に示すように損失性導電媒体 203 の上方に配置して、給電ネットワーク 209 は、ハンケル交差距離でのウェーブチルト角 (Ψ) に等しい複素実効高 (h_{eff}) の位相シフト (Φ)、又は $\Phi = \Psi$ で帯電端子 T_1 を励起するように調整することができる。この条件が満たされるとき、帯電端子 T_1 上の Q_1 を振動させる電荷によって生成される電界は、損失性導電媒体 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。例えば、ブルースター角 (θ_{iB})、垂直給電線導体 221 (図 7) に関連付けられた位相遅延 (θ_y)、及びコイル 215 (図 7) の構成が既知である場合、振動する電荷 Q_1 を位相 $\Phi = \Psi$ で帯電端子 T_1 に課すように、タップ 224 (図 7) の位置を決定して調整することができる。タップ 224 の位置を調整して、進行表面波の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。タップ 224 の位置を越える余分なコイル長さを除去して、容量効果を低減することができる。垂直線の高さ及び／又はヘリカルコイルの幾何学的パラメータもまた、変更することができる。 20

【0095】

損失性導電媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードへの結合は、帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 に関連付けられた複素影像平面に関する定在波の共振のために誘導表面導波プローブ 200 を同調させることにより、向上及び／又は最適化することができる。これを行なうことにより、帯電端子 T_1 上の増大した及び／又は最大の電圧（したがって、電荷 Q_1 ）に対して、誘導表面導波プローブ 200 の特性を調整することができる。図 3 に戻って、領域 1 の損失性導電媒体 203 の影響は、影像法の分析を使用して確認することができる。 30

【0096】

物理的に、完全導体平面の上方配置された持ち上げられた電荷 Q_1 は、完全導体平面上の自由電荷を誘引し、この自由電荷は、次に、持ち上げられた電荷 Q_1 の下の領域内に「集積する」。結果として生じる完全導体平面上の「拘束」電気の分布は、ベル型曲線に類似している。持ち上げられた電荷 Q_1 の電位にその下の誘導された「集積」電荷の電位を加えた重ね合わせは、完全導体平面に対するゼロ等電位面を強制する。完全導体平面の上の領域内の電界を説明する境界値問題の解は、持ち上げられた電荷からの電界が完全導体平面の下の対応する「影像」電荷からの電界と重ね合わされる、影像電荷の古典的概念を使用して得ることができる。 40

【0097】

この解析はまた、誘導表面導波プローブ 200 の下の実効影像電荷 Q_1' の存在を仮定することにより、損失性導電媒体 203 に対しても使用することができる。実効影像電荷 Q_1' は、図 3 に示すように、導電性影像グラウンド平面 130 回りに帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 と同時に発生する。しかし、影像電荷 Q_1' は、完全導体の場合になるように、単になんらかの実数の深さに配置され、かつ帯電端子 T_1 上の一次ソース電荷 Q_1 と 180° 位相がずれているのではない。むしろ、損失性導電媒体 203 (例えば、テレストリアル媒体) は、位相シフトした影像を提示する。すなわち、影像電荷 Q_1' は、損失性導電媒体 203 の表面 (又は物理的境界) の下の複素深さにある。複素像深さの説明のため 50

に、Wait, J. R. の「Complex Image Theory-Revisited」(IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, August 1991, 27～29ページ)を参照し、この文献は、その全体が参照により本明細書に組み込まれる。

【0098】

電荷 Q_1 の物理的高さ (H_1) に等しい深さにある影像電荷 Q_1' の代わりに、導電性影像グラウンド平面 130 (完全導体を表す) が、 $z = -d/2$ の複素深さに配置されて、影像電荷 Q_1' は、 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ により得られる複素深さ (すなわち、「深さ」は大きさ及び位相の両方を有する) に見える。地球の上に垂直に偏波されたソースに対して、

【数58】

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

であり、式中、

【数59】

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

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

であり、式 (12) に示すようである。次に、影像電荷の複素数の間隔は、境界面が誘電体又は完全導体のいずれかである場合には発生しない追加の位相シフトに、外部電界が遭遇することを意味する。損失性導電媒体では、波面法線は、領域 1 と領域 2 との間の境界界面ではなく $z = -d/2$ の導電性影像グラウンド平面 130 の接線に平行である。

【0099】

損失性導電媒体 203 が物理的境界 136 を有する有限導体の地球 133 である、図 8 A に示す場合を考えてみる。有限導体の地球 133 は、物理的境界 136 の下の複素数の深さ z_1 に配置された、図 8 B に示すような完全導電性影像グラウンド平面 139 により置換えることができる。この等価表現は、物理的境界 136 で境界面を見下ろすとき、同じインピーダンスを有する。図 8 B の等価表現は、図 8 C に示すような等価伝送線としてモデル化することができる。等価構造の断面は、完全導電性影像平面のインピーダンスを短絡 ($z_s = 0$) とした (z 方向の) 端部負荷伝送線として表される。深さ z_1 は、地球を見下ろす TEM 波のインピーダンスを図 8 C の伝送線路を見て見た影像グラウンド平面のインピーダンス z_{in} に等しくすることにより決定することができる。

【0100】

図 8 A の場合では、上部領域 (空気) 142 内の伝搬定数及び波動の特性インピーダンスは、以下の式である。

【数60】

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

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

損失性の地球 133 では、伝搬定数及び波動の特性インピーダンスは、以下の式である。

。

【数 6 1】

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)}、及び \quad (57)$$

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

法線入射に対して、図 8 B の等価表現は、特性インピーダンスが空気のもので (z_o)、 γ_o の伝搬定数を有し、長さが z_1 である T E M 伝送線と等価である。そのようにして、図 8 C の短絡した伝送線に対して境界面で見た影像グラウンド平面のインピーダンス Z_{in} は、以下の式により得られる。

【数 6 2】

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

図 8 C の等価モデルに関連付けられた影像グラウンド平面のインピーダンス Z_{in} を図 8 A の法線入射波のインピーダンスに等しくして、 z_1 について解くことにより、短絡 (完全導電性影像グラウンド平面 1 3 9) までの距離が、以下の式のように得られる。

【数 6 3】

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

式中、逆双曲線正接に対する級数展開の第一項のみがこの近似に関して考慮されている。空気領域 1 4 2 内では、伝搬定数は、 $\gamma_o = j\beta_o$ であるので、 $Z_{in} = jZ_o \tanh \beta_o z_1$ (これは実数 z_1 に対する単なる虚数である) であるが、 z_e は、 $\sigma \neq 0$ である場合に複素数値である。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。

【0 1 0 1】

図 8 B の等価表現が完全導電性影像グラウンド平面 1 3 9 を含むため、地球の表面 (物理的境界 1 3 6) にある電荷又は電流に対する影像深さは、像グラウンド平面 1 3 9 の反対側の距離 z_1 、又は地球の表面 ($z = 0$ に配置された) の下の $d = 2 \times z_1$ に等しい。したがって、完全導電性影像グラウンド平面 1 3 9 までの距離は、以下の式により近似することができる。

【数 6 4】

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

加えて、「影像電荷」は、実電荷に「等しくかつ反対」であることになるので、深さ $z_1 = -d/2$ での完全導電性影像グラウンド平面 1 3 9 の電位は、ゼロであることになる。

【0 1 0 2】

電荷 Q_1 が図 3 に示すように地球の表面の上の距離 H_1 に持ち上げられた場合、影像電荷 Q_1' は、表面の下の $D_1 = d + H_1$ の複素距離、又は影像グラウンド平面 1 3 0 の下の $d/2 + H_1$ の複素距離にある。図 7 の誘導表面導波プローブ 2 0 0 b は、図 8 B の完全導電性影像グラウンド平面 1 3 9 に基づくことができる等価単線伝送線路の影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、等価単線伝送線路の影像平面モデルの例を示し、図 9 B は、図 8 C の短絡した伝送線を含む古典的等価伝送線路モデルの例を示す。

【0 1 0 3】

図 9 A 及び 9 B の等価影像平面モデルでは、 $\Phi = \theta_y + \theta_c$ は、地球 1 3 3 (又は損失性導電媒体 2 0 3) を基準にした誘導表面導波プローブ 2 0 0 の進行波の位相遅延であり、 $\theta_c = \beta_p H$ は、度で表現した物理的長さ H のコイル 2 1 5 (図 7) の電気長であり、 $\theta_y = \beta_w h_w$ は、度で表現した物理的長さ h_w の垂直給電線導体 2 2 1 (図 7) の電気長であり、 $\theta_d = \beta_o d/2$ は、影像グラウンド平面 1 3 9 と地球 1 3 3 (又は損失性導

10

20

30

40

50

電媒体 203) の物理的境界 136 との間の位相シフトである。図 9 A 及び 9 B の例では、 Z_w は、オームでの持ち上げられた垂直給電線導体 221 の特性インピーダンスであり、 Z_c は、オームでのコイル 215 の特性インピーダンスであり、 Z_o は、自由空間の特性インピーダンスである。

【0104】

誘導表面導波プローブ 200 の底部で、構造を「見上げて」見たインピーダンスは、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。以下の式の負荷インピーダンスで、

【数 65】

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

10

(式中、 C_T は、帯電端子 T_1 の自己容量である)、垂直給電線導体 221 (図 7) を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

【数 66】

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

コイル 215 (図 7) を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

【数 67】

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

20

誘導表面導波プローブ 200 の底部で、損失性導電媒体 203 を「見下して」見たインピーダンスは、 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ であり、これは以下の式により得られる。

【数 68】

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

式中、 $Z_s = 0$ である。

【0105】

損失を無視して、等価影像平面モデルは、物理的境界 136 で $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ である場合、共振に同調することができる。又は、低損失の場合では、物理的境界 136 で $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ であり、式中、 X は、対応するリアクタンス成分である。したがって、誘導表面導波プローブ 200 を「見上げた」物理的境界 136 でのインピーダンスは、損失性導電媒体 203 を「見下ろした」物理的境界 136 でのインピーダンスの共役である。プローブの電界の損失性導電媒体 203 (例えば、地球) の表面に沿った誘導表面導波モードへの結合を向上及び／又は最大化する $\Phi = \Psi$ であるように、媒体のウェーブチルト Ψ の角度に等しい進行波の位相遅延 Φ を維持しながら、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、図 9 A 及び 9 B の等価影像平面モデルを、影像グラウンド平面 139 に対する共振に調整することができる。この方法で、等価複素影像平面モデルのインピーダンスは、単に抵抗性であり、これは、電圧及び端子 T_1 上の持ち上げられた電荷を最大化するプローブ構造上の重ね合わせた定在波を維持し、式 (1) ~ (3) 及び (16) により、伝搬する表面波を最大化する。

30

40

【0106】

ハンケル解に従って、誘導表面導波プローブ 200 によって励起される誘導表面波は、外向きに伝搬する進行波である。誘導表面導波プローブ 200 (図 3 及び図 7) の帯電端子 T_1 と接地杭 218 との間の給電ネットワーク 209 に沿ったソース分布は、実際には、構造上の進行波に定在波を加えた重ね合わせで構成される。帯電端子 T_1 を物理的高さ h_p 以上に配置して、給電ネットワーク 209 を通って移動する進行波の位相遅延は、損失性導電媒体 203 に関連付けられたウェーブチルト角に整合される。このモード整合により、進行波を損失性導電媒体 203 に沿って送出することができる。進行波に対して位

50

相遅延が確立されたら、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L は、プローブ構造を $-d/2$ の複素深さにある影像グラウンド平面（図3の130、又は図8の139）に対して定在波の共振に至らせるように調整される。この場合では、影像グラウンド平面から見たインピーダンスは、ゼロのリアクタンスを有し、帯電端子 T_1 上の電荷は、最大化される。

【0107】

進行波現象と定在波現象との間の差異は、（1）長さ d の伝送線の区間（「遅延線」と呼ばれることもある）上の進行波の位相遅延（ $\theta = \beta d$ ）は、伝搬時間遅延に起因するのに対して、（2）定在波（前方及び後方に伝搬する波からなる）の位置依存性の位相は、線長さの伝搬時間遅延及び異なる特性インピーダンスの線区間の間の境界面でのインピーダンス遷移の両方に依存することである。正弦波定常状態で動作する伝送線の区間の物理的長さに起因して発生する位相遅延に加えて、 Z_{0a}/Z_{0b} の比に起因するインピーダンスの不連続点での追加の反射係数位相が存在する。式中、 Z_{0a} 及び Z_{0b} は、例えば、特性インピーダンス $Z_{0a} = Z_c$ （図9B）のヘリカルコイル区間の区間及び特性インピーダンス $Z_{0b} = Z_w$ （図9B）の垂直給電線導体の直線区間などの、伝送線の2つの区間の特性インピーダンスである。

【0108】

この現象の結果として、大いに異なる特性インピーダンスの2つの相対的に短い伝送線区間を使用して、非常に大きな位相シフトを提供することができる。例えば、低インピーダンス及び高インピーダンスの、合わせて例えば 0.05λ の物理的長さになる、伝送線の2つの区間からなるプローブ構造を作製して、 0.25λ 共振と等価である 90° の位相シフトを提供することができる。これは、特性インピーダンスの大きなジャンプに起因する。この方法で、物理的に短いプローブ構造を、2つの物理的長さを組み合わせたより電氣的に長くすることができる。これを、インピーダンス比の不連続点が位相の大きなジャンプを提供する図9A及び9Bに示す。区間が一体に接合されたインピーダンスの不連続点は、実質的な位相シフトを提供する。

【0109】

図10を参照して、損失性導電媒体203（図3）の表面に沿って誘導表面進行波を送出する、誘導表面導波プローブ200（図3及び図7）を損失性導電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するように調整する例を示す流れ図150を示す。153で開始して、誘導表面導波プローブ200の帯電端子 T_1 は、損失性導電媒体203の上の定義された高さに配置される。損失性導電媒体203の特性及び誘導表面導波プローブ200の動作周波数を利用して、ハンケル交差距離はまた、図4により示すように $-j\gamma\rho$ に対する式（20b）及び（21）の大きさを等しくして、 R_x について解くことにより見出すことができる。複素屈折率（ n ）は、式（41）を使用して決定することができる。次に、複素ブルースター角（ θ_{iB} ）は、式（42）から決定することができる。次に、帯電端子 T_1 の物理的高さ（ h_p ）は、式（44）から決定することができる。帯電端子 T_1 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 ）以上でなければならない。この高さの関係は、表面波を送出するときに最初に考慮される。帯電端子 T_1 上の拘束電荷を低減又は最小化するために、高さは、少なくとも帯電端子 T_1 の球直径（又は等価な球体直径）の4倍でなければならない。

【0110】

156で、帯電端子 T_1 上の持ち上げられた電荷 Q_1 の電氣的位相遅延 Φ は、複素ウェーブチルト角 Ψ に整合される。ヘリカルコイルの位相遅延（ θ_c ）及び／又は垂直給電線導体の位相遅延（ θ_y ）は、 Φ をウェーブチルト（ W ）の角度（ Ψ ）に等しくするように調整することができる。式（31）に基づいて、ウェーブチルト角（ Ψ ）は、以下の式から決定することができる。

【数69】

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

10

20

30

40

50

次に、電氣的位相 Φ は、ウェーブチルト角に整合することができる。この角度（又は位相）の関係は、表面波を送出するときに次に考慮される。例えば、電氣的位相遅延 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル215（図7）の幾何学的パラメータ及び／又は垂直給電線導体221（図7）の長さ（又は高さ）を変更することにより調整することができる。 $\Phi = \Psi$ に整合することにより、境界界面で複素ブルースター角を有するハンケル交差距離（ R_x ）以上で電界を確立して、表面導波モードを励起して損失性導電媒体203に沿って進行波を送出することができる。

【0111】

次に159で、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンスは、誘導表面導波プローブ200の等価影像平面モデルを共振させるように調整される。図9A及び9Bの導電性影像グラウンド平面139（又は図3の130）の深さ（ $d/2$ ）は、式（52）、（53）及び（54）、並びに測定することができる損失性導電媒体203（例えば、地球）の値を使用して決定することができる。その深さを使用して、像グラウンド平面139と損失性導電媒体203の物理的境界136との間の位相シフト（ θ_d ）は、 $\theta_d = \beta$ 。 $d/2$ を使用して決定することができる。次に、損失性導電媒体203を「見下ろして」見たようなインピーダンス（ Z_{in} ）は、式（65）を使用して決定することができる。この共振関係は、送出される表面波を最大化すると考えることができる。

【0112】

コイル215の調整されたパラメータ及び垂直給電線導体221の長さに基づいて、速度係数、位相遅延、並びにコイル215及び垂直給電線導体221のインピーダンスは、式（45）～（51）を使用して決定することができる。加えて、帯電端子 T_1 の自己容量（ C_T ）は、例えば、式（24）を使用して決定することができる。コイル215の伝搬係数（ β_p ）は、式（35）を使用して決定することができ、垂直給電線導体221に対する伝搬位相定数（ β_w ）は、式（49）を使用して決定することができる。自己容量並びにコイル215及び垂直給電線導体221の決定された値を使用して、コイル215を「見上げて」見たような誘導表面導波プローブ200のインピーダンス（ Z_{base} ）は、式（62）、（63）及び（64）を使用して決定することができる。

【0113】

誘導表面導波プローブ200の等価影像平面モデルは、 Z_{base} のリアクタンス成分 X_{base} が Z_{in} のリアクタンス成分 X_{in} を相殺するように、又は $X_{base} + X_{in} = 0$ 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、共振するよう整調することができる。したがって、誘導表面導波プローブ200を「見上げた」物理的境界136でのインピーダンスは、損失性導電媒体203を「見下ろした」物理的境界136での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 の電氣的位相遅延 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変更することなく帯電端子 T_1 の静電容量（ C_T ）を変更することにより、調整することができる。反復的手法を採用して、導電性影像グラウンド平面139（又は130）に対する等価影像平面モデルの共振のために負荷インピーダンス Z_L を整調することができる。この方法で、損失性導電媒体203（例えば、地球）の表面に沿った誘導表面導波モードへの電界の結合を、向上及び／又は最大化することができる。

【0114】

これは、数値例を有する状況を例示することにより、より良好に理解することができる。1.85MHzの動作周波数（ f_o ）でヘリカルコイル及び垂直給電線導体を介して励起される帯電端子 T_1 を上部に有する、物理的高さ h_p の上部装荷垂直スタブを含む誘導表面導波プローブ200を考えてみる。16フィートの高さ（ H_1 ）、並びに $\epsilon_r = 15$ の比誘電率及び $\sigma_1 = 0.010 \text{ mhos/m}$ の導電率を有する損失性導電媒体203（例えば、地球）を用いて、いくつかの表面波伝搬パラメータを、 $f_o = 1.850 \text{ MHz}$ に対して計算することができる。これらの条件下で、ハンケル交差距離は、 $h_p = 5.5$ フィートの物理的高さで $R_x = 54.5$ フィートであることを見出すことができ、これは、帯電端子 T_1 の実際の高さより相当低い。 $H_1 = 5.5$ フィートの帯電端子高さを使用することができたが、より高いプローブ構造は、拘束静電容量を低減して、帯電端子 T_1

10

20

30

40

50

上のより大きな割合の自由電荷を可能にし、より大きな電界強度及び進行波の励起を提供した。

【0115】

波長は、以下の式のように決定することができる。

【数70】

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{メートル} \quad (67)$$

式中、cは光速である。複素屈折率は、以下の式である。

【数71】

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

10

これは式(41)から得られ、式中、 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_o$ であり、 $\omega = 2\pi f_o$ である。複素ブルースター角は、以下の式である。

【数72】

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

これは式(42)から得られる。式(66)を使用して、ウェーブチルトの値は、以下の式として決定することができる。

【数73】

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

20

したがって、ヘリカルコイルは、 $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ に整合するように調整することができる。

【0116】

垂直給電線導体(0.27インチの直径を有する均一な円筒状の導体として近似される)の速度係数は、 $V_w = 0.93$ として得ることができる。 $h_p \ll \lambda_o$ であるため、垂直給電線導体に対する伝搬位相定数は、以下の式のように近似することができる。

【数74】

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

30

式(49)から、垂直給電線導体の位相遅延は、以下の式である。

【数75】

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

$\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ であるようにヘリカルコイルの位相遅延を調整することにより、 Φ は、 Ψ に等しいことになり、誘導表面導波モードに整合する。 Φ と Ψ の間の関係を示すために、図11は、周波数の範囲にわたる両方のグラフを示す。 Φ 及び Ψ の両方が周波数依存であるため、それらの対応する曲線が約1.85 MHzで互いに交差することがわかる。

【0117】

40

0.0881インチの導体直径、30インチのコイル直径(D)、及び4インチの巻きの間の間隔(s)を有するヘリカルコイルに対して、コイルに対する速度係数は、式(45)を使用して、以下の式のように決定することができる。

【数76】

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

式(35)からの伝搬係数は、以下の式である。

【数 7 7】

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

$\theta_c = 28.974^\circ$ で、ソレノイドコイルの軸方向長さ (H) は、式 (46) を使用して、以下の式のように決定することができる。

【数 7 8】

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

この高さは、垂直給電線導体が接続されるヘリカルコイル上の位置を決定し、結果として、8.818 巻 ($N = H/s$) のコイルとなる。

10

【0 1 1 8】

ウェーブチルト角 ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$) に整合するように調整されたコイル及び垂直給電線導体の進行波の位相遅延で、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス (Z_L) は、誘導表面波プロブ 200 の等価影像平面モデルの定在波共振のために調整することができる。測定された地球の誘電率、導電率、及び透磁率から、放射伝搬定数は、式 (57) を使用して決定することができる。

【数 7 9】

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

導電性影像グラウンド平面の複素深さは、式 (52) から、以下の式のように近似することができる。

20

【数 8 0】

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

導電性影像グラウンド平面と地球の物理的境界との間の対応する位相シフトは、以下の式により得られる。

【数 8 1】

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

式 (65) を使用して、損失性導電媒体 203 (すなわち、地球) を「見下ろして」見たインピーダンスは、以下の式のように決定することができる。

30

【数 8 2】

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

【0 1 1 9】

損失性導電媒体 203 を「見下ろして」見たリアクタンス成分 (X_{in}) を誘導表面波プロブ 200 を「見上げて」見たリアクタンス成分 (X_{base}) と整合することにより、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。これは、コイル及び垂直給電線導体の進行波の位相遅延を変更す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、実現することができる。例えば、帯電端子の静電容量 (C_T) を 61.8126 pF に調整することにより、式 (62) からの負荷インピーダンスは、以下の式となる。

40

【数 8 3】

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

そして境界でのリアクタンス成分は整合される。

【0 1 2 0】

式 (51) を使用して、垂直給電線導体 (0.27 インチの直径 ($2a$) を有する) のインピーダンスは、以下の式のように得られる。

【数 8 4】

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

垂直給電線導体を「見上げて」見たインピーダンスは、式（63）により、以下の式のように得られる。

【数 8 5】

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

式（47）を使用して、ヘリカルコイルの特性インピーダンスは、以下の式のように得られる。 10

【数 8 6】

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

コイルを「見上げて」見たインピーダンスは、式（64）により、以下の式のように得られる。

【数 8 7】

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

20

式（79）の解と比較すると、リアクタンス成分が反対かつおよそ等しく、したがって、互いの共役であることを理解することができる。したがって、完全導電性影像グラウンド平面から図9A及び9Bの等価影像平面モデルを「見上げて」見たインピーダンス（ Z_{ip} ）は、抵抗のみ、又は $Z_{ip} = R + j 0$ である。

【0121】

誘導表面導波プローブ200（図3）によって生成される電界が、給電ネットワークの進行波の位相遅延をウェーブチルト角に整合することにより確立され、かつプローブ構造が複素深さ $z = -d/2$ の完全導電性影像グラウンド平面に対して共振されるとき、電界は、損失性導電媒体上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れ、誘導表面進行波が損失性導電媒体の表面に沿って送出される。図1に示すように、誘導電磁界の誘導電界強度曲線103は、 30

【数 8 8】

$$e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$$

の特徴的な指数関数的減衰を有し、両対数目盛上で独特の屈曲部109を呈する。

【0122】

要約すれば、解析的に及び実験的にの両方で、誘導表面導波プローブ200の構造上の進行波成分は、表面進行波のウェーブチルト角（ Ψ ）に整合する（ $\Phi = \Psi$ ）、その上部端子での位相遅延（ Φ ）を有する。この条件下で、表面導波路は、「モード整合」していると考えることができる。更に、誘導表面導波プローブ200の構造上の共振定在波成分は 40、帯電端子 T_1 で V_{MAX} を有し、損失性導電媒体203の物理的境界136（図8B）での接続部ではなく、 $z = -d/2$ の複素深さで $Z_{ip} = R_{ip} + j 0$ である下の影像平面139（図8B）で V_{MIN} を有する。最後に、帯電端子 T_1 は、複素ブルースター角で損失性導電媒体203に入射する電磁波が

【数 8 9】

$$1/\sqrt{r}$$

の項が優位である距離（ $\geq R_x$ ）で入射するように、図3の十分な高さ H_1 （ $h \geq R_x \tan \Psi_{i, B}$ ）である。無線伝送及び／又は電力供給系に役立つように、1つ以上の誘導表面導波プローブと共に、受信回路を用いることができる。 50

【0123】

図3に戻って、誘導表面導波プローブ200の動作は、誘導表面導波プローブ200に関連付けられた動作条件の変化に対して調整するように制御することができる。例えば、適応プローブ制御システム230を使用して、誘導表面導波プローブ200の動作を制御するように、給電ネットワーク209及び／又は帯電端子 T_1 を制御することができる。動作条件としては、損失性導電媒体203の特性（例えば、導電率 σ 及び比誘電率 ϵ_r ）の変化、電界強度の変化、及び／又は誘導表面導波プローブ200の負荷の変化を挙げることができるが、これらに限定されない。式(31)、(41)及び(42)から理解することができるように、屈折率(n)、複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)、及びウェーブチルト($|W|e^{j\Psi}$)は、例えば、気象条件から結果として生じる土の導電率及び誘電率の変化により影響を受けることがある。

10

【0124】

例えば、導電率測定プローブ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ計、電界計、電流モニタ、及び／又は負荷受信器などの装置を使用して、動作条件の変化をモニタして、適応プローブ制御システム230に現在の動作条件に関する情報を提供することができる。次に、プローブ制御システム230は、誘導表面導波プローブ200に1つ以上の調整を行なって、誘導表面導波プローブ200に対する指定された動作条件を維持することができる。例えば、湿度及び温度が変化すると、土の導電率もまた、変化することになる。導電率測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波プローブ200の周囲の複数の位置に配置することができる。一般的に、動作周波数に対するハンケル交差距離 R_x 又はその付近の導電率及び／又は誘電率をモニタすることが望ましいであろう。導電率測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波プローブ200の周囲の複数の位置（例えば、それぞれの象限内の）に配置することができる。

20

【0125】

導電率測定プローブ及び／又は誘電率センサは、周期的に導電率及び／又は誘電率を評価して、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することができる。この情報は、LAN、WLAN、セルラーネットワーク、又は他の適切な有線又は無線通信ネットワークなどだがこれらに限定されない、ネットワークを介してプローブ制御システム230に通信することができる。モニタした導電率及び／又は誘電率に基づいて、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($\theta_{i, B}$)、及び／又はウェーブチルト($|W|e^{j\Psi}$)の変化を評価し、誘導表面導波路プローブ200を調整して、ウェーブチルト角(Ψ)に等しい給電ネットワーク209の位相遅延(Φ)を維持する、かつ／又は誘導表面導波プローブ200の等価映像平面モデルの共振を維持することができる。これは、例えば、 θ_y 、 θ_c 、及び／又は C_T を調整することにより、実現することができる。例えば、プローブ制御システム230は、帯電端子 T_1 の自己容量、及び／又は帯電端子 T_1 に適用される位相遅延(θ_y 、 θ_c)を調整して、誘導表面波の電氣的送出効率をその最大又は最大付近に維持することができる。例えば、帯電端子 T_1 の自己容量は、端子のサイズを変更することにより、変更することができる。電荷分布もまた、帯電端子 T_1 のサイズを増大させることにより向上することができ、これにより、帯電端子 T_1 からの放電の可能性を低減することができる。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 を変更するように調整することができる、可変インダクタンスを含むことができる。帯電端子 T_1 に適用される位相は、送出効率を最大化するように、コイル215（図7）上のタップ位置を変更することにより、及び／又はコイル215に沿った複数の既定のタップを含めて異なる既定のタップ位置の間で切換えることにより、調整することができる。

30

40

【0126】

電界計又は電界強度(field strength)(FS)計もまた、誘導表面導波プローブ200回りに分布させて、誘導表面波に関連付けられた電界の電界強度を測定することができる。電界計又はFS計は、電界強度及び／又は電界強度（例えば、電界の強度）の変化を検出して、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することができ

50

る。この情報は、LAN、WLAN、セルラーネットワーク、又は他の適切な通信ネットワークなどだがこれらに限定されない、ネットワークを介してプロープ制御システム230に通信することができる。動作中に負荷及び／又は環境条件が変化する又は異なると、誘導表面導波プロープ200を調整して、FS計の位置での指定された電界強度（単数又は複数）を維持し、供給している受信器及び負荷への適切な送電を確実にすることができる。

【0127】

例えば、帯電端子 T_1 に適用される位相遅延（ $\Phi = \theta_y + \theta_c$ ）を調整して、ウェーブチルト角（ Ψ ）に整合することができる。1つ又は両方の位相遅延を調整することにより、誘導表面導波プロープ200を調整して、ウェーブチルトが複素ブルースター角に対応することを確実にすることができる。これは、コイル215（図7）のタップ位置を調整して、帯電端子 T_1 に適用される位相遅延を変更することにより、実現することができる。帯電端子 T_1 に供給される電圧レベルもまた、電界強度を調整するために増大又は減少させることができる。これは、励起源212の出力電圧を調整することにより、又は給電ネットワーク209を調整若しくは再構成することにより、実現することができる。例えば、AC源212に対するタップ227（図7）の位置を調整して、帯電端子 T_1 から見た電圧を増大させることができる。電界強度レベルを既定の範囲内に維持することにより、受信器による結合を向上し、グラウンド電流損失を低減して、他の誘導表面導波プロープ200からの伝送との干渉を回避することができる。

【0128】

プロープ制御システム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、又はそれらの組合せで実装することができる。例えば、プロープ制御システム230は、当業者によって理解され得るように、共に例えば付随する制御／アドレスバスを有する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セッサ及びメモリを含む、処理回路を含むことができる。プロープ制御のアプリケーションは、モニタされた条件に基づいて誘導表面導波プロープ200の動作を調整するように、プロセッサによって実行することができる。プロープ制御システム230はまた、様々なモニタ装置と通信するための1つ以上のネットワークインターフェースを含むことができる。通信は、LAN、WLAN、セルラーネットワーク、又は他の適切な通信ネットワークなどだがこれらに限定されない、ネットワークを介することができる。プロープ制御システム230は、例えば、サーバ、デスクトップコンピュータ、ラップトップ、又は同様な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ることができる。

【0129】

図5Aの例に戻って、ハンケル交差距離（ R_x ）で複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）を有する帯電端子 T_1 の入射電界（ E ）の光線光学の解釈に関する複素角三角法を示す。損失性導電媒体に対して、ブルースター角は、複素数であり、式（38）により規定されることを思い出されたい。電氣的に、幾何学的パラメータは、式（39）により、帯電端子 T_1 の電氣的実効高（ h_{eff} ）によって関連付けられる。物理的高さ（ h_p ）及びハンケル交差距離（ R_x ）の両方が実量であるため、ハンケル交差距離での所望の誘導表面ウェーブチルト角（ W_{R_x} ）は、複素実効高（ h_{eff} ）の位相（ Φ ）に等しい。帯電端子 T_1 を物理的高さ h_p に配置して、適切な位相 Φ を有する電荷で励起して、結果として生じる電界は、ハンケル交差距離 R_x で、かつブルースター角で、損失性導電媒体の境界界面に入射する。これらの条件下で、反射なしに又は実質的に無視できる反射で、誘導表面導波モードを励起することができる。

【0130】

しかし、式（39）は、誘導表面導波プロープ200の物理的高さが相対的に低くてよいことを意味する。これが誘導表面導波モードを励起することになるが、これは、結果としてほとんど自由電荷を有さないで過度に大きな拘束電荷となる。補償するために、帯電端子 T_1 を適切な高度に上げて、自由電荷の量を増大することができる。1つの例示的な

経験則として、帯電端子 T_1 は、帯電端子 T_1 の実効直径の約 4～5 倍（又はそれより大きい）の高度に配置することができる。図 6 は、図 5 A に示す物理的高さ（ h_p ）の上に帯電端子 T_1 を上げることを示す。増大した高度は、ウェーブチルトが損失性導電媒体に入射する距離をハンケル交差点 1 2 1（図 5 A）を越えて移動させる。誘導表面導波モードでの結合を向上し、したがって、誘導表面波のより大きな送出効率を提供するために、より小さな補償端子 T_2 を使用して、ハンケル交差距離でのウェーブチルトがブルースター角にあるように、帯電端子 T_1 の全実効高（ h_{TE} ）を調整することができる。

【0131】

図 1 2 を参照して、損失性導電媒体 2 0 3 により提示された平面に垂直な垂直軸 z に沿って配置された、持ち上げられた帯電端子 T_1 及びより低い補償端子 T_2 を含む、誘導表面導波プローブ 2 0 0 c の例を示す。これに関して、帯電端子 T_1 は、補償端子 T_2 の真上に配置されているが、2 つ以上の帯電端子及び／又は補償端子 T_N のなんらかの他の配置を使用することができることが可能である。本開示の実施形態によれば、誘導表面導波プローブ 2 0 0 c は、損失性導電媒体 2 0 3 の上に配置されている。損失性導電媒体 2 0 3 は、領域 1 を構成し、領域 2 を構成する第 2 の媒体 2 0 6 は、損失性導電媒体 2 0 3 と境界界面を共有する。

【0132】

誘導表面導波プローブ 2 0 0 c は、励起源 2 1 2 を帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 に結合する結合回路 2 0 9 を備える。各種実施形態によれば、電荷 Q_1 及び Q_2 を、任意の所与の時点に端子 T_1 及び T_2 に印加される電圧に依存して、対応する帯電端子及び補償端子 T_1 及び T_2 に課することができる。 I_1 は、端子リードを介して帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 を供給する誘導電流であり、 I_2 は、端子リードを介して補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 を供給する誘導電流である。

【0133】

図 1 2 の実施形態によれば、帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 で損失性導電媒体 2 0 3 の上に配置され、補償端子 T_2 は、物理的高さ H_2 で垂直軸 z に沿って T_1 の真下に配置され、 H_2 は、 H_1 未満である。伝送構造の高さ 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（又は自己）静電容量 C_1 を有し、補償端子 T_2 は、絶縁（又は自己）静電容量 C_2 を有する。相互静電容量 C_M もまた、端子 T_1 と T_2 との間に、その間の距離に依存して存在し得る。動作中、電荷 Q_1 及び Q_2 が、任意の所与の時点に帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 に印加される電圧に依存して、それぞれ帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 上に課される。

【0134】

次に図 1 3 を参照して、図 1 2 の帯電端子 T_1 上の持ち上げられた電荷 Q_1 及び補償端子 T_2 により生成される効果の光線光学の解釈を示す。線 1 6 3 により示すように光線がハンケル交差点 1 2 1 より大きな距離でブルースター角で損失性導電媒体と交差する高さに持ち上げた帯電端子 T_1 と共に、補償端子 T_2 を使用して、増大した高さを補償することにより、 h_{TE} を調整することができる。補償端子 T_2 の効果は、線 1 6 6 により示すようにハンケル交差距離でのウェーブチルトがブルースター角にあるように、誘導表面導波プローブの電气的実効高を低減する（又は損失性媒体の境界界面を効果的に上げる）ことである。

【0135】

全実効高は、帯電端子 T_1 に関連付けられた上側実効高（ h_{UE} ）及び補償端子 T_2 に関連付けられた下側実効高（ h_{LE} ）の重ね合わせとして、以下の式のように書くことができる。

【数 9 0】

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

式中、 Φ_U は、上側帯電端子 T_1 に適用される位相遅延であり、 Φ_L は、下側補償端子 T_2 に適用される位相遅延であり、 $\beta = 2\pi / \lambda_p$ は、式（35）からの伝搬係数であり

、 h_p は、帯電端子 T_1 の物理的高さであり、 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、それらは、帯電端子リード長さ z を帯電端子 T_1 の物理的高さ h_p に、及び補償端子リード長さ y を補償端子 T_2 の物理的高さ h_d に加えることにより、以下の式に示すように考慮することができる。

【数 9 1】

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

より低い実効高を使用して、全実効高 (h_{TE}) を調整し、図 5 A の複素実効高 (h_{eff}) に等しくすることができる。

【0136】

式 (85) 又は (86) を使用して、ハンケル交差距離での所望のウェーブチルトを得るために、補償端子 T_2 の下側円盤の物理的高さ、及び端子に給電する位相角度を決定することができる。例えば、式 (86) は、補償端子高さ (h_d) の関数としての帯電端子 T_1 に適用される位相シフトとして書き換えることができ、以下の式が得られる。

【数 9 2】

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

【0137】

補償端子 T_2 の位置を決定するために、上述した関係を利用することができる。最初に、全実効高 (h_{TE}) は、式 (86) で表現されるように、上側帯電端子 T_1 の複素実効高 (h_{UE}) 及び下側補償端子 T_2 の複素実効高 (h_{LE}) の重ね合わせである。次に、入射角の正接は、幾何学的に以下の式のように表現することができる。

【数 9 3】

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

これは、ウェーブチルト W の定義に等しい。最後に、所望のハンケル交差距離 R_x であるとして、 h_{TE} を調整して、入射光線のウェーブチルトをハンケル交差点 121 で複素ブルースター角に整合させることができる。これは、 h_p 、 Φ_U 、及び $\angle$ 又は h_d を調整することにより、実現することができる。

【0138】

これらの概念は、誘導表面導波プローブの例の文脈で説明すると、より良好に理解することができる。図 14 を参照して、損失性導電媒体 203 によって提示された平面に実質的に垂直な垂直軸 z に沿って配置された、上側帯電端子 T_1 (例えば、高さ h_T の球) 及び下側補償端子 T_2 (例えば、高さ h_d の円盤) を含む誘導表面導波プローブ 200d の例のグラフ表示を示す。動作中、電荷 Q_1 及び Q_2 が、任意の所与の時点に端子 T_1 及び T_2 に印加される電圧に依存して、それぞれ帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 上に課される。

【0139】

AC 源 212 は、帯電端子 T_1 に対する励起源として機能し、例えば、ヘリカルコイルなどのコイル 215 を備える結合回路 209 を通じて誘導表面導波プローブ 200d に結合される。AC 源 212 は、図 14 に示すようにタップ 227 を介してコイル 215 の下側部分にわたって接続することができる、又は一次コイルを経由してコイル 215 に誘導結合することができる。コイル 215 は、第 1 の端部で接地杭 218 に、及び第 2 の端部で帯電端子 T_1 に結合することができる。いくつかの実装形態では、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 215 の第 2 の端部でタップ 224 を使用して調整することができる。補償端子 T_2 は、損失性導電媒体 203 (例えば、グラウンド又は地球) の上に、かつそれに実質的に平行に配置され、コイル 215 に結合されたタップ 233 を介して励振される。コイル 215 と接地杭 218 との間に配置された電流計 236 を使用して、誘導表面導波プローブの底部での電流フローの大きさ (I_0) の表示を提供することができる。あるい

10

20

30

40

50

は、電流クランプを接地杭 2 1 8 に結合された導体の周囲に使用して、電流フローの大きさ (I_0) の表示を得ることができる。

【0140】

図 1 4 の例では、コイル 2 1 5 は、第 1 の端部で接地杭 2 1 8 に、かつ垂直給電線導体 2 2 1 を介して第 2 の端部で帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実装形態では、帯電端子 T_1 への接続は、図 1 4 に示すように、コイル 2 1 5 の第 2 の端部でタップ 2 2 4 を使用して調整することができる。コイル 2 1 5 は、コイル 2 1 5 の下側部分のタップ 2 2 7 を介して AC 源 2 1 2 によって、動作周波数で励振することができる。他の実装形態では、AC 源 2 1 2 は、一次コイルを介してコイル 2 1 5 に誘導結合することができる。補償端子 T_2 は、コイル 2 1 5 に結合されたタップ 2 3 3 を介して励振される。コイル 2 1 5 と接地杭 2 1 8 との間に配置された電流計 2 3 6 を使用して、誘導表面導波プローブ 2 0 0 d の底部での電流フローの大きさの表示を提供することができる。あるいは、電流クランプを接地杭 2 1 8 に結合された導体の周囲に使用して、電流フローの大きさの表示を得ることができる。補償端子 T_2 は、損失性導電媒体 2 0 3 (例えば、グラウンド) の上方に、かつそれに実質的に平行に配置される。

【0141】

図 1 4 の例では、帯電端子 T_1 への接続は、補償端子 T_2 用のタップ 2 3 3 の接続点の上のコイル 2 1 5 上に配置された。そのような調整により、増大した電圧 (したがってより高い電荷 Q_1) を上側帯電端子 T_1 に印加することができる。他の実施形態では、帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 用の接続点は、反転することができる。誘導表面導波プローブ 2 0 0 d の全実効高 (h_{TE}) を調整して、ハンケル交差距離 R_x で誘導表面ウェーブチルトを有する電界を励起することが可能である。ハンケル交差距離もまた、図 4 により示すように、 $-j\gamma\rho$ に対する式 (20b) 及び (21) の大きさを等しくして、 R_x について解くことにより、見出すことができる。屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ 及び $\Psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\Psi}$)、及び複素実効高 ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) は、式 (41) ~ (44) に関して上述したように決定することができる。

【0142】

選択された帯電端子 T_1 の構成を用いて、球体直径 (又は実効球体直径) を決定することができる。例えば、帯電端子 T_1 が球として構成されない場合、端子構成は、実効球体直径を有する球体のキャパシタンス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、端子に課される電荷 Q_1 のための十分大きな表面を提供するように選択することができる。一般的に、帯電端子 T_1 を実用的な限り大きくすることが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、結果として帯電端子周囲の放電又はスパークとなり得る周囲空気のイオン化を回避するために、十分大きくすべきである。帯電端子 T_1 上の拘束電荷の量を低減するために、誘導表面波を送出するために帯電端子 T_1 上に自由電荷を提供するための所望の高度は、少なくとも損失性導電媒体 (例えば、地球) の上の実効球直径の 4 ~ 5 倍でなければならない。補償端子 T_2 を使用して、誘導表面導波プローブ 2 0 0 d の全実効高 (h_{TE}) を調整し、 R_x で誘導表面ウェーブチルトを有する電界を励起することができる。補償端子 T_2 は、 $h_d = h_T - h_p$ で帯電端子 T_1 の下に配置することができる。式中、 h_T は、帯電端子 T_1 の全物理的高さである。補償端子 T_2 の位置を固定し、かつ位相遅延 Φ_U を上側帯電端子 T_1 に適用して、下側補償端子 T_2 に適用される位相遅延 Φ_L は、式 (86) の関係を使用して、以下の式のように決定することができる。

【数 9 4】

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

代替の実施形態では、補償端子 T_2 は、高さ h_d に配置することができ、ここで、 $\text{Im} \{ \Phi_L \} = 0$ である。これを、図 1 5 A にグラフで示し、この図は、 Φ_U の虚部及び実部のグラフ、それぞれ 1 7 2 及び 1 7 5 を示す。補償端子 T_2 は、高さ h_d に配置され、ここで、グラフ 1 7 2 で図示するように $\text{Im} \{ \Phi_U \} = 0$ である。この固定した高さで、コ

イルの位相 Φ_U は、グラフ 175 で図示するように $\text{Re} \{ \Phi_U \}$ から決定することができる。

【0143】

AC 源 212 をコイル 215 に（例えば、結合を最大化する 50Ω の点に）結合して、動作周波数でのコイルの少なくとも一部分と補償端子 T_2 の並列共振のために、タップ 233 の位置を調整することができる。図 15B は、図 14 の一般的電気接続の模式図を示し、図中、 V_1 は、タップ 227 を介して AC 源 212 からコイル 215 の下側部分に印加される電圧であり、 V_2 は、上側帯電端子 T_1 に供給されるタップ 224 での電圧であり、 V_3 は、タップ 233 を介して下側補償端子 T_2 に印加される電圧である。抵抗 R_p 及び R_d は、それぞれ帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 のグラウンド帰路抵抗を表す。帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 は、球、円筒、トロイド、リング、フード、又は容量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 及び補償端子 T_2 のサイズは、端子に課される電荷 Q_1 及び Q_2 のための十分大きな表面を提供するように選択することができる。一般的に、帯電端子 T_1 を実用的な限り大きくすることが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、結果として帯電端子周囲の放電又はスパークとなり得る周囲空気のイオン化を回避するために、十分大きくすべきである。帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 それぞれの自己容量 C_p 及び C_d は、例えば、式 (24) を使用して決定することができる。

【0144】

図 15B で理解す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 、及び補償端子 T_2 に関連付けられたグラウンド帰路抵抗 R_d により形成される。並列共振は、 C_d を調整するために、補償端子 T_2 に印加される電圧 V_3 を調整することにより（例えば、コイル 215 上のタップ 233 の位置を調整することにより）、又は補償端子 T_2 の高さ及び／又はサイズを調整することにより、確立することができる。コイルのタップ 233 の位置は、並列共振のために調整することができ、並列共振の結果として、接地杭 218 及び電流計 236 を通るグラウンド電流が最大点に到達することになる。補償端子 T_2 の並列共振が確立された後で、AC 源 212 用のタップ 227 の位置は、コイル 215 上の 50Ω の点に調整することができる。

【0145】

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、全実効高 (h_{TE}) の位相 (Φ) がハンケル交差距離 (R_x) での誘導表面ウェーブチルト角 (W_{Rx}) とほぼ等しいように、調整することができる。コイルのタップ 224 の位置は、この動作点に到達するまで調整することができ、この結果として、電流計 236 を通るグラウンド電流が最大に増大することになる。この時点で、結果として生じる誘導表面導波プローブ 200d によって励起された電界が、損失性導電媒体 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しており、結果として、損失性導電媒体 203 の表面に沿った誘導表面波の送出となる。これは、誘導表面導波プローブ 200 から延びる放射に沿って電界強度を測定することにより、検証することができる。

【0146】

補償端子 T_2 を含む回路の共振は、帯電端子 T_1 の取り付け、及び／又はタップ 224 を介して帯電端子 T_1 に印加される電圧の調整で変化することがある。共振のために補償端子回路を調整することは、帯電端子の接続のその後の調整を助成するが、ハンケル交差距離 (R_x) での誘導表面ウェーブチルト (W_{Rx}) を確立することが必要ではない。システムを更に調整して、AC 源 212 用のタップ 227 の位置をコイル 215 上の 50Ω の点になるように繰り返して調整し、電流計 236 を通るグラウンド電流を最大化するようにタップ 233 の位置を調整することにより、結合を向上することができる。補償端子 T_2 を含む回路の共振は、タップ 227 及び 233 の位置が調整されると、又は他の構成要素がコイル 215 に取り付けられると、ドリフトすることがある。

【0147】

他の実装形態では、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

き、タップ 2 3 3 の位置は、全実効高 (h_{TE}) の位相 (Φ) が R_x での誘導表面ウェーブチルト角 (Ψ) とほぼ等しいように、調整することができる。コイルのタップ 2 2 4 の位置は、動作点に到達するまで調整することができ、結果として、電流計 2 3 6 を通るグラウンド電流が実質的に最大に到達することになる。結果として生じる電界は、損失性導電媒体 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しており、損失性導電媒体 2 0 3 の表面に沿って誘導表面波が送出される。これは、誘導表面導波プローブ 2 0 0 から延びる径方向に沿って電界強度を測定することにより、検証することができる。システムを更に調整して、AC 源 2 1 2 用のタップ 2 2 7 の位置をコイル 2 1 5 上の 50Ω の点になるように繰り返して調整し、電流計 2 3 6 を通るグラウンド電流を最大化するようにタップ 2 2 4 及び／又は 2 3 3 の位置を調整することにより、結合を向上することができる。

【0148】

図 1 2 に戻って、誘導表面導波プローブ 2 0 0 の動作は、誘導表面導波プローブ 2 0 0 に関連付けられた動作条件の変化に対して調整するように制御することができる。例えば、プローブ制御システム 2 3 0 を使用して、誘導表面導波プローブ 2 0 0 の動作を制御するために、結合回路 2 0 9、並びに／又は帯電端子 T_1 及び／若しくは補償端子 T_2 の位置を制御することができる。動作条件としては、損失性導電媒体 2 0 3 の特性（例えば、導電率 σ 及び比誘電率 ϵ_r ）の変化、電界強度の変化、及び／又は誘導表面導波プローブ 2 0 0 の負荷の変化を挙げることができるが、これらに限定されない。式 (4 1) ~ (4 4) から理解することができるよう、屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ 及び $\Psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\Psi}$)、及び複素実効高 ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) は、例えば、気象条件から結果として生じる土の導電率及び誘電率の変化により影響を受けることがある。

【0149】

例えば、導電率測定プローブ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ・メータ、電界計、電流モニタ、及び／又は負荷受信器などの装置を使用して、動作条件の変化をモニタして、プローブ制御システム 2 3 0 に現在の動作条件に関する情報を提供することができる。次に、プローブ制御システム 2 3 0 は、誘導表面導波プローブ 2 0 0 に 1 つ以上の調整を行なって、誘導表面導波プローブ 2 0 0 に対する指定された動作条件を維持することができる。例えば、湿度及び温度が変化すると、土の導電率もまた、変化することになる。導電率測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波プローブ 2 0 0 の周囲の複数の位置に配置することができる。一般的に、動作周波数に対するハンケル交差距離 R_x 又はその付近の導電率及び／又は誘電率をモニタすることが望ましいであろう。導電率測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波プローブ 2 0 0 の周囲の複数の位置（例えば、それぞれの象限内の）に配置することができる。

【0150】

図 1 6 を参照して、垂直軸 z に沿って配置された帯電端子 T_1 及び帯電端子 T_2 を含む誘導表面導波プローブ 2 0 0 e の例を示す。誘導表面導波プローブ 2 0 0 e は、領域 1 を構成する損失性導電媒体 2 0 3 の上に配置されている。加えて、第 2 の媒体 2 0 6 は、損失性導電媒体 2 0 3 と境界界面を共有し、領域 2 を構成する。帯電端子 T_1 及び T_2 は、損失性導電媒体 2 0 3 の上に配置される。帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 に配置され、帯電端子 T_2 は、高さ H_2 で垂直軸 z に沿って T_1 の真下に配置され、 H_2 は、 H_1 未満である。誘導表面導波プローブ 2 0 0 e によって提示される伝送構造の高さ h は、 $h = H_1 - H_2$ である。誘導表面導波プローブ 2 0 0 e は、励起源 2 1 2 を帯電端子 T_1 及び T_2 に結合するプローブ結合回路 2 0 9 を含む。

【0151】

帯電端子 T_1 及び／又は T_2 は、実用的に可能な限り多くの電荷を保持するサイズにすることができる、電荷を保持することができる導体塊を含む。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_1 を有し、帯電端子 T_2 は、自己容量 C_2 を有し、それらは、例えば、式 (2 4) を使用して決定することができる。帯電端子 T_2 の真上の帯電端子 T_1 の配置によって、帯電

端子 T_1 と T_2 との間に、相互静電容量 C_M が生成される。帯電端子 T_1 及び T_2 は、同一である必要はなく、それぞれが、別個のサイズ及び形状を有することができ、異なる導電材料を含むことができることに留意されたい。最終的に、誘導表面導波プローブ 200e によって送出される誘導表面波の電界強度は、端子 T_1 上の電荷の量に正比例する。次に、電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V$ であるため、帯電端子 T_1 に関連付けられた自己容量 C_1 に比例し、式中、 V は、帯電端子 T_1 に課される電圧である。

【0152】

既定の動作周波数で動作するように適切に調整されると、誘導表面導波プローブ 200e は、損失性導電媒体 203 の表面に沿った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プローブ 200e に印加される既定の周波数の電気エネルギーを生成することができる。誘導表面導波プローブ 200e によって生成された電磁界が、損失性導電媒体 203 と実質的にモード整合される場合、電磁界は、結果としてほとんど反射しない又は反射しない複素ブルースター角で入射する波面を実質的に合成する。したがって、表面導波路プローブ 200e は、放射波を生成しないが、損失性導電媒体 203 の表面に沿った誘導表面進行波を送出する。励起源 212 からのエネルギーは、Zenneck 表面電流として誘導表面導波プローブ 200e の実効伝送範囲内に配置された 1 つ以上の受信器に伝送することができる。

【0153】

損失性導電媒体 203 の表面上の放射 Zenneck 表面電流 $J_\rho(\rho)$ の漸近線を近接で $J_1(\rho)$ かつ遠方で $J_2(\rho)$ となるように、以下の式のように決定することができる。

【数 95】

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

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

式中、 I_1 は、第 1 の帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 を供給する誘導電流であり、 I_2 は、第 2 の帯電端子 T_2 上の電荷 Q_2 を供給する誘導電流である。上側帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ により決定され、式中、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量である。Leontovich 境界条件に従い、第 1 の帯電端子上の持ち上げられた振動する電荷 Q_1 の準静的電界により注入された損失性導電媒体 203 内の放射電流寄与である、

【数 96】

$$(E_\rho^{Q_1})/Z_\rho$$

により得られる上述した J_1 に対する第 3 の成分が存在することに留意されたい。量 $Z_\rho = j\omega\mu_0/\gamma_e$ は、損失性導電媒体の放射インピーダンスであり、式中、 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1)^{1/2}$ である。

【0154】

式 (90) 及び (91) により上述したような近接及び遠方の放射電流を表す漸近線は、複素量である。各種実施形態によれば、物理的表面電流 $J(\rho)$ は、大きさ及び位相において電流の漸近線に可能な限り近く整合するように合成される。すなわち、近接で、 $|J(\rho)|$ は、 $|J_1|$ に対して接線となることになり、遠方で、 $|J(\rho)|$ は、 $|J_2|$ に対して接線となることになる。また、各種実施形態によれば、 $J(\rho)$ の位相は、近接の J_1 の位相から遠方の J_2 の位相に遷移しなければならない。

【0155】

誘導表面波を送出するように伝送の場所で誘導表面波モードに整合するために、遠方の表面電流 $|J_2|$ の位相は、 $e^{-j\beta(\rho_2 - \rho_1)}$ に対応する伝搬位相に約 45 度又は

225度の定数を加えただけ、近接の表面電流 $|J_1|$ の位相とは異ならなければならない。これは、

【数97】

$$\sqrt{\gamma}$$

に対して、 $\pi/4$ 付近に1つ及び $5\pi/4$ 付近に1つの、2つの根が存在するためである。適切に調整された合成放射表面電流は、以下の式である。

【数98】

$$J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_0 \gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho) \quad (92)$$

10

これは式(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、そのような $J(\rho)$ の表面電流は、自動的に、以下の式に従う電界を生成する。

【数99】

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

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

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

20

したがって、整合されることになる誘導表面波モードに対する遠方の表面電流 $|J_2|$ と近接の表面電流 $|J_1|$ との間の位相の差は、式(1)～(3)と一致する式(93)～(95)のハンケル関数の特性に起因する。式(1)～(6)及び(17)並びに式(92)～(95)によって表現される電界は、地上波の伝搬に関連付けられた放射電磁界ではなく、損失性の境界面に拘束された伝送線モードの性質を有することを認識することは重要である。

【0156】

所与の位置での誘導表面導波プローブ200eの所与の設計に対する適切な電圧の大きさ及び位相を得るために、反復的手法を使用することができる。具体的には、生成される放射表面電流密度を決定するために、端子 T_1 及び T_2 への給電電流、帯電端子 T_1 及び T_2 上の電荷、並びに損失性導電媒体203内のそれらの影像を考慮して、誘導表面導波プローブ200eの所与の励起及び構成の解析を実行することができる。このプロセスは、所望のパラメータに基づいて所与の誘導表面導波プローブ200eの最適な構成及び励起が決定されるまで、繰り返して実行することができる。所与の誘導表面導波プローブ200eが最適なレベルで動作しているか否かを判定するのを助成するために、誘導表面導波プローブ200eの位置での領域1の導電率(σ_1)及び領域1の誘電率(ϵ_1)に対する値に基づいて式(1)～(12)を使用して、誘導電界強度曲線103(図1)を生成することができる。そのような誘導電界強度曲線103は、測定された電界強度を誘導電界強度曲線103により示される大きさと比較して、最適な伝送が実現されているか否かを判定することができるように、動作に対する基準を提供することができる。

30

40

【0157】

最適化された条件に到達するために、誘導表面導波プローブ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。誘導表面導波プローブ200eを調整するために変更することができる1つのパラメータは、損失性導電媒体203の表面に対する帯電端子 T_1 及び/又は T_2 の1つ又は両方の高さである。加えて、帯電端子 T_1 と T_2 との間の距離又は間隔もまた、調整することができる。そのようにすることで、理解することができるように、帯電端子 T_1 及び T_2 と損失性導電媒体203との間の相互静電容量 C_M 又はなんらかの拘束電荷を最小化する又は別の方法で変更することができる。それぞれの帯電端子 T_1 及び/又は T_2 のサイズもまた、調整することができる。帯電端子 T_1 及び/又は T_2 のサイズを変更することにより、理解することができるように、対応する

50

自己容量 C_1 及び／又は C_2 、並びに相互静電容量 C_M を変更することになる。

【0158】

また更に、誘導表面導波プローブ 200e に関連付けられたプローブ結合回路 209 は、調整することができる別のパラメータである。調整は、プローブ結合回路 209 を構成する誘導リアクタンス及び／又は容量リアクタンスのサイズを調整することによって実現することができる。例えば、そのような誘導リアクタンスがコイルを含む場合、そのようなコイルの巻数を調整することができる。最終的に、プローブ結合回路 209 を調整して、プローブ結合回路 209 の電氣的長さを変更し、それにより、帯電端子 T_1 及び T_2 の電圧の大きさ及び位相に影響を及ぼすことができる。

【0159】

理解することができるように、様々な調整を行うことにより実行される伝送の反復は、コンピュータモデルを使用することにより、又は物理的構造を調整することにより、実施することができることを留意されたい。上述の調整を行なうことにより、上述した式 (90) 及び (91) で規定される誘導表面波モードの同じ電流 $J(\rho)$ を近似する、対応する「近接」表面電流 J_1 及び「遠方」表面電流 J_2 を生成することができる。そうすることにより、結果として生じる電磁界は、損失性導電媒体 203 の表面上の誘導表面波モードに実質的に又は近似的にモード整合されることになる。

【0160】

図 16 の例に示さないが、誘導表面導波プローブ 200e の動作は、誘導表面導波プローブ 200 に関連付けられた動作条件の変化に対して調整するように制御することができる。例えば、図 12 に示されるプローブ制御システム 230 を使用して、誘導表面導波プローブ 200e の動作を制御するために、結合回路 209、並びに／又は帯電端子 T_1 及び／若しくは T_2 の位置及び／又はサイズを制御することができる。動作条件としては、損失性導電媒体 203 の特性（例えば、導電率 σ 及び比誘電率 ϵ_r ）の変化、電界強度の変化、及び／又は誘導表面導波プローブ 200e の負荷の変化を挙げることができるが、これらに限定されない。

【0161】

ここで図 17 を参照して、誘導表面導波プローブ 200f として本明細書で表記された、図 16 の誘導表面導波プローブ 200e の例を示す。誘導表面導波プローブ 200f は、損失性導電媒体 203（例えば、地球）によって提示された平面に実質的に垂直な垂直軸 z に沿って配置された帯電端子 T_1 及び T_2 を含む。第 2 の媒体 206 は、損失性導電媒体 203 の上にある。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_1 を有し、帯電端子 T_2 は、自己容量 C_2 を有する。動作中、電荷 Q_1 及び Q_2 が、任意の所与の時点に帯電端子 T_1 及び T_2 に印加される電圧に依存して、それぞれ帯電端子 T_1 及び T_2 上に課される。相互静電容量 C_M は、帯電端子 T_1 と T_2 との間に、その間の距離に依存して存在し得る。加えて、拘束静電容量は、損失性導電媒体 203 に対するそれぞれの帯電端子 T_1 及び T_2 の高さに依存して、それぞれの帯電端子 T_1 及び T_2 と損失性導電媒体 203 との間に存在し得る。

【0162】

誘導表面導波プローブ 200f は、帯電端子 T_1 及び T_2 のうち対応する端子に結合された一対のリードを備えるコイル L_{1a} を含む誘導インピーダンスを有するプローブ結合回路 209 を含む。一実施形態では、コイル L_{1a} は、誘導表面導波プローブ 200f の動作周波数での波長の半分 ($1/2$) の電氣的長さを有するように規定される。

【0163】

コイル L_{1a} の電氣的長さは、動作周波数での波長の約半分 ($1/2$) として規定されるが、コイル L_{1a} は、他の値での電氣長で規定することができることが理解される。一実施形態によれば、コイル L_{1a} が動作周波数での波長の約半分の電氣長を有するという事実は、帯電端子 T_1 及び T_2 上に最大電圧差が生成されるという利点を提供する。それにもかかわらず、誘導表面導波プローブ 200f を調整して誘導表面波モードの最適な励起を得るときに、コイル L_{1a} の長さ又は直径は、増大又は減少させることができる。コ

10

20

30

40

50

イル長の調整は、コイルの1つ又は両方の端部に配置されたタップにより提供することができる。一実施形態では、誘導インピーダンスは、誘導表面導波プローブ200fの動作周波数での波長の1/2より著しく短い又は長い電気長を有するように規定される場合とすることができる。

【0164】

励起源212は、磁気結合によってプローブ結合回路209に結合することができる。具体的には、励起源212は、コイル L_{1a} に誘導結合されたコイル L_p に結合される。これは、理解することができるように、リンク結合、タップ付きコイル、可変リアクタンス、又は他の結合手法により行うことができる。このために、理解することができるように、コイル L_p は、一次コイルとして機能し、コイル L_{1a} は、二次コイルとして機能する。

10

【0165】

所望の誘導表面波の伝送のために誘導表面導波プローブ200fを調整するために、それぞれの帯電端子 T_1 及び T_2 の高さは、損失性導電媒体203に対して、及び互いに対して、変更することができる。また、帯電端子 T_1 及び T_2 のサイズを変更することができる。加えて、巻きを追加若しくは除去することにより、又はコイル L_{1a} のなんらかの他の寸法を変更することにより、コイル L_{1a} のサイズを変更することができる。コイル L_{1a} はまた、図17に示すように、電気長を調整するための1つ以上のタップを含むことができる。帯電端子 T_1 又は T_2 のいずれかに接続されたタップの位置もまた、調整することができる。

20

【0166】

次に図18A、18B、18C、及び図19を参照して、無線電力供給システムに表面誘導波を使用するための、一般化した受信回路の例を示す。図18A及び18B～18Cは、それぞれ、線状プローブ303及び同調共振器306を含む。図19は、本開示の各種実施形態に係る、磁気コイル309である。各種実施形態によれば、線状プローブ303、同調共振器306、及び磁気コイル309のうちのそれぞれ1つを用いて、各種実施形態による損失性導電媒体203の表面上の誘導表面波の形態で伝送された電力を受信することができる。上述したように、一実施形態では、損失性導電媒体203は、テレストリアル媒体（又は地球）を含む。

【0167】

30

具体的に図18Aを参照して、線状プローブ303の出力端子312での開回路端子電圧は、線状プローブ303の実効高に依存する。このために、端子点の電圧は、以下の式のように計算することができる。

【数100】

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

式中、 E_{inc} は、1V/mでの線状プローブ303上に誘導された入射電界の強度であり、 dl は、線状プローブ303の方向に沿った積分の要素であり、 h_e は、線状プローブ303の実効高である。電気的負荷315は、インピーダンス整合ネットワーク318を介して出力端子312に結合される。

40

【0168】

線状プローブ303が上述したように誘導表面波を受けるとき、場合によって、共役インピーダンス整合ネットワーク318を介して電気的負荷315に印加することができる電圧が、出力端子312にわたって生じる。電気的負荷315への電力の流れを促進するために、後述するように、電気的負荷315は、線状プローブ303に実質的にインピーダンス整合されていなければならない。

【0169】

図18Bを参照して、誘導表面波のウェーブチルトに等しい位相シフトを保有するグラウンド電流励起コイル306aは、損失性導電媒体203の上に持ち上げられた（又は下り下げられた）帯電端子 T_R を含む。帯電端子 T_R は、自己容量 C_R を有する。加えて、

50

損失性導電媒体 203 の上の帯電端子 T_R の高さに依存して、帯電端子 T_R と損失性導電媒体 203 との間に、拘束された静電容量（図示せず）もまた存在する。拘束された静電容量は、好ましくは実行可能な限り最小化されなければならないが、これは、すべての場合において全面的に必要でなくてもよい。

【0170】

同調共振器 306 a もまた、位相シフト Φ を有するコイル L_R を含む受信器ネットワークを含む。コイル L_R の 1 つの端部は、帯電端子 T_R に結合され、コイル L_R の他方の端部は、損失性導電媒体 203 に結合される。受信器ネットワークは、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むことができる。このために、コイル L_R （同調共振器 $L_R - C_R$ と呼ばれる場合もある）は、帯電端子 C_R 及びコイル L_R が直列に配置されるとき、直列調整された共振器を含む。コイル L_R の位相遅延は、帯電端子 T_R のサイズ及び／若しくは高さを変更することにより、並びに／又は構造の位相 Φ がウェーブチルト角 Ψ に実質的に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、調整することができる。垂直供給線の位相遅延もまた、例えば、導体長を変更することにより、調整することができる。

【0171】

例えば、自己容量 C_R により提示されるリアクタンスは、 $1 / j \omega C_R$ として計算される。理解することができるように、構造 306 a の全静電容量はまた、帯電端子 T_R と損失性導電媒体 203 との間の静電容量を含むことができ、構造 306 a の全静電容量は、自己容量 C_R 及びなんらかの拘束された静電容量の両方から計算することができることに留意されたい。一実施形態によれば、帯電端子 T_R は、なんらかの拘束された静電容量を実質的に低減又は除去するような高さに上げることができる。拘束された静電容量の存在は、上述したように帯電端子 T_R と損失性導電媒体 203 との間の静電容量の測定値から判定することができる。

【0172】

別個の要素のコイル L_R により提示さ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。式中、 L は、コイル L_R の集中素子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、その等価な端子点の誘導リアクタンスは、従来の手法によって決定することができる。構造 306 a を整調するために、動作周波数での表面導波路へのモード整合のために位相遅延がウェーブチルトに等しいように、調整を行なうことになる。この条件下で、受信構造は、表面導波路に「モード整合」していると考えることができる。電力を負荷に結合するために、プローブと電気的負荷 327 との間に、構造周囲の変圧器リンク及び／又はインピーダンス整合ネットワーク 324 を挿入することができる。プローブ端子 321 と電気的負荷 327 との間にインピーダンス整合ネットワーク 324 を挿入することにより、電気的負荷 327 への最大電力伝送のための共役整合条件に影響を及ぼすことができる。

【0173】

動作周波数での表面電流の存在下に置かれた場合、電力は、表面誘導波から電気的負荷 327 に送出されることになる。このために、電気的負荷 327 は、磁気結合、容量結合、又は導電（直接タップ）結合によって、構造 306 a に結合することができる。結合ネットワークの素子は、理解することができるように、集中素子又は分布素子とすることができる。

【0174】

図 18 B に示す実施形態では、磁気結合が用いられており、トランス一次コイルとして機能するコイル L_R に対する二次コイルとして、コイル L_S が配置されている。理解することができるように、コイル L_S は、同じコア構造の周囲に幾何学的に巻いて、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。加えて、受信構造 306 a は、直列同調した共振器を含むが、適切な位相遅延の並列同調共振器又は更に分布素子共振器もまた、使用することができる。

【0175】

電磁界に浸漬された受信構造は、電界からのエネルギーを結合することができるが、偏波整合した構造は、結合を最大化することにより、最も良好に機能し、導波モードへのプロープ結合に関する従来の規則を遵守しなければならないことを理解することができる。例えば、TE₂₀（横電気モード）導波路プロープは、TE₂₀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ために最適にすることができる。同様に、これらの場合では、モード整合及び位相整合した受信構造は、表面誘導波からの電力を結合するために最適化することができる。損失性導電媒体203の表面上の誘導表面導波プロープ200によって励起された誘導表面波は、開放導波路の導波モードと考えることができる。導波路損失を除いて、ソースエネルギーは、完全に回収することができる。有用な受信構造は、電界（E-field）結合、磁界（H-field）結合、又は表面電流で励起することができる。

10

【0176】

受信構造を調整して、受信構造の近傍の損失性導電媒体203の局所的な特性に基づいて、誘導表面波との結合を増大又は最大化することができる。これを実現するために、受信構造の位相遅延（Φ）を調整して、受信構造での表面進行波のウェーブチルト角（Ψ）を整合することができる。適切に構成された場合、受信構造は、次に、複素深さ $z = -d/2$ での完全導電性影像グラウンド平面に対する共振のために同調することができる。

【0177】

例えば、コイル L_R 及びコイル 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、図18Bの同調した共振器306aを含む受信構造を考えてみる。帯電端子 T_R を損失性導電媒体203の上の規定された高さに配置して、コイル L_R 及び垂直供給線の全位相シフトΦは、同調した共振器306aの位置でのウェーブチルト角（Ψ）に整合することができる。式（22）から、ウェーブチルトは、漸近的に以下の式になることを理解することができる。

20

【数101】

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

式中、 ϵ_r は、比誘電率を含み、 σ_1 は、受信構造の位置での損失性導電媒体203の導電率であり、 ϵ_0 は、自由空間の誘電率であり、 $\omega = 2\pi f$ であり、 f は、励起の周波数である。したがって、ウェーブチルト角（Ψ）は、式（97）から決定することができる。

30

【0178】

同調共振器306aの全位相遅延（ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ）は、コイル L_R による位相遅延（ θ_c ）及び垂直供給線の位相遅延（ θ_y ）の両方を含む。垂直供給線の長さ l_w に沿った空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w l_w$ により得ることができ、式中、 β_w は、垂直供給線導体に対する伝搬位相定数である。コイル（又はヘリカル遅延線）に起因する位相遅延は、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、式中、 l_c は、物理的長さであり、以下の式は、伝搬係数である。

【数102】

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

40

式中、 V_f は、構造上の速度係数であり、 λ_0 は、供給される周波数での波長であり、 λ_p は、速度係数 V_f から結果として生じる伝搬波長である。位相遅延（ $\theta_c + \theta_y$ ）のうちの1つ又は両方を調整して、位相シフトΦをウェーブチルト角（Ψ）に整合することができる。例えば、図18Bのコイル L_R 上のタップ位置を調整して、コイルの位相遅延（ θ_c ）を調整し、全位相シフトをウェーブチルト角に整合する（ $\Phi = \Psi$ ）ことができる。例えば、コイルの一部分を、図18Bに示すようにタップ接続により回避することができる。垂直供給線導体もまた、タップを介してコイル L_R に接続することができ、コイル上のタップの位置を調整して、全位相シフトをウェーブチルト角に整合することができる。

。

【0179】

50

同調した共振器 306 a の位相遅延 (Φ) が調整されたら、次に、帯電端子 T_R のインピーダンスを調整して、複素深さ $z = -d/2$ での完全導電性影像グラウンド平面に対して共振するよう同調することができる。これは、コイル L_R 及び垂直供給線の進行波の位相遅延を変更す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、実現することができる。この調整は、図 9 A 及び 9 B に関して説明したものと同様である。

【0180】

複素影像平面に対する損失性導電媒体 203 を「見下ろして」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

【数103】

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_o \tanh(j\beta_o(d/2)) \quad (99) \quad 10$$

式中、

【数104】

$$\beta_o = \omega \sqrt{\mu_o \epsilon_o}$$

である。地球の上の垂直に偏波したソースに対して、複素影像平面の深さは、以下の式により得られる。

【数105】

$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1} \quad (100) \quad 20$$

式中、 μ_1 は、損失性導電媒体 203 の透磁率であり、 $\epsilon_1 = \epsilon_r \epsilon_o$ である。

【0181】

同調共振器 306 a の底部で、受信構造を「見上げて」見たインピーダンスは、図 9 A に示すように $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。以下の式の端子インピーダンスで、

【数106】

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

(式中、 C_R は、帯電端子 T_R の自己容量である)、同調共振器 306 a の垂直供給線導体を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

【数107】

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

同調共振器 306 a のコイル L_R を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

【数108】

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

損失性導電媒体 203 を「見下ろして」見たリアクタンス成分 (X_{in}) を同調共振器 306 a を「見上げて」見たリアクタンス成分 (X_{base}) と整合することにより、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。 40

【0182】

次に図 18 C を参照して、受信構造の上部に帯電端子 T_R を含まない同調共振器 306 b の例を示す。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 との間に結合された垂直供給線を含まない。したがって、同調共振器 306 b の全位相シフト (Φ) は、コイル L_R による位相遅延 (θ_c) のみを含む。図 18 B の同調共振器 306 a と同様に、コイルの位相遅延 θ_c を調整して、式 (97) から決定されたウェーブチルト角 (Ψ) を整合することができ、これにより、結果として $\Phi = \Psi$ となる。表面導波モードに結合された受信構造を用いて電力抽出が可能であるが、受信構造を調整して、帯電 50

端子 T_R によって提供される可変リアクタンス負荷なしに誘導表面波との結合を最大化することは困難である。

【0183】

図18Dを参照して、受信構造を調整して、損失性導電媒体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する例を示す流れ図180を示す。181で開始して、受信構造が（図18Bの同調共振器306aの）帯電端子 T_R を含む場合、184で、帯電端子 T_R は、損失性導電媒体203の上の定義された高さに配置される。誘導表面導波プローブ200によって表面誘導波が確立されたら、帯電端子 T_R の物理的高さ (h_p) は、実効高より低いものとして行うことができる。物理的高さを選択して、帯電端子 T_R 上の拘束電荷を低減又は最小化することができる（例えば、帯電端子の球直径の4倍）。受信構造が（例えば、図18Cの同調共振器306bの）帯電端子 T_R を含まない場合、流れは、187に進む。

10

【0184】

187で、受信構造の電気的位相遅延 Φ は、損失性導電媒体203の局所的な特性によって定義された複素ウェーブチルト角 Ψ に整合される。ヘリカルコイルの位相遅延 (θ_c) 及び／又は垂直供給線の位相遅延 (θ_y) は、 Φ をウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) に等しくするように調整することができる。ウェーブチルト角 (Ψ) は、式(86)から決定することができる。次に、電気的位相 Φ は、ウェーブチルト角に整合することができる。例えば、電気的位相遅延 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル L_R の幾何学的パラメータ及び／又は垂直供給線導体の長さ（又は高さ）を変更することにより調整することができる。

20

【0185】

次に190で、帯電端子 T_R の負荷インピーダンスは、同調共振器306aの等価影像平面モデルを共振させるように整調させることができる。受信構造の下の導電性影像グラウンド平面139（図9A）の深さ ($d/2$) は、式(100)、及び局所的に測定することができる受信構造での損失性導電媒体203（例えば、地球）の値を使用して決定することができる。その複素深さを使用して、影像グラウンド平面139と損失性導電媒体203の物理的境界136（図9A）との間の位相シフト (θ_d) は、 $\theta_d = \beta \cdot d/2$ を使用して決定することができる。次に、損失性導電媒体203を「見下ろして」見たようなインピーダンス (Z_{in}) は、式(99)を使用して決定することができる。この共振関係は、誘導表面波との結合を最大化すると考えることができる。

30

【0186】

コイル L_R の調整されたパラメータ及び垂直供給線導体の長さに基づいて、速度係数、位相遅延、並びにコイル L_R 及び垂直供給線のインピーダンスを決定することができる。加えて、帯電端子 T_R の自己容量 (C_R) は、例えば、式(24)を使用して決定することができる。コイル L_R の伝搬係数 (β_p) は、式(98)を使用して決定することができる。垂直供給線に対する伝搬位相定数 (β_w) は、式(49)を使用して決定することができる。自己容量並びにコイル L_R 及び垂直供給線の決定された値を使用して、コイル L_R を「見上げて」見たような同調共振器306aのインピーダンス (Z_{base}) は、式(101)、(102)及び(103)を使用して決定することができる。

【0187】

図9Aの等価影像平面モデルはまた、図18Bの同調共振器306aにも適用される。同調共振器306aを同調して、 Z_{base} のリアクタンス成分 X_{base} が Z_{in} の X_{in} のリアクタンス成分を相殺する、又は $X_{base} + X_{in} = 0$ 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、複素影像平面に対して共振させることができる。したがって、同調共振器306aのコイルを「見上げた」物理的境界136（図9A）でのインピーダンスは、損失性導電媒体203を「見下ろした」物理的境界136での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 から見た電気的位相遅延 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変更することなく帯電端子 T_R の静電容量 (C_R) を変更することにより、調整することができる。反復的手法を採用して、導電性影像グラウンド平面139に対する等価影像平面モデルの共振のために負荷インピーダンス Z_R

40

50

を同調することができる。この方法で、損失性導電媒体 203（例えば、地球）の表面に沿った誘導表面導波モードへの電界の結合を、向上及び／又は最大化することができる。

【0188】

図 19 を参照して、磁気コイル 309 は、電氣的負荷 336 にインピーダンス整合ネットワーク 333 を介して結合された受信回路を含む。誘導表面波からの電力の受信及び／又は抽出を促進するために、磁気コイル 309 は、誘導表面波の磁束 H_ϕ が磁気コイル 309 を通り、それによって、磁気コイル 309 内に電流を誘導して、その出力端子 330 で端子点電圧を生成するように、配置することができる。単一の巻きのコイルに結合された誘導表面波の磁束は、以下の式により表現される。

【数 109】

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

式中、 $\mathcal{F}$ は、結合した磁束であり、 μ_r は、磁気コイル 309 のコアの実効比透磁率であり、 μ_0 は、自由空間の透磁率であり、

【数 110】

$$\vec{H}$$

は、入射磁界強度ベクトルであり、

【数 111】

$$\hat{n}$$

は、巻きの断面区間に垂直な単位ベクトルであり、 A_{CS} は、それぞれのループによって囲まれた区間である。磁気コイル 309 の断面区間にわたって均一な入射磁界への最大結合に向けた N 巻きの磁気コイル 309 に対して、磁気コイル 309 の出力端子 330 で発生する開回路で誘導された電圧は、以下の式である。

【数 112】

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

式中、これらの変数は、上記で定義されている。磁気コイル 309 は、場合によって、分布した共振器として、又はその出力端子 330 にわたる外部コンデンサを有してのいずれかで、誘導表面波の周波数に同調して、次に、共役インピーダンス整合ネットワーク 333 を介して外部電氣的負荷 336 にインピーダンス整合することができる。

【0189】

磁気コイル 309 によって提示された結果として生じる回路及び電氣的負荷 336 が適切に調整され、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整合されることを仮定して、次に、磁気コイル 309 内に誘導された電流を用いて、電氣的負荷 336 に最適に電力を供給することができる。磁気コイル 309 によって提示された受信回路は、グラウンドに物理的に接続する必要がないという利点を提供する。

【0190】

図 18A、18B、18C、及び図 19 を参照して、線状プローブ 303 によって提示された受信回路、モード整合した構造 306、及び磁気コイル 309 はそれぞれ、上述した誘導表面導波プローブ 200 の実施形態のいずれか 1 つから伝送される電力の受信を促進する。このために、理解することができるように、受信したエネルギーを使用して、共役整合ネットワークを介して電氣的負荷 315 / 327 / 336 に電力を供給することができる。これは、放射された電磁界の形態で伝送されて受信器に受信することができる信号と対照的である。そのような信号は、非常に低い利用可能な電力を有し、そのような信号の受信器は、送信器に負荷を加えない。

【0191】

線状プローブ 303 によって提示された受信回路、モード整合した構造 306、及び磁気コイル 309 は、誘導表面導波プローブ 200 に適用され、それによって、そのような受信回路が受ける誘導表面波を生成する励起源 212（例えば、図 3、図 12、及び図 1

10

20

30

40

50

6) に負荷を加えることになることもまた、上述した誘導表面導波プローブ 200 を使用して生成される本誘導表面波の特性である。これは、上述した所与の誘導表面導波プローブ 200 によって生成される誘導表面波が伝送線モードを含むという事実を反映している。対照として、放射電磁波を生成する放射アンテナを駆動する電源は、用いられる受信器の数に関わらず、受信器によって負荷を加えられない。

【0192】

したがって、1つ以上の誘導表面導波プローブ 200、並びに線状プローブ 303、同調したモード整合した構造 306、及び／又は磁気コイル 309 の形態の 1つ以上の受信回路は、ともに、無線分配システムを構成することができる。上述したような誘導表面導波プローブ 200 を使用した誘導表面波の伝送の距離が周波数に依存することを考えると、広いエリアにわたって、かつグローバルにでも、無線電力分配を実現することが可能である。

10

【0193】

今日幅広く研究された従来の無線送電／分配系は、放射電磁界からの「環境発電 (energy harvesting)」、及び誘導又はリアクタンス性の近接場に結合するセンサをも含む。対照的に、本無線電力系は、遮断されない場合には永久に失われる放射の形態で電力を浪費しない。また、本開示の無線電力系は、従来の相互リアクタンス結合した近接場系と同様の非常に短い範囲に限定されない。本明細書で開示する無線電力系は、新規の表面誘導伝送線モードにプローブ結合し、これは、導波路により負荷に、又は遠方の発電機に直接結線された負荷に、電力を送出することと等価である。60 Hz での従来の高圧電力線における伝送損失に対して、非常に低周波数では小さな、伝送電界強度を維持するのに必要とされる電力に加えて表面導波路内で消散する電力を考慮しないで、発電機の電力のすべては、所望の電氣的負荷のみに行く。電氣的負荷の需要が終了すると、ソースの発電は、相対的に空いている。

20

【0194】

次に、図 20A～図 20E を参照して、以下の説明に関連して使用される各種回路図記号の例を示す。図 20A を具体的に参照して、誘導表面導波プローブ 200a、200b、200c、200e、200d、若しくは 200f、又はそれらの任意の変形のいずれか 1つを表す記号を示す。以下の図面及び説明では、この記号の表現は、誘導表面導波プローブ P と呼ばれる。以下の説明を簡単にするために、誘導表面導波プローブ P のあらゆる参照は、誘導表面導波プローブ 200a、200b、200c、200e、200d、若しくは 200f、又はそれらの変形のうちのいずれか 1つへの参照である。

30

【0195】

同様に、図 20B を参照して、線状プローブ 303 (例えば図 18A)、同調した共振器 306 (図 18B～図 18C)、又は磁気コイル 309 (例えば図 19) のいずれか 1つを含むことができる、誘導表面波受信構造を表す記号を示す。以下の図面及び説明では、この記号の表現は、誘導表面波受信構造 R と呼ばれる。以下の説明を簡単にするために、誘導表面波受信構造 R のあらゆる参照は、線状プローブ 303、同調した共振器 306、若しくは磁気コイル 309、又はそれらの変形のうちのいずれか 1つへの参照である。

【0196】

更に、図 20C を参照して、線状プローブ 303 (図 18A) を具体的に表す記号を示す。以下の図面及び説明において、この記号の表現は、誘導表面波受信構造 R_p と呼ばれることになる。以下の説明を簡単にするために、誘導表面波受信構造 R_p のあらゆる参照は、線状プローブ 303 又はその変形への参照である。

40

【0197】

更に、図 20D を参照して、同調した共振器 306 (図 18B～図 18C) を具体的に表す記号を示す。以下の図面及び説明において、この記号の表現は、誘導表面波受信構造 R_r と呼ばれることになる。以下の説明を簡単にするために、誘導表面波受信構造 R_r のあらゆる参照は、同調した共振器 306 又はその変形への参照である。

【0198】

50

更に、図 20 E を参照して、磁気コイル 309 (図 19) を具体的に表す記号を示す。以下の図面及び説明において、この記号の表現は、誘導表面波受信構造 R_M と呼ばれることになる。以下の説明を簡単にするために、誘導表面波受信構造 R_M のあらゆる参照は、磁気コイル 309 又はその変形への参照である。

【0199】

多くの場合、誘導表面波を使用したエネルギー伝送には他の従来手段よりも比較的少ないインフラストラクチャが必要とされる。例えば、誘導表面波受信構造を使用して、誘導表面導波プローブにより生成された誘導表面波から電気エネルギーを受信するときには、伝送線が必要とされない。加えて、誘導表面導波プローブの近くに発電を集中させることで、一方、複数の誘導表面波受信構造に、例えば、各位置への燃料の輸送を伴わずに、電力消費を分散させることができる。したがって、困難な地形上に、例えば非常時に、又は通常の電力インフラストラクチャを設置するには問題がある他の状況で、電力を素早く配備することができる。

【0200】

図 21 を参照して、本開示の各種実施形態による、モバイル誘導表面波送信局 400、モバイル電力リピータ 409、及びモバイル誘導表面波受信局 406 を使用した電力分配の概要を示す例示を示す。モバイル誘導表面波受信局 406 は、更に詳細に後述するような携帯可能キットを備えることができる。一実施形態では、図 21 に示すように、モバイル誘導表面波送信局 400 を海上に配置し、第 1 の伝送範囲 403 内に第 1 の誘導表面波を生成することができる。他の実施形態では、モバイル誘導表面波送信局 400 は、他の海上位置又は陸上位置に配置されてもよい。加えて、伝送範囲 403 は、図 21 に示される場合より大きくてもよく、又はいくつかの実施形態では世界的規模であってもよい。

【0201】

図 21 では、複数のモバイル誘導表面波受信局 406 が陸上に配置されて示されている。モバイル電力リピータ 409 もまた、伝送範囲 403 内で陸上に配置される。モバイル電力リピータ 409 は、誘導表面波受信構造及び誘導表面導波プローブを含む。そのため、モバイル電力リピータ 409 は、海上又は何処か他の位置にある誘導表面波送信局 400 によって送信された誘導表面波からエネルギーを受信することができる。図 21 に示すように、モバイル電力リピータ 409 は、海上の船舶にあるモバイル誘導表面波送信局 400 により送信された誘導表面波から電気エネルギーを受信し、第 2 の伝送範囲 412 内に所望の伝送周波数で第 2 の誘導表面波を生成する。第 2 の誘導表面波の周波数は、モバイル電力リピータ 409 により受信される誘導表面波の周波数とは異なってもよい。

【0202】

モバイル誘導表面波受信局 406 のいくつかは伝送範囲 403 内にある一方、他の受信局は、伝送範囲 412 内ではあるが伝送範囲 403 の外にある。モバイル誘導表面波受信局 406 のそれぞれが誘導表面波受信構造を含み、第 1 の誘導表面波及び／又は第 2 の誘導表面波から電気エネルギーを受信して、その位置の電氣的負荷に電力を供給することができる。モバイル誘導表面波受信局 406 のうちの 2 つが、負荷 415 に給電するために相互接続されて示されている。この例では、例えば、複数のモバイル誘導表面波受信局 406 のそれぞれが定格で 2 kVA を受信し、負荷 415 は 3 kVA を必要とする場合、負荷 415 に電力供給するには、単一のモバイル誘導表面波受信局 406 では不十分である。一方、相互接続された 2 つの誘導表面波受信局 406 は、十分な電力を供給することができる。このようにして、モバイル機器及び相対的に最小限のインフラストラクチャを使用して、モバイル誘導表面波受信局 406 によって、すべての位置に電力を素早く分配することができる。

【0203】

次に図 22 A を参照して、本開示の各種実施形態によるモバイル誘導表面波送信局 400 の例を例示する模式図を示す。モバイル誘導表面波送信局 400 は、励起源 418、整合ネットワーク 421、及び誘導表面導波プローブ 422 を含む。示すように、励起源 418 は整合ネットワーク 421 に接続される。励起源 418 は、交流に変換される出力を

有する発電機、ソーラーパネル、若しくはバッテリー、又は他の電源などの任意の適切な電源を備えることができる。整合ネットワーク421は、誘導表面導波プローブ422に接続される。いくつかの実施形態では、整合ネットワーク421は、コイルのタップ（図7を参照）との接続が行われる場合などには必要とされない。一実施形態によると、これらの構成要素は、各種実施形態による輸送用の硬質フレームに取り付けられる。

【0204】

励起源418は、整合ネットワーク421（必要である場合）を通じて誘導表面導波プローブ422に加えられる電力を生成する。本明細書で説明する概念と一致して、整合ネットワーク421は、例えば、共役整合条件をもたらすことにより電力を最大化することを要求するとともに、各種実施形態による誘導表面導波プローブ422に電力を供給して、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波を生成する。

10

【0205】

ここで図22Bを参照して、本開示の各種実施形態によるモバイル電力リピータ409の例を例示する模式図を示す。モバイル電力リピータ409は、AC/ACコンバータ411に接続される誘導表面波受信構造410を含む。AC/ACコンバータ411の出力は、誘導表面導波プローブ422に接続される。加えて、示していないが、理解され得るように、電力伝送をより高めるために、誘導表面波受信構造410とAC/ACコンバータ411との間に、適切な整合ネットワークを使用することができる。一実施形態によると、これらの構成要素は、輸送用の硬質フレームに取り付けられる。

【0206】

図22Bに示される実施形態では、誘導表面導波プローブ421のための電力は、図22Aの励起源418ではなく誘導表面波受信構造410で生じる。この構成では、所与の位置で所望に応じて、電気エネルギーを誘導表面波受信構造410により第1の周波数で受信して、誘導表面導波プローブ421により、第2の周波数でテレストリアル媒体に沿う誘導表面波として再送信することができる。一実施形態によると、伝送周波数を選択可能とすることができる。

20

【0207】

図23を参照して、本開示の各種実施形態によるモバイル誘導表面波送信局400の例の例示を示す。この実施形態では、燃料を供給して、励起源418を備える燃料ベースの発電機を動作させるために、燃料貯蔵タンク424が接続される。励起源418は、誘導表面導波プローブ421に電氣的に接続される。燃料貯蔵タンク424、励起源418、及び誘導表面導波プローブ421は、硬質フレーム427に取り付けられる。硬質フレーム427は、モバイル誘導表面波送信局400の安全な輸送を可能にする。

30

【0208】

この実施形態では、硬質フレーム427は、伸縮自在な天板を有するインターモーダルコンテナである。他の実施形態では、硬質フレーム427は、理解され得るように、貨車、トラックの荷台、トレーラ、パレット、又は別の輸送用の硬質構造を備えることができる。代わりに、硬質フレーム427は、金属製梁の網状構造又は他の構造を備えてもよい。硬質フレーム427は、例えば、クレーン、フォークリフト、ヘリコプタ、又は他の機械を使用することによって、モバイル誘導表面波送信局400を、損傷を及ぼさずに移動可能又は支持可能とすることができる。追加の代替では、モバイル誘導表面波送信局400の手動での移動を容易にするために、車輪を含むことができる。

40

【0209】

一実施形態では、誘導表面導波プローブ421は伸縮支持構造上にあるので、保管及び輸送のために小型化することができる一方、誘導表面波を適切な効率で送信するのに必要なほどまでその帯電端子Tを上昇させることができる。代替的な実施形態では、帯電端子Tは、帯電端子Tを空中に吊り上げることを容易にするブーム構造に付けることができる。代わりに、帯電端子Tは、気球内のある量の揚力ガスを使用して吊り上げられてもよい。上述されたように帯電端子Tを所望の高さまで吊り上げるために使用される伸縮構造、ブーム構造、又は任意の他の構造は、非導電性構造である。そのような構造は、例えば、

50

ガラス繊維、プラスチック類、及び他の材料などの非導電性材料を使用して構築することができる。

【0210】

図24Aを具体的に参照して、電力受信キット429の例を示す例示を示す。電力受信キット429は、図21に示される誘導表面波受信局406の1つを具現化することができる。一実施形態によると、電力受信キット429の構成要素は、コネクタ431を有する膨張可能な帯電端子430と、圧縮ガス容器433と、コネクタ437を有する接続ワイヤ436と、小型化可能な支持体439と、コネクタ443を有するグラウンド電極442と、コネクタ446を有する電力出力回路445と、場合によっては他の構成要素を含む。電力受信キット429の各構成要素は、キットの他の構成要素との使用に対応するように設計される。各種コネクタは、雄、雌、雌雄同体又はジェンダーレスとすることができ、理解され得るように、キット構成要素を素早く確実に脱着するために、プラグ、レセプタクル、又は他のコネクタを備えることができる。加えて、コネクタは、構造的若しくは電子的な接続部又は両方のために、使用することができる。

【0211】

高周波用途又は低電力用途などの特定の実施形態では、電力受信キット429の構成要素は、スーツケース又は小さなバッグに入れることができる。低周波用途又は高電力用途などの他の実施形態では、電力受信キット429の構成要素は、車両により輸送することができる。

【0212】

膨張可能な帯電端子430は、本明細書で説明する実施形態及び概念に一致して、同調した共振器及び帯電端子を有する誘導表面波受信構造の一部として使用するように設計される。この実施形態は、適合したコネクタ、例えば、接続ワイヤ436のコネクタ437の少なくとも1つに対して素早く確実に脱着するために、コネクタ431を有する膨張可能な帯電端子430を示す。各種実施形態では、膨張可能な帯電端子430は、膨張可能な帯電端子430が上述された自己容量を有するように、アルミニウム箔などの導電性材料で作られてもよく、又はアルミニウムコーティングなどの導電性材料で被覆されてもよい。膨張すると、膨張可能な帯電端子430は、実質的に球状となることができる。他の実施形態は、膨張可能な帯電端子430に自己容量を持たせることを可能にする任意の形状とすることができる。他の実施形態は、膨張可能でなくてもよい。そのように、理解され得るように、電力受信キットの帯電端子は、導電性の球、ディスク、ループ、又は他の形態の帯電端子を備えることができる。各種実施形態では、帯電端子430は、例えば、上述されたような放電の可能性を低くするために、サイズを大きくしてもよい。膨張可能な帯電端子は、分解された電力受信キット429の一部として輸送されるときにより一層の小型化をもたらしうることに留意されたい。

【0213】

圧縮ガス容器433は、例えば、膨張可能な帯電端子430を膨張させるために使用される圧縮ガスを含む。ガスは、理解され得るように、圧縮空気又は他のガスなどの任意の種類 of 圧縮ガスとすることができる。代わりに、圧縮ガス容器433は、水素、ヘリウム、又は他の揚力ガスなどの揚力ガスを含んでもよい。

【0214】

接続ワイヤ436は、膨張可能な帯電端子430を電力出力回路445に接続するために使用される。各種実施形態として、接続ワイヤ436は、理解され得るように、任意の導電性材料、及び必要とされる電力を運ぶ任意のゲージ又はワイヤサイズのものとしてことができ、保護用外被を有していても、有していなくてもよい。いくつかの実施形態では、接続ワイヤ436は、例えば、膨張可能な帯電端子430の適合したコネクタ431、及び電力出力回路445の適合したコネクタ446の少なくとも1つに対して素早く確実に脱着するために、コネクタ437を有することができる。

【0215】

電力受信キット429の小型化可能な支持体439は、地球などの損失性導電性媒体の

上に膨張可能な帯電端子 430 を支持するように設計される。一実施形態では、小型化可能な支持体 439 は、端部同士が接続された一連の棒として具現化することができる。小型化可能な支持体 439 の下端を地表に固定することができ、小型化可能な支持体 439 の上端を、膨張可能な帯電端子 430 に、同端子を支持するために接続することができる。他の実施形態では、小型化可能な支持体 439 の上端は、理解され得るように、支線を使用して更に支持することができる。いくつかの実施形態では、小型化可能な支持体 439 は、加えてグラウンド電極として使用することができる。小型化可能な支持体 439 の下端は加えて、理解され得るように、三脚又は他のベースなどのベースに固定することができる。小型化可能な支持体 439 は加えて、理解され得るように、手動、液圧、空気圧、若しくは別の方法で拡張可能な、拡張可能又は伸縮性の棒とすることができる。いくつかの実施形態では、小型化可能な支持体は、例えば、膨張可能な帯電端子 430 上の適合したコネクタ、又は電力出力回路 445 上の適合したコネクタに対して素早く確実に脱着するためにコネクタを有する。これらのコネクタは、小型化可能な支持体 439 をグラウンド電極として使用するために、構造的コネクタ、及び／又は電氣的接続部、例えば、電力出力回路に接続するための電気コネクタを備えることができる。

10

【0216】

グラウンド電極 442 は、電力出力回路 445 のコネクタ 446 の少なくとも 1 つに接続可能に設計されたコネクタ 443 を有する。グラウンド電極 442 は、任意の形状の任意の導電性材料で形成することができ、理解され得るように複数のグラウンド電極のうちの 1 つとすることができる。

20

【0217】

電力出力回路 445 は、接続ワイヤ 436 のコネクタ 437 及びグラウンド電極 442 のコネクタ 443 に対して素早く確実に脱着するために、コネクタ 446 を有する。更なる実施形態では、構造的又は電子的な接続部について説明したような追加のコネクタを用いることができる。この実施形態では、電力出力回路 445 は、上述され、図 18B に示したような、同調した共振器及び帯電端子を有する誘導表面波受信構造の一部として使用される。したがって、電力出力回路 445 は、出力回路内のコイル上の複数のタップと共に、図 24A に示されている。上述したように、誘導表面波の受信を同調させるために、動作周波数で帯電端子にモード整合させるために、位相遅延をウェーブチルトに等しくするべきである。位相は、コイル上のタップ位置を変更することによって、及び／又はコイルに沿って複数の既定のタップを含み、効率を最大化するように異なる既定のタップ位置間を切り替えることによって、調整することができる。

30

【0218】

加えて、電力出力回路 445 は、電氣的負荷に接続し電力供給するように設計され、理解され得るように、各種電氣的負荷に電力供給するために、AC/DC コンバータ、AC/AC コンバータ及び他の回路を備えることができる。更に、電力出力回路 445 は、電力受信キット 429 により送出できる電力を制限するレギュレータを有することができる。

【0219】

図 24B は、完全に組み立てられ、負荷 415 に電力供給するために接続された後の、図 24A の電力受信キット 429 の例の例示である。個々の構成要素は、図 24A について上述されたものと同じである。

40

【0220】

次に、図 25A を参照して、本開示の各種実施形態による電力受信キット 450 を示す例示を示す。この実施形態では、電力受信キット 450 の構成要素は、次の通り、膨張可能な気球 451、圧縮揚力ガス容器 454、線状プローブワイヤ 455、グラウンド電極 456、及び電力出力回路 445 である。電力受信キット 450 の各構成要素は、電力受信キット 450 の他の構成要素との使用に対応するように設計される。電力受信キット 450 の各種構成要素は、他の構成要素から素早く確実に脱着するためにコネクタを有することもできる。各種コネクタは、雄、雌、雌雄同体又はジェンダーレスとすることができる。

50

、理解され得るように、キット構成要素を素早く確実に脱着するためにプラグ、レセプタクル、又は他のコネクタを備えることができる。加えて、コネクタは、構造的若しくは電子的な接続部又は両方のために、用いることができる。

【0221】

膨張可能な気球451は、線状プローブワイヤ455に接続するために設計され、線状プローブワイヤ455を垂直に配置して、誘導表面波から電気エネルギーを受信するために、線状プローブワイヤ455の重量を吊り上げるように設計される。いくつかの実施形態では、膨張可能な気球451は、線状プローブワイヤ455の適合したコネクタから素早く確実に脱着するためにコネクタを有することができる。

【0222】

圧縮揚力ガス容器454は、気球451を膨張させるのに適した揚力ガスを収容する。揚力ガスは、理解され得るように、水素、ヘリウム、アンモニア、又は別の揚力ガスなど、吊り上げに適したガスとするべきである。

【0223】

線状プローブワイヤ455は、膨張可能な気球451及び電力出力回路445に接続するとともに、上述されたような誘導表面波受信構造（例えば、図18A）の線状プローブとして使用するために設計される。そのためにも、線状プローブワイヤ455は、例えば、線状プローブワイヤ455を膨張可能な気球451の適合したコネクタに構造的に取り付けるとともに、電力出力回路445の適合したコネクタに構造的かつ電子的に取り付けるために、上述されたようなコネクタを有することができる。そのような構成では、線状プローブワイヤ455の長さを最適化することができる。例えば、最小のワイヤで最大電圧を得るためには、線状プローブワイヤ455の長さを、誘導表面波の波長の約4分の1とするべきである。地表から見て相対的に高いインピーダンスが、線状プローブワイヤ455の上端にあるように最大電圧を定め、地表から見て相対的に低いインピーダンスが、線状プローブワイヤ455の下端にあるように最大電圧を定める。

【0224】

いくつかの実施形態では、線状プローブワイヤ455は、電圧が上端で最大となり、電流が下端で最小となるように、下端で最も太く、上端で最も細くすることができる。そのような構成では、膨張可能な気球451により吊り上げる必要がある重量が最小化される一方、線状プローブワイヤ455の下端での電流出力が最大化される。更なる実施形態では、線状プローブワイヤ455は、上端に細いワイヤセグメントを用いて、その線状プローブワイヤの下端に向かってより太いワイヤセグメントに連続的に接続された、セグメント化された線状プローブワイヤとすることができる。

【0225】

グラウンド電極456は、電力出力回路445と接続するために設計され、任意の形状の任意の導電性材料とすることができる。理解され得るように複数のグラウンド電極のうちの1つとすることができる。そのためにも、グラウンド電極456は、グラウンド電極456を電力出力回路445の適合したコネクタに構造的かつ電子的に取り付けるために、上述されたようなコネクタを有することができる。

【0226】

電力出力回路445は、線状プローブを有する誘導表面波受信構造の一部として使用される。電力出力を最大化するために、負荷415は、ここでは導電ワイヤ455である線状プローブに実質的にインピーダンス整合されるべきである。

【0227】

加えて、電力出力回路445は負荷415に接続するように設計され、理解され得るように、各種負荷に適切に給電するために、AC/DCコンバータ、AC/ACコンバータ、及び他の回路を含むことができる。更に、電力出力回路445は、システムにより送出できる電力を制限するレギュレータを有することができる。また、各種実施形態として、電力出力回路445は、受信効率を制御したり、電力受信キット450を有効にしたり別の方法で制御したりするために使用できる、コントローラを含むことができる。

【0228】

図25Bは、完全に組み立てられ、負荷415に電力供給するために接続された、図25Aの電力受信キット450の例の例示である。個々の構成要素は、図25Aに上述されたものと同じである。

【0229】

次に、図26Aを参照して、本開示の各種実施形態による電力受信キット458を示す例示を示す。この実施形態では、電力受信キット458の構成要素は、以下の通り、伸縮アンテナ459、グラウンド電極460、及び電力出力回路445である。電力受信キット458の各構成要素は、キットの他の構成要素との使用に適合するように設計される。電力受信キット458の各種構成要素はまた、他の構成要素から素早く確実に脱着するためにコネクタも有することもできる。各種コネクタは、雄、雌、雌雄同体又はジェンダーレスとすることができ、理解され得るように、キット構成要素を素早く確実に脱着するためにプラグ、レセプタクル、又は他のコネクタを備えることができる。加えて、コネクタは、構造的若しくは電子的な接続部又は両方のために、用いることができる。

【0230】

伸縮アンテナ459は、電力出力回路445に接続するとともに、上述されたような線状プローブ誘導表面波受信構造（例えば、図18A）として使用するために設計される。そのためにも、伸縮アンテナ459は、例えば、伸縮アンテナ459を電力出力回路445の適合したコネクタに構造的に及び／又は電子的に取り付けるために、上述されたようなコネクタを有することができる。この構成では、伸縮アンテナ459の長さを最適化することができる。例えば、最小のアンテナで最大電圧を得るためには、伸縮アンテナ459の長さを、誘導表面波の波長の約4分の1とすることができる。地表から見て相対的に高いインピーダンスが、伸縮アンテナ459の上端に対する最大電圧を定め、地表から見て相対的に低いインピーダンスが、伸縮アンテナ459の下端にあるように最大電圧を定める。この実施形態の電力出力回路445は、図25Aを参照して上述された電力出力回路445と実質的に同様である。

【0231】

図26Bは、完全に組み立てられ、負荷415に電力供給するために接続された、図26Aの電力受信キット458の例の例示である。個々の構成要素は、図26Aについて上述されたものと同じである。

【0232】

次に、図27Aを参照して、本開示の各種実施形態による電力受信キット462を示す例示を示す。この実施形態では、電力受信キット462の構成要素は、以下の通り、磁気コイル463及び電力出力回路445である。電力受信キット462の各構成要素は、キットの他の構成要素との使用に適合するように設計される。

【0233】

磁気コイル463は、上述されたような誘導表面波受信構造（例えば、図19）として使用するために設計される。誘導表面波から電力を受信及び／又は抽出するのを容易にするために、磁気コイル463は、誘導表面波の磁束が磁気コイル463を通過し、それにより磁気コイル463に電流を誘導するように配置することができる。例えば、磁気コイル463は、手動で配置したり、電力出力回路445内のコントローラなどのコントローラを使用して調節したりすることができる。磁気コイル463はまた、電力出力回路445の適合するコネクタから素早く確実に脱着するために、上述されたようなコネクタをも有することができる。

【0234】

電力出力回路445は電氣的負荷415に接続するように設計され、理解され得るように、各種負荷に適切に給電するために、AC／DCコンバータ、AC／ACコンバータ、及び他の回路を含むことができる。電力出力回路445は、電氣的負荷と磁気コイル463とを実質的にインピーダンス整合することによって、負荷への電力出力を最大化することができる。更に、電力出力回路445は、システムにより送出できる電力を制限するレ

ギューレータを有することができる。また、各種実施形態として、電力出力回路 445 は、受信効率を制御したり、電力出力を有効にしたり、別の方法で制御したりするために使用できるコントローラを含むことができる。

【0235】

図 27B は、完全に組み立てられ、負荷 415 に電力供給するために接続された、図 27A の電力受信キット 462 の例の例示である。個々の構成要素は、図 27A で上述されたものと同じである。

【0236】

ここで図 28A を参照して、相互接続された複数の電力受信キット 465A～465D の例示を示す。相互接続された複数の電力受信キット 465A～465D のそれぞれは、それ自体、誘導表面波受信構造 R により電力を受信している。

10

【0237】

この実施形態では、電力受信キット 465A の AC 出力ポートは、AC 負荷である負荷 415 に結合される。電力受信キット 465A の DC 相互接続ポートは、電力受信キット 465B の DC 出力ポートに結合される。電力受信キット 465B の DC 相互接続ポートは、電力受信キット 465C の DC 出力ポートに結合される。電力受信キット 465C の DC 相互接続ポートは、電力受信キット 465D の DC 出力ポートに結合される、などである。複数の電力受信キットが、このようにして接続可能である。

【0238】

この例示では、相互接続された複数の受信キット 465A～465D のそれぞれは、その利用可能な電力を、より下方に示される電力受信キットに供給する。この実施形態では、電力受信キット 465B、465C、及び 465D は、DC 入力及び出力のみを使用している。それらの相互接続は、それらがすべて実質的に同じ電圧で作動するならば、大型バスと同じように電氣的に単純にすることができる。いくつかの実施形態では、レギュレータ及びダイオードなどの他の絶縁部及び保護部を使用することができる。更なる実施形態では、複数の受信キット 465A～465D の相互接続は、電圧、周波数、又は位相の 1 つ以上を整合させる AC 相互接続ポートを介することができる。電力受信キット 465A は、その DC 相互接続ポートを介して電力受信キット 465B、465C、及び 465D に接続される。DC 電力は、負荷 415 に電力供給するとともに、複数の電力受信キット 465A～465D からの電力を受容するのに十分大きな電力受信キット 465A のインバータにより、AC に変換される。例えば、各電力受信キットが、その誘導表面波受信構造を介して定格で 1 kVA を受信する場合、この構成では、電力受信キット 465A は、その相互接続ポートを通して定格で少なくとも 3 kVA を受容するとともに、定格で少なくとも 4 kVA を出力するべきである。いくつかの実施形態では、電力受信キット 465A～465D はすべて、実質的に同様であり、実質的に同様の定格電力を有することができる。他の実施形態では、電力受信キット 465A が最大の定格電力を有し、各受信キット 465B、465C、及び 465D は、連続して低くなる定格電力を有することができる。

20

30

【0239】

ここで図 28B を参照して、相互接続された複数の電力受信キット 466A と、相互接続された複数の電力受信キット 466B とが外部のコンバータ／インバータ 467 によるパワーインバージョンを受ける例を示す。外部のコンバータ／インバータ 467 は、各種実施形態の、AC を DC に、AC を AC に、又は DC を AC に変換することができる。一実施形態では、コンバータ／インバータ 467 は、AC 負荷である負荷 415 に給電するために、相互接続された複数の電力受信キット 465A～465D から受信された DC を AC に変換している。この構成は、例えば、大きな負荷に電力供給するために使用することができる。例えば、複数の電力受信キット 466A～466B の各電力受信キットが、その誘導表面波受信構造を通して定格で 1 kVA を受信し、その相互接続ポートで 2 kVA を受容し、3 kVA を出力する場合、コンバータ／インバータ 467 は、相互接続ポートを通して定格で少なくとも 6 kVA を受容し、少なくとも 6 kVA を負荷 415 に出力

40

50

するようにすべきである。コンバータ／インバータ４６７は、電力受信キットの追加の構成要素とみなすことができる。

【０２４０】

次に図２９を参照して、本開示の各種実施形態による、図２５から図２７のキットなどの電力受信キットの電力出力回路４４５の例を例示する模式図を示す。

【０２４１】

ここで、ＤＣ入力ポート４６９は、ＤＣパラレル回路４７２の入力に接続される。ＤＣ出力ポート４７５は、ＤＣパラレル回路４７２の出力、ＤＣ／ＡＣインバータ４７８の入力、及びＡＣ／ＤＣコンバータ４８１の出力に接続される。したがって、ＡＣ／ＤＣコンバータ４８１の出力は、ＤＣパラレル回路４７２、ＤＣ出力ポート４７５、及びＤＣ／ＡＣインバータ４７８に接続される。ＤＣ／ＡＣインバータ４７８の出力は変圧器４８４の一次側に接続される。変圧器４８４の二次側はＡＣ出力ポート４８７に接続される。ＡＣ出力ポート４９０は変圧器４９３の二次側に接続される。ＡＣ入力ポート４９６は、ＡＣパラレル回路４９９の入力に接続される。電力レギュレータ５０３の出力は、ＡＣ／ＤＣコンバータ４８１の入力、変圧器４９３の一次側、及びＡＣパラレル回路４９９の出力に接続される。電力レギュレータ５０３の入力は、インピーダンス整合回路５０６の出力に接続される。インピーダンス整合回路５０６の入力はスイッチ５１２に接続される。スイッチ５１２は入力端子５１５に接続され、インピーダンス整合回路５０６と入力端子５１５との間の回路経路を開閉することができる。この実施形態では、入力端子５１５は、誘導表面波受信器Ｒの出力端子に接続するためのものである。入力端子５１５は、電力受信キットの他の構成要素から素早く確実に脱着するために、上述されたようなコネクタを備えることができる。

【０２４２】

電力出力回路４４５は、レギュレータ５０３、インピーダンス整合回路５０６、及びスイッチ５１２に通信可能に接続された計算装置５１６を有する。他の実施形態では、計算装置５１６は加えて、例えば、コンバータ、インバータ、変圧器、相互接続回路、パラレル回路、又は、電力出力回路４４５の他の構成要素などの構成要素に通信可能に接続することができる。

【０２４３】

計算装置５１６は、理解され得るように複数のコントローラを表すことができる。ここで、各種実施形態について、計算装置５１６は、プロセッサ５１８、メモリ５２１、ＧＰＳ受信器５２４、及びＩ／Ｏインターフェース５２７を備え、それらのすべては、当業者により理解され得るように、付随する制御／アドレスバスを有するデータバスを含むことができるローカルバス５３０に結合される。これに関して、計算装置５１６は、理解され得るように、コンピュータシステムによくみられるようにプロセッサ回路を備えることができる。プロセッサ５１８は複数のプロセッサを表すことができ、メモリ５２１は複数のメモリを表すことができる。制御システム５３３は、計算装置５１６の動作を調節するためにプロセッサ５１８により実行されるように、メモリ５２１に記憶されて示されている。Ｉ／Ｏインターフェース５２７は、通信用アンテナ及び入力装置５３６に接続されて示されている。入力装置５３６は、例えば、キーボード、マウス又は他の入力装置とすることができる。各種実施形態によると、Ｉ／Ｏインターフェース５２７はまた、非限定的に、ＬＡＮ、ＷＬＡＮ、セルラーネットワーク、又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じて通信するための複数のネットワークインターフェースをも含むことができる。

【０２４４】

計算装置５１６内には、計算装置５１６及び電力出力回路４４５の他の構成要素に電力供給するためのバッテリー５４０が示されている。バッテリー５４０は、例えば誘導表面波受信構造から、何らかの電力が受信される前に、電力出力回路の予備電力供給、セットアップ、及び制御を可能にする。電力出力回路４４５はまた、電力が受信されると、バッテリー５４０を充電するように構成することもできる。

【0245】

電力出力回路445は、誘導表面波受信構造からの電力入力を電力入力端子515で受けるとともに、その出力ポートの1つを通してその電力を電氣的負荷に効果的に出力するように構成される。ここでは、DC出力ポート475、AC出力ポート487、又はAC出力ポート490。電氣的負荷への電力を最大化するために、電力出力回路445は、誘導表面波受信構造と電氣的負荷との間に共役整合条件をもたらしように構成されたインピーダンス整合回路506を有する。インピーダンス整合回路は、I/Oインターフェース527を通して計算装置516により制御可能である。

【0246】

最大電力出力を制御するために、電力出力回路445は、最大電圧及び電氣的負荷に流れることが可能な電流を制御するように構成されたレギュレータ503を有する。レギュレータ503は、安定した出力電流及び／又は電圧を設定するように機能することができる。

10

【0247】

ほとんどの場合、誘導表面波受信構造はAC電力を出力する。このAC電力をDC負荷に送出するために、電力出力回路445はAC/DCコンバータ481を有する。AC/DCコンバータ481は加えて、理解され得るようにDC電圧レギュレータを備えることができる。また、AC/DCコンバータ481は、後述するように、ACパラレル回路499から受信した電力をDC電力に変換することができる。

【0248】

20

誘導表面波受信構造からのAC電力は、受信された誘導表面波の周波数に対する周波数を有する。この周波数は、AC負荷の動作周波数となることはまずない。電力出力回路445は、AC/DCコンバータ481からのDC電力を50Hz又は60Hzなどの一般的な動作周波数のAC電力に変換できるDC/ACインバータ478を有する。DC/ACインバータ478は加えて、後述するように、DCパラレル回路472から受信された電力をAC電力に変換することができる。

【0249】

DCパラレル回路472は、例えば、図28に示すように、複数の電力受信キット465A～465Dの相互接続を可能にする。例えば、DCパラレル回路472は、DC入力ポート469を通して受信された電力が、AC/DCコンバータ481の出力と同じDC電圧となることを確実にするために用いることができる。DCパラレル回路472及び電力出力回路445は加えて、電流の逆流を防止するためにダイオード又は他の構成要素を有することができる。DCパラレル回路472は相互接続回路である。他の実施形態では、相互接続回路は代わりに、理解され得るように、直列回路又は相互接続のための他の構成とすることができる。他の実施形態では、DCパラレル回路472は、通信中の相互接続された1つ以上の電力受信キットの入力及び出力の電圧を監視及び設定するために計算装置516に通信可能に接続することができる。電力受信キット465A～465Dが、例えば、単一の負荷に給電する場合、電力出力回路445は、不要な電力使用を最小化するために、相互接続に使用される出力以外のすべての出力をロックするように構成することもできる。

30

40

【0250】

ACパラレル回路499は、図28に見られるように、複数の電力受信キット465の相互接続を可能にする。例えば、ACパラレル回路499は、AC入力ポート496を通して受信された電力が、レギュレータ503の出力と同じAC電圧、周波数、及び位相を有することを確実にするために用いることができる。この周波数が受信された誘導表面波の周波数に対するものであることを思い出されたい。この実施形態の構成では、AC入力ポート496は、同様の周波数に対して構成された他の電力受信キットからの入力を受けするように設計される。ACパラレル回路499は電源相互接続回路である。他の実施形態では、相互接続回路は代わりに、理解され得るように、直列回路又は電源の相互接続のための他の構成とすることができる。他の実施形態では、ACパラレル回路499は、通信

50

中の相互接続された1つ以上の電力受信キットの入出力の電圧、位相、又は周波数を監視及び設定するために、計算装置516に通信可能に接続することができる。

【0251】

他の実施形態では、電力出力回路468は、より多くの又はより少ない出力ポートを必要とする特定の目的のために構成することができる。例えば、電力出力回路445は、2つ以上のDC電圧、及び2つ以上のAC電圧で2つ以上のAC周波数を出力するように構成することができる。代わりに、電力出力回路445は、DC電圧のみを出力するように構成され、DC/ACインバータ484などの構成要素の省略を可能にすることができる。更に、電力出力回路445は、AC平行回路499のみを介した相互接続又はDC平行回路472のみを介した相互接続を可能にすることができる。

10

【0252】

このようにして、電力出力回路445は、誘導表面波受信構造からの電力を受信すること、この電力を電氣的負荷に効果的に出力すること、及び複数の電力出力回路を電氣的負荷に相互接続することを可能にする。計算装置516は、複数の電力出力回路の間で、上述された通信ネットワークを介した協調を可能にすることができる。計算装置516は、例えば、許可された電力受信キットを有効にしたり、許可されていない電力受信キットを有効にすることを拒否したり、又は電力受信キットの電力出力を制限したりできる中央システムと通信状態にあることもできる。

【0253】

ここで図30を参照して、本発明のある実施形態による電力受信キットの制御システム533の動作の一例を提示する流れ図を示す。代わりに、図30の流れ図は、サーバ、コンピュータシステム、又は同様の装置に実装される方法の例のステップを示すものと見ることができる。図30の流れ図の例により示される制御システム533の機能は、例えば、オブジェクト指向設計又は何らかの他のプログラミング構造で実装することができる。

20

【0254】

機能がオブジェクト指向設計で実装されると仮定すると、各ブロックは、1つ以上のオブジェクトに包含される1つ以上の方法で実装できる機能を表す。制御システム533は、例えば、C、C++又は他のプログラム言語などの複数のプログラム言語のうちのいずれか1つを使用して実装することができる。

【0255】

ボックス541から始めて、制御システム533は、ステータス情報を中央システムに送る。ステータス情報は、例えば、GPS位置、ユーザ情報、識別情報、電力使用情報、負荷要求、又は他の情報を含むことができる。他の実施形態では、中央システムがないこともある。

30

【0256】

次に、ボックス543で、制御システム533は、電力受信キットが動作許可を有するかどうかを確認する。例えば、許可は、パスワード、GPS位置、バイオメトリクス、又は別の方法により付与することができる。許可は、計算装置516のみを使用して確認されてもよく、又は上述された通信ネットワークのいずれかを使用した中央システムとの通信を必要としてもよい。電力受信キットが動作許可を有する場合、制御システム533はボックス546に進む。そうでなければ、制御システム533はボックス549に移る。

40

【0257】

ボックス546で、制御システム533は電力受信キットを有効にし、ボックス552に進む。

【0258】

ボックス549で、制御システム533は電力受信キットをシャットダウンし、ボックス541に戻る。例えば、制御システム533は、電力受信キットをシャットダウンするために、スイッチ512を開くことができる。他の実施形態では、シャットダウンは、電力受信キットの電力出力を制限するのみでもよく、又はステータス情報を使用して、電力受信キットをシャットダウンするか又は電力受信キットの電力出力を制限するかを判断し

50

てもよい。

【0259】

ボックス552で、制御システム533は、許可がタイムアウトしたかどうかを確認する。例えば、電力受信キットは、連続使用のために許可され、タイムアウトを有してなくてもよく、又は特定の時間の間だけ許可されてもよい。許可がタイムアウトした場合、制御システム533はボックス549に移る。そうでなければ、制御システムはボックス555に進む。

【0260】

ボックス555で、制御システム533は、受信器シャットダウンコマンドが出されているか又は別の方法でスケジュールされているかどうかを確認する。例えば、中央システムは、他の場所で利用可能な電力を解放するために、いくつかの受信器をシャットダウンする必要があることがある。この状況では、シャットダウンコマンドは、中央システムから送られる。別の例では、すべての発電を計算装置516のメモリ521に記憶されている所定のスケジュール及びシャットダウン時間通りとすることができる。また別の例では、中央システムは、他の理由で許可を無効にすることを要求することがある。シャットダウンコマンドが出されているか又は別の方法でスケジュールされている場合、制御システム533はボックス549に移り、そうでなければ、制御システム533はボックス558に進む。

【0261】

ボックス558で、制御システム533は、電力受信キットが過負荷であるかどうかを確認する。例えば、計算装置516は、受信キットが過負荷であるかどうかを判定するために、レギュレータ503を使用して電力出力を監視することができる。代わりに、計算装置516は、過負荷条件が存在することを判断し計算装置516に通信できる中央システムに負荷情報を送ることができる。電力受信キットが過負荷である場合、制御システム533はボックス549に移り、そうでなければ、制御システム533はボックス561に進む。

【0262】

ボックス561で、制御システム533は、出力ロックコマンドが出されているか又は別の方法でスケジュールされているかどうかを確認する。例えば、電力受信キットが、大きな負荷又は重要な負荷に電力供給するために他の電力受信キットと相互接続されている場合、不要な電力使用又は重要性の低い電力使用を防止するために、特定の出力ポートをロックすることが望ましいことがある。バッテリー電力が少ないときなどの別の例では、電力受信キットを完全に無効にするよりも、すべての電力出力ポートをロックすることが望ましいことがある。出力ロックコマンドが出されているか又は別の方法でスケジュールされている場合、制御システム533はボックス564に移り、そうでなければ、制御システム533はボックス541に進む。

【0263】

ボックス564で、制御システム533は、電力受信キットの出力をロックし、ボックス541に進む。

【0264】

図29を参照して、本開示のある実施形態による計算装置516の概略ブロック模式図を示す。各計算装置516は、少なくとも1つのプロセッサ518及びメモリ521を含み、それらの両方がバス530に結合される。そのため、計算装置516は、例えば、少なくとも1つのサーバ、コンピュータ又は同様の装置を備えることができる。バス530は、例えば、理解され得るように、付随するアドレス／制御バスを有するデータバス又は他のバス構造を備えることができる。

【0265】

メモリ521に記憶されているのは、データと、プロセッサ518により実行可能なくつつかの構成要素との両方である。加えて、オペレーティングシステムをメモリ521に記憶し、プロセッサ518により実行可能にすることができる。特に、メモリ521に記

10

20

30

40

50

憶されプロセッサ 518 により実行可能なのは、例えば、制御システム 533 であり、場合によっては他のアプリケーションでもある。

【0266】

理解され得るように、メモリ 521 に記憶されプロセッサ 518 により実行可能な他のアプリケーションがあってもよいことが理解される。本明細書で説明される任意の構成要素がソフトウェアの形式で実装される場合、例えば、C、C++、C#、Objective 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）、又は他のプログラム言語などの複数のプログラム言語のいずれか 1 つを用いることができる。

10

【0267】

複数のソフトウェア構成要素がメモリ 521 に記憶され、プロセッサ 518 により実行可能である。これに関して、用語「実行可能」は、プロセッサ 518 により最終的に実行できる形式の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 521 のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ 518 により実行される形式の機械コードに翻訳され得るコンパイルされたプログラム、メモリ 521 のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ 518 により実行可能なオブジェクトコードなどの適切な形式で表現され得るソースコード、又は別の実行可能プログラムにより解釈されて、プロセッサ 518 により実行される指令をメモリ 521 のランダムアクセス部分に生成するソースコードなどとして行うことができる。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）若しくはデジタル多目的ディスク（DVD）などの光ディスク、フロッピーディスク、磁気テープ、又は他のメモリ構成要素を含むメモリ 521 の任意の部分又は構成要素に実行可能プログラムを記憶することができる。

20

【0268】

本明細書では、メモリ 521 は、揮発性及び不揮発性の両方のメモリ並びにデータ記憶構成要素を含むものと定義される。揮発性構成要素は、電源喪失時にデータ値を保持しないものである。不揮発性構成要素は、電源喪失時にデータ値を保持するものである。したがって、メモリ 521 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ーを介してアクセスされるメモリカード、付随する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、及び／若しくは他のメモリ構成要素、又はこれらのメモリ構成要素の任意の 2 つ以上の組合せを備えることができる。加えて、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）、又は磁気ランダムアクセスメモリ（MRAM）及び他のそのような装置を備えることができる。ROM は、例えば、プログラマブル読み出し専用メモリ（PROM）、消去可能なプログラマブル読み出し専用メモリ（EPROM）、電気的に消去可能なプログラマブル読み出し専用メモリ（EEPROM）、又は他の同様のメモリ装置を備えることができる。

30

40

【0269】

また、プロセッサ 518 は、複数のプロセッサ 518 及び／又は複数のプロセッサコアを表すことができ、メモリ 521 は、並列処理回路でそれぞれ動作する複数のメモリ 521 を表すことができる。そのような場合、バス 530 は、複数のプロセッサ 518 の任意の 2 つの間、任意のプロセッサ 518 とメモリ 521 のいずれかとの間、又は任意の 2 つのメモリ 521 間などの通信を容易にする適切なネットワークとすることができる。バス 530 は、例えば負荷分散を行うなど、この通信を協調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 518 は、電氣的な構成又は何らかの他の利用可能な構成とすることができる。

50

【0270】

本明細書で説明する制御システム533及び他の各種システムは、上述したような汎用ハードウェアにより実行されるソフトウェア又はコードで具現化することができるが、代わりに、同じものを専用のハードウェア又はソフトウェア／汎用ハードウェアと専用のハードウェアとの組合せで具現化することもできる。専用のハードウェアで具現化される場合、複数の技術のいずれか1つ又は組合せを用いる回路又は状態機械として、それぞれを実装することができる。これらの技術としては、非限定的に、1つ以上のデータ信号の適用時に各種論理機能を実施するための論理ゲートを有する個別の論理回路、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）、又は他の構成要素などを挙げることができる。そのような技術は、概して当業者によりよく知られているので、本明細書では詳細に説明しない。

10

【0271】

図30の流れ図は、制御システム533の部分が実施する機能及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、指定された論理機能（単数又は複数）を実施するプログラム命令を含むコードのモジュール、セグメント、部分を表すことができる。プログラム命令は、プログラム言語で書かれた人間に読めるステートメントを含むソースコード、又はコンピュータシステム若しくは他のシステムのプロセッサなどの適切な実行システムにより認識可能な数値命令を含む機械コードの形式で具現化することができる。機械コードは、ソースコードなどから変換されてもよい。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（単数又は複数）を実施する回路又は相互接続された複数の回路を表すことができる。

20

【0272】

図30の流れ図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。例えば、示される順序に対して2つ以上のブロックの実行順序を組み換えてもよい。また、図30に連続して示される2つ以上のブロックを同時に実行してもよく、又は部分的に同時に実行してもよい。更に、いくつかの実施形態では、図30に示されるブロックの1つ以上を飛ばしてもよく、又は省略してもよい。加えて、実用性の向上、計算、パフォーマンス測定、又はトラブルシューティング援助の提供などのために、任意数のカウンタ、状態変数、警告用セマフォ、又はメッセージを、本明細書で説明する論理フローに加えてもよい。そのような変形のすべてが本開示の範囲内であることが理解される。

30

【0273】

また、本明細書で説明する、ソフトウェア又はコードを含む任意の論理又はアプリケーションは、制御システム533を含めて、例えば、コンピュータシステム又は他のシステムのプロセッサなどの命令実行システムにより使用される又は同実行システムと接続される、任意の非一時的なコンピュータ可読媒体に具現化され得る。この意味で、論理は、例えば、コンピュータ可読媒体から読み込まれ命令実行システムにより実行され得る、命令及び宣言を含むステートメントを含むことができる。本開示のコンテキストでは、「コンピュータ可読媒体」は、命令実行システムにより使用される又は同実行システムと接続される、本明細書で説明する論理又はアプリケーションを含む、記憶する又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。

40

【0274】

コンピュータ可読媒体は、例えば、磁気、光学、又は半導体の媒体などの多くの物理媒体のいずれか1つを備えることができる。適切なコンピュータ可読媒体のより具体的な例としては、非限定的に、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、USBフラッシュドライブ、又は光ディスクが挙げられる。また、コンピュータ可読媒体は、例えば、スタティックランダムアクセスメモリ（SRAM）及びダイナミックランダムアクセスメモリ（DRAM）、又は磁気ランダムアクセスメモリ（MRAM）などのランダムアクセスメモリ（RAM）とすることができる。加えて、コンピュータ可読媒体は、読出し専用メモリ（ROM）、プログラ

50

マブル読出し専用メモリ（PROM）、消去可能なプログラマブル読出し専用メモリ（EPROM）、電氣的に消去可能なプログラマブル読出し専用メモリ（EEPROM）、又は他の種類のメモリ装置とすることができる。

【0275】

更に、本明細書で説明する任意の論理又はアプリケーションは、制御システム533を含めて、各種方法で実装及び構造化することができる。例えば、説明される1つ以上のアプリケーションを単一のアプリケーションのモジュール又は構成要素とすることができる。更に、本明細書で説明する1つ以上のアプリケーションを、共有若しくは別々の計算装置、又はそれらの組合せで実行することができる。例えば、本明細書で説明する複数のアプリケーションを、同じ計算装置、又は同じコンピューティング環境にある複数の計算装置で実行することができる。加えて、「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、交換可能とすることができ、限定することを意図していないことが理解される。

10

【0276】

フレーズ「X、Y、又はZの少なくとも1つ」などの分離するための文言は、別の方法で具体的に指定しない限り、項目、用語などがX、Y、若しくはZのいずれか、又はそれらの任意の組合せ（例えば、X、Y、及び／又は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コンテキストを伴う別の方法で理解される。したがって、そのような分離するための文言は、特定の実施形態が、Xのうちの少なくとも1つ、Yのうちの少なくとも1つ、又はZのうちの少なくとも1つがそれぞれ存在することを必要とする

20

【0277】

上記に加えて、本開示の各種実施形態としては、非限定的に、以下の項目で明らかにされる実施形態が挙げられる。

【0278】

項目1. テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを得るように構成された、少なくとも1つの誘導表面波受信構造と、電氣的負荷に結合するように構成された電力出力部を有する電力出力回路であって、電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導表面導波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、電力出力回路と、少なくとも1つの誘導表面波受信構造を電力出力回路に結合するように構成された、少なくとも1つのコネクタと、を備える、電力受信キット。

30

【0279】

項目2. 少なくとも1つの誘導表面波受信構造は、線状プローブと、線状プローブをテレストリアル媒体と電氣的に結合するためのグラウンド電極と、を更に備える、項目1に記載の電力受信キット。

【0280】

項目3. 線状プローブは伸縮自在である、請求項2に記載の電力受信キット。

【0281】

項目4. 線状プローブはワイヤであり、電力受信キットは、少なくともワイヤの重量を吊り上げることができる気球を更に備える、項目2又は3に記載の電力受信キット。

40

【0282】

項目5. 電力受信キットは、気球が少なくともワイヤの重量を吊り上げることができるように、膨張可能な気球を満たすように構成された量の揚力ガスを更に備える、項目4に記載の電力受信キット。

【0283】

項目6. 少なくとも1つの誘導表面波受信構造は、コイルと、コイルをテレストリアル媒体と電氣的に結合するためのグラウンド電極と、を備える、同調した共振器を更に備える、項目1に記載の電力受信キット。

【0284】

項目7. 同調した共振器は、テレストリアル媒体の上に持ち上げられる帯電端子と、帯

50

電端子をコイルに結合するように構成された導体と、を更に備える、項目 6 に記載の電力受信キット。

【0285】

項目 8. 電力受信キットは、帯電端子をテレストリアル媒体の上に持ち上げるための小型化可能な支持体を更に備える、項目 7 に記載の電力受信キット。

【0286】

項目 9. 帯電端子は、導電性表面を有する膨張可能な帯電端子である、項目 7 又は 8 に記載の電力受信キット。

【0287】

項目 10. 電力出力回路は、複数の電力受信キットを利用して少なくとも 1 つの電氣的負荷に給電するように構成された相互接続回路を更に備える、項目 1 ～ 9 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

10

【0288】

項目 11. 電力受信キットは、少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造と、電力出力回路と、少なくとも 1 つのコネクタと、を収容する小型容器を更に備える、項目 1 ～ 10 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

【0289】

項目 12. 小型容器はファラデーケージを備える、項目 11 に記載の電力受信キット。

【0290】

項目 13. 少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブを更に備え、少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブは、電力出力回路の電力出力部に結合されるように構成されている、項目 1 ～ 12 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

20

【0291】

項目 14. 少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブは、損失性導電媒体の上に持ち上げられた少なくとも 1 つの発電用帯電端子であって、損失性導電媒体の複素ブルースター入射角 ($\theta_{i, B}$) で入射する波面を合成する、結果として生じる少なくとも 1 つの電界を生成するように構成された、少なくとも 1 つの発電用帯電端子を備える、項目 13 に記載の電力受信キット。

【0292】

項目 15. 少なくとも 1 つの帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークを更に備え、給電ネットワークは、誘導表面導波プローブの近傍にある損失性導電媒体に関連付けられた複素ブルースター入射角 ($\theta_{i, B}$) に関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅延 (Φ) をもたらす、項目 14 に記載の電力受信キット。

30

【0293】

項目 16. 少なくとも 1 つの発電用帯電端子は、小型化可能な支持体により損失性導電媒体の上に持ち上げられている、項目 14 又は 15 に記載の電力受信キット。

【0294】

項目 17. 電力受信キットは、少なくとも 1 つの誘導表面波受信構造と、電力出力回路と、少なくとも 1 つのコネクタと、少なくとも 1 つの誘導表面導波プローブと、を収容する小型容器を更に備える、項目 1 ～ 10 及び 13 ～ 16 のいずれか一項に記載の電力受信キット。

40

【0295】

項目 18. 誘導表面波受信構造及びインピーダンス整合回路と、電氣的負荷に給電するための電力出力部のモバイルパッケージへのパッケージ化であって、インピーダンス整合回路は誘導表面波受信構造に接続可能である、パッケージ化と、モバイルパッケージをある場所に届けることと、誘導表面波受信構造をインピーダンス整合回路に接続することと、電力出力部を電氣的負荷に結合することと、誘導表面波受信構造を使用して、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを受信することと、電気エネルギーの電氣的負荷への供給であって、電氣的負荷は、誘導表面波を生成する誘導表面導波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、電気エネルギーの供給と、を含

50

む方法。

【0296】

項目19．電力出力部を電氣的負荷に結合することは、電氣的負荷を供給するために、複数の誘導表面波受信構造に接続された複数の電力出力部を相互接続することを更に含む、項目18に記載の方法。

【0297】

項目20．モバイルパッケージに少なくとも1つの帯電端子をパッケージ化することと、少なくとも1つの帯電端子を損失性導電媒体の上に持ち上げることと、電気エネルギーを帯電端子に供給することと、損失性導電媒体の複素ブルースター入射角 ($\theta_{i, B}$) で入射する波面を合成する、結果として生じる少なくとも1つの電界を生成することと、を更に含む、項目18又は19に記載の方法。

【0298】

上述した本開示の実施形態は、本開示の原理の明瞭な理解のために説明した実装形態の可能な例に過ぎないことを強調しなければならない。上述した実施形態（単数又は複数）に対して、本開示の趣旨及び原理から実質的に逸脱することなく、多くの変形及び改良を行なうことができる。そのような改良及び変形のすべては、本開示の範囲内として本明細書に含まれ、以下の特許請求の範囲によって保護されることを意図している。加えて、説明した実施形態の任意選択のかつ好ましい特徴及び改良のすべて、並びに従属請求項は、本明細書で教示した本開示のすべての態様に利用可能である。更に、従属請求項の個別の特徴、並びに説明した実施形態の任意選択のかつ好ましい特徴及び改良のすべては、互いに組合せ可能かつ交換可能である。

【図1】

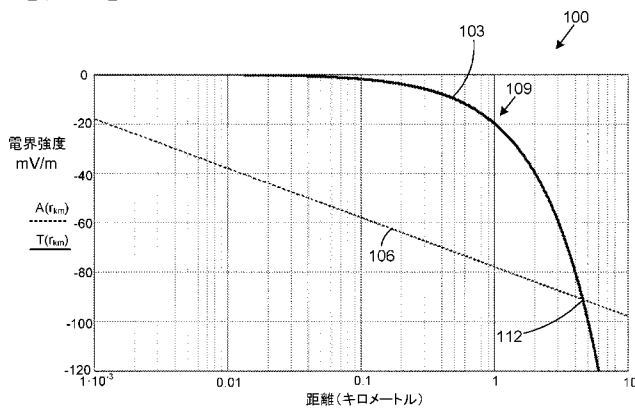


FIG. 1

【図2】

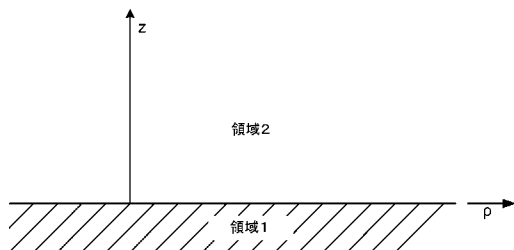


FIG. 2

【図3】

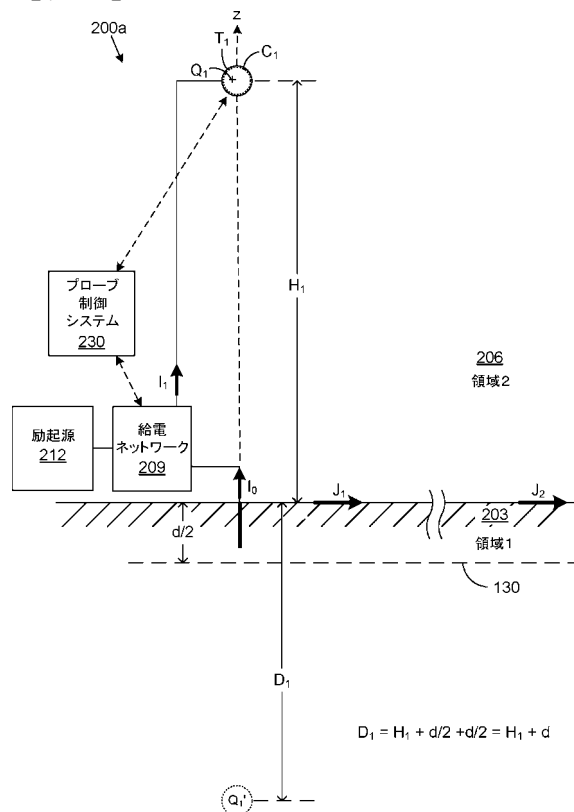


FIG. 3

【図 4】

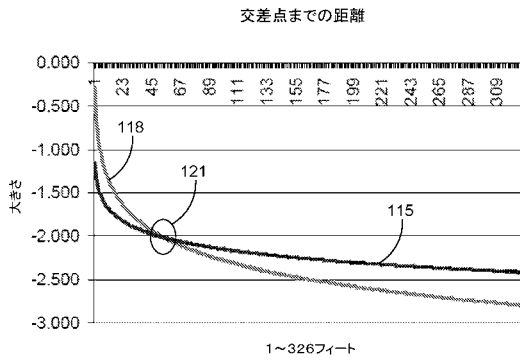
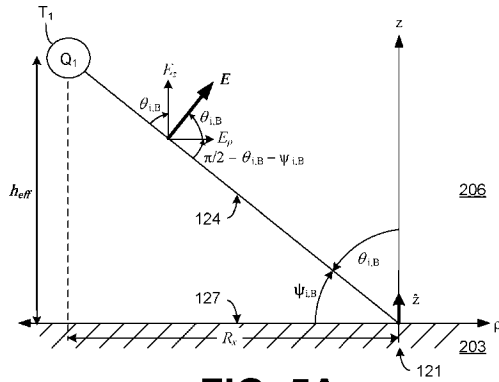
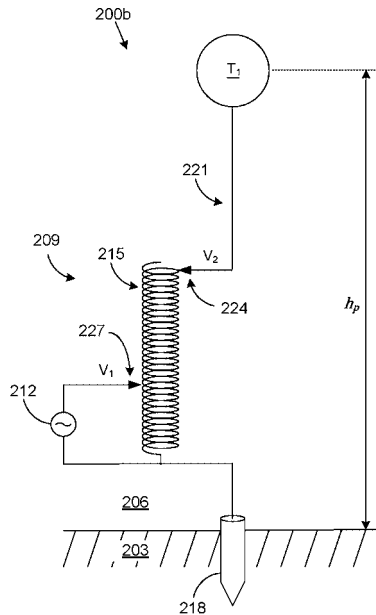


FIG. 4

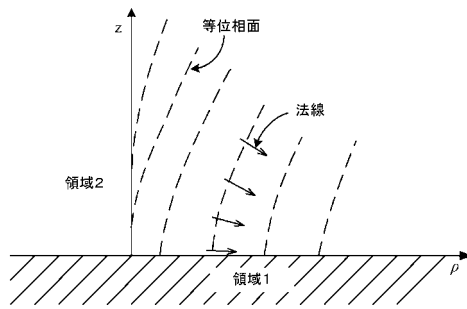
【図 5 A】



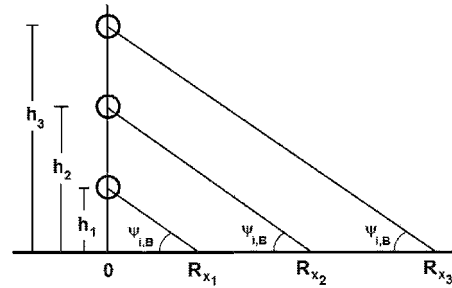
【図 7】



【図 5 B】



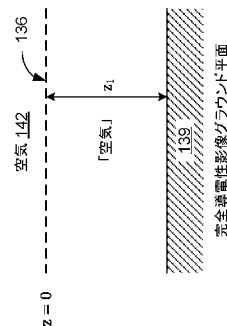
【図 6】



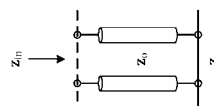
【図 8 A】



【図 8 B】



【図 8 C】



【図 9 A】

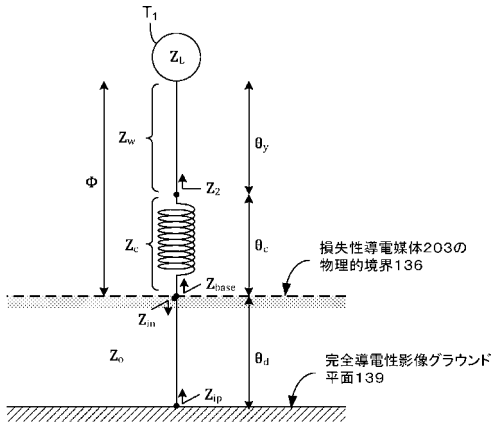


FIG. 9A

【図 9 B】

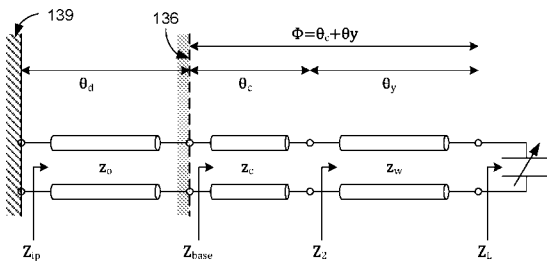


FIG. 9B

【図 10】

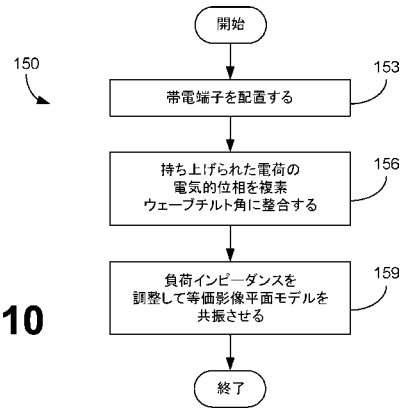


FIG. 10

【図 11】

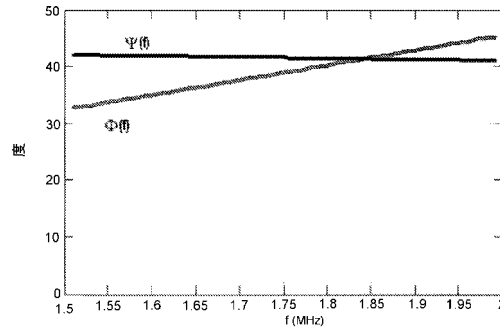


FIG. 11

【図 12】

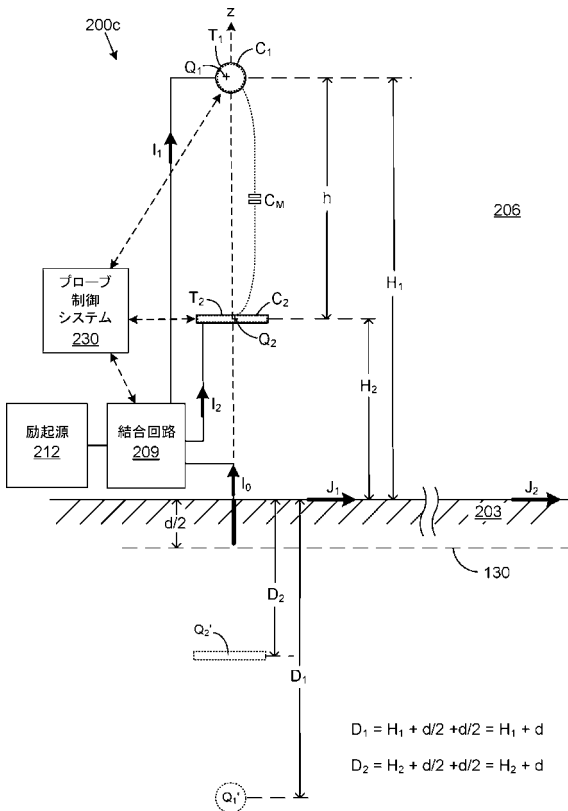


FIG. 12

【図 13】

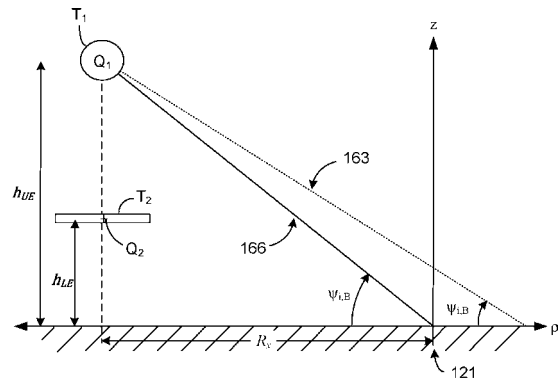


FIG. 13

【図 14】

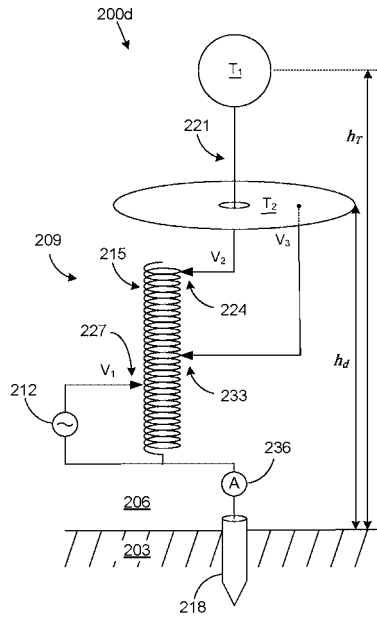


FIG. 14

【図 15 A】

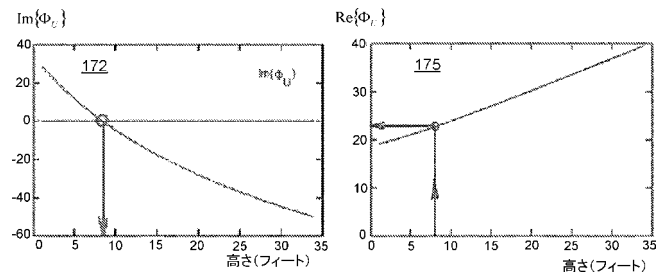


FIG. 15A

【図 15 B】

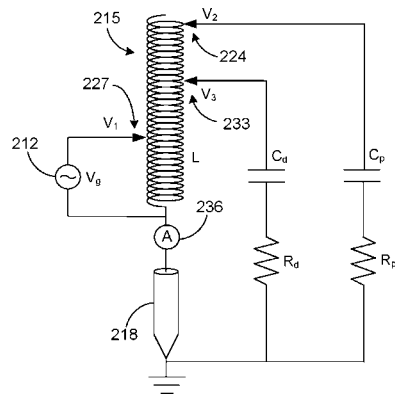


FIG. 15B

【図 16】

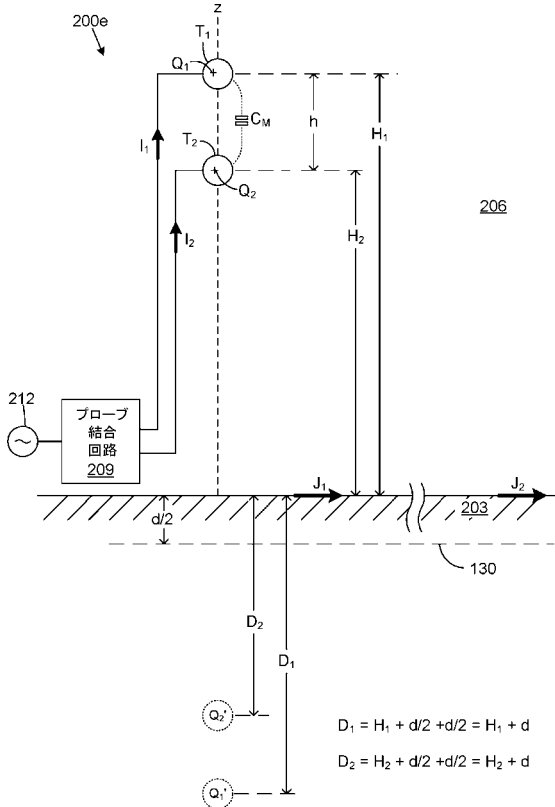


FIG. 16

【図 17】

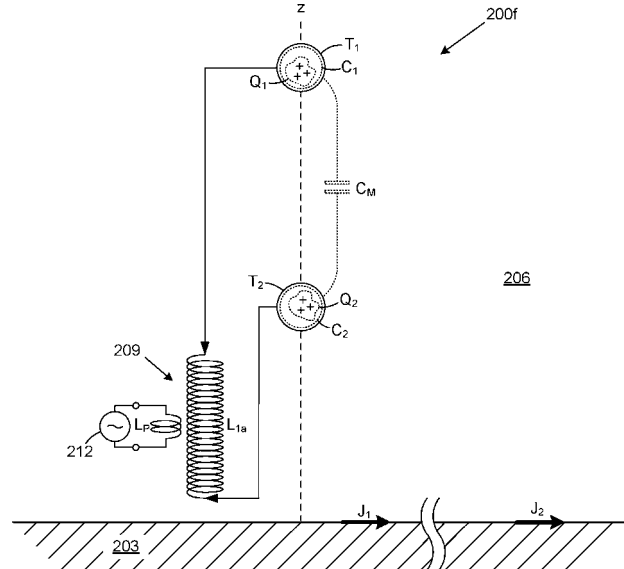


FIG. 17

【図 18 A】

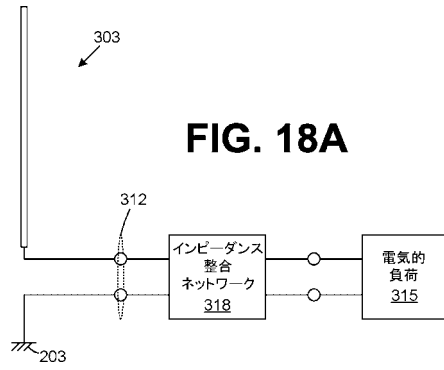


FIG. 18A

【図 18 B】

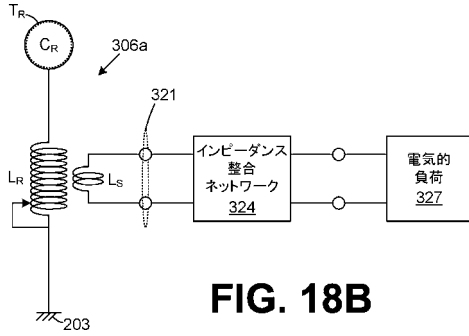


FIG. 18B

【図 18 C】

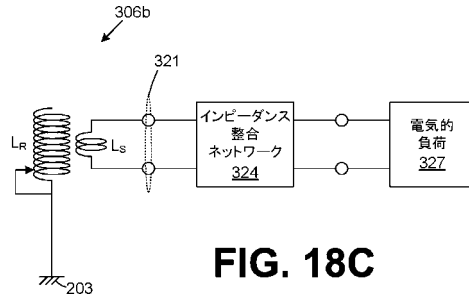


FIG. 18C

【図 18 D】

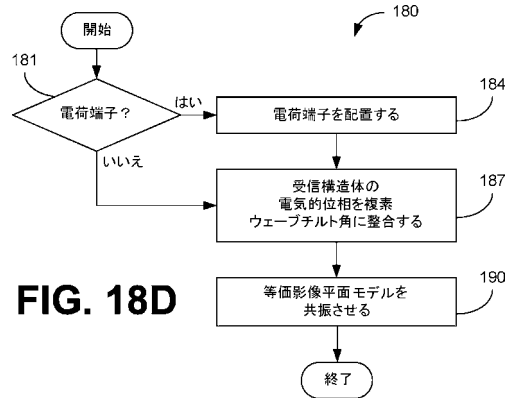


FIG. 18D

【図 19】

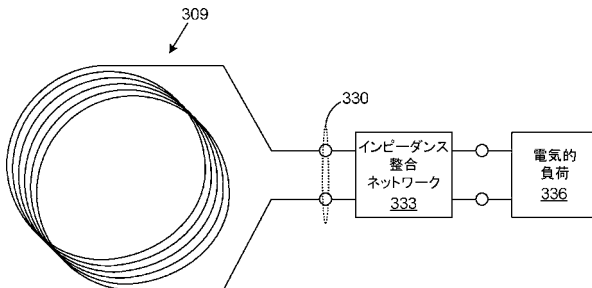


FIG. 19

【図 20 D】

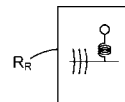


FIG. 20D

【図 20 E】

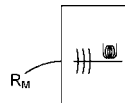


FIG. 20E

【図 20 A】

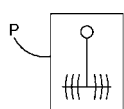


FIG. 20A

【図 20 B】

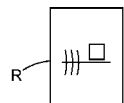


FIG. 20B

【図 20 C】

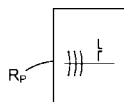


FIG. 20C

【図 2 1】

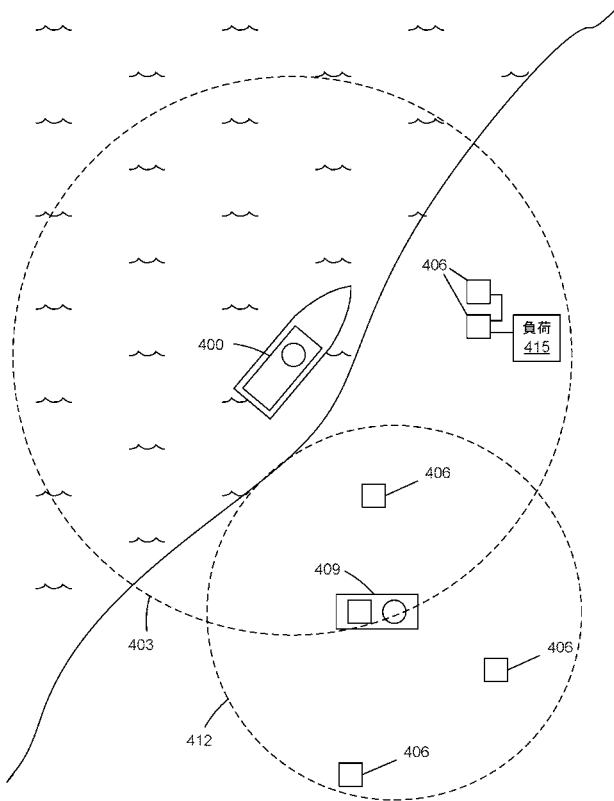


FIG. 21

【図 2 2 A】

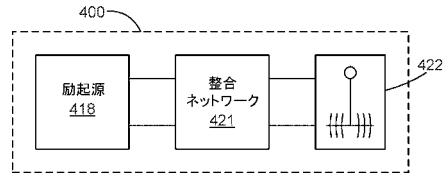


FIG. 22A

【図 2 2 B】

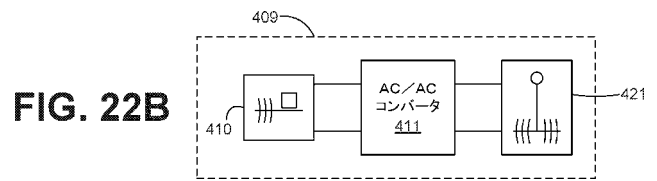


FIG. 22B

【図 2 3】

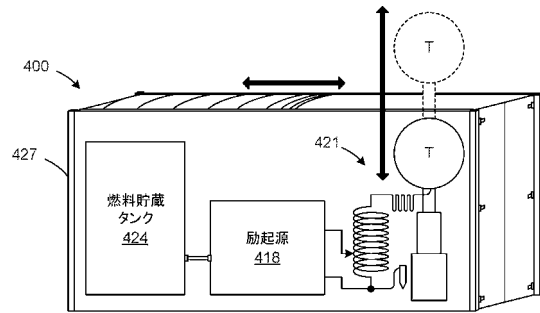


FIG. 23

【図 2 4 A】

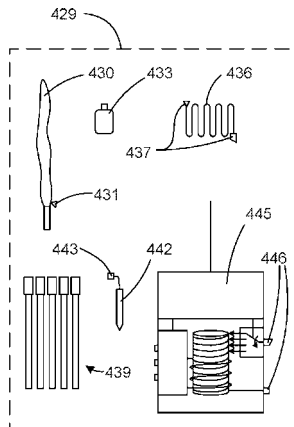


FIG. 24A

【図 2 4 B】

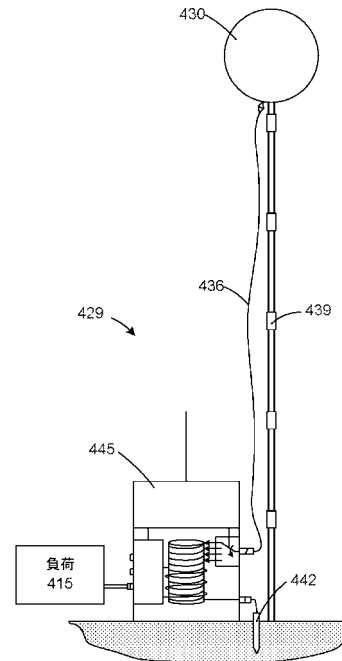


FIG. 24B

【図 25 A】

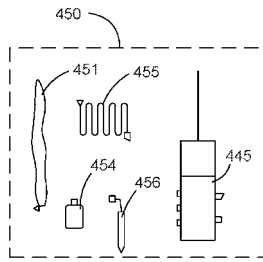


FIG. 25A

【図 25 B】

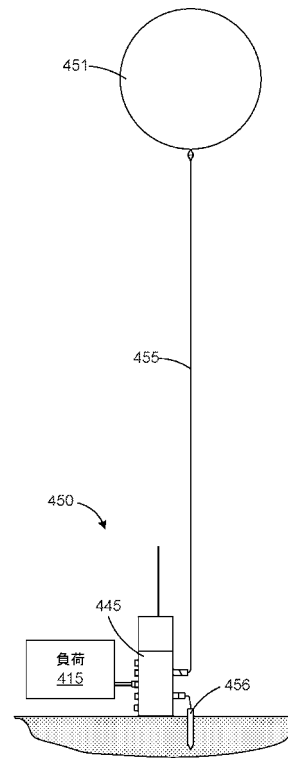


FIG. 25B

【図 26 A】

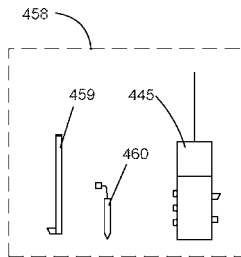


FIG. 26A

【図 26 B】

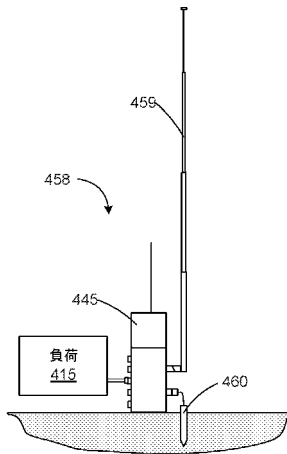


FIG. 26B

【図 27 A】

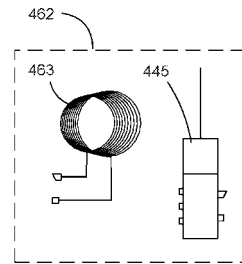


FIG. 27A

【図 27 B】

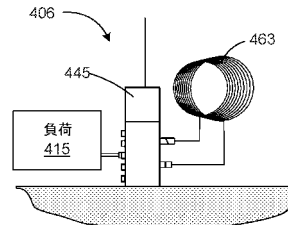


FIG. 27B

【図 28 A】

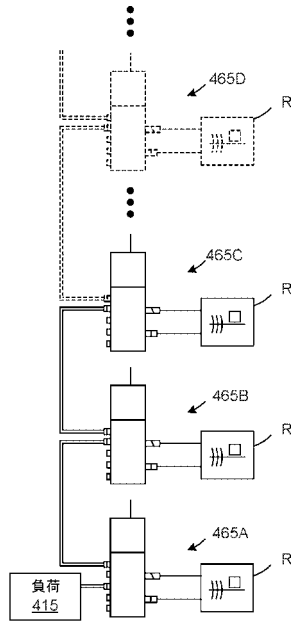


FIG. 28A

【図 28 B】

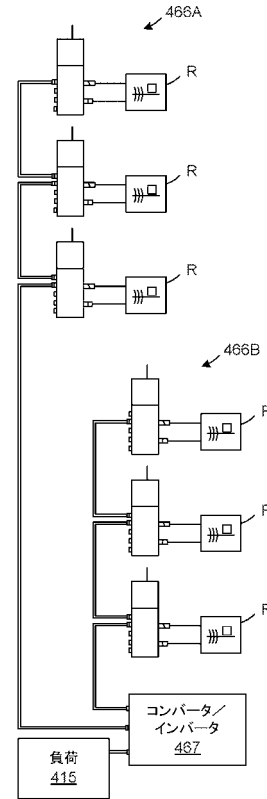


FIG. 28B

【図 29】

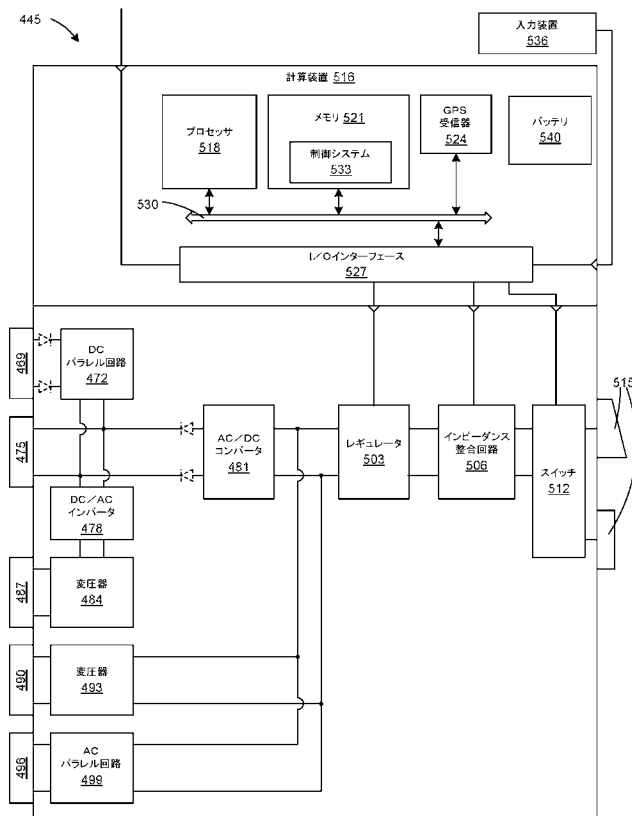


FIG. 29

【図 30】

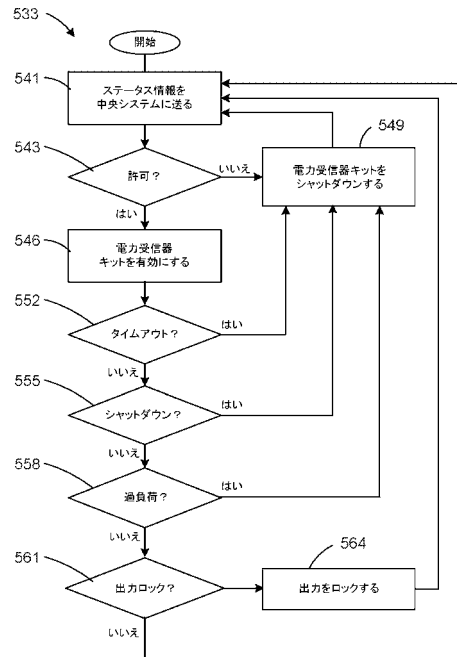


FIG. 30

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2016/047344

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER INV. H02J50/00 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) H02J		
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) EP0-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	US 2014/252886 A1 (CORUM JAMES F [US] ET AL) 11 September 2014 (2014-09-11)	1,2,5-7, 10,11,13
Y	figures 3,5,6,7,9,12	3,4,8,9, 12,14,15
Y	US 2014/306057 A1 (CASSE LAURENT [FR] ET AL) 16 October 2014 (2014-10-16) paragraph [0028]; figures 1a, 2	3,4
Y	US 6 450 133 B1 (BERNARD PIERRE [CA] ET AL) 17 September 2002 (2002-09-17) figure 1	8,9
Y	US 2013/064311 A1 (TURNER JANICE EMILY [GB] ET AL) 14 March 2013 (2013-03-14) paragraph [0016]; figure 1	12
	-/--	
☒ 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		Date of mailing of the international search report
26 January 2017		08/02/2017
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
		Ramcke, Ties

1

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2016/047344

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 2015/207335 A1 (MADAWALA UDAYA KUMARA [NZ] ET AL) 23 July 2015 (2015-07-23) paragraph [0111]; figure 4a -----	14,15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/US2016/047344

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2014252886	A1	11-09-2014	NONE
US 2014306057	A1	16-10-2014	CA 2908457 A1 16-10-2014 EP 2984704 A1 17-02-2016 US 2014306057 A1 16-10-2014 WO 2014166936 A1 16-10-2014
US 6450133	B1	17-09-2002	NONE
US 2013064311	A1	14-03-2013	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
US 2015207335	A1	23-07-2015	CN 104838578 A 12-08-2015 EP 2891242 A1 08-07-2015 JP 2015527048 A 10-09-2015 KR 20150103651 A 11-09-2015 US 2015207335 A1 23-07-2015 WO 2014035260 A1 06-03-2014

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

(74)代理人 100115071

弁理士 大塚 康弘

(74)代理人 100112508

弁理士 高柳 司郎

(74)代理人 100116894

弁理士 木村 秀二

(74)代理人 100130409

弁理士 下山 治

(74)代理人 100199277

弁理士 西守 有人

(72)発明者 コルム, ジェームス, エフ.

アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 コルム, ケネス, エル.

アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 ミラー, マイケル, ダブリュー.

アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 カールトン, ジュニア., ポール, ケンダル

アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 ダウレリオ, マイケル, ジェイ.

アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35